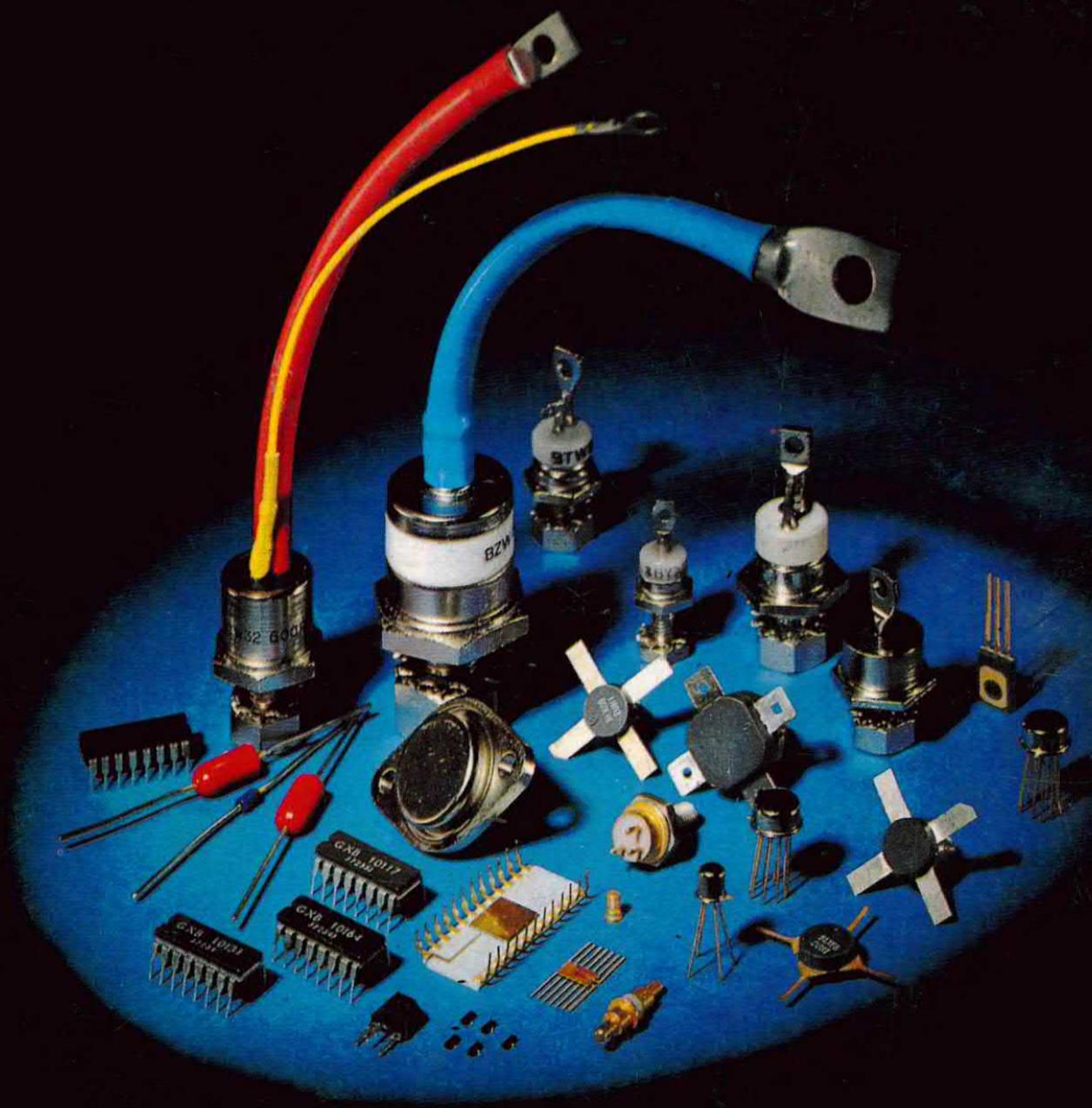


ELETRONICA

NUOVA

HANDBOOK



NUOVA ELETTRONICA

HANDBOOK

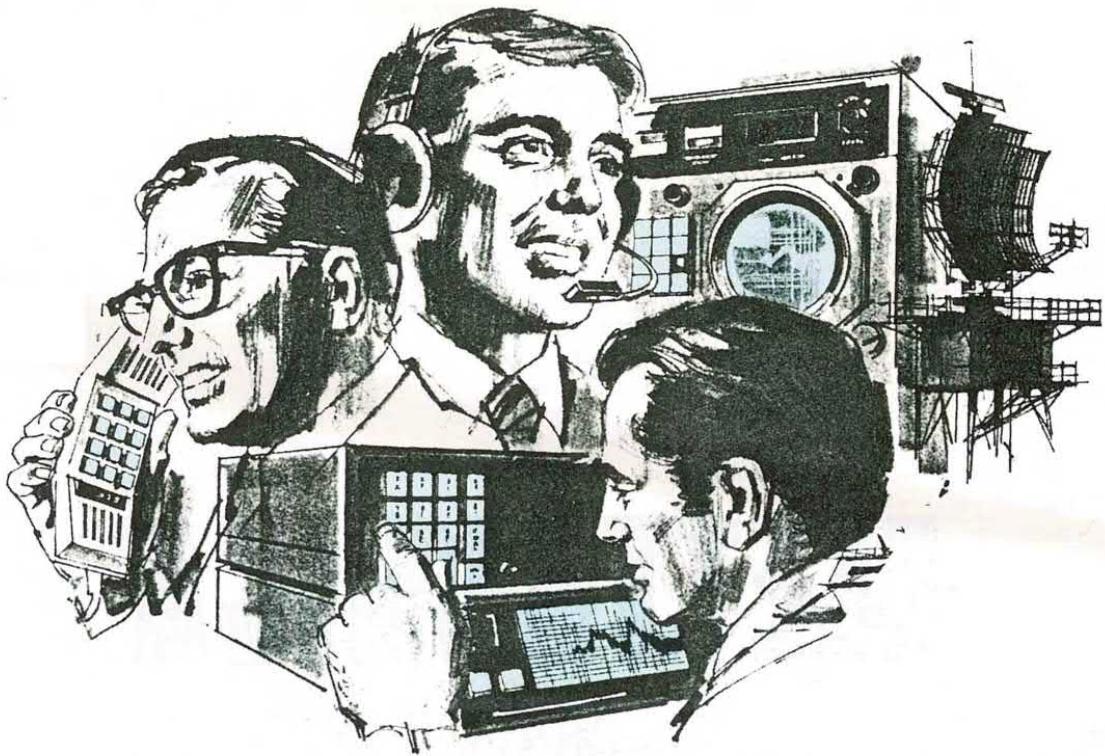
Direzione Editoriale
Rivista NUOVA ELETTRONICA
Via Cracovia n.19
40139 BOLOGNA (Italia)

Autore MONTUSCHI GIUSEPPE

3ª RISTAMPA 1996

DIRITTI D'AUTORE

Tutti i diritti di riproduzione, traduzione totale o parziale degli articoli - disegni pubblicati in questo volume sono riservati. La protezione dei diritti d'Autore è estesa a norma di Legge e a norma delle Convenzioni Internazionali a tutti i Paesi.



Ad un vecchio saggio cinese fu chiesto quale fosse l'azione più nobile che avesse compiuto nella sua vita. Questi rispose:

"L'azione più nobile che ho fatto è stata quella di insegnare ai giovani tutto quello che sapevo, spiegando con semplici esempi che quanto la teoria afferma raramente è sufficiente nella vita pratica."

Anche noi siamo del parere che per insegnare ai giovani, che con tanto entusiasmo, ma scarsa preparazione pratica-teorica, desiderano conoscere tutti i **segreti** dell'elettronica, occorrono persone competenti, che abbiano passato molti anni in laboratorio e che sappiano spiegare in modo semplice anche gli argomenti più difficili, non dimenticando di sottolineare che esiste sempre una differenza tra la teoria e la pratica.

Come avrete notato, i pochi e costosi libri che si trovano in commercio oltre ad usare un linguaggio per lo più incomprensibile, vengono corredati di complesse formule che complicano la lettura anziché semplificarla e fanno perdere qualsiasi interesse verso il mondo dell'elettronica.

Tanto per portarvi un esempio, riportiamo quanto scritto in un libro costato 180.000 lire, nel capitolo dedicato agli **oscillatori a quarzo**:

"Gli oscillatori a quarzo sono caratterizzati da una grande stabilità perché la differenza di potenziale alternata applicata ai capi del quarzo determina una deformazione longitudinale della piastrina che crea delle vibrazioni intorno alla frequenza di risonanza con una curva d'impedenza molto ripida. Si fa presente che una forza meccanica applicata in opportuna direzione fa nascere una carica sulla superficie del materiale medesimo, vedi schema elettrico fig.X1/12."

Possiamo assicurarvi che lo schema riportato in tale figura è puramente teorico, quindi funzionerà sulla **carta**, ma non in pratica.

In un altro brano preso da un libro dedicato ai **Filtri Cross-Over**, che avrebbe la pretesa di insegnare come costruirsi da soli un filtro, l'argomento viene affrontato con queste incomprensibili frasi:

"I filtri Cross-Over esprimono la fase dell'impedenza, che congiunta al valore angolare dell'arco della tangente immaginaria può assumere valori positivi o negativi, di conseguenza, la corrente circolante può assumere una reattanza induttiva o capacitiva. In definitiva per valutare le prestazioni elettriche del dispositivo e calcolare i ritardi temporali, una volta fatte le debite trasposizioni, si dovranno usare le seguenti formule."

$$|z_{in}| = \sqrt{\left(\frac{RX_L^2}{R^2 + X_L^2}\right)^2 + \left[\frac{R^2(X_C - X_L) + X_C X_L^2}{R^2 + X_L^2}\right]^2}$$

$$\frac{Z_{out}}{Z_{in}} = \sqrt{\frac{R^2 X_L^4 + R^4 X_L^2}{R^2 X_L^4 + R^4 (X_C - X_L)^2 + X_C^2 X_L^4 + 2R^2 (X_C - X_L) X_C X_L^2}}$$

Poiché libri come questi non sono di aiuto a coloro che vorrebbero divertirsi e nel frattempo accrescere le loro conoscenze tecniche, la rivista Nuova Elettronica ha deciso di pubblicare questo **Handbook** per farvi comprendere che l'elettronica non è poi così difficile come molti la descrivono.

Vorremmo inoltre far presente che per diventare **esperti** in elettronica non basta la sola teoria, ma occorre fare molta pratica, cioè bisogna prendere in mano il saldatore ed iniziare a montare qualche semplice circuito per passare gradualmente ai più difficili, perché solo così si scoprirà quale differenza esiste tra la teoria e la pratica.

Se inizialmente non riuscite a far funzionare qualche progetto, non scoraggiatevi perché **non sempre** è colpa vostra. Infatti su molte pubblicazioni appaiono progetti che nemmeno un **esperto tecnico** riuscirebbe a far funzionare, immaginiamoci poi un principiante.

Scegliendo un qualsiasi progetto pubblicato sulla rivista Nuova Elettronica non correrete mai questo pericolo, perché i nostri schemi non vengono studiati solo sulla carta, ma montati e collaudati.

Se non riuscite a far funzionare nemmeno questi, potrete sempre spedirli al nostro laboratorio e li riavrete indietro riparati e perfettamente funzionanti con indicato l'**errore** che avevate involontariamente commesso in fase di montaggio.

Nel nostro **Handbook** troverete validi schemi ed anche tutte quelle soluzioni teorico-pratiche che cerchereste inutilmente negli altri manuali, pertanto siamo convinti che questo **Handbook** verrà molto apprezzato da tutti, hobbisti, tecnici ed ingegneri.

Dobbiamo fare un'ultima ed importante precisazione.

Sfogliando questo **Handbook** noterete che le **formule** da noi riportate sono totalmente diverse da quelle che potreste trovare in tutti gli altri libri di testo, perché le nostre sono **formule pratiche**.

Poiché qualcuno potrebbe dubitare della loro validità, prima di criticarle vi chiediamo di provarle e scoprirete che queste vi forniranno quegli esatti valori richiesti da ogni circuito per funzionare.

Per farvi comprendere la differenza che esiste tra una formula **pratica** ed una **teorica**, possiamo portarvi qualche esempio.

Se chiedessimo quanto tempo è necessario per percorrere in auto una distanza di **60 chilometri** ad una velocità di **120 Km/ora**, tutti risponderebbero **mezz'ora**.

In **teoria** questo è il tempo esatto, ma se effettuerete una prova **pratica**, vi accorgete che occorre un tempo maggiore, perché applicando la formula **teorica** non avete tenuto conto che nei primi **cento metri** si procede a soli **50 Km all'ora**, che ancora si possono trovare dei **semafori rossi** e che spesso occorre **rallentare** per l'eccessivo traffico.

Chi vuole conoscere il tempo reale che si impiega per percorrere questi chilometri, deve tenere presente tutti questi fattori che subentrano a modificare la **formula** teorica.

Ancora, se vi forniamo la formula teorica per calcolare l'arcata di un ponte in grado di sostenere un peso massimo di **200 quintali**, e la usate senza tener conto delle tolleranze dei materiali e di tutti i possibili imprevisti, il ponte dopo breve tempo crollerà.

Infatti anche collocando ai lati del ponte un cartello di avvertimento con indicato "**massima portata 200 quintali**", se non avete considerato che dai due lati opposti potrebbero entrare contemporaneamente due camion con un peso di **200 quintali** cadauno, il ponte non reggerà al peso perché nel calcolo teorico non si era tenuto conto di questo imprevisto.

Nel calcolo **pratico** non si dovrebbe dimenticare che, oltre al peso dei due camion, in inverno può **sommarsi** anche quello di un abbondante strato di neve.

Lo stesso avviene in campo elettronico dove non si possono applicare le **formule teoriche** senza considerare le tolleranze delle resistenze, dei condensatori o le capacità parassite del cablaggio.

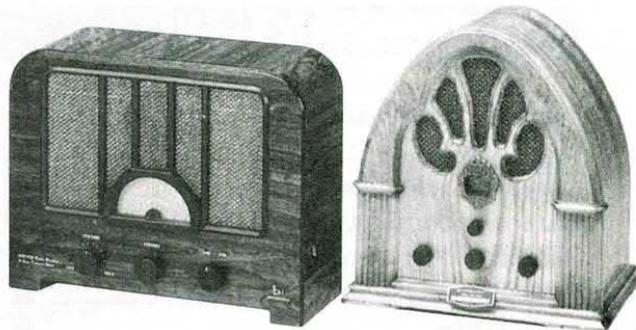
Le **formule pratiche** raccolte in questo **Handbook** tengono conto di tutte queste "varianti incognite".

Vogliamo pertanto sperare che questo Handbook risulti per voi un compagno fedele ed affidabile al quale poter ricorrere ogniqualvolta dovrete risolvere un qualsiasi problema teorico-pratico.

il Direttore G. MONTUSCHI

SOMMARIO

Calendario TECNOLOGICO	6	Conoscere i DIODI SCR e TRIAC	192
Legge di OHM	8	Conoscere i DISPLAY	204
Codice delle RESISTENZE	12	DECODIFICHE per DISPLAY	206
Codici dei CONDENSATORI	20	Conoscere i FLIP-FLOP	212
RADDRIZZATORI per tensioni AC	24	TUTTO sui diodi LASER	226
DUPLICARE TRIPLICARE una tensione	28	PUNTATORE LASER da 5 milliWatt	233
I diodi ZENER	34	TESTER OTTICO per diodi LASER	242
DIAMETRO filo RAME e CORRENTI	38	FOSFORI per tubi CATODICI	247
TAVOLA verità porte TTL e C/MOS	40	Interfacce ANTIRIMBALZO	248
PILE e loro CARATTERISTICHE	44	Amplificatori OPERAZIONALI	254
FREQUENZE delle note MUSICALI	48	FILTRI per BASSA FREQUENZA	298
RAGGI ultravioletti - infrarossi	50	FILTRI CROSS-OVER	320
Diodi all'INFRAROSSO	52	Potenza SONORA BF	334
ISOBARICHE e pressione ATMOSFERICA	54	Applicazioni con NE.555	338
Gradi TEMPERATURA	56	Linguaggio ESADECIMALE e BINARIO	372
Misure INGLESÌ	58	PARABOLE TV	386
UNITA' di misura in dB	60	CONNETTORI per RADIOFREQUENZA	408
UNITA' di misura in dBmicrovolt	66	Collegare un BNC-PL-N	409
UNITA' di misura in dBWatt	68	CAVI coassiali 75 ohm	410
UNITA' di misura in dBmilliwatt	72	CAVI coassiali 52 ohm	411
INDUTTANZE e CAPACITA'	78	ATTENUATORI resistivi	412
REATTANZA induttiva - capacitiva	80	FILTRI per RADIOFREQUENZA	416
L'OSCILLOSCOPIO come frequenzimetro	86	NUCLEI toroidali per RF	424
Rifasamento motori ELETTRICI	88	PRESE SCART e RS.232	429
Radiazioni NUCLEARI	90	OSCILLATORI con TTL e C/MOS	430
Pesi SPECIFICI	96	Commutatori BINARI e DECIMALI	435
Pesi ATOMICI	97	OSCILLATORI digitali QUARZATI	436
Intensità ONDE SISMICHE	98	VFO = OSCILLATORI per RF	444
SISTEMA solare e CIELO stellato	102	Caratteristiche MEDIE FREQUENZE	457
I CIRCUITI della FORMULA 1	104	VFO con DIODI VARICAP	458
NUMERO GIRI motori a SCOPPIO	106	OSCILLATORI QUARZATI per RF	464
RUMORE in DECIBEL	107	OSCILLATORI XTAL in 5° armonica	478
CARTA logaritmica	108	VFO da 40 milliW. MODULATO in FM	488
VELOCITA' del SUONO	116	Carico ANTIINDUTTIVO 120 Watt	497
Simboli MATEMATICI	116	ADATTATORI d'impedenza per RF	498
TAVOLA dei FUSI ORARI	117	Onde stazionarie SWR-ROS	514
Tutto sui FOTOACCOPIATORI	118	DIVISORI DIGITALI	518
Conoscere i TRANSISTOR	130	GAL-PAL-EPROM-FIFO-RAM	539
Conoscere i MOSFET	142	FILTRI ceramici MURATA	542
Conoscere i FET o JFET	152	Codici QSO per RADIOAMATORI	547
Conoscere i GaAsfet	162	Frequenze per RADIOAMATORI	548
Contenitori dei TRANSISTOR	167	Frequenze CITIZEN-BAND	549
Conoscere gli UJT	168	Codice MORSE e sigle OM	550
Conoscere i transistor IGBT	174	La SINTESI di FREQUENZA	552
Le VALVOLE TERMOIONICHE	178	Indice per Argomenti	593

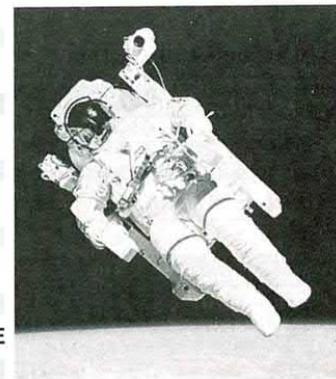


CALENDARIO TECNOLOGICO

- 1775 = FRANKLIN inventò il parafulmine
- 1785 = COULOMB formulò la legge che prese il suo nome
- 1790 = GALVANI scoprì l'elettricità galvanica
- 1800 = VOLTA inventò la Pila
- 1820 = OERSTED scoprì l'elettromagnetismo
- 1821 = AMPERE formulò la legge dell'elettrodinamica
- 1821 = FARADAY scoprì gli effetti elettrolitici dell'elettricità
- 1827 = OHM formulò la legge che prese il suo nome
- 1831 = FARADAY scoprì l'induzione elettromagnetica
- 1833 = FARADAY formulò la legge sull'elettrolisi elettrolitica
- 1835 = MORSE inventò il telegrafo e il relativo codice
- 1838 = DOPPLER scoprì l'effetto frequenza/velocità
- 1841 = JOULE formulò l'equazione sugli effetti termici
- 1852 = WHEATSTONE inventò il relè
- 1854 = KELVIN presentò la scala assoluta sulle temperature
- 1856 = SIEMENS presentò il primo indotto a doppio T
- 1857 = GOBEL inventò la lampadina a filamento di carbone
- 1860 = PLANTÈ inventò la batteria al piombo
- 1862 = MAXWELL formulò le equazioni sul flusso magnetico
- 1866 = SIEMENS presentò la prima dinamo autoeccitata
- 1876 = HUGHES inventò il microfono a carbone
- 1878 = EDISON inventò la lampadina con filamento di platino
- 1878 = EDISON inventò il fonografo a cilindro
- 1884 = NIPKOW inventò il disco per trasmissioni immagini
- 1885 = PACINOTTI presentò il suo anello utilizzato su dinamo e motori
- 1886 = FERRARIS inventò il campo magnetico rotante
- 1887 = BERLINER presentò il grammofono a disco
- 1888 = HERTZ scoprì le onde elettromagnetiche
- 1889 = DOLIWO & DOBROWOLSKI inventarono il motore trifase
- 1891 = TESLA presentò il suo trasformatore ad alta tensione
- 1892 = LORENZ formulò la sua teoria degli elettroni
- 1892 = AUER inventò la lampadina con filamento di tungsteno



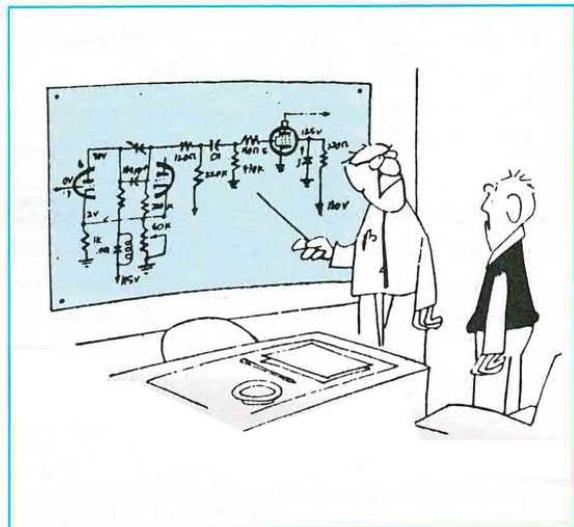
1895 = ROENTGEN scoprì i raggi X
 1896 = MARCONI inventò il telegrafo senza fili
 1897 = Prima trasmissione telegrafica attraverso la Manica
 1897 = BRAUN KARL inventò il tubo a raggi catodici
 1899 = RUTHERFORD & WILLARD scoprirono i raggi alfa-beta-gamma
 1902 = COOPER presentò il raddrizzatore a vapori di mercurio
 1904 = FLEMING inventò il primo diodo termoionico
 1905 = Esperimenti di rivelazione dei segnali radio con diodi a cristallo
 1907 = FOREST inventò il primo triodo termoionico
 1912 = Appaiono i primi ricevitori a valvola a reazione
 1913 = Prima trasmissione senza fili con l'America
 1913 = MEISSNER presentò i primi circuiti a reazione con le valvole
 1914 = In USA venne costituita l'A.R.R.L (American Radio Relay League)
 1914 = Inizio delle trasmissioni radio da parte di RADIOAMATORI
 1915 = Invenzione del tetrodo termoionico da parte di SCHOTTKY
 1917 = LEVY (austriaco) inventò i ricevitori supereterodina
 1921 = Prima trasmissione transatlantica da parte di RADIOAMATORI
 1923 = Anno d'inizio delle trasmissioni radio sulle Onde Medie e Lunghe
 1924 = Entra in funzione a Roma la prima emittente radiofonica
 1925 = Entrano in funzione le emittenti radiofoniche di Milano e Napoli
 1926 = Invenzione del primo diodo raddrizzatore ad ossido di rame
 1927 = Viene costituita l'E.I.A.R (Ente Italiano Audizioni Radiofoniche)
 1927 = Viene costituita l'A.R.I (Associazione Radiotecnica Italiana)
 1930 = ASTIN & CURTISS progettano le prime radiosonde
 1932 = BRAUN WERNHER costruì in Germania il primo missile
 1934 = JOLIOT & CURIE scoprirono la radioattività
 1934 = In Germania KUHNOLD iniziò i primi esperimenti sul Radar
 1935 = Anno in cui presero inizio in U.S.A le prime prove TELEVISIVE
 1941 = Anno in cui fu presentato il primo COMPUTER a valvole
 1941 = Anno in cui fu scoperto il principio fisico dei transistor
 1945 = Anno d'inizio degli esperimenti sui transistor alla BELL TELEPHONE
 1947 = Studi sulle giunzioni PN-NP da parte di WELKER
 1948 = Apparizione sul mercato dei primi transistor al germanio
 1949 = EINSTEIN presentò la sua teoria spazio/tempo
 1949 = Invenzione del Transistor a giunzione da parte di SCHOCKLEY
 1949 = NUOVA ELETTRONICA iniziò a pubblicare progetti radio su riviste
 1955 = NUOVA ELETTRONICA progetta il 1° kit di supereterodina a transistor
 1956 = Compaiono sul mercato i primi circuiti integrati
 1957 = I russi lanciano nello spazio SPUTNIK I° e SPUTNIK II°
 1958 = Gli americani lanciano nello spazio ESPLORER I° e VANGUARD I°
 1960 = Viene lanciato nello spazio PIONEER V° per prove di trasmissione
 1961 = Viene lanciato nello spazio il satellite OSCAR I° per radioamatori
 1962 = In USA viene lanciato il 1° satellite per TV e telecomunicazioni
 1963 = Presentazioni in Europa del sistema televisivo a colori PAL
 1963 = Appare in commercio il primo transistor a FET
 1968 = Viene lanciato il satellite TV ASTRA per il servizio Europeo
 1969 = NEAL ARMSTRONG mette piede sulla LUNA
 1969 = NUOVA ELETTRONICA appare in edicola con i suoi progetti in Kit
 1971 = HOFF realizzò il primo microprocessore per computer
 1978 = Arriva in Europa il primo personal computer
 1979 = Appaiono i primi compact-disk



LEGGE di OHM

Anche se la maggior parte di noi conosce e sa correttamente usare la “**Legge di Ohm**”, non dobbiamo dimenticare che ci sono molti giovani alle prime armi che pur conoscendo l’esistenza di questa legge non sanno utilizzarla nella pratica in modo da ricavarne il maggior vantaggio possibile.

Le formule che riportiamo, complete di esempi, potranno servire inoltre come promemoria per risolvere tutti quei piccoli problemi che si presentano giornalmente in campo elettronico.



Volt conoscendo Amper e Ohm

$$\begin{aligned} \text{Volt} &= \text{Ohm} \times \text{Amper} \\ \text{Volt} &= (\text{Ohm} \times \text{milliAmper}) : 1.000 \\ \text{Volt} &= \text{Kiloohm} \times \text{milliAmper} \end{aligned}$$

Volt conoscendo Watt e Ohm

$$\begin{aligned} \text{Volt} &= \sqrt{\text{Watt} \times \text{Ohm}} \\ \text{Volt} &= \sqrt{(\text{milliWatt} \times \text{Ohm})} : 31,622 \\ \text{Volt} &= \sqrt{\text{milliWatt} \times \text{Kiloohm}} \\ \text{mV} &= \sqrt{\text{milliWatt} \times \text{Ohm}} \times 31,622 \end{aligned}$$

Volt conoscendo Watt e Amper

$$\begin{aligned} \text{Volt} &= \text{Watt} : \text{Amper} \\ \text{Volt} &= (\text{Watt} : \text{milliAmper}) \times 1.000 \\ \text{Volt} &= (\text{milliWatt} : \text{Amper}) : 1.000 \\ \text{Volt} &= \text{milliWatt} : \text{milliAmper} \end{aligned}$$

Amper conoscendo Volt e Ohm

$$\begin{aligned} \text{Amper} &= \text{Volt} : \text{Ohm} \\ \text{Amper} &= (\text{Volt} : \text{Kiloohm}) : 1.000 \\ \text{Amper} &= (\text{milliVolt} : \text{Ohm}) : 1.000 \\ \text{milliAmper} &= (\text{Volt} : \text{Ohm}) \times 1.000 \end{aligned}$$

Amper conoscendo Watt e Ohm

$$\begin{aligned} \text{Amper} &= \sqrt{\text{Watt} : \text{Ohm}} \\ \text{Amper} &= \sqrt{(\text{Watt} : \text{Kiloohm})} : 31,622 \\ \text{Amper} &= \sqrt{(\text{milliWatt} : \text{Ohm})} : 31,622 \\ \text{milliAmper} &= \sqrt{(\text{Watt} : \text{Ohm})} \times 1.000 \end{aligned}$$

Amper conoscendo Watt e Volt

$$\begin{aligned} \text{Amper} &= \text{Watt} : \text{Volt} \\ \text{Amper} &= \text{milliWatt} : \text{milliVolt} \\ \text{Amper} &= (\text{milliW} : \text{Volt}) : 1.000 \\ \text{milliAmper} &= (\text{Watt} : \text{Volt}) \times 1.000 \end{aligned}$$

Ohm conoscendo Volt e Amper

$$\begin{aligned} \text{Ohm} &= \text{Volt} : \text{Amper} \\ \text{Ohm} &= (\text{Volt} : \text{milliAmper}) \times 1.000 \end{aligned}$$

Ohm conoscendo Volt e Watt

$$\text{Ohm} = (\text{Volt} \times \text{Volt}) : \text{Watt}$$

Ohm conoscendo Amper e Watt

$$\begin{aligned} \text{Ohm} &= \text{Watt} : (\text{Amper} \times \text{Amper}) \\ \text{Ohm} &= [\text{Watt} : (\text{mA} \times \text{mA})] \times 1.000.000 \\ \text{Ohm} &= (\text{mW} : 1.000) : (\text{Amper} \times \text{Amper}) \end{aligned}$$

Watt conoscendo Volt e Amper

$$\begin{aligned} \text{Watt} &= \text{Volt} \times \text{Amper} \\ \text{Watt} &= (\text{milliVolt} \times \text{Amper}) : 1.000 \\ \text{Watt} &= (\text{Volt} \times \text{milliAmper}) : 1.000 \end{aligned}$$

Watt conoscendo Amper e Ohm

$$\begin{aligned} \text{Watt} &= \text{Amper} \times \text{Amper} \times \text{Ohm} \\ \text{Watt} &= \text{Amper} \times \text{Amper} \times \text{Kiloohm} \times 1.000 \end{aligned}$$

Watt conoscendo Volt e Ohm

$$\begin{aligned} \text{Watt} &= (\text{Volt} \times \text{Volt}) : \text{Ohm} \\ \text{Watt} &= (\text{Volt} \times \text{Volt}) : (\text{Kiloohm} \times 1.000) \end{aligned}$$

Formule che utilizzano i milliVolt

$$\begin{aligned} \text{Amper} &= (\text{milliVolt} : \text{Ohm}) : 1.000 \\ \text{Ohm} &= (\text{milliVolt} : \text{Amper}) : 1.000 \\ \text{Watt} &= (\text{milliVolt} \times \text{Amper}) : 1.000 \end{aligned}$$

Formule che utilizzano i milliWatt

$$\begin{aligned} \text{Volt} &= \sqrt{(\text{milliWatt} \times \text{Ohm} : 31,622)} \\ \text{Amper} &= (\text{milliWatt} : \text{Volt}) : 1.000 \\ \text{Ohm} &= (\text{milliWatt} : 1.000) : (\text{Amper} \times \text{Amper}) \end{aligned}$$

Formule che utilizzano i milliAmper

$$\begin{aligned} \text{Volt} &= (\text{Ohm} \times \text{milliAmper}) : 1.000 \\ \text{Watt} &= (\text{Volt} \times \text{milliAmper}) : 1.000 \\ \text{Ohm} &= (\text{Volt} : \text{milliAmper}) \times 1.000 \end{aligned}$$

Formule che utilizzano i Kiloohm

$$\begin{aligned} \text{Volt} &= \text{Kiloohm} \times \text{Amper} \times 1.000 \\ \text{Amper} &= (\text{Volt} : \text{Kiloohm}) : 1.000 \\ \text{Watt} &= \text{Kiloohm} \times \text{Amper} \times \text{Amper} \times 1.000 \end{aligned}$$

ESEMPI

1 = Calcolare la caduta di tensione ai capi di una resistenza da **2.200 ohm** attraverso la quale scorre una corrente di **10 milliAmper** (vedi fig. 1).

$$\begin{aligned} \text{Volt} &= (\text{milliAmper} \times \text{ohm}) : 1.000 \\ (10 \times 2.200) : 1.000 &= 22 \text{ Volt} \end{aligned}$$

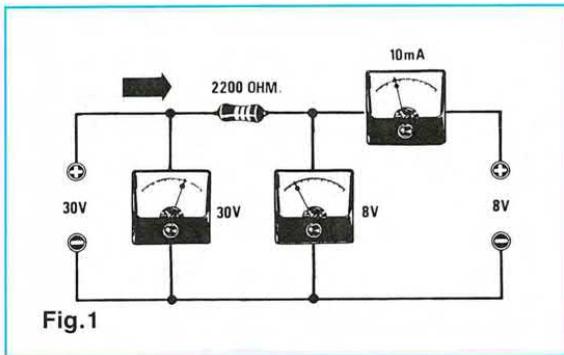


Fig.1

2 = Calcolare un partitore resistivo in grado di fornire ai capi della resistenza **R2** una tensione di **9 volt**, conoscendo il valore della resistenza **R1** che è di **4.700 ohm** e della tensione applicata ai suoi capi che è di **30 volt** (vedi fig.2).

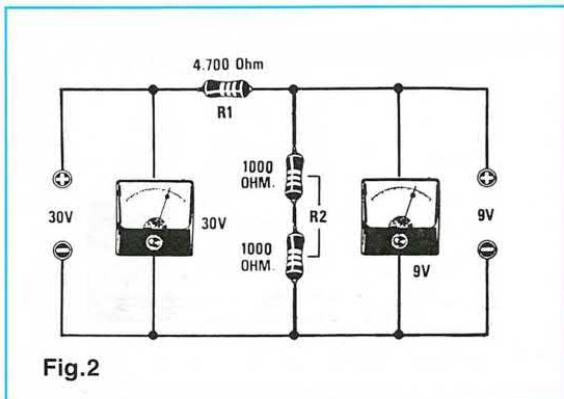


Fig.2

Per calcolare il valore ohmico della resistenza **R2** da applicare in serie alla resistenza **R1** per poter ottenere in uscita una tensione di **9 volt** potremo usare questa formula:

$$\text{R2} = \text{R1} : (\text{Vcc} - \text{Volt uscita}) \times \text{Volt uscita}$$

$$\text{Vcc} = \text{Volt applicati sul partitore R1 + R2}$$

$$\text{Volt uscita} = \text{Volt prelevati ai capi di R2}$$

Come prima operazione sottrarremo ai **volt totali** la tensione che desideriamo ottenere in **uscita**:

$$30 - 9 = 21 \text{ volt di differenza}$$

dopodiché calcoleremo il valore della **R2**:

$$(4.700 : 21) \times 9 = 2.014 \text{ ohm}$$

Questo valore lo potremo ottenere collegando in **serie** due resistenze da **1.000 ohm**.

Per conoscere quale tensione risulterà presente ai capi della resistenza **R2** in un qualsiasi partitore resistivo potremo usare questa formula:

$$\text{Volt ai capi di R2} = \text{Vcc} : (\text{R1} + \text{R2}) \times \text{R2}$$

3 = Calcolare il valore della resistenza da applicare in serie ad un **diodo led** per poterlo alimentare con una tensione di **12 volt** (vedi fig. 3).

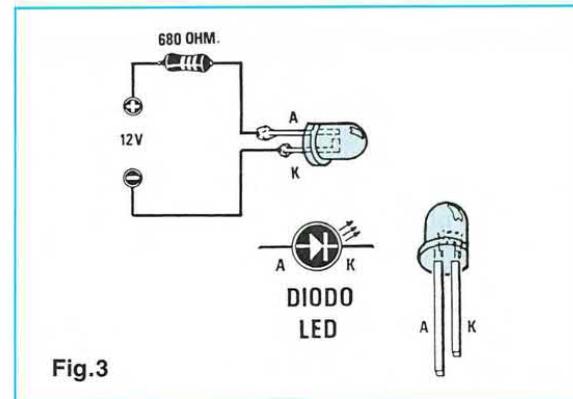


Fig.3

Per ottenere una discreta luminosità conviene far scorrere nel diodo **led** una corrente di circa **15-20 milliAmper**. Prendendo come valore ottimale una corrente di **15 mA**, potremo calcolare il valore della resistenza con la formula :

$$\text{Ohm} = (\text{Volt} : \text{milliAmper}) \times 1.000$$

Di conseguenza il valore di tale resistenza sarà pari a:

$$(10,5 : 15) \times 1.000 = 700 \text{ ohm}$$

In pratica si userà una resistenza di valore standard più prossimo cioè **680 ohm**.

Per rendere il led più **luminoso** potremo usare anche una resistenza di valore minore.

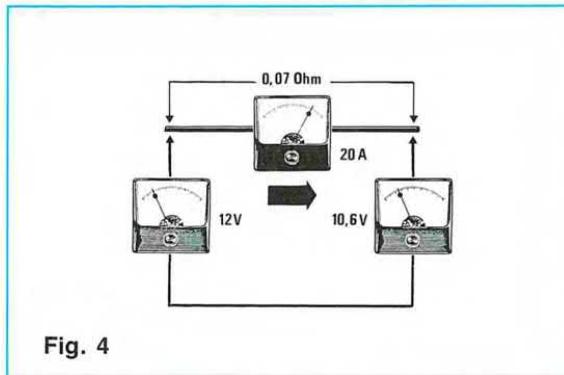
4 = Calcolare la caduta di tensione su un filo di rame che presenta una resistenza di **0,07 ohm**, quando in esso scorre una corrente di **20 Amper** (vedi fig.4).

È sufficiente in questo caso usare la formula:

$$\text{Volt} = \text{Amper} \times \text{Ohm}$$

$$20 \times 0,07 = 1,4 \text{ Volt}$$

Come potrete notare anche con una così bassa resistenza ohmica si ottiene una caduta di tensione di circa **1,4 volt** quindi, nei casi in cui attraverso i cavi da alimentazione passino elevate **correnti**, ricordatevi sempre di utilizzare fili di diametro elevato per ridurre al minimo queste cadute di tensione.



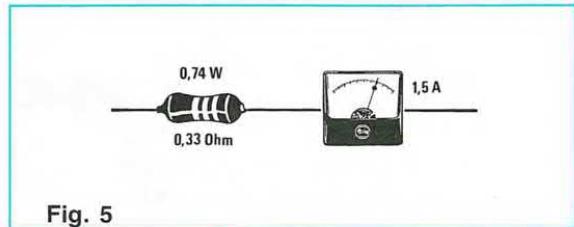
5 = Calcolare la potenza che una resistenza a filo da **0,33 ohm** deve essere in grado di assorbire, nel caso in cui in essa scorra una corrente pari a **1,5 Amper** (vedi fig.5).

In questo caso possiamo usare la formula:

$$\text{Watt} = \text{Amper} \times \text{Amper} \times \text{Ohm}$$

$$1,5 \times 1,5 \times 0,33 = 0,74 \text{ Watt}$$

In pratica bisognerà usare una resistenza di potenza nominale subito superiore al valore calcolato cioè **1 Watt**.



6 = Calcolare la potenza di **picco** che potrà fornire uno stadio finale di BF alimentato con una tensione di **12 Volt** oppure di **20 Volt** e provvisto di un altoparlante da **4 ohm** (vedi fig.6).

Con una tensione di alimentazione di **12 Volt** la tensione di **picco** all'uscita dell'amplificatore potrà raggiungere un massimo di **6 Volt**, mentre con una tensione di alimentazione di **20 Volt** la tensione di **picco** potrà raggiungere un massimo di **10 Volt**.

Nota = Attenzione a non confondere i **Volt di picco** con i **Volt picco/picco**.

Conoscendo l'impedenza ohmica dell'altoparlante collegato all'amplificatore, potremo calcolare i **Watt di picco** utilizzando questa formula:

$$\text{Watt} = (\text{Volt} \times \text{Volt}) : \text{Ohm}$$

quindi avremo:

$$(6 \times 6) : 4 = 9 \text{ Watt di picco}$$

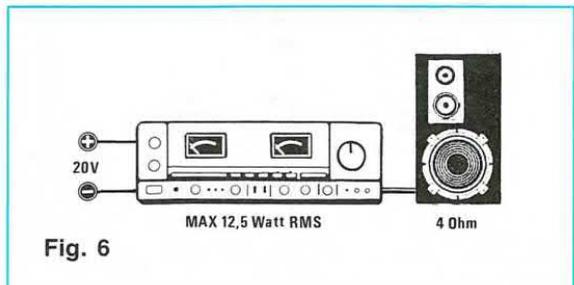
$$(10 \times 10) : 4 = 25 \text{ Watt di picco}$$

Se volessimo conoscere la potenza efficace dovremmo dividere i **Watt di picco** per 2:

$$9 : 2 = 4,5 \text{ Watt efficaci}$$

$$25 : 2 = 12,5 \text{ Watt efficaci}$$

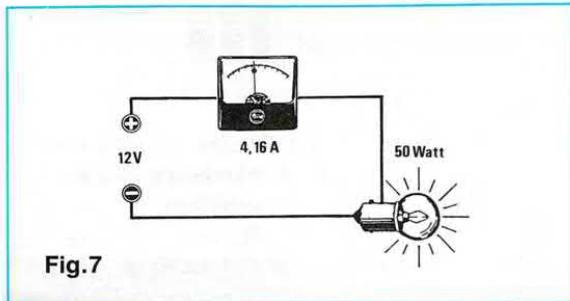
Molte Case costruttrici di amplificatori Hi-Fi traggono in errore gli acquirenti perchè non indicano se la potenza dichiarata è di **picco** o **efficace**. Un acquirente ignaro potrebbe supporre che il primo amplificatore eroghi una potenza **doppia** a quella reale.



7 = Calcolare quanti **Amper** assorbe una lampadina da **50 Watt**, alimentata con una tensione continua di **12 Volt** (vedi fig.7).

$$\text{Amper} = \text{Watt} : \text{Volt}$$

$$50 : 12 = 4,16 \text{ Amper}$$



8 = Calcolare il valore della resistenza da mettere in **serie** ad uno strumento da **100 microAmper** fondo scala, per trasformarlo in un **voltmetro** da **50 Volt** fondo scala (vedi fig.8).

= La prima operazione da eseguire sarà quella di convertire i microAmper in **miliAmper** dividendoli per **1.000**:

$$100 : 1.000 = 0,1 \text{ miliAmper}$$

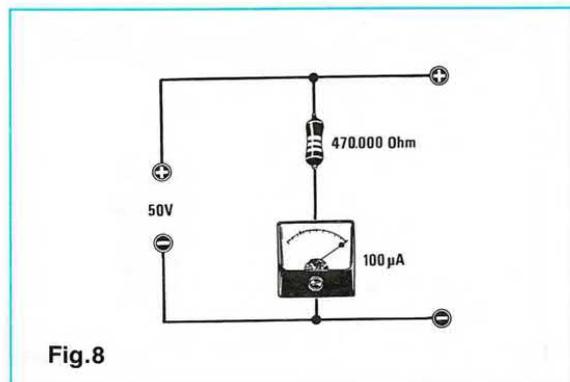
= La seconda operazione da eseguire sarà quella di ricavare il valore degli **ohm** utilizzando la formula :

$$\text{Ohm} = (\text{Volt} : \text{miliAmper}) \times 1.000$$

pertanto avremo :

$$(50 : 0,1) \times 1.000 = 500.000 \text{ ohm}$$

= Poichè nel calcolo non si è tenuto conto della **resistenza interna** dello strumento, il valore della resistenza risulterà leggermente minore di **500.000 ohm**. Per correggere questo **errore** conviene utilizzare una resistenza da **470.000 ohm** con in serie un trimmer da **47.000 ohm**, che tareremo in mo-



do che alimentando il voltmetro con una tensione di **50 volt esatti** l'ago dello strumento si trovi a fondo scala.

9 = Calcolare il valore della resistenza che occorre mettere in **parallelo** ad uno strumento da **1 milliAmper**, per trasformarlo in un **amperometro** in grado di leggere **500 milliAmper** fondo scala (vedi fig.9).

Per poter calcolare il valore di questa resistenza si deve necessariamente conoscere il valore della **resistenza interna** dello strumento, seguendo questo procedimento:

= collegate in serie allo strumento una resistenza da **2.200 ohm** e misurate il valore degli ohm con un tester (preferibilmente digitale).

= poi sottraete al valore appena letto sul tester i **2.200 ohm** della resistenza collegata in serie ed otterrete il valore della resistenza **interna** dello strumento. Questa resistenza da **2.200 ohm** è infatti stata utilizzata al solo scopo di evitare uno spostamento violento dell'ago a fondo scala che potrebbe danneggiare lo strumento.

Disponendo di uno strumento da **1 milliAmper** con una resistenza **interna** di **100 ohm**, dovremo calcolare quale tensione dovrà esserci ai capi dello strumento per ottenere una corrente di **1 milliAmper** usando la formula:

$$\text{Volt} = (\text{Ohm} \times \text{miliAmper}) : 1.000$$

$$(100 \times 1) : 1000 = 0,1 \text{ volt}$$

Ora dovremo calcolare il valore della resistenza da applicare in **parallelo** allo strumento in modo da ottenere ai suoi capi una tensione di **0,1 Volt** quando in essa scorreranno **499 milliAmper**, (**500 mA - 1 mA**) utilizzando la formula:

$$\text{Ohm} = (\text{Volt} : \text{miliAmper}) \times 1.000$$

$$(0,1 : 499) \times 1000 = 0,2 \text{ ohm}$$

Per ottenere questo valore dovremo utilizzare due resistenze da **0,1 ohm** collegate in serie.

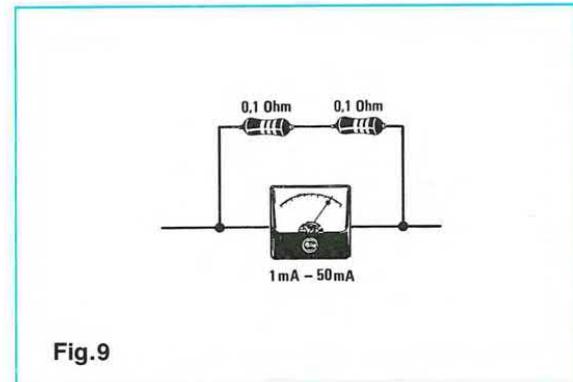


TABELLA N.1

Colore	1° fascia	2° fascia	3° fascia
Nero	0	0	=
Marrone	1	1	0
Rosso	2	2	00
Arancio	3	3	000
Giallo	4	4	0.000
Verde	5	5	00.000
Blu	6	6	000.000
Viola	7	=	=
Grigio	8	=	=
Bianco	9	=	=
Oro	=	=	divide x 10
Argento	=	=	divide x 100

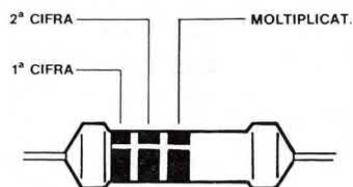


Fig.1 Codice da utilizzare per le resistenze con 3 fasce di colore.

DECIFRARE il valore delle RESISTENZE

In questa tabella sono inclusi i colori ORO e ARGENTO che fino ad ora non avevamo preso in considerazione.

Se in una resistenza troverete in corrispondenza della terza fascia il colore **oro** dovrete **dividere x 10** il numero ricavato con le prime due fasce, quindi questo colore si usa soltanto per valori ohmici compresi tra **1 e 8,2 ohm**.

Esempio = Se sul corpo di una resistenza troviamo i seguenti colori :

Marrone 1 Nero 0 Nero =

il suo valore sarà pari a :

10 ohm.

Se invece troviamo :

Marrone 1 Nero 0 Oro :10

il suo valore sarà pari a :

10 : 10 = 1 ohm.

Esempio = Se sul corpo di una resistenza troveremo questi tre colori :

Grigio 8 Rosso 2 Oro :10

il suo valore sarà di:

82 : 10 = 8,2 ohm.

Se in una resistenza troverete in corrispondenza della terza fascia il colore **argento**, dovrete **dividere x 100** il numero ricavato con le prime due fasce, quindi questo colore si usa soltanto sulle

resistenze da **0,1 - 0,12 - 0,15 - 0,18 - 0,22 - 0,27 - 0,33 - 0,39 - 0,47 - 0,56 - 0,68 - 0,82 ohm**.

Esempio = Se sul corpo di una resistenza troviamo :

Marrone 1 Nero 0 Argento :100

leggeremo :

10 ohm : 100 = 0,1 ohm.

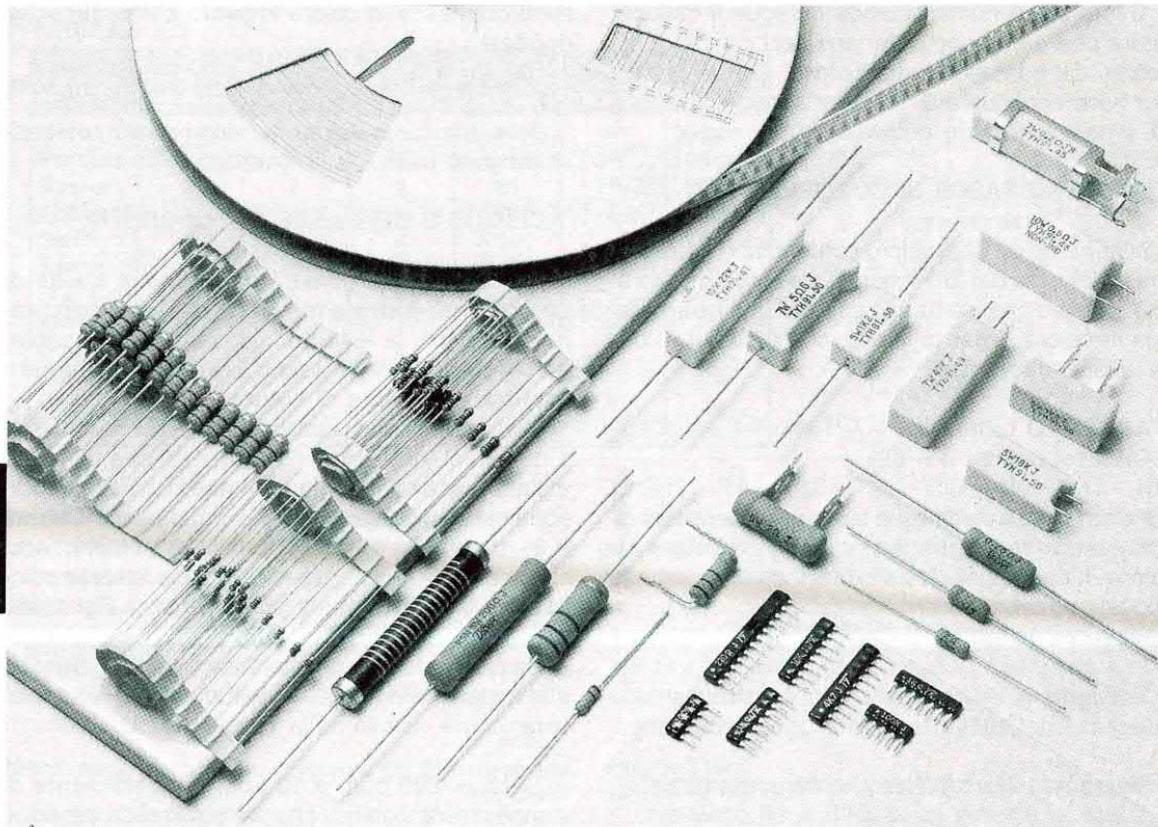
VALORI STANDARD

Ad un principiante si può presentare un secondo problema, cioè come stabilire da quale lato iniziare a leggere queste fasce di colore.

Per risolvere questo problema sarà sufficiente ricordare che i primi **due numeri** di tutte le resistenze **standard** possono avere soltanto questi valori:

- 10 = MARRONE NERO
- 12 = MARRONE ROSSO
- 15 = MARRONE VERDE
- 18 = MARRONE GRIGIO
- 22 = ROSSO ROSSO
- 27 = ROSSO VIOLA
- 33 = ARANCIO ARANCIO
- 39 = ARANCIO BIANCO
- 47 = GIALLO VIOLA
- 56 = VERDE BLU
- 68 = BLU GRIGIO
- 82 = GRIGIO ROSSO

Se si riscontrano dei numeri diversi significa che si sta leggendo la resistenza a rovescio.



Le fasce in **colore** presenti sul corpo di ogni resistenza rappresentano un **codice** che ci permette di determinare con estrema facilità il loro valore **ohmico**.

Ricordare a quali numeri corrispondono i vari colori può comportare qualche difficoltà.

Un sistema molto semplice per rammentare il **numero** da assegnare ad ogni **colore** è quello di suddividerli in **colori caldi** e in **colori freddi**.

COLORI	VALORE	TONALITÀ
NERO	0	CALDA
MARRONE	1	
ROSSO	2	
ARANCIO	3	
GIALLO	4	FREDDA
VERDE	5	
BLU	6	
VIOLA	7	
GRIGIO	8	
BIANCO	9	

Partendo dal più colore più **caldo**, cioè il **nero = 0**, proseguiremo con il colore meno **caldo**, il **marrone = 1**, a cui seguirà il **rosso = 2** e poi l'**arancio = 3**, per giungere al **giallo = 4**.

A questo punto entreremo nella categoria dei colori **freddi** che inizia con il **verde = 5**, poi si passerà al **blu = 6** e così via fino al colore più freddo, il **bianco = 9**.

TRE FASCE DI COLORE

Assegnato un **numero** a questi colori, i **principanti** cominceranno a chiedersi come si possano comporre con solo tre **fasce di colore** numeri quali **1.200 - 150.000 - 1.000.000 ohm**.

Per comprendere come si possano ottenere questi valori dovrete ricordarvi che :

- = le **prime due** fasce vengono utilizzate per definire i primi due numeri significativi,
- = la **terza** fascia viene utilizzata per sapere quanti **zeri** aggiungere, prendendo sempre come riferimento il suo **colore** (vedi fig.1).

Pertanto se l'ultima fascia è **ROSSA**, colore che corrisponde al numero **2**, bisognerà aggiungere **due ZERI**, se invece sarà **GIALLA**, colore che corrisponde al numero **4**, bisognerà aggiungere **quattro ZERI**.

Nella **Tabella N.1** riportiamo i **NUMERI** e gli **ZERI** da assegnare ad ogni **fascia** di colore.

Ai due **primi** numeri standard segue il moltiplicatore che è composto da tanti **zeri** quanti quelli indicati dal corrispondente **colore**. Pertanto il colore **nero** equivale a **0**, il colore **rosso** equivale a **00**, il colore **arancio** equivale a **000**, ecc.

QUATTRO FASCE DI COLORE

Soltanto le resistenze più economiche, cioè con una **tolleranza del 20%**, hanno **tre fasce** di colore.

Quelle più precise hanno sempre una **quarta** fascia in colore **argento** o **oro**, che indica il valore della loro **tolleranza** :

ARGENTO tolleranza +/- 10%

ORO tolleranza +/- 5%

Poichè questi colori sono sempre presenti nell'ultima fascia (vedi fig.2), è ovvio che per leggere il valore di una resistenza s'inizierà sempre dal lato opposto all'oro e all'argento.

Esempio = Una resistenza da **10 ohm** con una tolleranza del **10%** presenterà questi colori :

Marrone 1 Nero 0 Nero = Argento 10%

Una resistenza minore di 10 ohm e con una tolleranza del **5%** sarà contraddistinta da **due fasce** in colore oro, la prima delle quali servirà per **dividere il valore per 10** e la seconda per indicare la **tolleranza**.

Esempio = Una resistenza da **1 ohm** con una tolleranza del **5%** presenterà questi colori :

Marrone 1 Nero 0 Oro :10 Oro 5%

Esempio = Se la resistenza fosse da **0,1 ohm** con tolleranza al **10%**, sul suo corpo sarebbero pre-

senti due fasce in colore **argento** come qui sotto riportato :

Marrone 1 Nero 0 Argento :100 Argento 10%

Dobbiamo far presente che valori ohmici così bassi vengono usati assai raramente.

CINQUE O SEI FASCE DI COLORE

Passando dalle comuni resistenze a quelle di "precisione" a **strato metallico** che non hanno valori **standard**, la lettura si complica leggermente, perchè sul loro corpo vi sono **5** (vedi fig.3) ed in certi casi anche **6 fasce di colore**.

La presenza di questo maggior numero di fasce è dovuta al fatto che tali resistenze, che vengono utilizzate prevalentemente in strumenti di misura, sono caratterizzate da valori alquanto strani, come **9,9 - 101 - 576 - 10.000 - 90.900 - 3.010 ohm** ecc.

Per queste resistenze le **prime tre** fasce in colore stanno ad indicare le prime tre cifre significative, la **quarta fascia** il numero di **zeri** da aggiungere, la **quinta fascia** la tolleranza e la **sesta fascia**, che appare raramente, il **coefficiente di temperatura**, come visibile nella **Tabella N. 3**.

Nota = 200 ppm o 50 ppm di **coefficiente di temperatura** significa che per ogni grado centigrado di variazione della temperatura, il valore ohmico varia di 200 parti o 50 parti su **1 milione**.

Poichè la lettura di queste resistenze è un pò più complessa, vi diciamo che se sul corpo sono presenti **5 fasce**, l'ultimo colore potrà essere soltanto **Verde - Rosso - Marrone**; infatti queste sono le tre uniche **tolleranze** presenti in tale resistenza.

Se invece troviamo **6 fasce** l'ultimo colore potrà essere soltanto **Nero - Marrone - Rosso** e raramente Giallo - Arancio - Blu.

Per le resistenze da **101 - 1.010 - 101.000 ohm** la prima fascia in colore sarà sempre **Marrone** e mai **Verde** o **Rossa**.

TABELLA N.2

Colore	1° fascia	2° fascia	3° fascia	4° fascia
Nero	=	0	=	=
Marrone	1	1	0	=
Rosso	2	2	00	=
Arancio	3	3	000	=
Giallo	4	4	0.000	=
Verde	5	5	00.000	=
Blu	6	6	000.000	=
Viola	7	=	=	=
Grigio	8	=	=	=
Bianco	9	=	=	=
Oro	=	=	divide x 10	5%
Argento	=	=	divide x 100	10%

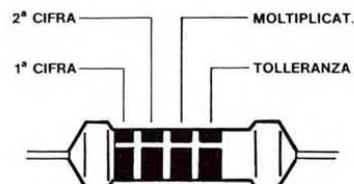


Fig.2 Codice da utilizzare per le resistenze con 4 fasce di colore.

TABELLA N.3

Colore	1° fascia	2° fascia	3° fascia	4° fascia	5° fascia	6° fascia
Nero	=	0	0	=	=	200 ppm
Marrone	1	1	1	0	1%	100 ppm
Rosso	2	2	2	00	2%	50 ppm
Arancio	3	3	3	000	=	15 ppm
Giallo	4	4	4	0.000	=	25 ppm
Verde	5	5	5	00.000	0,5%	=
Blu	6	6	6	000.000	=	10 ppm
Viola	7	7	7	=	=	=
Grigio	8	8	8	=	=	=
Bianco	9	9	9	=	=	=
Oro	=	=	=	dividex10	=	=
Argento	=	=	=	dividex100	=	=

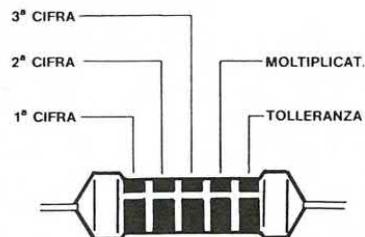


Fig.3 Codice da utilizzare per le resistenze con 5 fasce di colore.

Solo nel caso delle resistenze con una **tolleranza dell'1%** potrebbe presentarsi un problema, in quanto l'ultima fascia è di colore **Marrone**.

In questo caso basterà leggere la resistenza da entrambi i lati e verificare quali valori si ottengono.

Esempio = Ammettiamo di avere una resistenza da **10.600 ohm 1%** che presenti queste fasce in colore :

Marrone 1 Nero 0 Blu 6 Rosso 00 Marrone 1%

Leggendola dal lato sbagliato, cioè dalla **tolleranza**, otterremo **126 ohm 1%**, dunque un valore alquanto strano, mentre leggendola dal lato giusto otterremo un valore di **10.600 ohm**, che risulta più corretto.

In caso di dubbio sarà sufficiente verificare con un ohmetro se il suo valore è più prossimo a **126 ohm** oppure a **10.600 ohm**.

Se la resistenza acquistata è da **90.900 ohm**, è ovvio che dovrà necessariamente iniziare con una prima fascia di colore **Bianco** e mai di colore **Verde - Rosso - Marrone**.

Quando vi sono **6 fasce** in colore l'ultima sarà sempre **Nero - Marrone - Rosso**, preceduta dalla quinta fascia della tolleranza che potrà essere soltanto **Verde - Marrone**.

Poichè di norma si usano sempre tolleranze dello **0,5%** oppure dell'**1%**, il colore **Rosso** si potrà tranquillamente **non considerare**.

RESISTENZE A FILO

Sebbene per queste resistenze il valore in ohm venga indicato con un **numero**, è facile incorrere in errori di decifrazione poichè non tutte le Industrie seguono una regola ben precisa.

Quando sul corpo di tali resistenze troviamo scritto **0.12 - 0.1 - 4.7 - 10 ohm** non vi è alcun problema per decifrarle, ma quando troviamo stampiglia-

to **R01 - R1 - R10 - R15 - 10R - 1R0 - 4R7 - 10R** le cose si complicano e si cominciano a commettere degli **errori** di lettura, perchè nessuno ha mai spiegato il significato della lettera **R**.

Per decifrare questi valori basterà ricordare che se la lettera **R** si trova all'inizio del numero, sostituisce il numero **0**, (zero virgola), mentre se è inserita tra due numeri va considerata sempre come una semplice **virgola**.

Esempio = Se sopra due resistenze troviamo stampigliato **R1** e **R10**, sapendo che la lettera **R** equivale a **0**, otterremo :

0,1 e 0,10 ohm

pertanto queste resistenze anche se siglate in modo diverso sono entrambe da **0,1 ohm**.

Esempio = Se troviamo stampigliato su una resistenza **4R7**, quale sarà il suo esatto valore?

Sapendo che la **R** posta tra due numeri equivale ad una **virgola**, dovremo leggere **4,7 ohm**.

Esempio = Se troviamo stampigliato **R01**, la resistenza avrà un valore ohmico pari a **0,01 ohm**.

RESISTENZE IN PARALLELO

La seguente formula ci permette di conoscere il valore ohmico che si ottiene collegando due resistenze in **parallelo** (vedi fig.4):

$$\text{Ohm} = (R1 \times R2) : (R1 + R2)$$

Esempio = Se ad una resistenza da **1.200 ohm** applichiamo in parallelo una resistenza da **560 ohm** otterremo un valore pari a:

$$(1.200 \times 560) : (1.200 + 560) = 381,81 \text{ ohm}$$

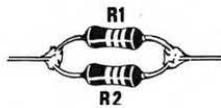


Fig.4 Applicando in parallelo due resistenze di diverso valore ohmico si otterrà un valore pari a:

$$\text{Ohm} = (R1 \times R2) : (R1 + R2)$$

Per poter calcolare la resistenza che dovremo applicare in parallelo ad una resistenza **conosciuta** per ottenere un valore precedentemente stabilito, potremo utilizzare la formula:

$$R2 = (R1 \times RX) : (R1 - RX)$$

dove:

R2 = è la resistenza da applicare in parallelo a R1

R1 = è la resistenza di valore noto

RX = è il valore che vogliamo ottenere

Nota = Se il valore di RX è minore di R1, dovremo fare RX-R1

Esempio = Abbiamo una resistenza **R1** da **560 ohm** e vorremmo conoscere quale valore di **R2** applicargli in parallelo per ottenere un valore ohmico **RX** di **500 ohm**:

$$(560 \times 500) : (560 - 500) = 4.666 \text{ ohm}$$

Poiché il valore **standard** più prossimo a **4.666** è **4.700 ohm** potremo controllare quale valore otterremo usando questo valore standard:

$$(560 \times 4.700) : (560 + 4.700) = 500,38 \text{ ohm}$$

Per ottenere un valore di **500 ohm** sarà sufficiente collegare in parallelo due resistenze da **1.000 ohm**.

WATT dissipazione di un PARALLELO

Applicando in **parallelo** due resistenze di identico valore si **dimezza** il loro valore ohmico, ma si **raddoppia** la potenza.

Pertanto se applichiamo in parallelo due resistenze da **1.000 ohm 1/2 watt**, otterremo in pratica un valore totale di **500 ohm 1 watt**.

Applicando in parallelo due resistenze di valore notevolmente diverso, ad esempio **560 ohm 1/2 watt** e **4.700 ohm 1 watt**, dobbiamo considerare come valida la potenza della resistenza di valore ohmico **minore**, cioè **1/2 watt**.



Fig.5 Applicando in serie due resistenze di diverso valore ohmico si otterrà un valore pari a:

$$\text{Ohm} = R1 + R2$$

RESISTENZE IN SERIE

Per poter conoscere il valore ohmico che si ottiene applicando due resistenze in **serie** (vedi fig.5), si potrà utilizzare la seguente formula:

$$\text{Ohm} = R1 + R2$$

Esempio = Se applichiamo in serie una resistenza da **470 ohm** con una da **220 ohm** otterremo un valore di:

$$470 + 220 = 690 \text{ ohm}$$

Applicando in serie tre resistenze, una da **10.000 ohm** una da **220 ohm** ed una da **33 ohm**, si otterrà un valore ohmico pari alla **somma** delle tre resistenze:

$$10.000 + 220 + 33 = 10.253 \text{ ohm}$$

Tenete sempre presente che le resistenze hanno una tolleranza del **10%** quindi tra calcolo teorico e risultato pratico esisterà sempre una lieve differenza.

WATT dissipazione di una SERIE

Applicando in **serie** due resistenze di identico valore si **raddoppia** la potenza.

Pertanto se applichiamo in serie due resistenze da **1.000 ohm 1/2 watt** otterremo in pratica un valore totale di **2.000 ohm 1 watt**.

Applicando in serie tre resistenze da **1.000 ohm 1/2 watt** otterremo un valore totale di **3.000 ohm 1,5 watt**.

Applicando in serie due resistenze di valore notevolmente diverso, ad esempio **560 ohm 1/2 watt** e **1.000 ohm 1 watt**, dobbiamo considerare come valida la potenza della resistenza di valore ohmico **minore**, cioè **1/2 watt**.

VOLT ai capi di un RESISTENZA

Per conoscere la differenza di tensione esistente ai capi di una resistenza percorsa da una **corrente** potremo usare queste due formule:

$$\text{Volt} = \text{Ohm} \times \text{Amper}$$
$$\text{Volt} = (\text{Ohm} \times \text{milliAmper}) : 1.000$$

Esempio = Vorremmo conoscere la tensione che risulterà presente sulla resistenza da **1,2 ohm** posta sull'Emettitore di un transistor (vedi fig.6), quando questo assorbirà una corrente di **100 milliAmper**:

$$(1,2 \times 100) : 1.000 = 0,12 \text{ volt}$$



RESISTENZA per ridurre una TENSIONE

Per conoscere il valore ohmico da utilizzare per ottenere una determinata caduta di tensione potremo utilizzare la formula:

$$\text{Ohm} = [(V_{cc} - V_u) : \text{mA}] \times 1.000$$

Nota = V_{cc} è la tensione di alimentazione
 V_u è la tensione in uscita

Esempio = Abbiamo una tensione di **30 volt** con la quale vorremmo alimentare un circuito che richiede una tensione di **9 volt** e vorremmo conoscere il valore della resistenza che dobbiamo utilizzare.

Per poter calcolare il valore di questa resistenza occorre sapere quanto assorbe il circuito da alimentare. Ammesso che questo assorba **14 milliAmper** potremo calcolare il valore della resistenza di caduta:

$$[(30 - 9) : 14] \times 1.000 = 1.500 \text{ ohm}$$

RESISTENZA sui DIODI LED

Per accendere un **diodo led** è necessario applicare in serie alla tensione di alimentazione una resistenza che limiti la corrente di assorbimento, così da impedire che il led si **bruci**.

Per ottenere una **discreta** luminosità dovremo far scorrere nel **led** una corrente di circa **15-16 mA**.

Prendendo come valore ottimale **15 milliAmper**, per calcolare il valore ohmico della resistenza da collegare in serie potremo usare questa semplice formula:

$$\text{Ohm} = (V_{cc} - 1,5) : 0,015$$

Nota = il numero **0,015** corrisponde agli Amper che scorrono nel diodo led ed equivale in pratica a **15 milliAmper**, infatti $15 : 1.000 = 0,015$ Amper.

Se vogliamo ottenere una **maggiore** luminosità, potremo modificare la formula come segue:

$$\text{Ohm} = (V_{cc} - 1,5) : 0,020$$

Esempio = Vogliamo alimentare un diodo led con una tensione prelevata da una pila da **4,5 volt**, quindi vorremmo calcolare il valore ohmico che dobbiamo applicare in serie al diodo.

Inizialmente potremo calcolare questo valore ohmico con la prima formula:

$$\text{Ohm} = (V_{cc} - 1,5) : 0,015$$

sapendo che la V_{cc} è di **4,5 volt**, dovremo utilizzare una resistenza da:

$$(4,5 - 1,5) : 0,015 = 200 \text{ ohm}$$

Non essendo questo un valore standard, potremo tranquillamente utilizzare **180 ohm**.

Volendo ottenere dal diodo led una **maggiore** luminosità, potremo utilizzare la seconda formula, che divide il risultato per **0,020** anziché per **0,015**, quindi avremo:

$$(4,5 - 1,5) : 0,020 = 150 \text{ ohm}$$

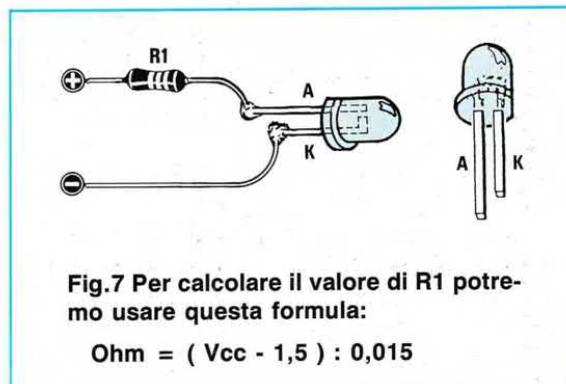


TABELLA N.4 CORRENTE MASSIMA in AMPER in rapporto Ohm/Watt

Ohm	1/4 W	1/2 W	1 Watt	2 Watt	3 Watt	5 Watt	7 Watt	10 Watt	12 Watt	15 Watt
0,01	5,00	7,07	10,00	14,14	17,32	22,36	26,46	31,62	34,64	38,73
0,02	3,54	5,00	7,07	10,00	12,25	15,81	18,71	22,36	24,49	27,39
0,03	2,89	4,08	5,77	8,16	10,00	12,91	15,27	18,26	20,00	22,36
0,05	2,24	3,16	4,47	6,32	7,75	10,00	11,83	14,14	15,49	17,32
0,10	1,58	2,24	3,16	4,47	5,48	7,07	8,37	10,00	10,95	12,25
0,15	1,29	1,83	2,58	3,65	4,47	5,77	6,83	8,16	8,94	10,00
0,22	1,07	1,51	2,13	3,01	3,69	4,77	5,64	6,74	7,38	8,26
0,27	0,96	1,36	1,92	2,72	3,33	4,30	5,09	6,09	6,67	7,45
0,33	0,87	1,23	1,74	2,46	3,01	3,89	4,61	5,50	6,03	6,74
0,47	0,73	1,03	1,46	2,06	2,53	3,26	3,86	4,61	5,05	5,65
0,57	0,66	0,94	1,32	1,87	2,29	2,96	3,50	4,19	4,59	5,13
0,68	0,61	0,86	1,21	1,71	2,10	2,71	3,21	3,83	4,20	4,70
1,0	0,50	0,71	1,00	1,41	1,73	2,24	2,65	3,16	3,46	3,87
1,2	0,46	0,64	0,91	1,29	1,58	2,04	2,41	2,89	3,16	3,54
1,5	0,41	0,58	0,82	1,15	1,41	1,83	2,16	2,58	2,83	3,16
1,8	0,37	0,53	0,74	1,05	1,29	1,67	1,97	2,36	2,58	2,89
2,2	0,34	0,48	0,67	0,95	1,17	1,51	1,78	2,13	2,33	2,61
2,7	0,30	0,43	0,61	0,86	1,05	1,36	1,61	1,92	2,11	2,36
3,3	0,27	0,39	0,55	0,78	0,95	1,23	1,46	1,74	1,91	2,13
4,7	0,23	0,33	0,46	0,65	0,80	1,03	1,22	1,46	1,60	1,79
5,6	0,21	0,30	0,42	0,60	0,73	0,94	1,12	1,34	1,46	1,64
6,8	0,19	0,27	0,38	0,54	0,66	0,86	1,01	1,21	1,33	1,48
8,2	0,17	0,25	0,35	0,50	0,60	0,78	0,92	1,10	1,21	1,35
10	0,16	0,22	0,32	0,45	0,55	0,71	0,84	1,00	1,09	1,22
12	0,14	0,20	0,29	0,41	0,50	0,64	0,76	0,91	1,00	1,12
15	0,13	0,18	0,26	0,36	0,45	0,58	0,68	0,82	0,89	1,00
18	0,12	0,17	0,24	0,33	0,41	0,53	0,62	0,74	0,82	0,91
22	0,11	0,15	0,21	0,30	0,37	0,48	0,56	0,67	0,74	0,83
27	0,10	0,14	0,19	0,27	0,33	0,43	0,51	0,61	0,67	0,74
33	0,09	0,12	0,17	0,25	0,30	0,39	0,46	0,55	0,60	0,67
39	0,08	0,11	0,16	0,23	0,28	0,36	0,42	0,51	0,55	0,62
47	0,07	0,10	0,15	0,21	0,25	0,33	0,39	0,46	0,50	0,56
56	0,07	0,10	0,13	0,19	0,23	0,30	0,35	0,42	0,46	0,52
68	0,06	0,09	0,12	0,17	0,21	0,27	0,32	0,38	0,42	0,47
82	0,05	0,08	0,11	0,16	0,19	0,25	0,29	0,35	0,38	0,43
100	0,05	0,07	0,10	0,14	0,17	0,22	0,26	0,32	0,35	0,39
120	0,05	0,06	0,09	0,13	0,16	0,20	0,24	0,29	0,32	0,35
150	0,04	0,06	0,08	0,11	0,14	0,18	0,22	0,26	0,28	0,32
180	0,04	0,05	0,07	0,10	0,13	0,17	0,20	0,24	0,26	0,29
220	0,03	0,05	0,07	0,09	0,12	0,15	0,18	0,21	0,23	0,26
270	0,03	0,04	0,06	0,09	0,10	0,14	0,16	0,19	0,21	0,24
330	0,03	0,04	0,05	0,08	0,09	0,12	0,15	0,17	0,19	0,21
390	0,02	0,04	0,05	0,07	0,09	0,11	0,13	0,16	0,17	0,20
470	0,02	0,03	0,05	0,06	0,08	0,10	0,12	0,15	0,16	0,18
560	0,02	0,03	0,04	0,06	0,07	0,09	0,11	0,13	0,15	0,16
680	0,02	0,03	0,04	0,05	0,07	0,09	0,10	0,12	0,13	0,15
820	0,02	0,02	0,03	0,05	0,06	0,08	0,09	0,11	0,12	0,13
1.000	0,02	0,02	0,03	0,04	0,05	0,07	0,08	0,10	0,11	0,12
1.200	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,08	0,09	0,10	0,11
1.500	0,01	0,02	0,03	0,04	0,04	0,06	0,07	0,08	0,09	0,10
1.800	0,01	0,02	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
2.200	0,01	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,07	0,08
2.700	0,01	0,01	0,02	0,03	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,07
3.300	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,04	0,05	0,05	0,06	0,07
3.900	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,04	0,04	0,05	0,05	0,06
4.700	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,04	0,05	0,05	0,06
5.600	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,03	0,04	0,05	0,05
6.800	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,03	0,04	0,04	0,05
8.200	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02	0,03	0,03	0,04	0,04
10.000	0,005	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,03	0,03	0,04
12.000	0,005	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02	0,03	0,03	0,03
15.000	0,004	0,01	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,03	0,03
18.000	0,004	0,005	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02	0,03	0,03
22.000	0,003	0,005	0,01	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02	0,03
27.000	0,003	0,004	0,01	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02	0,02
33.000	0,003	0,004	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02
39.000	0,003	0,004	0,005	0,01	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02
47.000	0,002	0,003	0,005	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02
56.000	0,002	0,003	0,004	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,02

RESISTENZA DI CADUTA sui DIODI ZENER

Perché un **diodo zener stabilizzi** una tensione, occorre alimentarlo tramite una **resistenza di caduta** (vedi fig. 8) il cui valore andrà calcolato in funzione della sua potenza e della tensione di alimentazione.

Per calcolare il valore ohmico di questa resistenza dovremo utilizzare le seguenti formule:

per i diodi zener da 1/2 watt:

$$\text{Ohm} = [(V_{cc} - V_z) : (20 + \text{mA})] \times 1.000$$

per i diodi zener da 1 watt:

$$\text{Ohm} = [(V_{cc} - V_z) : (30 + \text{mA})] \times 1.000$$

dove:

V_{cc} = tensione di alimentazione,

V_z = tensione di lavoro del diodo zener,

mA = corrente in milliAmper.

Esempio = Volendo stabilizzare una tensione di **12 volt** a **5,1 volt** con un diodo zener da **1/2 watt** per alimentare un circuito che assorbe circa **10 mA**, dovremo utilizzare una resistenza da:

$$[(12 - 5,1) : (20 + 10)] \times 1.000 = 230 \text{ ohm}$$

Utilizzeremo perciò il valore più prossimo, cioè **220 ohm**.

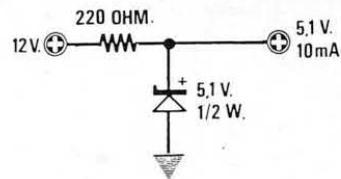


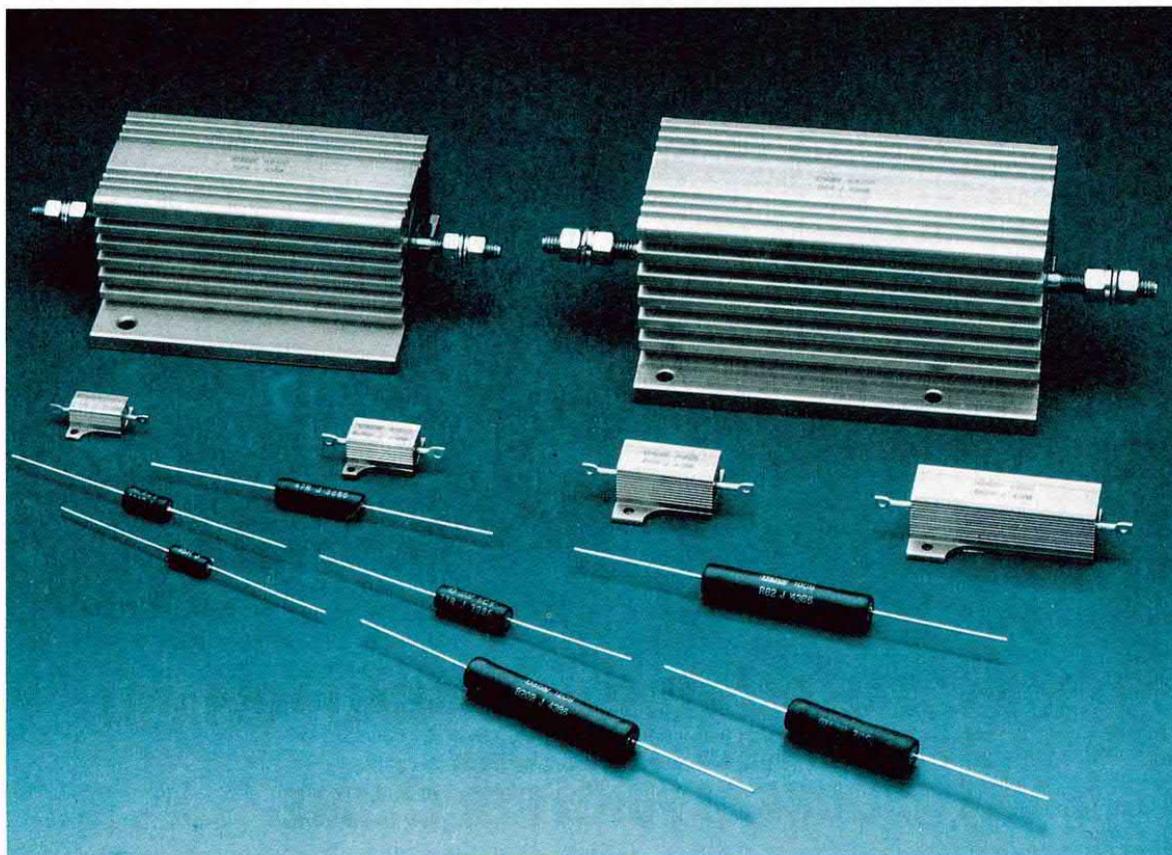
Fig.8 Per calcolare il valore della resistenza di caduta per un diodo zener, utilizzate le formule riportate a fianco.

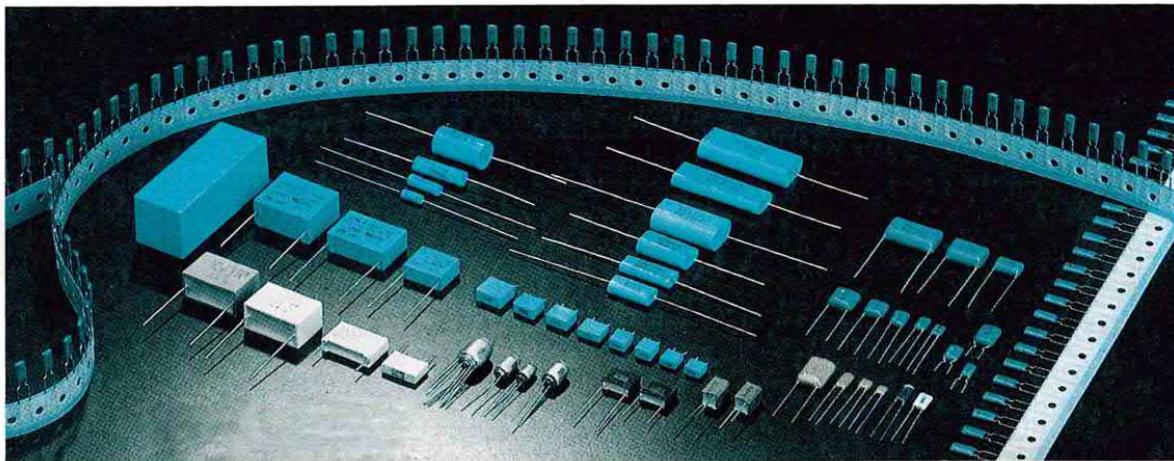
CORRENTE MASSIMA per Ohm/Watt

Nella pagina di sinistra abbiamo riportato una Tabella con indicata la **corrente massima** che potremo far scorrere in una resistenza in base al suo valore **ohmico** ed al suo **wattaggio**, onde evitare che questa si scaldi oltre al consentito.

Per le sole resistenze a **filo** è ammesso un surriscaldamento del loro corpo anche oltre i **50 gradi**, quindi non preoccupatevi se "scotteranno".

Molte resistenze a filo sono racchiuse dentro un involucro metallico per poterle fissare sopra una piccola aletta di raffreddamento.





CODICI dei CONDENSATORI

I condensatori sono disponibili in commercio in una grandissima varietà di tipi, di misure e di valori.

I dati caratteristici più importanti, compreso il valore della loro **capacità**, sono stampigliati direttamente sui loro corpi, ma non tutti sanno decifrare queste sigle perchè le Case Costruttrici utilizzano codici diversi e quindi sbagliare è molto facile.

È sufficiente prendere in considerazione qualcuna delle sigle stampigliate sui condensatori per rendersi conto di come la loro decifrazione non sia poi così semplice.

Per evitare di inserire in un circuito dei valori errati, vi spieghiamo come interpretare correttamente queste sigle.

CONDENSATORI CERAMICI

Nei condensatori con valori compresi tra **1** e **8,2 picoFarad** le Case sono solite usare al posto della virgola il **punto**, cioè scrivono **1.2 - 1.5 - 1.8**, oppure in sostituzione del "punto" interpongono tra i due numeri la lettera **p**.

Così **1p2 - 1p5 - 1p8** andranno interpretati come **1,2 picoFarad, 1,5 picoFarad, ecc.**

Tutti i condensatori ceramici con valori compresi da **10** fino ad **82 picoFarad** vengono siglati **10p - 12p - 15p** ecc., pertanto la loro lettura non presenta alcuna difficoltà.

Le prime difficoltà nella lettura sorgono con le capacità da **100 picoFarad** in poi, perchè le Case Costruttrici usano per la loro identificazione i più disparati sistemi.

Il primo metodo che vi spieghiamo, adottato dai Giapponesi, segue questa regola:

- le prime due cifre indicano i **primi** due numeri di capacità;
- la terza cifra indica quanti **zeri** bisogna aggiungere al numero.

In tutti i condensatori siglati **101 - 121 - 151** dovremo aggiungere alle prime due cifre **1 zero** e così otterremo:

10 + 0 = 100 picoFarad

12 + 0 = 120 picoFarad

15 + 0 = 150 picoFarad

In tutti i condensatori siglati **102 - 122 - 152** dovremo aggiungere alle prime due cifre **2 zeri** ed in tal modo otterremo: **10 + 00 = 1.000**, **12 + 00 = 1.200**, **15 + 00 = 1.500 picoFarad.**

Se troveremo dei condensatori siglati **103 - 123 - 153**, alle prime due cifre dovremo aggiungere **3 zeri**, quindi il condensatore siglato **103** avrà una capacità di **10 + 000 = 10.000**, quello siglato **123** avrà una capacità di **12 + 000 = 12.000 picoFarad**, ecc.

Altre Case siglano il condensatore in **nanoFarad** aggiungendo dopo il numero la lettera minuscola **n**.

In possesso di condensatori siglati **1n - 10n - 100n**, per ottenere il corrispondente valore in **picoFarad** dovremo aggiungere **tre zeri**, quindi **1 + 000 = 1.000 - 10 + 000 = 10.000 - 100 + 000 = 100.000 picoFarad.**

Poichè da **1.000 pF** fino a **8.200 pF** abbiamo anche valori di **1.200 - 1.500 - 1.800 - 2.200 - 3.300 - 4.700 - 5.600 - 6.800 - 8.200 pF**, troveremo che la lettera **n** viene in questi casi interposta tra la prima e la seconda cifra al posto del **punto**, pertanto i condensatori siglati **1n2 - 1n5 - 3n3 - 4n7** avranno una capacità di **1.200 - 1.500 - 3.300 - 4.700 picoFarad.**

Altre Case preferiscono siglare la capacità in **microFarad**, ma poichè non sempre sul corpo dei condensatori vi è lo spazio per stampigliare numeri con molte cifre, si esclude il primo zero e in luogo della virgola si utilizza il **punto**, perciò i condensatori siglati **.1 - .01** avranno queste capacità **100.000 - 10.000 picoFarad.**

SIGLE riportate sui CONDENSATORI

Picofarad	A	B	C	D
0,5	0.5	p5		
1,0	1	1p0		
1,2	1.2	1p2		
1,5	1.5	1p5		
1,8	1.8	1p8		
2,2	2.2	2p2		
2,7	2.7	2p7		
3,3	3.3	3p3		
3,9	3.9	3p9		
4,7	4.7	4p7		
5,6	5.6	5p6		
6,8	6.8	6p8		
8,2	8.2	8p2		
10	10	10		
12	12	12		
15	15	15		
18	18	18		
22	22	22		
27	27	27		
33	33	33		
39	39	39		
47	47	47		
56	56	56		
68	68	68		
82	82	82		
100	101	n10		
120	121	n12		
150	151	n15		
180	181	n18		
220	221	n22		
270	271	n27		
330	331	n33		
390	391	n39		
470	471	n47		
560	561	n56		
680	681	n68		
820	821	n82		

Picofarad	A	B	C	D
1.000	102	1n	.001	
1.200	122	1n2	.0012	
1.500	152	1n5	.0015	
1.800	182	1n8	.0018	
2.200	222	2n2	.0022	
2.700	272	2n7	.0027	
3.300	332	3n3	.0033	
3.900	392	3n9	.0039	
4.700	472	4n7	.0047	
5.600	562	5n6	.0056	
6.800	682	6n8	.0068	
8.200	822	8n2	.0082	
10.000	103	10n	.01	u01
12.000	123	12n	.012	u012
15.000	153	15n	.015	u015
18.000	183	18n	.018	u018
22.000	223	22n	.022	u022
27.000	273	27n	.027	u027
33.000	333	33n	.033	u033
39.000	393	39n	.039	u039
47.000	473	47n	.047	u047
56.000	563	56n	.056	u056
68.000	683	68n	.068	u068
82.000	823	82n	.082	u082
100.000	104	100n	.1	u1
120.000	124	120n	.12	u12
150.000	154	150n	.15	u15
180.000	184	180n	.18	u18
220.000	224	220n	.22	u22
270.000	274	270n	.27	u27
330.000	334	330n	.33	u33
390.000	394	390n	.39	u39
470.000	474	470n	.47	u47
560.000	564	560n	.56	u56
680.000	684	680n	.68	u68
820.000	824	820n	.82	u82
1 microF	105	1	1	1u

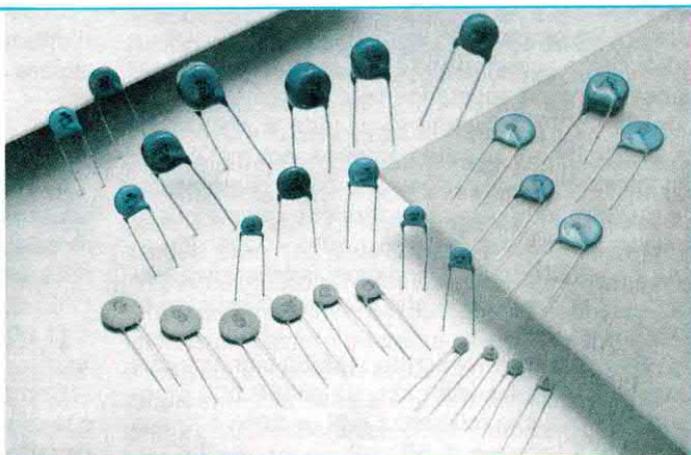
Nella prima colonna abbiamo riportato le capacità dei condensatori in "picoFarad" e nelle colonne A-B-C-D le sigle che potrete trovare stampigliate sul loro corpo.

Le sigle della colonna A sono usate dalle industrie Asiatiche.

Le sigle della colonna B sono usate dalle industrie Europee.

Le sigle della colonna C sono usate dalle industrie USA.

Le sigle della colonna D sono usate dalle industrie Tedesche.



CONDENSATORI AL POLIESTERE

I condensatori al poliestere oltre ad essere siglati con uno dei due sistemi descritti per i condensatori ceramici, possono utilizzare anche la lettera greca **u** (micro).

In pratica la lettera **u** sostituisce lo **0**, (zero virgola), quindi un condensatore siglato **u01** avrà una capacità di **0,01 microFarad**.

Perciò se abbiamo dei condensatori siglati **u1 - u47 - u82**, dovremo leggerli **0,1 - 0,47 - 0,82 microFarad**.

Sempre sui condensatori al poliestere, oltre al valore della capacità vengono riportati dei numeri o altre sigle che possono trarre in inganno un principiante.

Ad esempio **1K** potrebbe essere facilmente interpretato come **1 Kilo**, cioè **1.000 picoFarad**, perché la lettera **K** viene considerata erroneamente l'equivalente di 1.000, mentre la reale capacità di questo condensatore è di **1 microFarad**.

La lettera **M**, ad esempio **1M**, potrebbe essere considerata l'equivalente di **microFarad**, mentre in realtà le lettere **M-K-J** presenti dopo il valore della capacità indicano solo la **tolleranza**:

M = tolleranza minore del **20%**

K = tolleranza minore del **10%**

J = tolleranza minore del **5%**

Quindi un condensatore siglato **.01M** indica che il condensatore è da **10.000 pF** con una tolleranza minore del **20%**.

Facciamo presente che la maggior parte dei condensatori reperibili in commercio hanno una tolleranza del **20%**.

Tolleranze minori del **5%** non sono facili da reperire e quando si trovano hanno costi notevolmente elevati.

Precisiamo che un condensatore siglato con una tolleranza del **20%** non significa che abbia uno scarto di capacità del 20% rispetto al valore riportato sull'involucro.

Possiamo anzi dirvi che quasi sempre questi condensatori hanno tolleranze notevolmente inferiori.

Infatti le Case Costruttrici usando la sigla **M** assicurano che la capacità non **supererà** mai il **20%** del valore riportato sull'involucro del condensatore, quindi non si può escludere che questa possa risultare anche solo del **7% - 10% - 12%** ecc.

Dopo le lettere **M-K-J** indicanti la tolleranza, sono presenti dei numeri che stanno ad indicare la tensione di **lavoro**.

Quindi se troverete scritto **.15M50** significa che il condensatore ha una capacità di **150.000 picoFarad**, che la sua tolleranza è **M = 20%** e la sua tensione di lavoro è di **50 volt**.

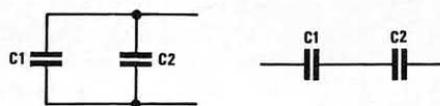


Fig.1 Collegando in parallelo due condensatori, la capacità aumenta, collegandoli in serie, la capacità si riduce.

Se trovate scritto **.1K100** significa che il condensatore ha una capacità di **100.000 picoFarad**, che la sua tolleranza è **K = 10%** e la sua tensione di lavoro è di **100 volt**.

CONDENSATORI in PARALLELO

Collegando in **parallelo** (vedi fig.1) due o tre condensatori si ottiene un valore di capacità pari alla somma delle capacità utilizzate:

$$CX = C1 + C2$$

Esempio = Se colleghiamo in parallelo un condensatore da **82.000 pF** con uno da **1.500 pF**, otterremo una capacità **CX** pari a:

$$82.000 + 1.500 = 83.500 \text{ picoFarad}$$

CONDENSATORI in SERIE

Collegando in **serie** (vedi fig.1) due condensatori otterremo un nuovo valore di capacità che potrà essere calcolato con la seguente formula:

$$CX = (C1 \times C2) : (C1 + C2)$$

Esempio = Collegando in serie un condensatore da **1.000 pF** con uno da **470 pF**, il valore di capacità che otterremo sarà di:

$$(1.000 \times 470) : (1.000 + 470) = 319 \text{ pF}$$

Come potete notare, ponendo in serie due capacità di valore diverso si ottiene un valore inferiore rispetto al condensatore di capacità più piccola.

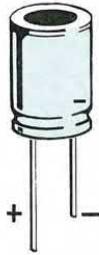


Fig.2 Se sull'involucro di un condensatore elettrolitico non è riportato il segno + in corrispondenza del terminale "positivo", questo lo potrete comunque riconoscere subito perchè più lungo dell'opposto terminale negativo.

Per calcolare la capacità **C2** che occorre applicare in **serie** ad un condensatore di capacità **conosciuta C1** per ottenere un valore **CX** precedentemente stabilito, potremo usare la seguente formula:

$$C2 = (C1 \times CX) : (C1 - CX)$$

dove:

C2 = è la capacità da applicare in serie a **C1**

C1 = è la capacità di valore noto

CX = è il valore di capacità da **ottenere**

Esempio = Abbiamo un condensatore **C1** da **820 pF** e vorremmo ottenere una capacità **CX** da **700 pF**. Vorremmo quindi conoscere il valore di **C2** da applicare in serie a **C1**:

$$(820 \times 700) : (820 - 700) = 4.783 \text{ pF}$$

In questo caso collegheremo in serie a **C1** un condensatore **C2** da **4.700 pF**.

Per ottenere il valore di **CX**, anzichè fare un collegamento in **serie** tra due capacità, si preferisce a volte collegare due condensatori in **parallelo**.

Nel nostro esempio, per ottenere **700 pF** risulterà più semplice scegliere un condensatore da **680 pF** e collegargli in parallelo **22 pF**, infatti:

$$680 + 22 = 702 \text{ pF}$$

Importante = Collegando in **serie** due condensatori di **identico** valore, la capacità si **dimezza**, ma in compenso si **raddoppia** la tensione di lavoro.

Per questo motivo il collegamento in **serie** si usa normalmente per ottenere una capacità in grado di lavorare con una tensione **doppia** rispetto a quella di un solo condensatore.

Esempio = Ci occorre un condensatore da **10.000 pF - 400 volt lavoro**, ma in commercio riusciamo a reperire soltanto dei condensatori con una tensione di lavoro di **250 volt**.

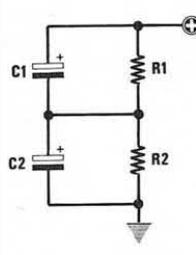


Fig.3 Due condensatori elettrolitici di **IDENTICA** capacità devono essere collegati in "serie" quando occorre raddoppiare la tensione di lavoro. È consigliabile collegare in parallelo ad ogni condensatore una resistenza da **10.000 ohm**.

Per risolvere questo problema basterà collegare in **serie** due condensatori da **22.000 pF - 250 volt lavoro** e in questo modo otterremo una capacità di **11.000 pF** in grado di sopportare una tensione di **250 + 250 = 500 volt**.

CONDENSATORI ELETTROLITICI

Se volete collegare in **parallelo** dei condensatori **elettrolitici**, dovrete necessariamente collegare insieme i due terminali **positivi** e i due terminali **negativi**.

Anche se sul corpo del condensatore elettrolitico non è riportato il segno + in corrispondenza del terminale **positivo**, lo riconoscerete facilmente perchè questo terminale è sempre **più lungo** dell'opposto terminale **negativo** (vedi fig.2).

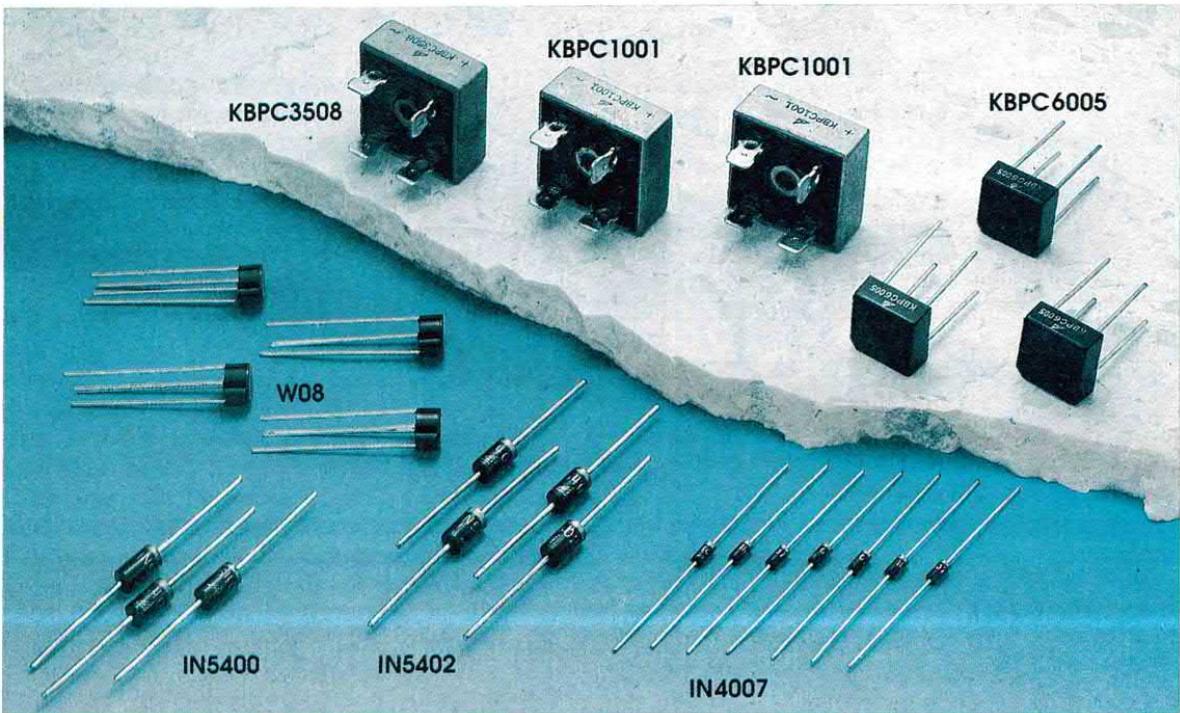
Ricordate che tutti i condensatori **elettrolitici** hanno delle **tolleranze** che possono superare anche il **40%**.

Se collegate in **serie** dei condensatori **elettrolitici**, dovrete necessariamente collegare il terminale **negativo** del primo condensatore con il **positivo** del secondo condensatore come visibile in fig.3.

Il collegamento in **serie** di due condensatori elettrolitici viene normalmente utilizzato quando si riesce a trovare un condensatore con una tensione di lavoro **doppia** rispetto a quella richiesta.

Per avere la certezza che i capi dei due condensatori elettrolitici collegati in **serie** risultino alimentati con **metà** tensione, è consigliabile applicare in parallelo ad ogni condensatore una resistenza da **10.000 ohm 1/2 watt** circa.

Questo partitore resistivo assicura che tra il **positivo** ed il **negativo** dei due condensatori elettrolitici risulti sempre presente **metà** tensione di alimentazione, anche se le due capacità non sono perfettamente identiche a causa delle elevate e sempre presenti **tolleranze** che hanno tutti i condensatori elettrolitici.



RADDRIZZATORI per TENSIONI ALTERNATE

RADDRIZZATORE AD UNA SEMIONDA

Il raddrizzatore ad una semionda rettifica le sole semionde **positive** della tensione alternata e pertanto nel periodo in cui è presente la semionda **negativa** il diodo non conduce (vedi fig.1).

Per questo motivo si otterrà in uscita una tensione pulsante di **50 Hz**.

Questo circuito presenta l'inconveniente di richiedere un condensatore elettrolitico di elevate capacità per ridurre al minimo il ronzo della tensione alternata.

La formula che ci permette di ricavare il valore della tensione **raddrizzata** agli estremi del conden-

satore elettrolitico è:

$$V_{cc} = V_a \times 1,41 - 0,7$$

Nota = il numero **0,7** è il valore medio di caduta del diodo raddrizzatore.

V_{cc} è la tensione continua raddrizzata e livellata dal condensatore

V_a è la tensione alternata applicata sull'ingresso del diodo

Esempio : Raddrizzando una tensione alternata di **12 volt** otterremo una tensione continua di:

$$12 \times 1,41 - 0,7 = 16,22 \text{ volt}$$

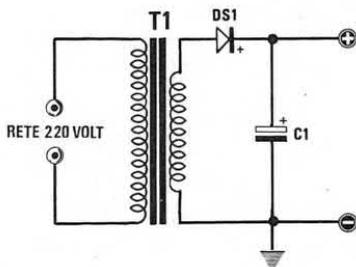


Fig.1 Un raddrizzatore che utilizza un solo diodo raddrizza le sole semionde positive. Per ridurre il ronzo di alternata bisogna scegliere per C1 un condensatore elettrolitico di elevata capacità, in grado di fornire la corrente richiesta quando il diodo non conduce (vedi linee tratteggiate).

RADDRIZZATORE AD ONDA INTERA

Il raddrizzatore a onda intera si può utilizzare quando si dispone di un trasformatore provvisto di un avvolgimento secondario con **presa centrale**.

A differenza del raddrizzatore ad una **semionda**, utilizzando questo circuito otterremo in uscita una tensione pulsante a **100 Hz** (vedi fig.2).

Infatti quando verso DS1 è presente la semionda **positiva**, che verrà raddrizzata, sull'opposto diodo DS2 sarà presente la semionda negativa che non verrà raddrizzata. Quando verso DS1 è presente la semionda negativa, che non verrà raddrizzata, sull'opposto diodo DS2 sarà presente la semionda **positiva** che verrà raddrizzata.

La tensione raddrizzata presente ai capi del condensatore elettrolitico di filtro si calcola con la formula:

$$V_{cc} = V_a \times 1,41 - 0,7$$

Nota = il numero **0,7** è il valore medio di caduta del diodo raddrizzatore.

Esempio = Raddrizzando una tensione alternata di **12 + 12 volt** otterremo una tensione continua di:

$$12 \times 1,41 - 0,7 = 16,22 \text{ volt}$$

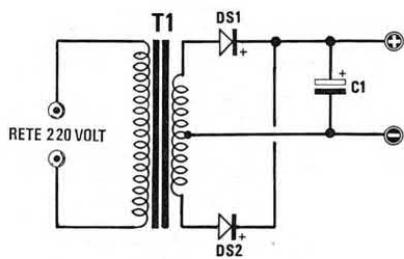


Fig.2 Per raddrizzare entrambe le semionde positive e negative occorrono due diodi ed un trasformatore provvisto di presa centrale. Utilizzando due diodi, il condensatore elettrolitico C1 potrà risultare di capacità dimezzata rispetto allo schema di fig.1.

RADDRIZZATORE A PONTE

Se si dispone di un trasformatore di alimentazione **sprovvisto** di presa centrale, è possibile raddrizzare entrambe le semionde utilizzando un **ponte raddrizzatore** composto da **4 diodi** disposti come visibile in fig.3.

Anche con questo circuito otterremo in uscita una tensione pulsante a **100 Hz** che verrà poi livellata, tramite un condensatore elettrolitico di elevata capacità, per renderla perfettamente **continua**.

La tensione raddrizzata presente ai capi del con-

densatore elettrolitico di filtro si ricava con la formula:

$$V_{cc} = V_a \times 1,41 - 1,4$$

Nota = Il numero **1,4** è il valore medio di caduta dei due diodi che raddrizzano contemporaneamente la tensione alternata.

Esempio = Raddrizzando una tensione alternata di **12 volt** otterremo una tensione continua di:

$$12 \times 1,41 - 1,4 = 15,52 \text{ volt}$$

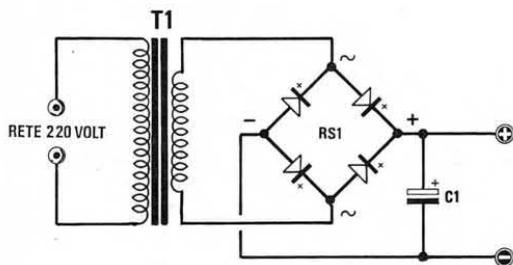


Fig.3 Non disponendo di un trasformatore con presa centrale, occorre necessariamente utilizzare 4 diodi o un ponte raddrizzatore. Il ponte raddrizzatore ha una caduta di tensione di circa 1,4 volt.

TENSIONE DUALE

Collegando un ponte raddrizzatore ad un trasformatore provvisto di **presa centrale** potremo ottenere una tensione **duale**, cioè una tensione **positiva** ed una tensione **negativa** di identico valore rispetto alla **massa** (vedi fig.4).

La tensione raddrizzata presente ai capi dei due condensatori elettrolitici di filtro si calcola con la formula:

$$V_{cc} = V_a \times 1,41 - 0,7$$

Nota = il numero **0,7** è il valore medio di caduta del diodo raddrizzatore.

Esempio = Raddrizzando una tensione alternata di **12 + 12 volt** otterremo sul condensatore **C1** una tensione continua di:

$$12 \times 1,41 - 0,7 = 16,22 \text{ volt positivi}$$

rispetto alla massa

e sul condensatore **C2** una tensione continua di:
 $12 \times 1,41 - 0,7 = 16,22 \text{ volt negativi}$
rispetto alla massa.

Ricordatevi che il terminale **positivo** del condensatore **C1** va rivolto verso il ponte ed il negativo verso massa, mentre il terminale **positivo** del condensatore **C2** va rivolto verso massa ed il negativo verso il ponte raddrizzatore.

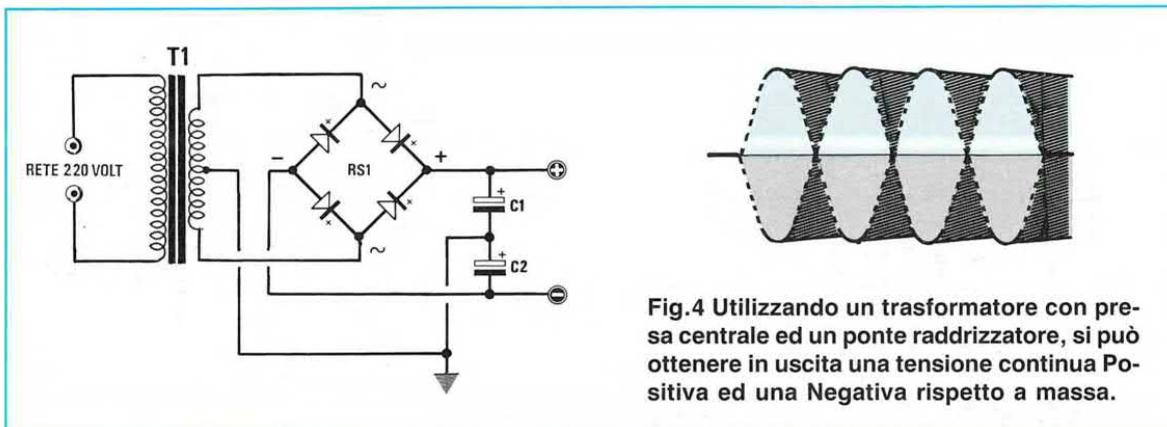


Fig.4 Utilizzando un trasformatore con presa centrale ed un ponte raddrizzatore, si può ottenere in uscita una tensione continua Positiva ed una Negativa rispetto a massa.

IL CONDENSATORE DI LIVELLAMENTO

Se sull'uscita del diodo o del ponte raddrizzatore non venisse applicato nessun condensatore elettrolitico di livellamento non avremmo una tensione **continua**, bensì una tensione **pulsante** a 50 Hz per i raddrizzatori a semionda e a 100 Hz per i raddrizzatori ad onda intera.

Il condensatore elettrolitico applicato dopo lo stadio raddrizzatore serve per fornire al circuito la tensione e la corrente di cui ha bisogno per essere alimentato, quando la semionda **positiva** scende dal suo valore massimo a 0 volt o sale da 0 volt verso il suo valore massimo positivo.

Guardando la fig.1, si intuisce immediatamente che un raddrizzatore ad una **semionda** richiede una **capacità maggiore** per essere in grado di fornire la tensione richiesta quando il diodo **non conduce**.

La capacità del condensatore elettrolitico andrebbe calcolata in rapporto al valore della tensione raddrizzata e in rapporto al valore della corrente assorbita dal circuito che alimenteremo.

Più corrente preleveremo dallo stadio raddrizzatore, **maggiore** dovrà risultare la capacità del condensatore per ridurre al minimo il **ronzio**.

Per calcolare il valore **minimo** di questa capacità potremo utilizzare queste due formule:

Raddrizzatori a semionda

$$mF = 40.000 : (\text{Volt} : \text{Amper})$$

Raddrizzatori ad onda intera

$$mF = 20.000 : (\text{Volt} : \text{Amper})$$

Esempio = Abbiamo realizzato un alimentatore che eroga **18 volt** e con questa tensione vogliamo alimentare un circuito che assorbe **1,5 amper**.

Se abbiamo utilizzato un raddrizzatore ad una semionda, la capacità che dovremo utilizzare sarà di:

$$40.000 : (18 : 1,5) = 3.333 \text{ microFarad}$$

In pratica potremo utilizzare un condensatore elettrolitico da **3.300 mF** o, meglio ancora, da **4.700 mF**.

Se abbiamo utilizzato un raddrizzatore ad onda intera, la capacità che dovremo utilizzare sarà di:

$$20.000 : (18 : 1,5) = 1.666 \text{ microFarad}$$

In pratica potremo utilizzare un condensatore elettrolitico da **2.200 mF**.

10.000 mF oppure due condensatori da **4.700 mF** collegati in parallelo.

Esempio = Vogliamo calcolare la capacità **minima** che dovremo applicare ad un ponte raddrizzatore che eroga una tensione di **24 volt**, dal quale vogliamo prelevare **10 amper**:

$$20.000 : (24 : 10) = 8.333 \text{ microFarad}$$

In pratica utilizzeremo un condensatore da

Nota = Molti alimentatori dispongono di valori di capacità inferiori a quanto richiesto.

In questi casi però è sempre presente, dopo il ponte raddrizzatore, uno **stadio stabilizzatore** seguito da altri condensatori elettrolitici di minor capacità che servono a livellare gli eventuali residui di corrente alternata.

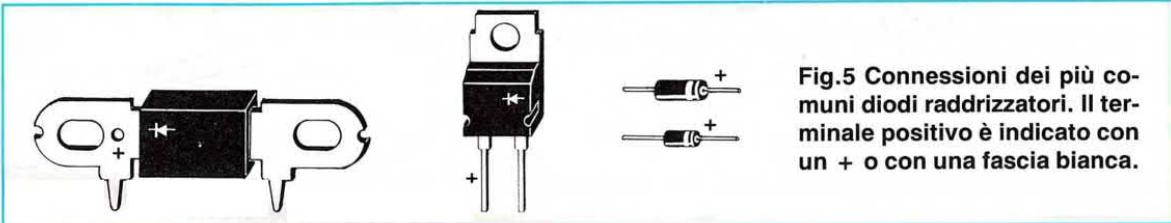


Fig.5 Connessioni dei più comuni diodi raddrizzatori. Il terminale positivo è indicato con un + o con una fascia bianca.

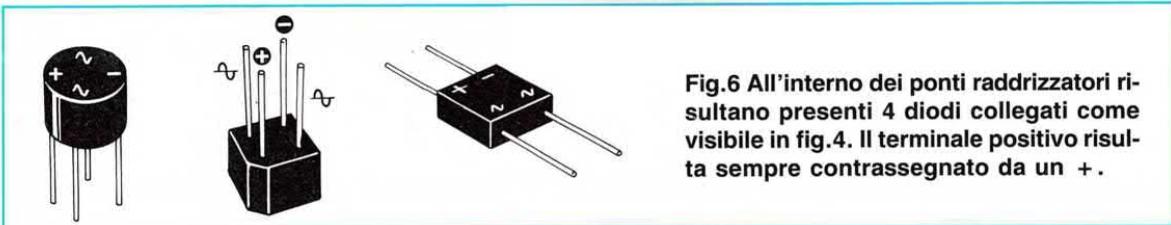


Fig.6 All'interno dei ponti raddrizzatori risultano presenti 4 diodi collegati come visibile in fig.4. Il terminale positivo risulta sempre contrassegnato da un +.

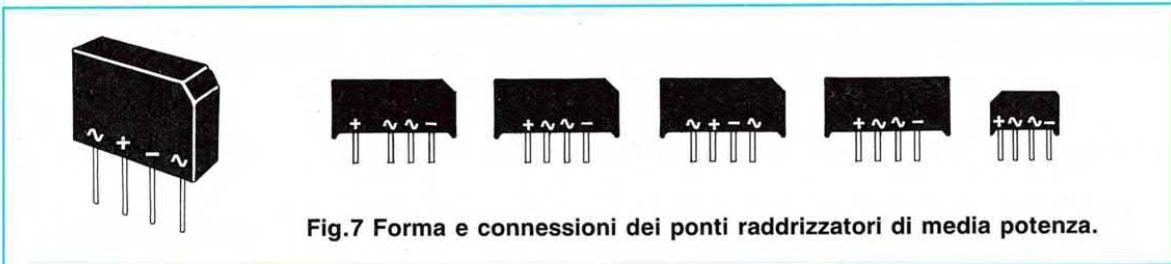


Fig.7 Forma e connessioni dei ponti raddrizzatori di media potenza.

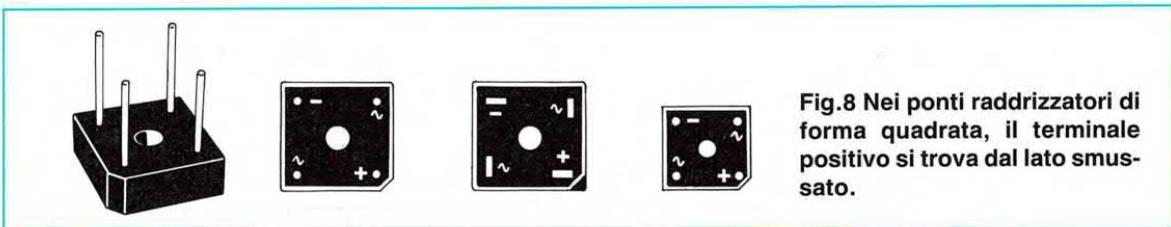


Fig.8 Nei ponti raddrizzatori di forma quadrata, il terminale positivo si trova dal lato smussato.

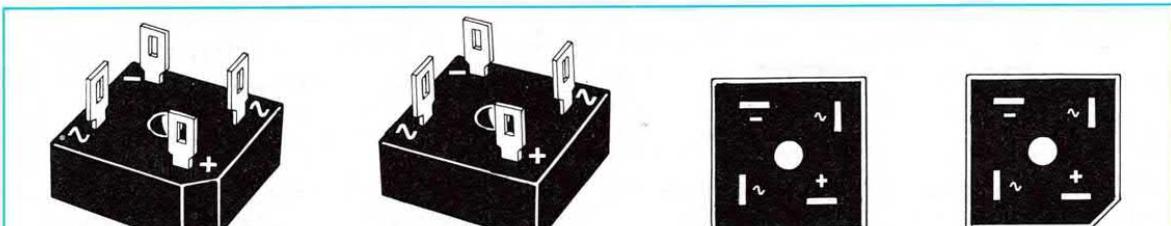
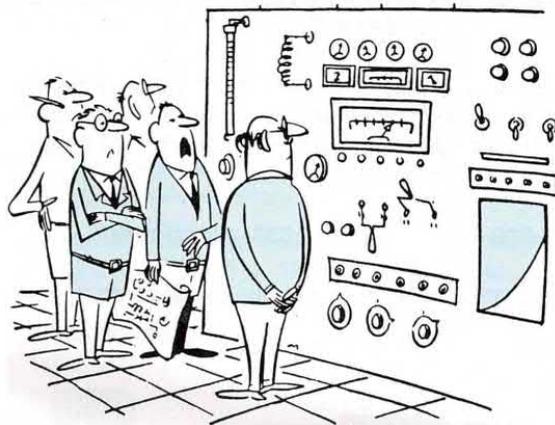


Fig.9 I ponti raddrizzatori di potenza dispongono quasi sempre di terminali ad occhio, utili per inserire e saldare al loro interno un filo di rame di diametro adeguato.

DUPLICARE **TRIPPLICARE** **QUADRUPLICARE** **SESTUPLICARE** una **TENSIONE**



Quando occorrono elevate tensioni **continue** e non si dispone di trasformatori di alimentazione con un secondario idoneo a fornire la tensione richiesta, è possibile duplicare -triplicare - quadruplicare - sestuplicare la tensione alternata collegando dei **diodi raddrizzatori** come visibile negli esempi riportati in questi paragrafi.

Esempio = Applicando sull'ingresso di un duplicatore una tensione alternata di **30 volt** avremo sull'uscita una tensione **continua** di :

$$30 \times 1,41 \times 2 = 84,6 \text{ volt}$$

La tensione continua è sempre maggiore del doppio del valore della tensione **VAC**, perchè i condensatori si caricheranno sempre sul valore di **picco**.

Il valore dei condensatori da utilizzare in questo duplicatore si calcola con la formula :

$$mF = (40.000 : Hz) : (VCC : mA)$$

Se abbiamo un duplicatore alimentato da una tensione di rete a **50 Hz**, che eroga in uscita una tensione **VCC = 84,6 volt** e vogliamo prelevare una corrente di **100 milliAmper**, dovremo usare dei condensatori elettrolitici di capacità non inferiore a :

$$(40.000 : 50) : (84,6 : 100) = 945,6 \text{ mF}$$

quindi potremo utilizzare dei condensatori da **1.000 microFarad**.

DUPLICATORI DI TENSIONI

Per duplicare una tensione alternata possiamo usare uno dei due schemi riportati in fig.1 e in fig.2.

La tensione che risulterà presente sull'uscita di questi duplicatori si può calcolare usando la formula:

$$VCC = VAC \times 1,41 \times 2$$

dove:

VCC è la tensione **continua** in uscita,
VAC è la tensione **alternata** sull'ingresso.

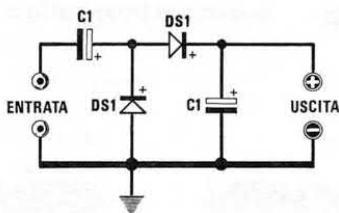


Fig.1 Schema elettrico di un **DUPLICATORE** di tensione con il negativo collegato a massa.

$$\text{Volt CC} = \text{Volt AC} \times 1,41 \times 2$$

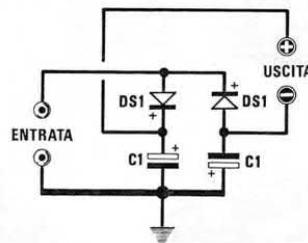


Fig.2 Schema di un **DUPLICATORE** con il negativo isolato dalla massa, utile per ottenere tensioni duali.

$$\text{Volt CC} = \text{Volt AC} \times 1,41 \times 2$$

TRIPLICATORI DI TENSIONE

Per triplicare una tensione alternata possiamo usare uno dei due schemi riportati in fig.3 e in fig.4.

La tensione che risulterà sull'uscita del triplicatore si calcola usando la formula :

$$VCC = VAC \times 1,41 \times 3$$

dove:

VCC è la tensione **continua** in uscita,

VAC è la tensione **alternata** sull'ingresso.

Esempio = Applicando sull'ingresso di un triplicatore una tensione alternata di **30 volt** avremo sull'uscita una tensione **continua** di :

$$30 \times 1,41 \times 3 = 126,9 \text{ volt}$$

La tensione continua è sempre maggiore del triplo del valore della tensione **VAC**, perchè i condensatori si caricheranno sempre sul valore di **picco**.

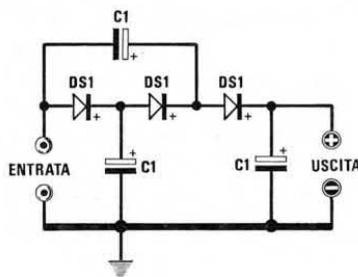


Fig.3 Schema elettrico di un TRIPLICATORE di tensione con il negativo collegato a massa.

$$\text{Volt CC} = \text{Volt AC} \times 1,41 \times 3$$

Il valore dei condensatori da utilizzare nel triplicatore si calcola con la formula :

$$mF = (60.000 : Hz) : (VCC : mA)$$

Se abbiamo un triplicatore alimentato da una tensione di rete a **50 Hz**, che eroga in uscita una tensione **VCC = 126,9 volt** e vogliamo prelevare una corrente di **100 milliAmper**, dovremo usare dei condensatori elettrolitici di capacità non inferiore a :

$$(60.000 : 50) : (126,9 : 100) = 945,6 \text{ mF}$$

perciò utilizzeremo dei condensatori da **1.000 microFarad**.

I condensatori da utilizzare in questo circuito dovranno avere una tensione di lavoro pari ai volt alternati applicati sull'ingresso moltiplicati **x 2,82**.

Se sull'ingresso abbiamo applicato una tensione di **30 volt**, dovremo utilizzare dei condensatori con una tensione di lavoro di **30 x 2,82 = 84,6 volt**. Quindi potremo utilizzare dei condensatori con una tensione di **100 volt** lavoro.

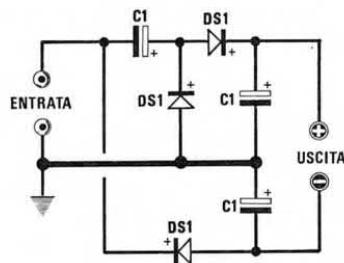


Fig.4 Schema di un TRIPLICATORE con il negativo isolato dalla massa, utile per ottenere tensioni duali.

$$\text{Volt CC} = \text{Volt AC} \times 1,41 \times 3$$

QUADRUPLICATORI DI TENSIONE

Per quadruplicare una tensione alternata possiamo usare uno dei due schemi riportati in fig.5 e in fig.6.

La tensione che risulterà sull'uscita del quadruplicatore si potrà calcolare usando la formula :

$$VCC = VAC \times 1,41 \times 4$$

dove:

VCC è la tensione **continua** disponibile in uscita,

VAC è la tensione **alternata** applicata in ingresso.

Esempio = Applicando sull'ingresso di un quadruplicatore una tensione alternata di **30 volt** avremo

sull'uscita una tensione **continua** di :

$$30 \times 1,41 \times 4 = 169,2 \text{ volt}$$

La tensione continua è sempre maggiore del quadruplo del valore della tensione **VAC**, perchè i condensatori si caricheranno sempre sul valore di **picco**.

Il valore dei condensatori da utilizzare in questo quadruplicatore si calcola con la formula :

$$mF = (80.000 : Hz) : (VCC : mA)$$

Se abbiamo un quadruplicatore alimentato da una tensione di rete a **50 Hz**, che eroga in uscita

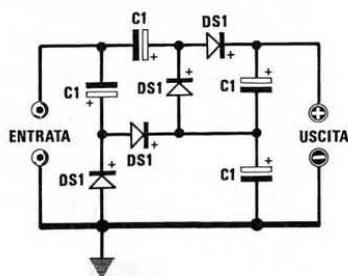


Fig.5 Schema elettrico di un QUADRUPLICATORE di tensione con il negativo collegato a massa.

$$\text{Volt CC} = \text{Volt AC} \times 1,41 \times 4$$

una tensione **VCC = 169,2 volt** e vogliamo prelevare una corrente di **100 milliAmper**, dovremo usare dei condensatori elettrolitici di capacità non inferiore a :

$$(80.000 : 50) : (169,2 : 100) = 945,6 \text{ mF}$$

cioè ancora dei condensatori da **1.000 microFarad**.

I condensatori da utilizzare in questo circuito dovranno avere una tensione di lavoro pari ai volt alternati applicati sull'ingresso moltiplicati **x 2,82**.

Se sull'ingresso abbiamo applicato una tensione di **30 volt**, dovremo utilizzare dei condensatori con una tensione di lavoro di **30 x 2,82 = 84,6 volt**. Quindi potremo utilizzare dei condensatori con una tensione di **100 volt** lavoro.

PER MOLTIPLICARE PIÙ DI 4 VOLTE

Volendo elevare ulteriormente il valore della tensione raddrizzata conviene utilizzare più celle **dupplicatrici** (vedi fig.7).

Se applicheremo in serie due celle otterremo in uscita una tensione **quadruplicata**; se applicheremo in serie tre celle otterremo una tensione **sestuplicata**; se invece ne applicheremo in serie quattro otterremo una tensione **ottuplicata**.

La tensione presente sull'uscita di questi stadi duplicatori è determinabile mediante la formula :

$$\text{VCC} = \text{VAC} \times 2,82 \times \text{NC}$$

dove:

VCC è il valore della tensione **continua** disponibile in uscita,

VAC è il valore della tensione **alternata** applicata in ingresso,

NC è il numero delle celle.

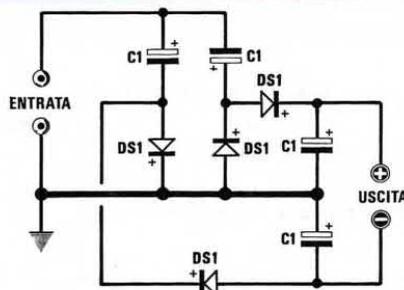


Fig.6 Schema di un QUADRUPLICATORE con il negativo isolato dalla massa, utile per ottenere tensioni duali.

$$\text{Volt CC} = \text{Volt AC} \times 1,41 \times 4$$

Facciamo presente che la tensione continua che otterremo in uscita sarà sempre leggermente **minore** rispetto al valore calcolato perchè dovremo considerare le **cadute di tensione** introdotte dai diodi raddrizzatori o dalle perdite dei condensatori.

Esempio = Applicando una tensione alternata di **100 volt** in un circuito composto da **4 celle duplicatrici** (vedi fig.7) la tensione che otterremo sull'uscita sarà pari a :

$$100 \times 2,82 \times 4 = 1.128 \text{ volt}$$

Considerando le cadute di tensione dei diodi potremo rilevare una tensione di soli **1.120 volt**.

Per conoscere la **corrente massima** che potremo prelevare da questi moltiplicatori di tensione potremo usare questa formula :

$$\text{mA uscita} = (\text{VAC} \times \text{mA}) : \text{VCC}$$

Se abbiamo un trasformatore che eroga una tensione di **100 volt 90 milliAmper** non potremo alimentare con questi **1.128 volt** circuiti che assorbano più di :

$$(100 \times 90) : 1.128 = 7,97 \text{ mA}$$

Esempio = Se volessimo conoscere quale tensione **alternata** applicare sull'ingresso di un circuito composto da più celle duplicatrici per ottenere in uscita una tensione **continua** di valore noto, potremo usare la formula :

$$\text{VAC} = \text{VCC} : (2,82 \times \text{Numero Celle})$$

Ammessi di voler ottenere in uscita una tensione di **400 volt continui**, utilizzando **4 celle dupli-**

catrici, dovremmo applicare sull'ingresso una tensione alternata di :

$$400 : (2,82 \times 4) = 35,46 \text{ volt}$$

Per compensare le cadute dei diodi raddrizzatori converrà applicare sull'ingresso del moltiplicatore una tensione alternata di **36 volt**.

Se invece usassimo **6 celle duplicatrici**, dovremmo applicare sull'ingresso una tensione alternata di :

$$400 : (2,82 \times 6) = 23,64 \text{ volt}$$

Per compensare le cadute dei diodi raddrizzatori converrà applicare sull'ingresso del moltiplicatore una tensione alternata di **24 volt**.

LA CAPACITÀ dei CONDENSATORI C1

Negli schemi abbiamo segnalato il lato **positivo** dei condensatori, che dovremo ovviamente rispettare solo nei casi in cui verranno usati dei condensatori **elettrolitici**.

Per quanto concerne la scelta della capacità di questi condensatori molte pubblicazioni si limitano a consigliare condensatori di bassa capacità quando occorre prelevare in uscita **basse correnti** e condensatori di elevata capacità quando occorre pre-

levare in uscita **forti correnti**, senza però indicare quale valore utilizzare.

Poichè il valore della **capacità** determina la **massima corrente** prelevabile dall'uscita di questi stadi, per conoscere l'esatto valore utilizzabile dovremo usare la formula :

$$\text{microF} = [(40.000 \times \text{NC}) : \text{Hz}] : (\text{VCC} : \text{mA})$$

dove:

VCC è la tensione **continua** disponibile in uscita,

NC è il numero delle celle,

Hz è la **frequenza** alternata in Hertz,

mA è la massima **corrente** da prelevare.

Esempio = Applicando sull'ingresso di un circuito composto da **2 celle** una tensione di **100 volt** otterremo in uscita una tensione continua di :

$$100 \times 2,82 \times 2 = 564 \text{ volt}$$

Conoscendo il valore della tensione **VCC** e supponendo di dover alimentare un circuito che assorbe un **massimo di 3 milliAmper**, possiamo calcolare la **capacità** minima che occorrerà inserire nel circuito, utilizzando la formula poc'anzi riportata :

$$[(40.000 \times 2) : 50] : (564 : 3) = 8,5 \text{ microF}$$

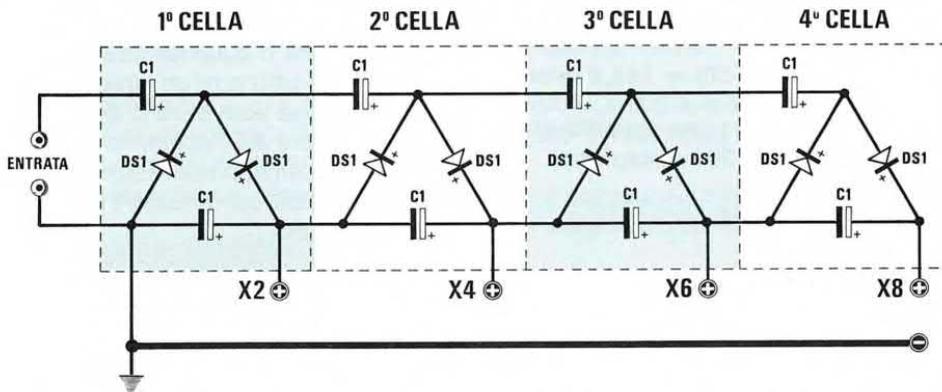


Fig.7 Per ottenere tensioni molto elevate che potrebbero risultare necessarie per alimentare tubi Laser o Geiger, conviene utilizzare questo schema, composto da più celle **DUPLICATRICI**. Come spiegato nell'articolo, più alta sarà la frequenza della tensione alternata da raddrizzare e da duplicare e minore risulterà la capacità dei condensatori di accoppiamento.

$$\text{Volt CC} = \text{Volt AC} \times 2,82 \times \text{Numero CELLE}$$

$$\text{C1 mF} = [(40.000 \times \text{NC}) : \text{Hz}] : (\text{Vcc} : \text{mA})$$

$$\text{mA uscita} = (\text{Vcc} \times \text{C1 mF}) : [(40.000 \times \text{NC}) : \text{Hz}]$$

Nota = NC è il numero delle Celle utilizzate nel circuito.

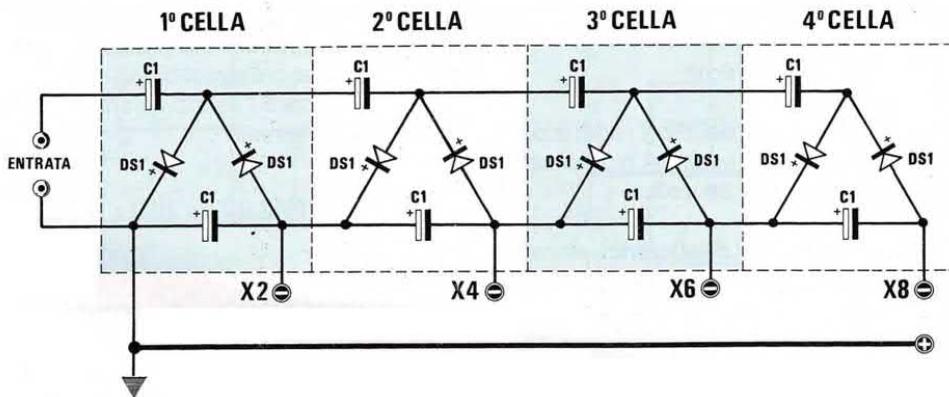


Fig.8 Per ottenere tensioni molto elevate, ma con il **POSITIVO** collegato a massa, sarà sufficiente invertire la polarità di tutti i diodi raddrizzatori e quella di tutti i condensatori elettrolitici. In questi circuiti di duplicazione potrete inserire anche più stadi rispetto a quelli da noi disegnati.

$$\begin{aligned} \text{Volt CC} &= \text{Volt AC} \times 2,82 \times \text{Numero CELLE} \\ \text{C1 mF} &= [(40.000 \times \text{NC}) : \text{Hz}] : (\text{Vcc} : \text{mA}) \\ \text{mA uscita} &= (\text{Vcc} \times \text{C1 mF}) : [(40.000 \times \text{NC}) : \text{Hz}] \end{aligned}$$

Nota = NC è il numero delle Celle utilizzate nel circuito.

In questo caso dobbiamo utilizzare dei condensatori di capacità **standard** superiore, cioè **10 mF**.

Se con questa tensione di **564 volt** volessimo alimentare un circuito che assorbe **50 mA** dovremmo invece utilizzare dei condensatori di capacità maggiore, cioè :

$$[(40.000 \times 2) : 50] : (564 : 50) = 141,8 \text{ microF}$$

In questo caso utilizzeremo una capacità standard superiore, ad esempio **220 microfarad**.

SE LA CAPACITÀ È NOTA

A volte può essere necessario eseguire l'operazione inversa, cioè avendo inserito in questi stadi dei condensatori di capacità nota, potrebbe risultare utile determinare la **massima corrente** che possiamo prelevare.

Per ottenere questo dato si dovrà utilizzare la seguente formula :

$$\text{mA} = (\text{VCC} \times \text{mF}) : [(40.000 \times \text{NC}) : \text{Hz}]$$

Esempio = Avendo utilizzato in un circuito composto da **2 celle** dei condensatori elettrolitici da **22 microfarad**, vorremmo conoscere la corrente **massima** che potremo prelevare sapendo che sull'uscita di questo stadio sono disponibili **564 volt** :

$$(564 \times 22) : [(40.000 \times 2) : 50] = 7,75 \text{ mA}$$

CAPACITÀ e FREQUENZA

La massima corrente che possiamo prelevare sull'uscita oltre a dipendere dalla capacità del condensatore dipende anche dalla **frequenza** della tensione alternata che desideriamo duplicare - triplicare - quadruplicare o quintuplicare.

Se anziché utilizzare una frequenza di rete a **50 Hz**, usiamo una frequenza di **30.000 Hz** generata da un oscillatore di BF, potremo notare che aumentando la frequenza si riduce notevolmente il valore della capacità del condensatore in quanto la formula rimane invariata :

$$\text{microF} = [(40.000 \times \text{NC}) : \text{Hz}] : (\text{Vu} : \text{mA})$$

Esempio = In un circuito composto da **3 celle** in grado di fornirci in uscita una tensione di **250 volt**, vorremmo conoscere il valore delle capacità da usare per prelevare in uscita **10 milliAmper** applicando sull'ingresso una tensione alternata alla frequenza di **50 Hz** oppure di **30.000 Hz** :

$$[(40.000 \times 3) : 50] : (250 : 10) = 96 \text{ microF}$$

$$[(40.000 \times 3) : 30.000] : (250 : 10) = 0,16 \text{ microF}$$

Come si può constatare, aumentando la frequenza dovremo utilizzare dei condensatori di capacità **minore**.

Esempio = Se con una tensione di **250 volt** ottenuta con una frequenza di **30.000 Hz** volessimo alimentare un circuito che assorbe **30 mA**, dovremo utilizzare dei condensatori da :

$$[(40.000 \times 3) : 30.000] : (250 : 30) = 0,48 \text{ microF}$$

quindi potremmo usare dei condensatori al poliestere di capacità leggermente maggiore, cioè **560.000 picofarad**.

TENSIONE LAVORO CONDENSATORE

La tensione di lavoro dei condensatori da utilizzare nei duplicatori - triplicatori - quadruplicatori ecc., non dovrà mai risultare inferiore a :

$$\text{volt AC} \times 2,82$$

Se sull'ingresso del circuito applichiamo una tensione alternata di **100 volt**, dovremo utilizzare dei condensatori che abbiano una **tensione di lavoro** non inferiore a :

$$100 \times 2,82 = 282 \text{ volt}$$

In questo caso potremo utilizzare dei condensatori da **300 volt** lavoro.

Se sull'ingresso applicassimo invece una tensione alternata di **220 volt**, dovremo utilizzare dei condensatori che abbiano una **tensione di lavoro** non inferiore a :

$$220 \times 2,82 = 620 \text{ volt}$$

In questo caso potremo tranquillamente scegliere dei condensatori da **600 volt lavoro**, perchè questi possono sopportare un **10-15%** in più della tensione massima segnalata sull'involucro.

TENSIONE DIODI RADDRIZZATORI

Anche i diodi da utilizzare in questi circuiti dovranno essere in grado di lavorare su un valore massimo di :

$$\text{volt AC} \times 2,82$$

Se realizzate un sestuplicatore in grado di ottenere in uscita delle tensioni di qualche **migliaia** di volt, ricordatevi che tutti i valori dei diodi e dei condensatori vanno calcolati per la **tensione alternata** che applicherete sull'ingresso e non per la tensione che otterrete in uscita.

Esempio = Realizzando duplicatori in grado di erogare in uscita una tensione continua di **1.000**

volt e applicando sull'ingresso una tensione alternata di **120 volt**, dovremo scegliere dei diodi raddrizzatori in grado di lavorare con tensioni maggiori di :

$$120 \times 2,82 = 338 \text{ volt}$$

In questo caso potremo scegliere dei diodi da **400-500 volt** lavoro (massima tensione inversa del diodo).

POTENZA DEL TRASFORMATORE

La potenza del trasformatore dovrà essere proporzionata al valore della tensione e della corrente che preleveremo sull'uscita dei duplicatori - triplicatori - quadruplicatori ecc.

Se da uno stadio duplicatore - triplicatore - quadruplicatore ecc., preleveremo una tensione di **500 volt** e con tale tensione alimenteremo un circuito che assorbe **45 milliAmper** pari a **0,045 Amper**, la potenza del trasformatore non dovrà mai risultare inferiore a :

$$500 \times 0,045 = 22,5 \text{ watt}$$

Se da un trasformatore provvisto di un secondario che eroga **200 volt 100 milliAmper** preleviamo questa tensione per **duplicarla**, portandola a :

$$200 \times 1,41 \times 2 = 564 \text{ volt}$$

la corrente che potremo prelevare dall'uscita del duplicatore sarà di:

$$\text{mA} = (\text{VAC} \times \text{mA}) : \text{VCC} \\ (200 \times 100) : 564 = 35,4 \text{ mA}$$

e di conseguenza non potremo alimentare circuiti che assorbono più di **30 milliAmper**.

Se **quadruplichiamo** questa tensione fino a:

$$200 \times 1,41 \times 4 = 1.128 \text{ volt}$$

la corrente che potremo prelevare dall'uscita del quadruplicatore sarà di soli :

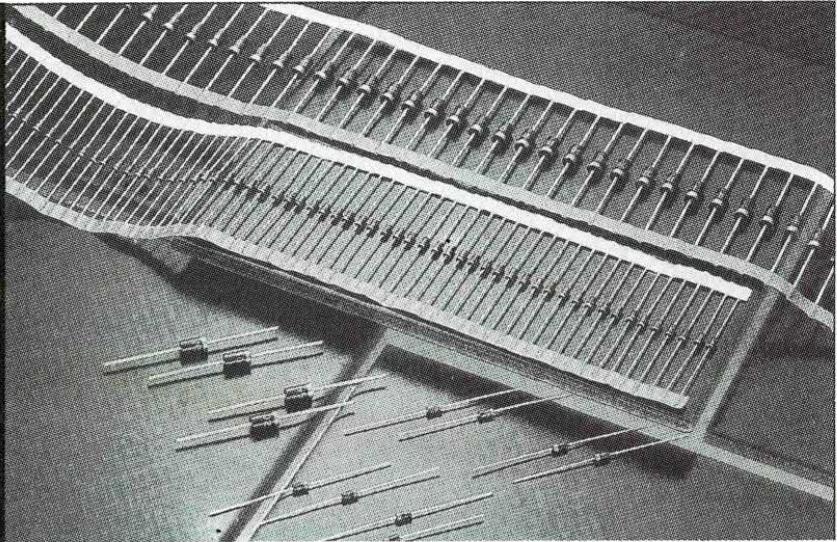
$$(200 \times 100) : 1.128 = 17,7 \text{ mA}$$

In pratica è consigliabile assorbire correnti minori, cioè **15-14 milliAmper**.

TENSIONI NEGATIVE

Rovesciando la polarità dei **diodi** raddrizzatori e quella dei **condensatori elettrolitici** si otterrà in uscita una tensione **negativa** anzichè positiva, come visibile in fig.8.

I DIODI ZENER



I diodi zener possono essere grandi quanto una resistenza da 1/4 di watt o poco di più oppure raggiungere la grandezza di un bullone, se di potenza superiore ai 5 watt.

I terminali di questi diodi vengono sempre indicati con le lettere **K** e **A** (vedi fig.1).

Il terminale **K** è il **catodo** che deve sempre essere rivolto verso la tensione **positiva**, mentre il terminale **A** è l'**anodo** che deve sempre essere rivolto verso **massa**.

Nei minuscoli diodi zener da 1/2 watt e da 1 watt è sempre presente una fascia **colorata** di riferimento rivolta verso il terminale **K**.

Per poter esplicitare la sua funzione **stabilizzatrice** il diodo zener deve essere sempre alimentato tramite una **resistenza di caduta** il cui valore andrà calcolato in funzione della sua potenza e della tensione di alimentazione (vedi fig.2).

Per calcolare il valore ohmico della resistenza **R1** dovremo utilizzare le seguenti formule:

per i diodi zener da 1/2 watt:

$$\text{Ohm} = (V_{cc} - V_z) : (20 + \text{mA}) \times 1.000$$

per i diodi zener da 1 watt:

$$\text{Ohm} = (V_{cc} - V_z) : (30 + \text{mA}) \times 1.000$$

per i diodi zener da 2 watt:

$$\text{Ohm} = (V_{cc} - V_z) : (40 + \text{mA}) : 1.000$$

Dove:

V_{cc} = tensione di alimentazione;

V_z = tensione di lavoro del diodo zener;

mA = corrente in milliAmper che assorbe il circuito che dovremo alimentare con la tensione stabilizzata.

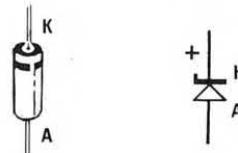


Fig.1

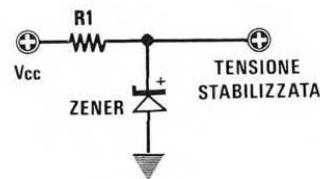


Fig.2

Per calcolare la potenza in **watt** della resistenza di caduta dovremo usare le formule riportate di seguito:

per i diodi zener da 1/2 watt:

$$\text{watt} = (V_{cc} - V_z) \times (20 + \text{mA}) : 1.000$$

per i diodi zener da 1 watt:

$$\text{watt} = (V_{cc} - V_z) \times (30 + \text{mA}) : 1.000$$

per i diodi zener da 2 watt:

$$\text{watt} = (V_{cc} - V_z) \times (40 + \text{mA}) : 1.000$$

Esempio = Abbiamo a disposizione una tensione di **12 volt** da stabilizzare a **5,1 volt** tramite un diodo zener per poter alimentare un circuito che assorbe circa **10 milliAmper** e vorremmo conoscere quale valore utilizzare per la resistenza.

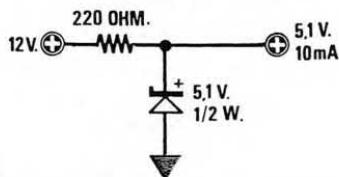


Fig.3

= Se utilizzeremo un diodo zener da **1/2 watt** il valore della resistenza sarà di:

$$(12 - 5,1) : (20 + 10) \times 1.000 = 230 \text{ ohm}$$

Poichè questo non è un valore **standard** potremo utilizzare quello più prossimo, cioè **220 ohm** (vedi fig.3).

= Per conoscere la potenza in watt di tale resistenza eseguiremo questa seconda operazione:

$$(12 - 5,1) \times (20 + 10) : 1.000 = 0,207 \text{ watt}$$

Poichè **0,207** è minore di **0,25 watt** (pari a 1/4 di watt) potremo usare una resistenza da **1/4 di watt**.

= Se utilizzeremo un diodo zener da **1 watt**, il valore della resistenza sarà di:

$$(12 - 5,1) : (30 + 10) \times 1.000 = 172 \text{ ohm}$$

In pratica utilizzeremo il valore **standard** di **180 ohm** oppure di **150 ohm** (vedi fig.4).

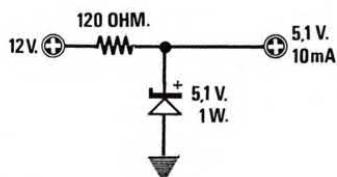


Fig.4

= Per conoscere la potenza in watt di tale resistenza eseguiremo questa seconda operazione:

$$(12 - 5,1) \times (30 + 10) : 1.000 = 0,276 \text{ watt}$$

Poichè **0,276** è minore di **0,5 watt** (pari a 1/2 watt) potremo usare una resistenza da **1/2 watt**.

DIODI ZENER IN SERIE

Collegando in serie due diodi zener anche di valore **diverso** si otterrà una tensione stabilizzata pari alla somma dei due zener impiegati.

Per esempio se colleghiamo in serie un diodo zener da **5,1 volt** con uno da **7,5 volt** otterremo una tensione stabilizzata di:

$$5,1 + 7,5 = 12,6 \text{ volt (vedi fig.5).}$$

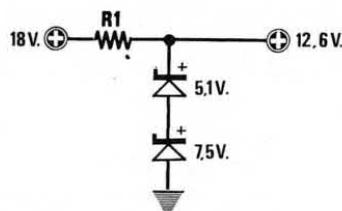


Fig.5

Applicando in serie più diodi zener di valore diverso potremo ottenere diverse tensioni stabilizzate.

Ad esempio se colleghiamo in serie due diodi zener, uno da **12** e uno da **7,2** volt, otterremo due tensioni stabilizzate: una pari a **19,2 volt** (12 + 7,2) e l'altra a **7,2 volt** (vedi fig.6).

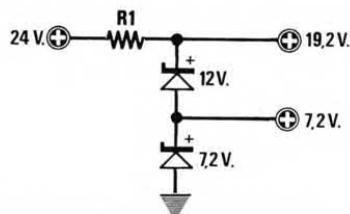


Fig.6

Collegando in serie quattro diodi zener tutti di identico valore, ad esempio **3,3 volt**, otterremo quattro tensioni stabilizzate a **13,2 - 9,9 - 6,6 - 3,3 volt** (vedi fig.7).

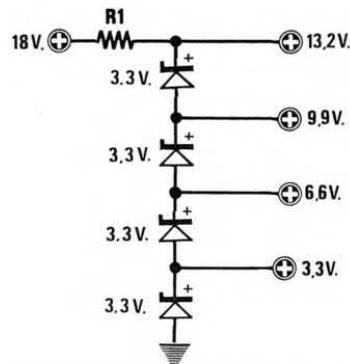


Fig.7

ELEVARE IL VALORE DI ZENER

Collegando in serie ad un diodo zener un diodo al silicio e rivolgendo il terminale **K** in senso inverso (vedi fig.8), noi possiamo aumentare la tensione del diodo zener di **0,7 volt** per ogni diodo al silicio inserito.

Se abbiamo un diodo zener da **3,3 volt** e gli applichiamo in serie **1** diodo al silicio otterremo una tensione stabilizzata di:

$$3,3 + 0,7 = 4 \text{ volt (vedi fig.8).}$$

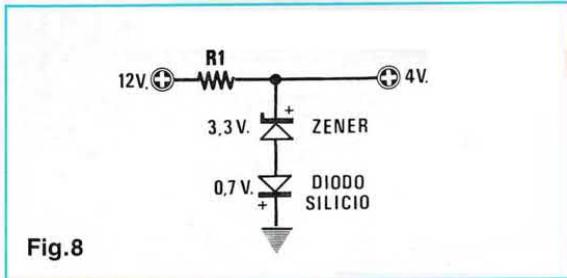


Fig.8

Se al diodo zener da **3,3 volt** applichiamo in serie **2** diodi al silicio otterremo una tensione stabilizzata di:

$$3,3 + 0,7 + 0,7 = 4,7 \text{ volt (vedi fig.9).}$$

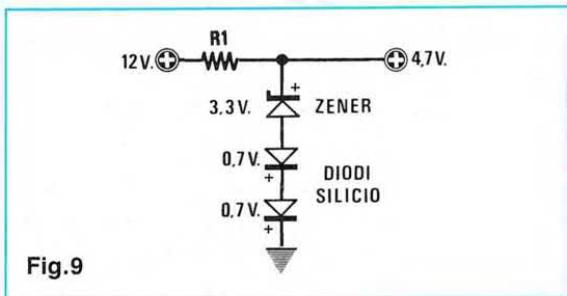


Fig.9

DUE TENSIONI VARIABILI

Se ci dovesse servire una tensione stabilizzata **variabile** da **13 a 9 volt** potremmo utilizzare due diodi zener e collegare sui loro terminali un trimmer come visibile in fig.10.

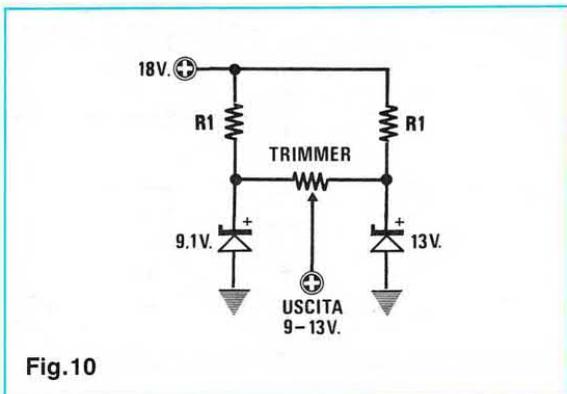


Fig.10

SQUADRATORI DI ONDA SINUSOIDALE

Collegando in opposizione di fase due diodi (vedi fig.11) potremo trasformare un'onda sinusoidale in un'onda **quasi** quadra, il cui valore sarà pari al valore del diodo zener scelto.

Se utilizziamo due diodi zener da **3,3 volt**, otterremo una semionda quadra positiva di **3,3 volt** ed una semionda negativa di **3,3 volt**.

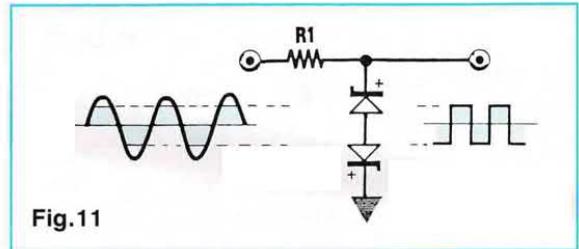


Fig.11

È importante che l'onda sinusoidale da squadrare abbia una tensione **picco/picco** superiore al valore del diodo zener e che il circuito sia alimentato tramite una resistenza di caduta (vedi R1) da **220 - 470 ohm**.

ALIMENTATORE STABILIZZATO

Per ottenere una tensione stabilizzata in grado di erogare una corrente non superiore ad 0,8 Amper, è consigliabile pilotare la Base di un transistor NPN di media potenza, tipo BD.139 o suoi equivalenti, con la tensione stabilizzata ottenuto tramite un diodo da **1/2 watt** (vedi fig.12).

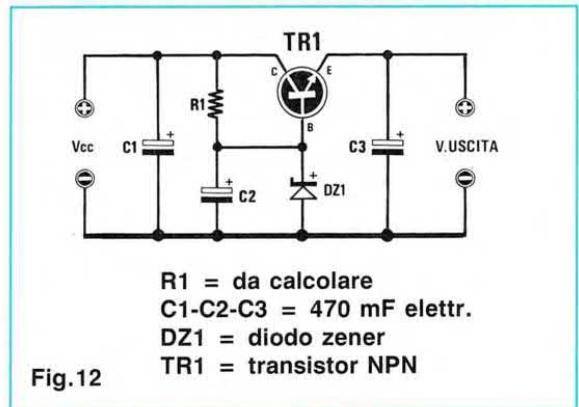


Fig.12

Il valore della resistenza R1 si calcolerà usando la formula:

$$R1 \text{ ohm} = [(V_{cc} - V_z) : 25] \times 1.000$$

Il transistor dovrà dissipare una potenza pari a:

$$\text{Watt} = (V_{cc} - V_z) \times \text{Amper uscita}$$

Per evitare che il transistor si danneggi irrimediabilmente, è assolutamente necessario applicarlo sopra ad un'aletta di raffreddamento.

TABELLA EQUIVALENZE DIODI ZENER

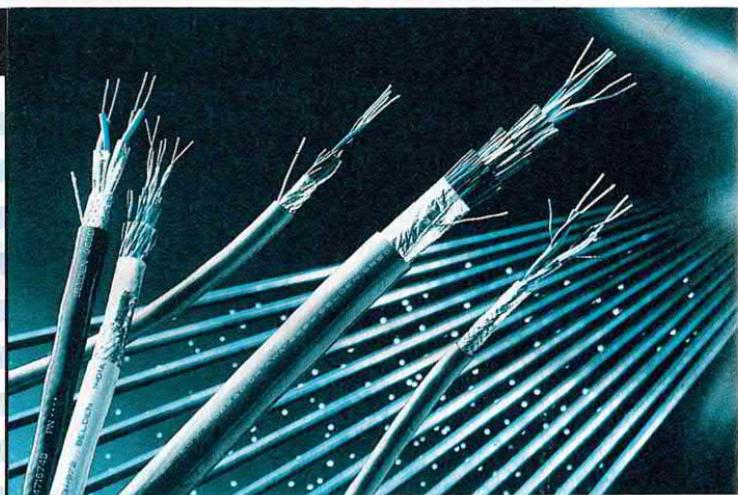
VOLT	ZENER da 1/2 Watt			ZENER da 1 Watt			TENSIONI
2,4	BZX.79.C2V4	1N.5222	1N.4370	BZX.85.C2V4	2,3 - 2,6
2,7	BZX.79.C2V7	1N.5223	1N.4371	BZX.85.C2V7	2,5 - 2,9
3,0	BZX.79.C3V0	1N.5225	1N.4372	BZX.85.C3V0	2,8 - 3,2
3,3	BZX.79.C3V3	1N.5226	1N.746	BZX.85.C3V3	1N.4728	3,1 - 3,5
3,6	BZX.79.C3V6	1N.5227	1N.747	BZX.85.C3V6	1N.4729	3,4 - 3,8
3,9	BZX.79.C3V9	1N.5228	1N.748	BZX.85.C3V9	1N.4730	3,7 - 4,1
4,3	BZX.79.C4V3	1N.5229	1N.749	BZX.85.C4V3	1N.4731	4,0 - 4,6
4,7	BZX.79.C4V7	1N.5230	1N.750	BZX.85.C4V7	1N.4732	4,5 - 5,0
5,1	BZX.79.C5V1	1N.5231	1N.751	BZX.85.C5V1	1N.4733	4,8 - 5,4
5,6	BZX.79.C5V6	1N.5232	1N.752	BZX.85.C5V6	1N.4734	5,2 - 6,0
6,2	BZX.79.C6V2	1N.5234	1N.753	BZX.85.C6V2	1N.4735	5,8 - 6,6
6,8	BZX.79.C6V8	1N.5235	1N.957	BZX.85.C6V8	1N.3016	1N.4736	6,4 - 7,2
7,5	BZX.79.C7V5	1N.5236	1N.958	BZX.85.C7V5	1N.3017	1N.4737	7,0 - 7,9
8,2	BZX.79.C8V2	1N.5237	1N.959	BZX.85.C8V2	1N.3018	1N.4738	7,7 - 8,7
9,1	BZX.79.C9V1	1N.5239	1N.960	BZX.85.C9V1	1N.3019	1N.4739	8,5 - 9,6
10,0	BZX.79.C10	1N.5240	1N.961	BZX.85.C10	1N.3020	1N.4740	9,4 - 10,6
11,0	BZX.79.C11	1N.5241	1N.962	BZX.85.C11	1N.3021	1N.4741	10,4 - 11,6
12,0	BZX.79.C12	1N.5242	1N.963	BZX.85.C12	1N.3022	1N.4742	11,4 - 12,7
13,0	BZX.79.C13	1N.5243	1N.964	BZX.85.C13	1N.3023	1N.4743	12,4 - 14,1
15,0	BZX.79.C15	1N.5245	1N.965	BZX.85.C15	1N.3024	1N.4744	13,8 - 15,6
16,0	BZX.79.C16	1N.5246	1N.966	BZX.85.C16	1N.3025	1N.4745	15,3 - 17,1
18,0	BZX.79.C18	1N.5248	1N.967	BZX.85.C18	1N.3026	1N.4746	16,8 - 19,1
20,0	BZX.79.C20	1N.5250	1N.968	BZX.85.C20	1N.3027	1N.4747	18,8 - 21,2
22,0	BZX.79.C22	1N.5251	1N.969	BZX.85.C22	1N.3028	1N.4748	20,8 - 23,3
24,0	BZX.79.C24	1N.5252	1N.970	BZX.85.C24	1N.3029	1N.4749	22,8 - 25,6
27,0	BZX.79.C27	1N.5254	1N.971	BZX.85.C27	1N.3030	1N.4750	25,1 - 28,9
30,0	BZX.79.C30	1N.5256	1N.972	BZX.85.C30	1N.3031	1N.4751	28,0 - 32,0
33,0	BZX.79.C33	1N.5257	1N.973	BZX.85.C33	1N.3032	1N.4752	31,0 - 35,0
36,0	BZX.79.C36	1N.5258	1N.974	BZX.85.C36	1N.3033	1N.4753	34,0 - 38,0
39,0	BZX.79.C39	1N.5259	1N.975	BZX.85.C39	1N.3034	1N.4754	37,0 - 41,0
43,0	BZX.79.C43	1N.5260	1N.976	BZX.85.C43	1N.3035	1N.4755	40,0 - 46,0
47,0	BZX.79.C47	1N.5261	1N.977	BZX.85.C47	1N.3036	1N.4756	44,0 - 50,0
51,0	BZX.79.C51	1N.5262	1N.978	BZX.85.C51	1N.3037	1N.4757	48,0 - 54,0
56,0	BZX.79.C56	1N.5263	1N.979	BZX.85.C56	1N.3038	1N.4758	52,0 - 60,0
62,0	BZX.79.C62	1N.5265	1N.980	BZX.85.C62	1N.3039	1N.4759	58,0 - 66,0

Nota = Nella **prima** colonna di sinistra abbiamo riportato il valore di **tensione** che questi diodi zener dovrebbero teoricamente stabilizzare. Nell'**ultima** colonna di destra abbiamo riportato i valori di **tensione minima e massima** che in pratica questi diodi possono stabilizzare a causa delle loro **tolleranze**. Pertanto se inserendo in un circuito un diodo zener da **12 volt**, otterrete delle tensioni stabilizzate di **11,4-11,5-11,6 volt** o di **12,5-12,6-12,7 volt**, sappiate che questi valori rientrano nella sua tolleranza e quindi nella normalità.

I diodi zener con sigle che iniziano con **BZX.55** o **BZX.83** hanno caratteristiche similari ai diodi zener con sigle **BZX.79**.

DIAMETRO filo RAME e CORRENTE MASSIMA

Codice AWG	Codice SWG	Codice BWG	Diametro in mm
		00	9,65
00			9,27
		0	8,64
0			8,25
		1	7,62
1	1		7,35
		2	7,21
	2		6,85
2	3	3	6,54
		4	6,05
3	4		5,83
		5	5,49
4	5	6	5,19
	6		4,85
		7	4,57
5	7		4,62
		8	4,19
6	8		4,11
		9	3,76
	9		3,66
	10		3,40
8	10		3,26
		11	3,05
9	11		2,91
		12	2,77
10	12		2,59
		13	2,41
11	13		2,30
		14	2,11
12	14		2,05
13	15	15	1,83
14	16	16	1,63
15	17	17	1,45
16	18		1,29
		18	1,24
17			1,15
		19	1,07
18	19		1,02
19	20	20	0,90
20	21	21	0,81
21	22	22	0,72
22	23	23	0,64
23	24	26	0,57
24	25	25	0,51
25	26	26	0,45
26	27	27	0,40
	28		0,39
27	29	28	0,36
28	30	29	0,32
		30	0,30
29	31		0,29
	32		0,28
30	33	31	0,25
31	34		0,23
	35	32	0,22
32	36	33	0,20
33	37	34	0,18
34	38		0,16
35	39		0,14
36	40	35	0,13
37	41		0,11
38	42	36	0,10
39	43		0,09
40	44		0,08



Per alimentare una qualsiasi apparecchiatura con una tensione prelevata da una batteria o da un alimentatore, occorrerà utilizzare un filo di rame di **diametro** adeguato per evitare inutili cadute di tensione ed un surriscaldamento del filo.

Nella prima colonna della tabella riportata sulla pagina di **destra** troviamo il **diametro** del filo, poi la resistenza **ohmica x metro** ed infine tre colonne con indicata la **corrente massima** che possiamo far scorrere sul filo, prendendo come valori base **2 - 2,5 - 3 Amper** per **millimetro quadrato**.

I valori riportati nella colonna dei **2 Amper** si scelgono quando è necessario ridurre al minimo le cadute di tensione, come ad esempio per collegare **casce acustiche Hi-Fi** senza modificare l'impedenza di carico ed ottenere così un'attenuazione della potenza d'uscita.

I valori riportati nella colonna dei **2,5 Amper** si scelgono per i normali collegamenti, perchè la corrente riportata influirà sul filo di rame senza surriscaldarlo.

L'ultima colonna, quella dei **3 Amper**, riporta il valore massimo di **corrente** che è possibile far scorrere nel filo, e a questo proposito vi diciamo che quasi tutti i Costruttori di trasformatori di alimentazione preferiscono utilizzare questa colonna anzichè quella dei **2,5 Amper**, che rappresenterebbe il valore **ideale**.

Nella tabella di **sinistra** riportiamo i diametri in **millimetri** dei conduttori elettrici in rame corrispondenti al codice americano **A.W.G.** e a quelli inglesi **S.W.G.** e **B.W.G.**.

Poichè i diametri americani ed inglesi non corrispondono esattamente ai nostri diametri **decimili**, vi suggeriamo di scegliere quello più prossimo in eccesso.

Diametro mm	Sezione mm ²	Resistenza ohm/m	Corrente massima in A per millimetro quadrato		
			2 A	2,5 A	3 A
0,05	0,001	9,500	0,004	0,005	0,006
0,06	0,002	6,310	0,006	0,007	0,009
0,07	0,003	4,560	0,008	0,010	0,012
0,08	0,005	3,500	0,010	0,012	0,015
0,09	0,006	2,760	0,012	0,015	0,018
0,10	0,008	2,220	0,016	0,020	0,024
0,11	0,009	1,840	0,018	0,025	0,027
0,12	0,011	1,550	0,022	0,027	0,033
0,13	0,013	1,318	0,024	0,031	0,037
0,14	0,015	1,185	0,030	0,038	0,046
0,15	0,018	0,990	0,036	0,045	0,054
0,16	0,020	0,814	0,040	0,050	0,060
0,17	0,022	0,726	0,046	0,057	0,069
0,18	0,025	0,685	0,050	0,062	0,075
0,19	0,028	0,664	0,057	0,071	0,086
0,20	0,032	0,657	0,064	0,080	0,096
0,22	0,038	0,460	0,076	0,095	0,114
0,25	0,049	0,357	0,098	0,122	0,147
0,28	0,062	0,285	0,124	0,155	0,186
0,30	0,070	0,248	0,142	0,176	0,213
0,32	0,080	0,218	0,160	0,200	0,240
0,35	0,096	0,182	0,192	0,240	0,288
0,38	0,113	0,154	0,226	0,290	0,339
0,40	0,126	0,139	0,252	0,315	0,378
0,42	0,138	0,129	0,278	0,347	0,417
0,45	0,159	0,110	0,318	0,395	0,477
0,48	0,181	0,098	0,362	0,452	0,545
0,50	0,196	0,089	0,392	0,490	0,590
0,55	0,238	0,074	0,476	0,590	0,714
0,60	0,283	0,062	0,566	0,710	0,850
0,65	0,332	0,053	0,664	0,848	0,996
0,70	0,385	0,046	0,770	0,960	1,155
0,75	0,442	0,040	0,884	1,200	1,226
0,80	0,503	0,035	1,006	1,250	1,509
0,85	0,567	0,031	1,134	1,420	1,700
0,90	0,636	0,028	1,272	1,560	1,908
0,95	0,709	0,025	1,418	1,750	2,127
1,00	0,785	0,022	1,570	1,960	2,355
1,05	0,866	0,020	1,743	2,182	2,616
1,10	0,950	0,018	1,916	2,405	2,877
1,15	1,039	0,017	2,089	2,627	3,138
1,20	1,131	0,016	2,262	2,850	3,400
1,25	1,227	0,014	2,458	3,081	3,675
1,30	1,327	0,014	2,654	3,312	3,950
1,35	1,431	0,012	2,866	3,577	4,285
1,40	1,539	0,011	3,079	3,843	4,620
1,45	1,651	0,010	3,306	4,121	4,950
1,50	1,767	0,010	3,534	4,400	5,280
1,55	1,887	0,009	3,777	4,710	5,665
1,60	2,011	0,009	4,020	5,020	6,050
1,65	2,138	0,008	4,260	5,335	6,415
1,70	2,270	0,008	4,500	5,650	6,780
1,75	2,405	0,008	4,795	6,175	7,207
1,80	2,545	0,007	5,090	6,700	7,635
1,90	2,835	0,007	5,685	7,160	8,536
2,00	3,142	0,007	6,284	7,800	9,426
2,10	3,464	0,006	6,967	8,640	10,413
2,20	3,801	0,006	7,650	9,480	11,400
2,30	4,155	0,006	8,320	10,400	12,500
2,40	4,524	0,005	9,000	11,300	13,400
2,50	4,909	0,004	9,818	12,200	14,727
2,60	5,309	0,004	10,600	13,200	15,950
2,70	5,726	0,003	11,210	13,950	16,825
2,80	6,158	0,003	11,820	14,700	17,700
2,90	6,605	0,003	13,116	16,100	19,453
3,00	7,069	0,003	14,413	17,500	21,207
3,20	8,038	0,003	16,000	20,000	24,000
3,40	9,074	0,003	18,200	22,700	27,200
3,50	9,616	0,002	19,100	23,800	28,700

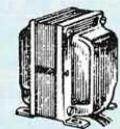
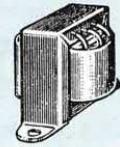
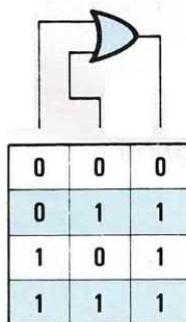
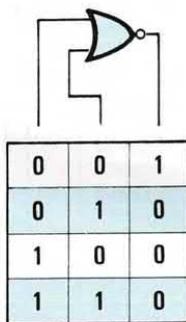


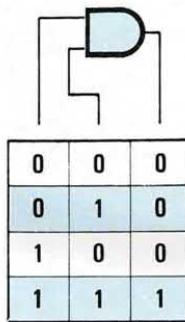
TAVOLA VERITÀ PORTE logiche TTL e C-MOS



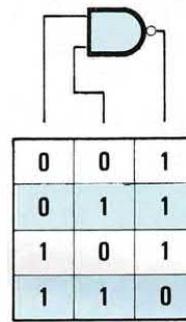
OR



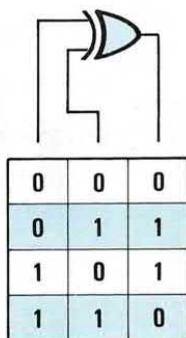
NOR



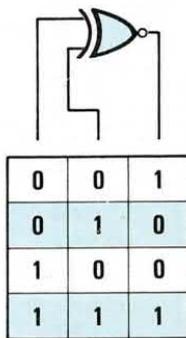
AND



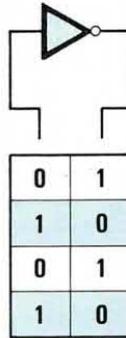
NAND



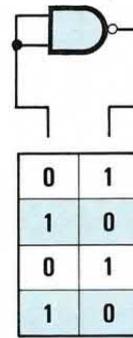
OR ESCL.



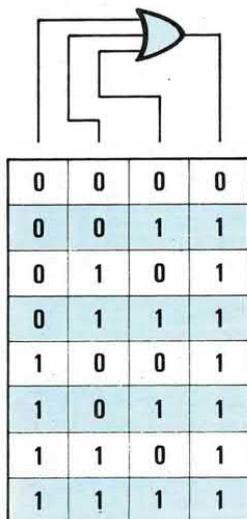
NOR ESCL.



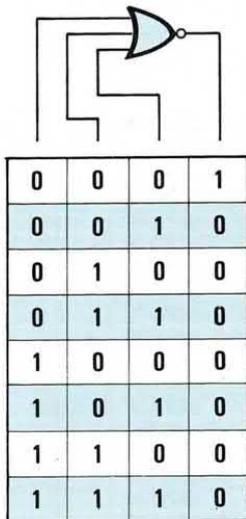
INVERTER



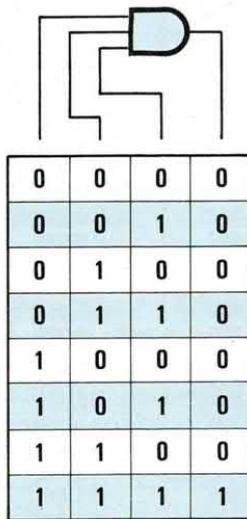
INVERTER



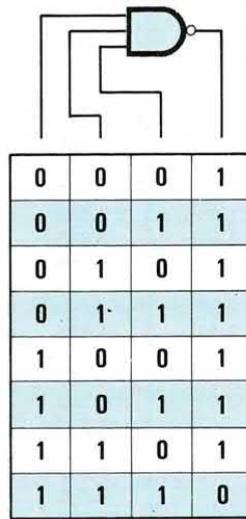
OR



NOR



AND



NAND

Nella pagina accanto potete vedere la tavola della verità delle porte logiche **OR - NOR - AND - NAND - OR ESCLUSIVO - NOR ESCLUSIVO - INVERTER**.

livello logico 0 equivale a una tensione nulla (può essere indicato anche come livello logico **L**, cioè Low);

livello logico 1 equivale a massima tensione positiva (può essere indicato anche come livello logico **H**, cioè High).

A questo punto occorre fare una precisazione perchè i **livelli logici 0-1** degli integrati **TTL**, cioè tutti gli **SN74** (SN7411 - SN7416 - SN7426 - SN7437) non sono equivalenti ai **livelli logici 0-1** degli integrati **C/MOS**, cioè tutti i **CD40** (CD4011 - CD4093 - CD40106 - CD4069)

Gli integrati **TTL** e gli **HCT/Mos** che possono essere alimentati solo con tensioni comprese tra i **4,5 volt** e i **5,5 volt**, riconoscono come livello **logico 0** qualsiasi tensione **minore di 0,5 volt** e come livello **logico 1** qualsiasi tensione **maggiore di 2,5 volt** (vedi fig.1).

In pratica, per evitare delle condizioni di instabilità, è consigliabile applicare sull'ingresso del livello **logico 1** una tensione che non risulti mai minore di **2,5 volt**.

Questi integrati erogheranno in **uscita** per il **livello logico 0** una tensione minore di 0,5 volt, mentre per il **livello logico 1** una tensione di circa 5 volt.

Gli integrati **C/Mos**, che possono essere alimentati con tensioni comprese tra i **3** e i **18 volt**, riconoscono come livello **logico 0** una tensione il cui valore risulti **minore di 1/3** della tensione di alimentazione e come livello **logico 1** una tensione il cui valore sia **maggiore di 2/3** rispetto a quello di alimentazione (vedi fig.2).

Questo significa che se l'integrato C/Mos viene alimentato con una tensione di **4 volt**, i due livelli logici da applicare sugli **ingressi** dovranno essere:

$$\begin{aligned} \text{Livello logico 0} &= (4 : 3) \times 1 = 1,3 \text{ volt} \\ \text{Livello logico 1} &= (4 : 3) \times 2 = 2,7 \text{ volt} \end{aligned}$$

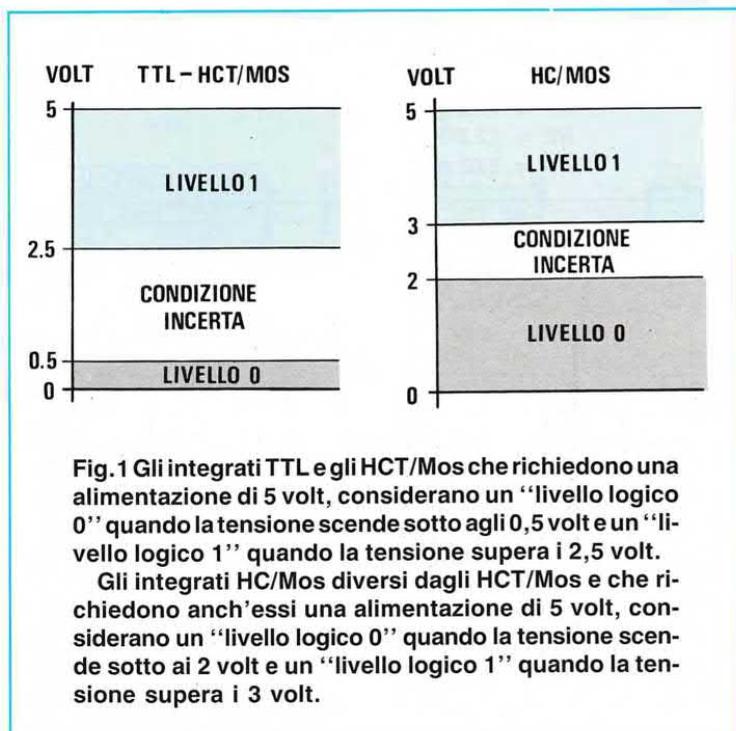
Se lo stesso integrato verrà alimentato a **15 volt**, i due livelli logici da applicare sugli **ingressi** potranno invece raggiungere questi due diversi valori :

$$\begin{aligned} \text{Livello logico 0} &= (15 : 3) \times 1 = 5 \text{ volt} \\ \text{Livello logico 1} &= (15 : 3) \times 2 = 10 \text{ volt} \end{aligned}$$

Con qualsiasi valore intermedio tra questi minimi e massimi (vedi fig.2) un C/Mos risulterebbe instabile, non consentendo il corretto funzionamento del circuito che dovrebbe pilotare.

L'**uscita** di un C/Mos, contrariamente a quanto avviene per l'ingresso, erogherà :

$$\begin{aligned} \text{Livello logico 0} &= 0,1 \text{ volt} \\ \text{Livello logico 1} &= \text{volt uguale alimentazione.} \end{aligned}$$



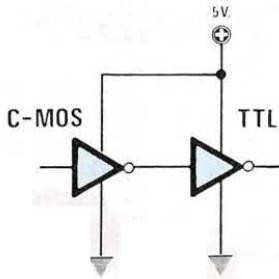


Fig.3 Non risultando compatibili i livelli logici di un C/Mos con quelli di un TTL, volendo collegare l'uscita di un C/Mos ad un ingresso TTL, la soluzione più semplice è quella di alimentare il C/Mos con la stessa tensione dei 5 volt utilizzata per il TTL.

Fig.4 Se dovessimo invece collegare l'uscita di un TTL all'ingresso di un C/Mos, non sarebbe ancora sufficiente alimentare quest'ultimo con la stessa tensione del TTL, infatti dovremmo necessariamente aggiungere tra l'uscita TTL e il positivo di alimentazione una resistenza da 1.000 ohm (vedi R1).

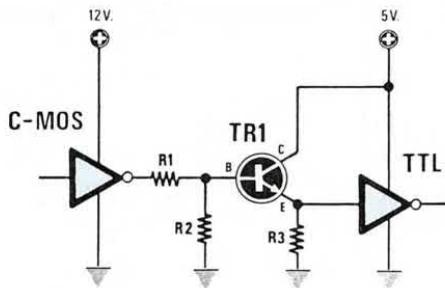
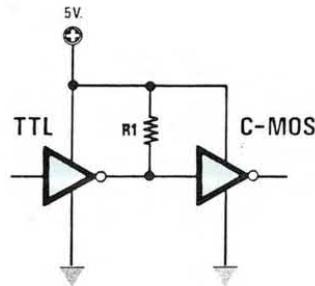
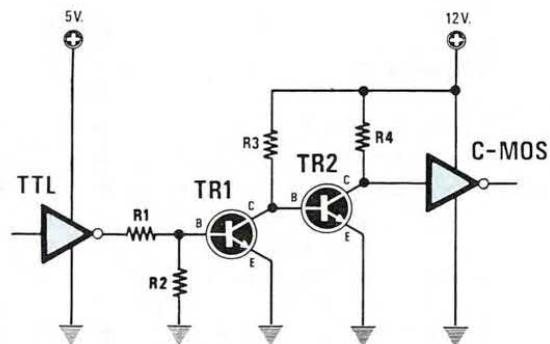


Fig.5 Se non fosse possibile alimentare il C/Mos a 5 volt, dovremmo necessariamente realizzare una piccola interfaccia utilizzando un transistor NPN tipo 2N2222 o similare.

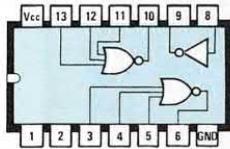
TR1 = NPN tipo 2N2222
 R1 = 10.000 ohm
 R2 = 12.000 ohm
 R3 = 330 ohm

Fig.6 Nel caso inverso, per pilotare dei C/Mos che funzionino a 12-18 volt con un integrato TTL, dovremmo realizzare questa interfaccia, che utilizza due transistor tipo NPN.

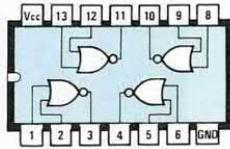
TR1 = NPN tipo 2N2222
 TR2 = NPN tipo 2N2222
 R1 = 1.000 ohm
 R2 = 3.300 ohm
 R3 = 3.300 ohm
 R4 = 1.000 ohm



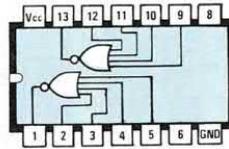
CONNESSIONI PORTE LOGICHE C-MOS



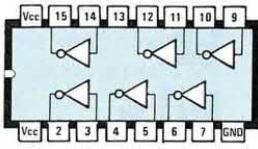
4000



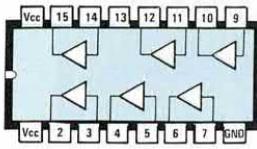
4001



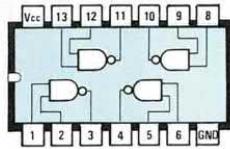
4002



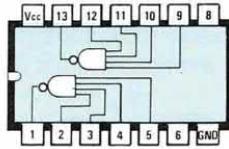
4009



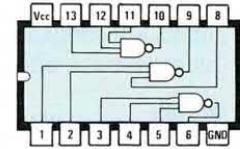
4010



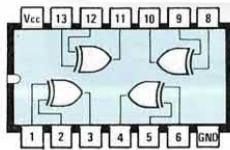
4011



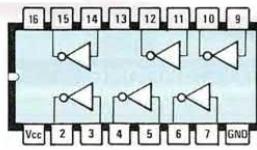
4012



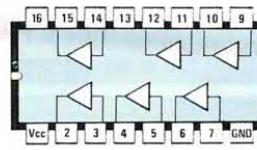
4023



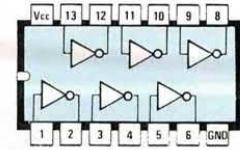
4030



4049

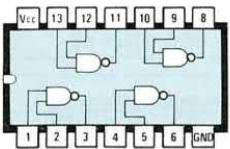


4050

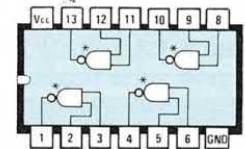


4069

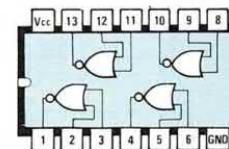
CONNESSIONI PORTE LOGICHE TTL



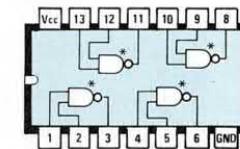
7400



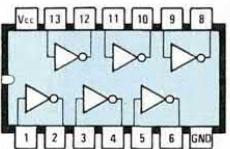
7401



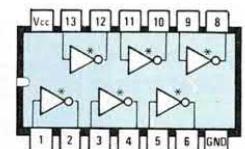
7402



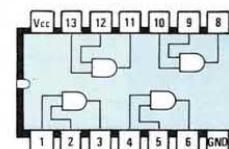
7403



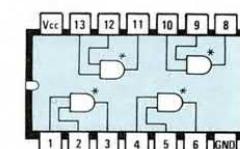
7404



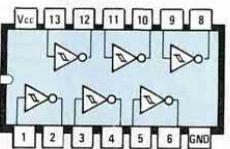
7405 - 7406



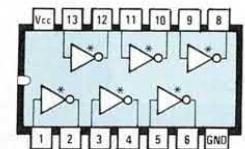
7408



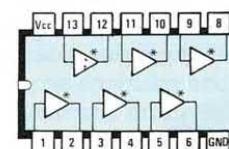
7409



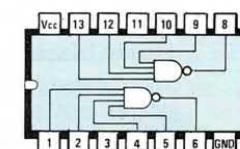
7414 - 7419



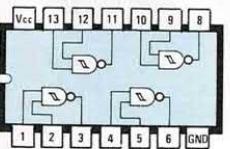
7416



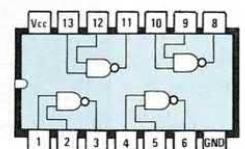
7417



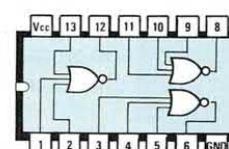
7420



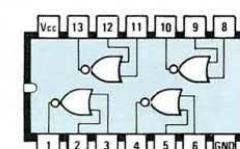
7424



7426

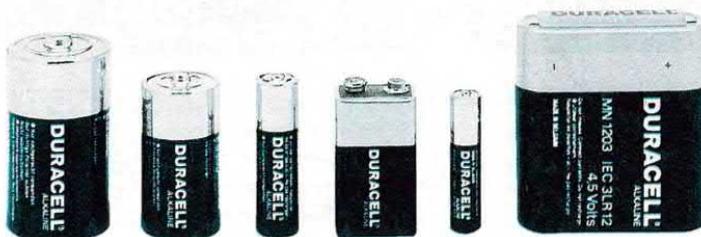


7427

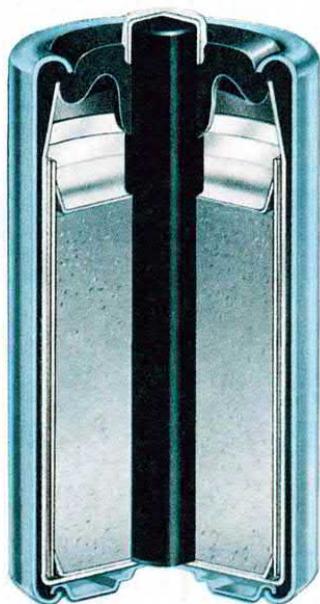


7428

TUTTE LE PILE



e loro principali
caratteristiche



PILE ZINCO-CARBONE

Le pile **zinco-carbone** sono state le prime ad apparire sul mercato e, come tali, le prime ad essere utilizzate per l'illuminazione di torce e per il funzionamento degli apparecchi radio. Lo sviluppo di nuove tecnologie permette oggi di ottenere pile **zinco-carbone** con prestazione maggiori rispetto alle pile costruite in passato.

La massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **1,5 volt**. Sotto carico questa tensione scende normalmente a **1,3 volt**.

Queste pile **non sono** ricaricabili.

PILE ALCALINO-MANGANESE

Le pile **alcalino-manganese**, oggi molto diffuse, prendono il loro nome dagli elettrodi costituiti di purissimo **biossido di manganese** e dall'elettrolita alcalina composta da una soluzione acquosa di **idrossido di potassio e mercurio** altamente conduttiva.

Questa combinazione permette di ottenere delle pile di ottima qualità, capaci di funzionare con efficienza sia alle alte sia alle basse percentuali di scarica.

La massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **1,5 volt**. Sotto carico questa tensione scende normalmente a **1,3 volt**.

Queste pile **non sono** ricaricabili.





PILE NICHEL-CADMIO

Le pile al **nichel-cadmio** sono dei piccoli accumulatori **ricaricabili** .

Grazie alla loro struttura interna sono molto leggere e perciò adatte a mettere in funzione radio portatili, radiocomandi, aeromodelli, ecc.

Sull'involucro di queste pile è sempre riportata la loro capacità in **amper/ora** . Prima di poterle **ricaricare** ad 1/10 della loro capacità massima, dovremo totalmente **scaricarle** .

Se non adatterete questo accorgimento, la pila erogherà minore corrente fornendo scarse prestazioni.

A questo proposito vi segnaliamo il progetto per il **caricapila Ni/Cd** apparso sulla rivista N.119 e siglato LX.839.

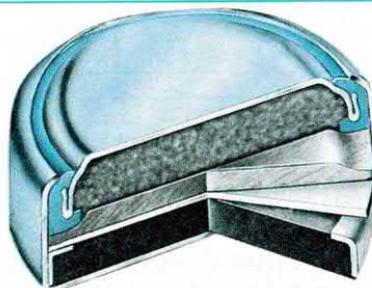
La tensione massima che può erogare **1 elemento** è di **1,2 volt** . Sotto carico questa tensione scende normalmente a **1,1 volt** .

PILE OSSIDO D'ARGENTO

Questa pile, dalla tipica forma di **pastiglia** , sono largamente utilizzate per alimentare orologi da polso, macchine fotografiche e calcolatrici tascabili.

La massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **1,6 volt** . Sotto carico questa tensione scende normalmente a **1,55 volt** .

Queste pile **non sono** ricaricabili.



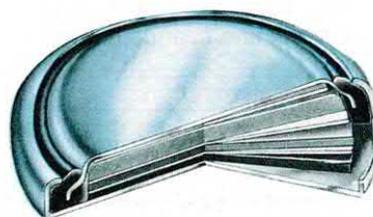
PILE AL LITIO

Anche queste pile hanno la forma di una **pastiglia** e sono largamente utilizzate per alimentare orologi da polso, macchine fotografiche e calcolatrici.

La massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **3 volt** . Sotto carico questa tensione scende normalmente a **2,8 volt** .

Le pile al **litio** hanno il vantaggio di resistere a grandi sbalzi di temperatura, da - 45° a + 65° gradi.

Queste pile **non sono** ricaricabili.

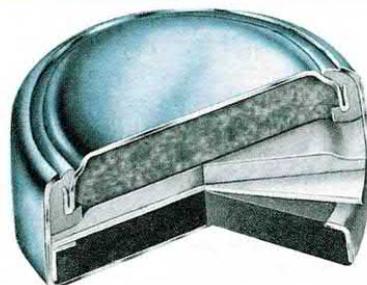


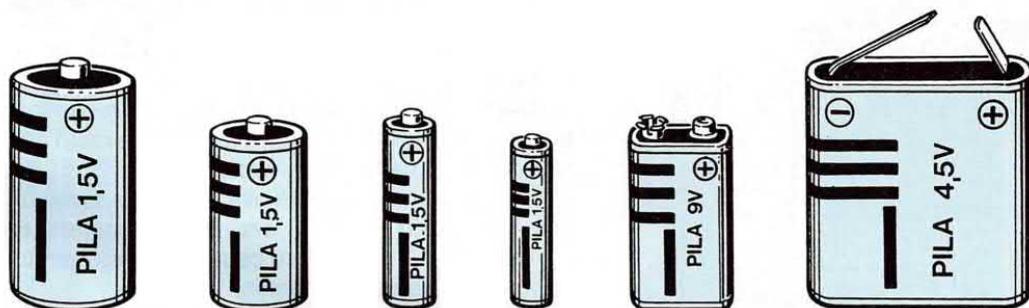
PILE AL MERCURIO

La principale caratteristica di queste pile è l'elevata stabilità della tensione erogata.

Infatti la massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **1,35 volt** e sotto carico questa tensione non scende mai sotto **1,3 volt** .

Queste pile **non sono** ricaricabili.





CAPACITÀ delle PILE ALCALINO-MANGANESE

CODICE I.E.C	NOME PILA	VOLT PILA	Capacità media	Durata pila ORE con assorbimenti continui							
				25	50	75	100	200	300	400	500 mA
LR.1	microstilo	1,5	0,8 A/h	23	12	8	6	3	2	1,5	1 ora
LR.03	ministilo	1,5	1,0 A/h	28	14	10	7	4	3	2	1 ora
LR.6	stilo	1,5	2,2 A/h	60	30	20	15	8	5	4	3 ore
LR.14	mezzatorcia	1,5	7,5 A/h	210	105	70	53	27	18	13	11 ore
LR.20	torcia	1,5	15 A/h	420	210	140	105	53	35	26	21 ore
3LR.12	piatta	4,5	4,4 A/h	123	62	41	30	15	10	8	6 ore
6LR.61	transistor	9,0	0,5 A/h	14	7	5	4	2	=	=	= ore

Le pile **Alcalino-Manganese** si esauriscono prima se la temperatura di lavoro supera i 20 gradi, mentre se l'assorbimento dell'energia sprigionata è intermittente la durata della pila può aumentare di un 20% rispetto ai valori sopra riportati.

A differenza della pile al Nichel Cadmio - Litio - Ossido d'Argento - Mercurio che mantengono il loro valore di tensione stabile e costante fino al loro completo esaurimento (vedi fig.1), le pile **Alcalino-Manganese** presentano l'inconveniente di erogare una tensione che scende proporzionalmente in

rapporto al loro esaurimento (vedi fig.2).

Una normale pila da **1,5 volt**, dopo breve tempo, eroga una tensione di circa **1,4 volt** che progressivamente scende a **1,3 volt** e poi a **1,2 volt**. Quando la tensione raggiunge **0,9 volt** circa, la pila è da ritenersi esaurita.

Una pila da **9 volt** eroga, dopo breve tempo, una tensione di circa **8 volt** che progressivamente scende a **7,9 volt** e poi a **7,6 volt**. Quando la tensione raggiunge i **6 volt** circa, la pila è da ritenersi esaurita.

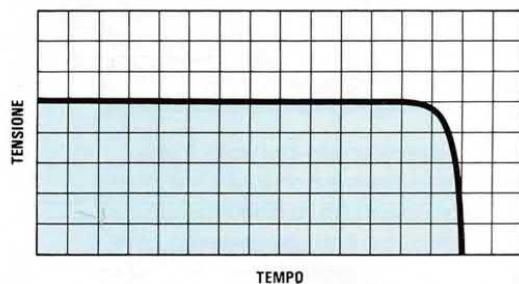


Fig.1 Le pile al Nichel Cadmio, al Litio, all'Ossido d'Argento e al Mercurio presentano il vantaggio di fornire una tensione stabile fino alla loro completa scarica. Raggiunta questa condizione la tensione scenderà bruscamente a 0 volt. A questo punto potremo ricaricare le pile al Ni-Cd.

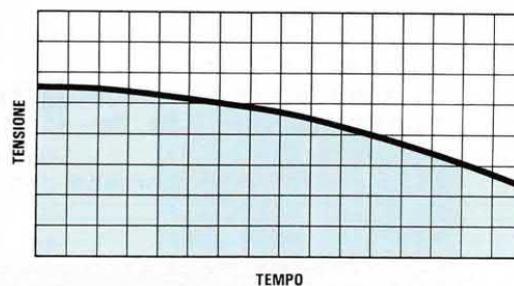


Fig.2 Le pile Alcalino Manganese presentano l'inconveniente di fornire una tensione che scende in rapporto al loro esaurimento. Se prendiamo una pila da 9 volt, durante l'uso la sua tensione scenderà progressivamente a 8,5 poi a 7,5 - 7 e già a 6 volt la pila sarà scarica e quindi da sostituire.

Fig.3 Per ottenere il massimo rendimento da una qualsiasi pila Alcalino Manganese conviene sempre sostituire, in un qualsiasi apparecchio radio o fotografico, tutte le pile contemporaneamente, anche se tra quelle che toglierete ce n'è qualcuna non ancora totalmente esaurita.

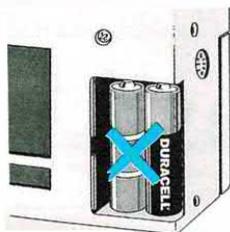
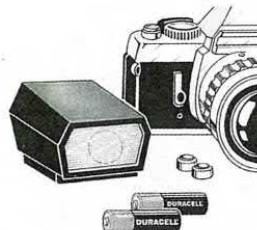


Fig.4 Per evitare che dopo breve tempo la vostra radio cessi di funzionare pur avendo sostituito le pile esaurite con altre nuove, cercate sempre di inserire pile della stessa marca e con identiche caratteristiche. Infatti usando pile di marche diverse varierà il tempo di scarica.

Fig.5 Se un apparecchio non viene usato per lunghi periodi è sempre consigliabile togliere tutte le pile Alcalino Manganese, perchè potrebbe facilmente verificarsi una fuoriuscita di elettrolita, che potrebbe corrodere i contatti del portapila o del circuito stampato.

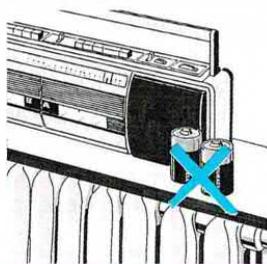
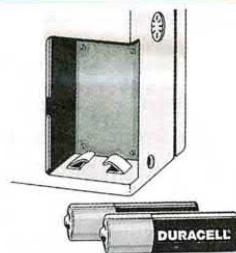


Fig.6 Non mettete mai una radio sopra ai termosifoni o ad altre fonti di calore, perchè gli elettrodi interni della pila potrebbero dilatarsi provocando delle deformazioni che potrebbero favorire la fuoriuscita, dall'interno dell'involucro, di liquido corrosivo.

Fig.7 Le pile a pastiglia al Nichel Cadmio, all'Ossido d'Argento, al Litio o al Mercurio non vanno mai riposte in un cassetto assieme a viti o ad altri oggetti metallici, perchè potrebbero verificarsi dei cortocircuiti. Anche quando le prendete con una pinza, maneggiatele sempre dai lati.

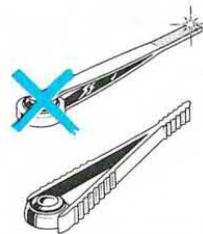


Fig.8 Quando una pila è esaurita non liberatevi buttandola nella stufa o in un camino perchè potrebbe esplodere creando incidenti. Non buttatele nemmeno in un prato perchè l'elettrolita è molto inquinante. Meglio gettarle negli appositi contenitori presenti in ogni negozio.



FREQUENZE delle NOTE MUSICALI e loro OTTAVE

Nella prima colonna sono riportate le 7 note fondamentali con la loro alterazione.

Il segno # che si pronuncia "diesis" aumenta la **frequenza** della nota di un **semitono** ascendente.

Le note, così suddivise in 12 suoni, compongono l'ottava e fanno parte della gamma dei suoni adottata da tutti gli strumenti musicali.

Nella colonna indicata **base ottava** è riportata la frequenza più bassa di ogni nota e nelle altre colonne, indicate 1° - 2° - 3° - 4° - 5° - 6° - 7° **ottava**, le frequenze crescenti di **una** ottava dall'ottava base.

Come noterete, ogni **ottava** superiore corrisponde al **doppio** della frequenza dell'ottava **inferiore**, quindi se prendete come esempio il **Do basso**, che ha una frequenza base di **32,69 Hz**, la sua prima **ottava superiore** ha una frequenza di $32,69 \times 2 = 65,38 \text{ Hz}$, la seconda **ottava superiore** sarà il doppio di questa, cioè $65,38 \times 2 = 130,76 \text{ Hz}$ e così

dicasi fino ad arrivare al **Do acuto** che ha una frequenza di **4.184,32 Hz**.

In pratica partendo dalla frequenza più bassa di una qualunque nota, potrete conoscere la frequenza di tutte le ottave **superiori**, moltiplicandola per **2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128**.

Partendo dalla frequenza più alta, potrete conoscere la frequenza di ogni ottava **inferiore** dividendola per **2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128**.

La nota **LA** emessa dal **diapason** per accordare tutti gli strumenti musicali ha una frequenza di **440 Hz** (vedi nella Tabella la colonna della 3° ottava).

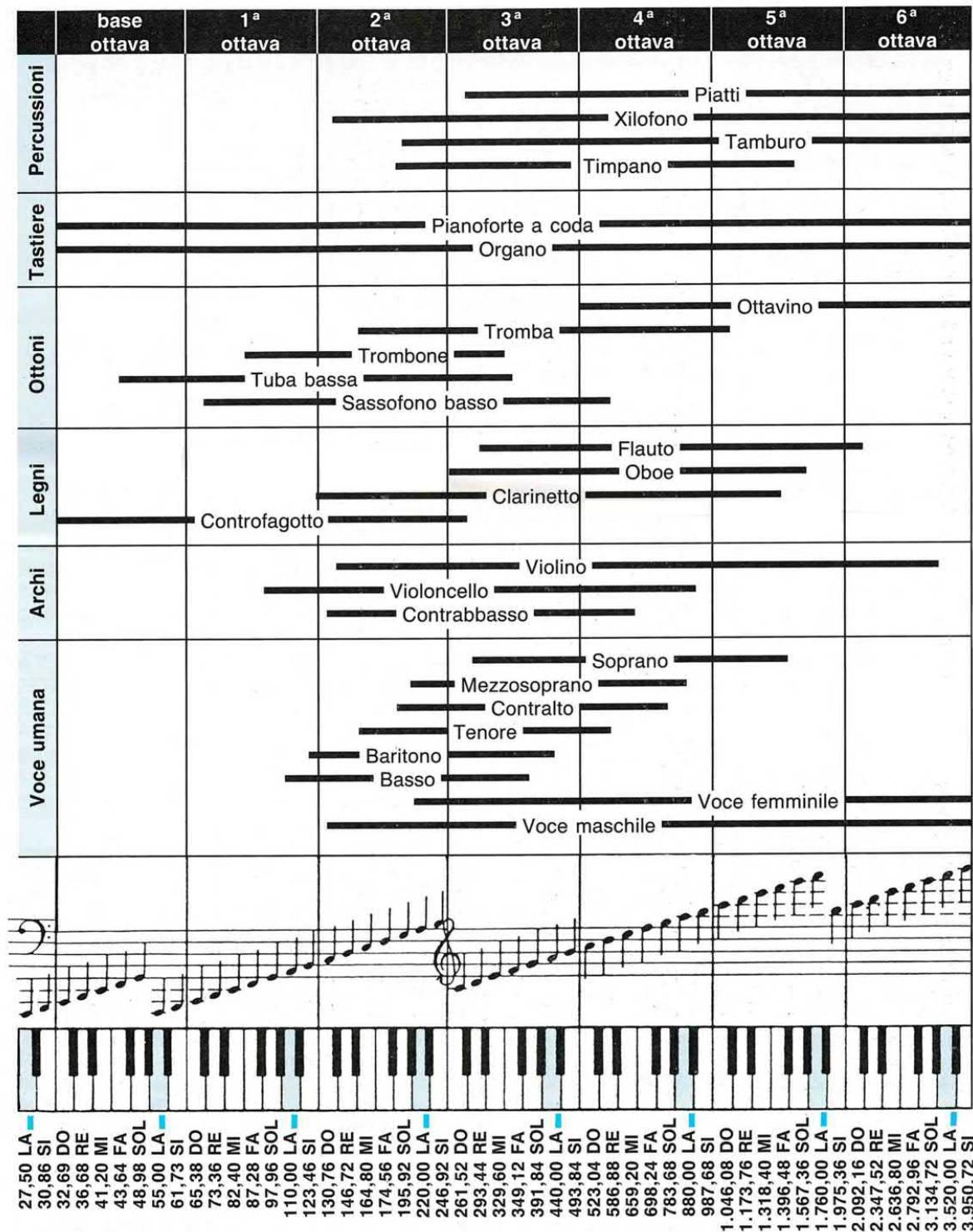
L'orecchio umano in condizioni perfette riesce a percepire un'ampiezza che da una frequenza **bassa** di circa **16 Hertz** può arrivare a una frequenza **acuta** anche superiore ai **16.000 Hertz**.

Una persona anziana non riesce a percepire frequenze **acute** superiori ad un valore di circa **10.000-11.000 Hertz**.

Tabella N.1 FREQUENZE NOTE MUSICALI

NOTE		base	1°	2°	3°	4°	5°	6°	7°
ITA	USA	ottava	ottava	ottava	ottava	ottava	ottava	ottava	ottava
DO	C	32,69	65,38	130,76	261,52	523,04	1.046,08	2.092,16	4.184,32
DO #	C#	34,62	69,25	138,51	277,02	554,05	1.108,11	2.216,22	4.432,44
RE	D	36,68	73,36	146,72	293,44	586,88	1.173,76	2.347,52	4.695,04
RE #	D#	38,84	77,68	155,36	310,72	621,44	1.242,88	2.485,76	4.971,52
MI	E	41,20	82,40	164,80	329,60	659,20	1.318,40	2.636,80	5.273,60
FA	F	43,64	87,28	174,56	349,12	698,24	1.396,48	2.792,96	5.585,92
FA #	F#	46,21	92,42	184,84	369,68	739,36	1.478,72	2.957,44	5.914,88
SOL	G	48,98	97,96	195,92	391,84	783,68	1.567,36	3.134,72	6.269,44
SOL #	G#	51,87	103,74	207,48	414,96	829,92	1.659,84	3.319,68	6.639,36
LA	A	55,00	110,00	220,00	440,00	880,00	1.760,00	3.520,00	7.040,00
LA #	A#	58,24	116,48	232,96	465,92	931,84	1.863,68	3.727,36	7.454,72
SI	B	61,73	123,46	246,92	493,84	987,68	1.975,36	3.950,72	7.901,44

Nella prima colonna della Tabella (vedi ITA) abbiamo indicato le sigle delle 7 note musicali. Nella seconda colonna abbiamo riportato le sigle adoperate negli USA. Come potete notare il Do viene indicato C, il Re viene indicato D, il Sol viene indicato G, ecc.



In questa tastiera di pianoforte abbiamo riportato tutte le frequenze delle note musicali e le relative ottave. I tasti in nero sono i "diesis", mentre quelli in "azzurro" sono tutte le ottave della nota LA.

Nella parte superiore della tastiera si può vedere la gamma di frequenze che può generare una voce umana e quella dei più noti strumenti musicali.

In molte riviste americane di elettronica per indicare una determinata frequenza si usa riportare di fianco ad ogni lettera il numero dell'ottava. La nota A0 corrisponde ad una frequenza di 55 Hz, la nota A1 ad una frequenza di 110 Hz e la nota A7 ad una frequenza di 7.040 Hz.

RAGGI ULTRAVIOLETTI - VISIBILI - INFRAROSSI

U.V.A = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni su una lunghezza d'onda compresa tra i **315** e i **400 nanometri** sono chiamati **U.V.A**. Le lampade che emettono questi raggi vengono usate per **abbronzare** la nostra epidermide.

U.V.B = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni su una lunghezza d'onda compresa tra i **280** e i **315 nanometri** sono chiamati **U.V.B**. Questi raggi vengono usati a scopo terapeutico.

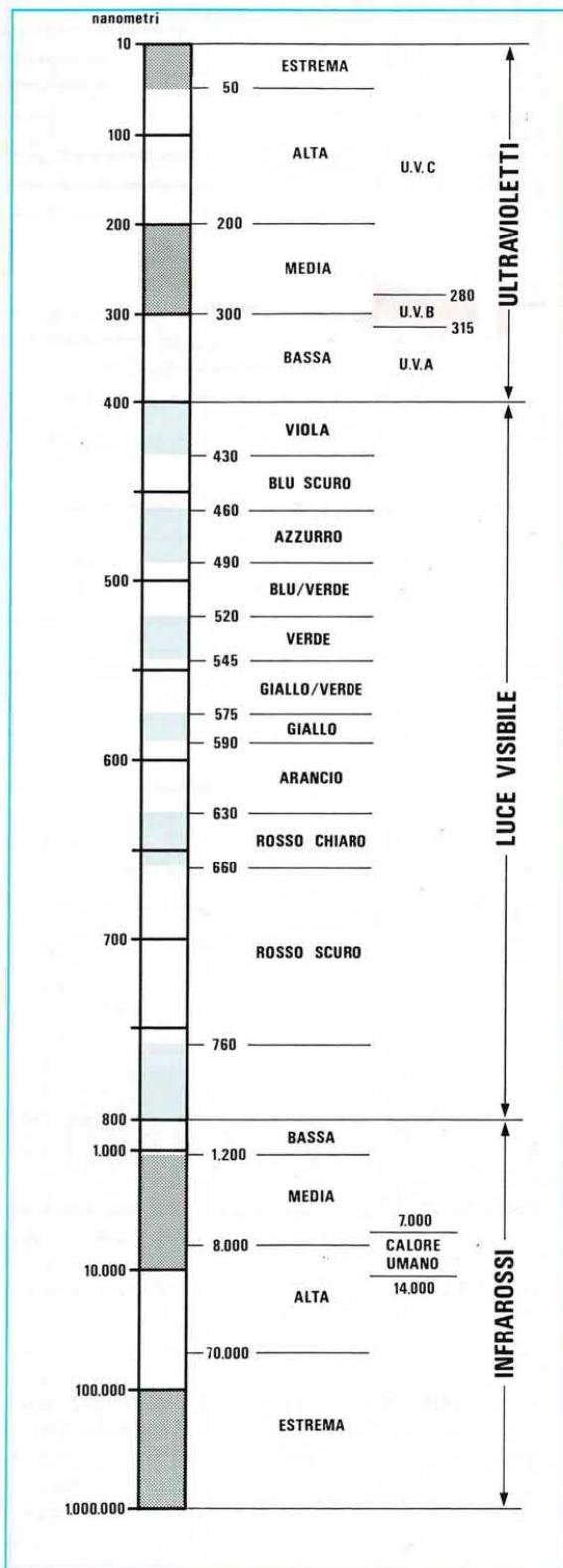
U.V.C = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni su una lunghezza d'onda compresa tra i **10** e i **280 nanometri** sono chiamati **U.V.C**. Questi raggi, provocando delle mutazioni cellulari, possono risultare cancerogeni se la loro luce viene concentrata su una ristretta zona della nostra epidermide per periodi molto prolungati. Diversamente da quanto viene spesso indicato, queste lampade non sono pericolose per la nostra salute se usate come normale mezzo di illuminazione.

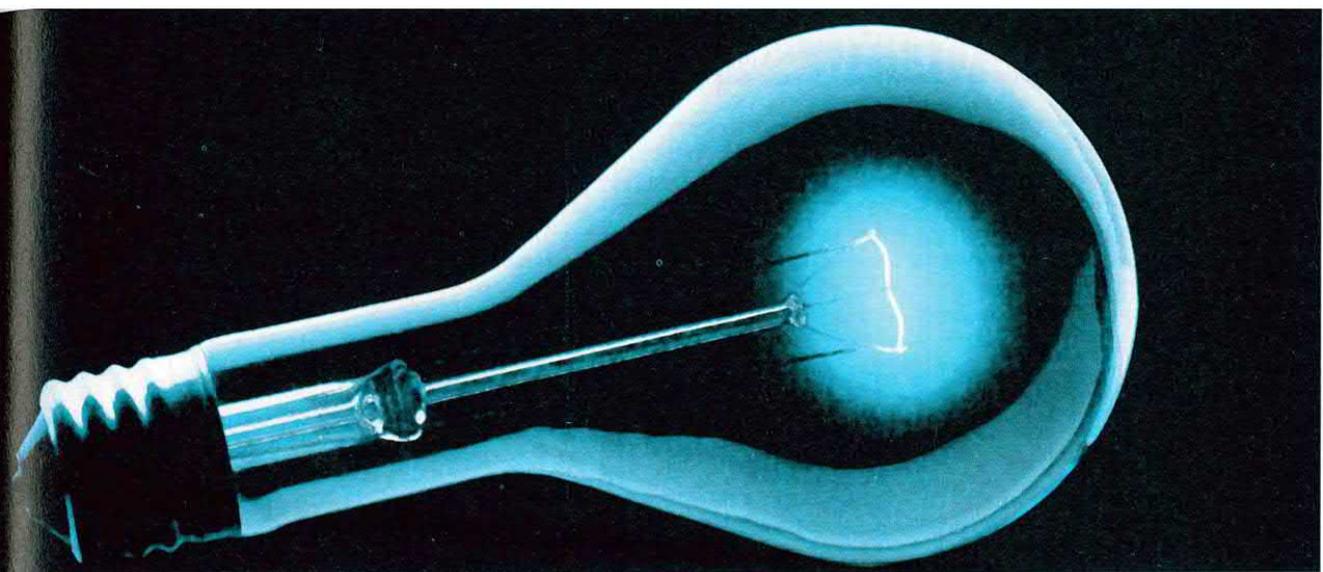
SOLARIUM = Le lampade per uso **solarium** o **terapeutico** emettono raggi su una lunghezza d'onda compresa tra i **320** e i **390 nanometri**.

WOOD = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni su una lunghezza d'onda compresa tra i **330** e i **380 nanometri** sono chiamati anche **luce nera di Wood**. Le lampade che emettono questi raggi vengono utilizzate in molti e differenti modi: per eseguire **analisi chimiche in mineralogia**, in **medicina** ed in **filatelia**, per **attrarre gli insetti** nelle trappole elettriche, nelle **Banche** per individuare il denaro falso, in **criminologia**, dai **NAS** per controllare le adulterazioni nei prodotti alimentari, ma anche nelle **discoteche** per ottenere particolari e decorativi effetti di luce (gli indumenti bianchi diventano fosforescenti).

GERMICIDE = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni sulla lunghezza d'onda di **253 nanometri** sono chiamati anche raggi **sterilizzatori**. Questa lunghezza d'onda, che rientra nella gamma **U.V.C**, è in grado di distruggere batteri e microbi e quindi viene utilizzata in medicina per sterilizzare indumenti ed attrezzi.

FOTOTERAPIE = Le lampade per **fitoterapie** emettono raggi su una lunghezza d'onda compresa tra i **275** e i **365 nanometri**.





GAMMA RAGGI ULTRAVIOLETTI

GAMMA ESTREMA	10 - 50 nanometri
GAMMA ALTA	50 - 200 nanometri
GAMMA MEDIA	200 - 300 nanometri
GAMMA BASSA	300 - 400 nanometri
U.V.C	10 - 280 nanometri
GERMICIDE	252 - 254 nanometri
U.V.B	280 - 315 nanometri
FOTOTERAPIE	275 - 365 nanometri
WOOD	330 - 380 nanometri
SOLARIUM	320 - 390 nanometri
U.V.A	315 - 400 nanometri

GAMMA LUCE VISIBILE E COLORI

VIOLA	400 - 430 nanometri
BLU SCURO	430 - 460 nanometri
AZZURRO	460 - 490 nanometri
BLU/VERDE	490 - 520 nanometri
VERDE	520 - 545 nanometri
GIALLO/VERDE	545 - 575 nanometri
GIALLO	575 - 590 nanometri
ARANCIO	590 - 630 nanometri
ROSSO CHIARO	630 - 660 nanometri
ROSSO LASER NEON	630 - 680 nanometri
ROSSO DIODO LASER ...	670 - 680 nanometri
ROSSO SCURO	660 - 760 nanometri

GAMMA RAGGI INFRAROSSI

GAMMA BASSA	800 -	1.200 nanometri
GAMMA MEDIA	1.200 -	8.000 nanometri
GAMMA ALTA	8.000 -	70.000 nanometri
GAMMA ESTREMA	70.000 -	1.000.000 nanometri
CALORE UMANO	7.000 -	14.000 nanometri

PERCENTUALE DI RAGGI INFRAROSSI EMESSI

SORGENTE	U.V.A	U.V.B	U.V.C
luce SOLARE	100%	20%	0%
lampade FILAMENTO	35%	1%	0,003%
lampade ALOGENE	100%	9%	2%

NOTA = Le lampade Alogene costruite in questi ultimi anni emettono pochissimi raggi UVC, quindi non risultano pericolose come lo erano invece le lampade della prima generazione.

GRADI KELVIN per uso FOTOGRAFICO

Luce di una candela	1.500 - 1.800 Kelvin
Lampade a filamento	2.500 - 3.000 Kelvin
Lampade alogene	3.200 - 3.800 Kelvin
Lampade fluorescenti	4.000 - 5.000 Kelvin
Luce cielo nuvoloso	5.500 - 7.000 Kelvin
Luce cielo sereno	8.000 - 10.000 Kelvin

FILTRI per MACCHINE FOTOGRAFICHE

Filtro GIALLO	Y	assorbe il BLU
Filtro MAGENTA	M	assorbe il VERDE
Filtro CIANO	C	assorbe il ROSSO
Filtro ROSSO	R	assorbe il BLU e VERDE
Filtro VERDE	G	assorbe il BLU e ROSSO
Filtro BLU	B	assorbe il ROSSO e VERDE

NOTA = Nelle pagine successive troverete i grafici e la lunghezza d'onda in "nanometri" dei diodi emittenti, compresi i diodi Laser, ed i grafici di sensibilità dei vari diodi ricevuti all'infrarosso.

In questi grafici abbiamo inserito anche il grafico di sensibilità dell'occhio umano che copre dai 400 ai 760 nanometri (vedi curve in grigio).

DIODI TRASMETTENTI - compresi DIODI e TUBI LASER

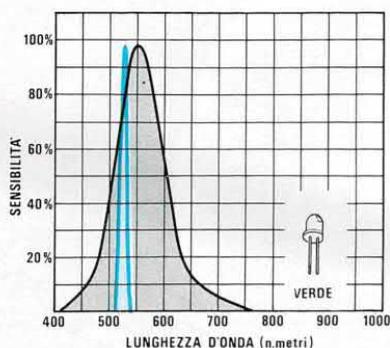


Fig.1 I diodi led di colore Verde emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 520 nanometri e i 545 nanometri.

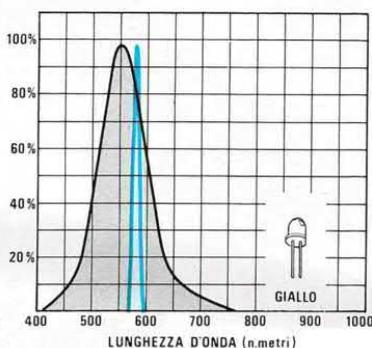


Fig.2 I diodi led di colore Giallo emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 575 nanometri e i 590 nanometri.

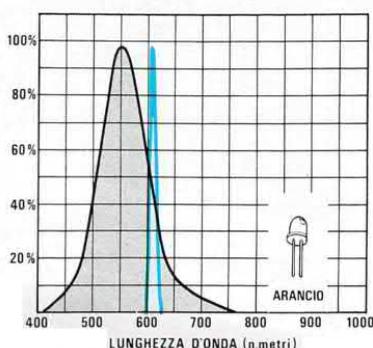


Fig.3 I diodi led di colore Arancio emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 590 nanometri e i 630 nanometri.

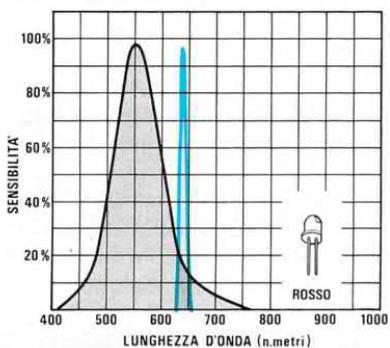


Fig.4 I diodi led Rossi ad alta efficienza emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 630 e i 660 nanometri.

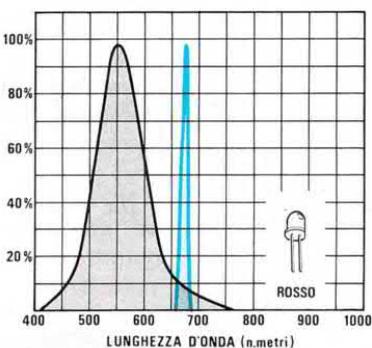


Fig.5 I diodi led Rossi standard emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 660 nanometri e i 700 nanometri.

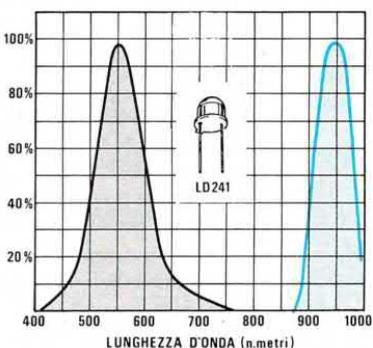


Fig.6 Il diodo LD.241 emette radiazioni all'infrarosso sulla frequenza di circa 950 nanometri, che sono invisibili al nostro occhio.

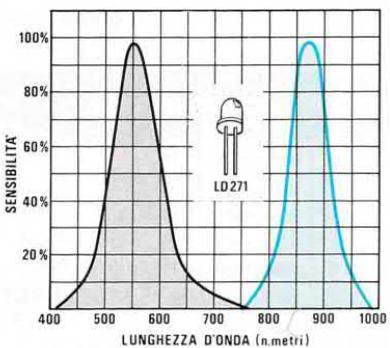


Fig.7 Il diodo LD.271 emette radiazioni all'infrarosso sulla frequenza di circa 870 nanometri, che sono invisibili al nostro occhio.

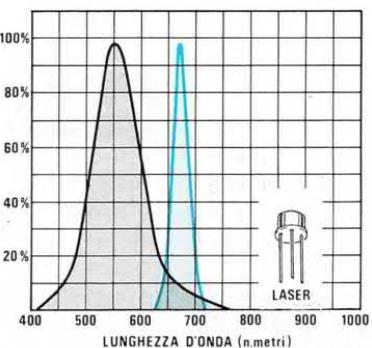


Fig.8 Il diodo Laser emette radiazioni sui 670 nanometri, quindi il nostro occhio vede questo raggio con un rendimento del 20%.

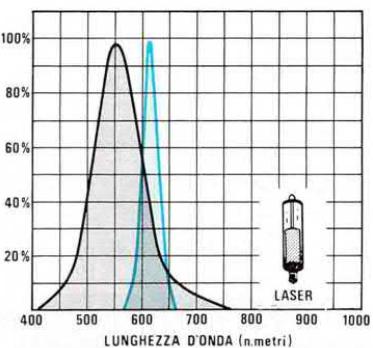


Fig.9 Il Tubo Laser emette radiazioni sui 630 nanometri, quindi il nostro occhio vede questo raggio con un rendimento del 50%.

DIODI RICEVENTI ALL'INFRAROSSO

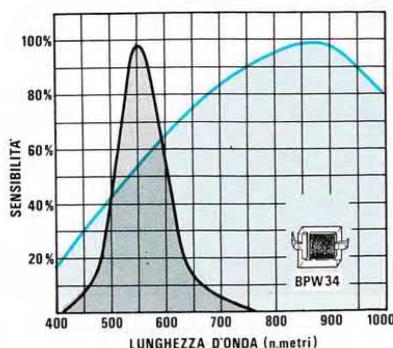


Fig. 10 Il fotodiode ricevente BPW.34 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 750 e i 950 nanometri.

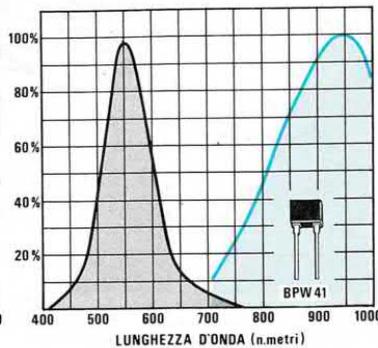


Fig. 11 Il fotodiode ricevente BPW.41 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 900 e i 1.000 nanometri.

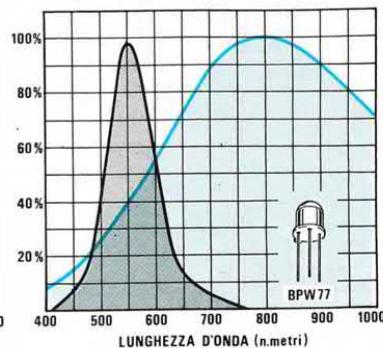


Fig. 12 Il fotodiode ricevente BPW.77 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 700 e i 900 nanometri.

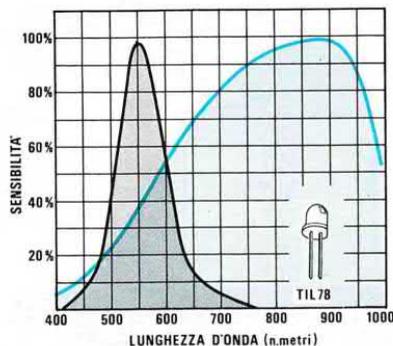


Fig. 13 Il fotodiode ricevente TIL.78 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 750 e i 950 nanometri.

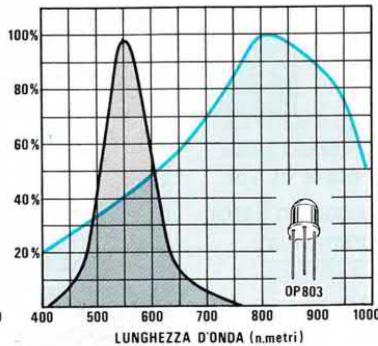


Fig. 14 Il fotodiode ricevente OP.803 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 750 e i 900 nanometri.

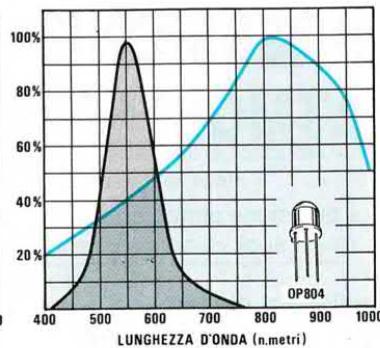


Fig. 15 Il fotodiode ricevente OP.804 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 750 e i 900 nanometri.

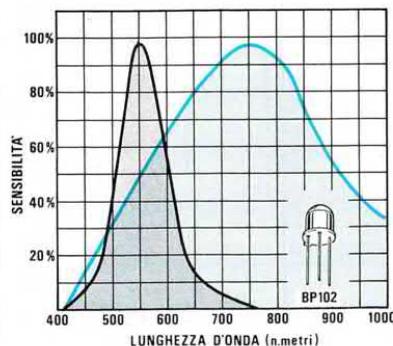


Fig. 16 Il fotodiode ricevente BP.102 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 675 e gli 830 nanometri.

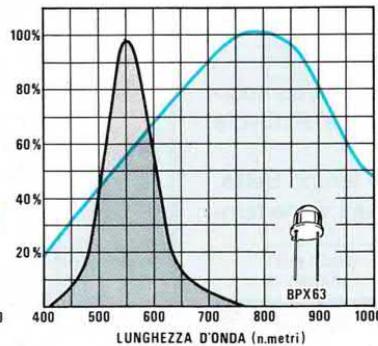


Fig. 17 Il fotodiode ricevente BPX.63 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 680 e gli 875 nanometri.

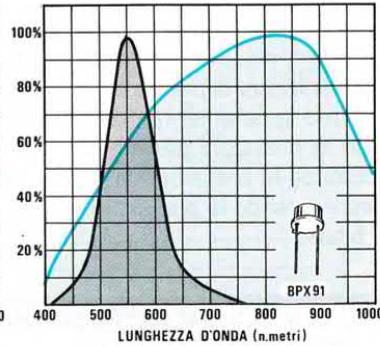
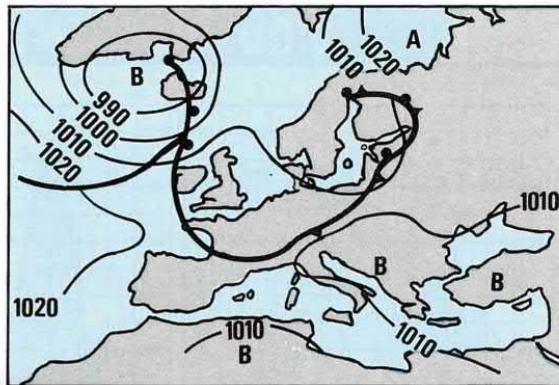
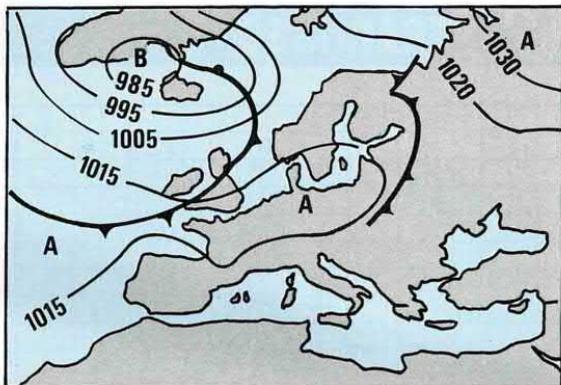
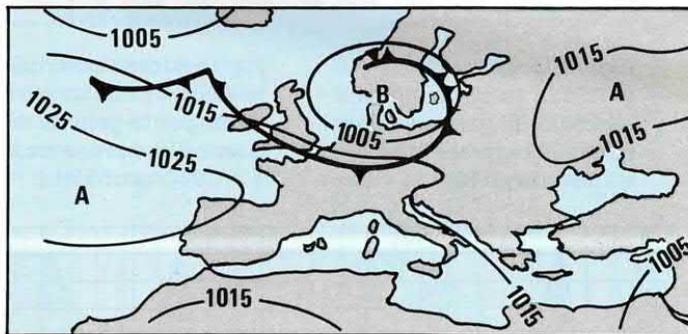


Fig. 18 Il fotodiode ricevente BPX.91 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 700 e i 910 nanometri.



CARTINE ISOBARICHE e PRESSIONE ATMOSFERICA



La pressione atmosferica si misura con un barometro e i suoi valori si possono esprimere in:

millimetri di mercurio = mm/Hg
oppure in millibar = mB.

A livello del **mare** la colonna di un barometro a mercurio si ferma sui **760 millimetri** equivalenti a **1.013 millibar**.

Una pressione di **760 mm/Hg** corrisponde alla pressione che esercita un peso da **1 Kilogrammo** sopra una superficie di **1 cm quadrato**.

Le variazioni di pressione nell'atmosfera comportano uno spostamento di massa d'aria e di nuvole verso le pressioni più **basse**.

Quando la pressione si **alza** viene tempo **bello**, mentre quando la pressione si **abbassa** viene tempo **brutto**.

Alta pressione

1.035 millibar pari a 776 mm/Hg

Media pressione

1.020 millibar pari a 765 mm/Hg

Bassa pressione

1.000 millibar pari a 750 mm/Hg

TABELLA N.1

millibar	mm/Hg
950	713
955	716
960	720
965	724
970	728
975	731
980	735
985	739
990	743
995	746
1.000	750
1.005	754
1.010	758
1.013	760
1.015	762
1.020	765
1.025	769
1.030	773
1.035	776
1.040	780
1.045	784
1.050	788
1.055	791
1.060	795
1.065	799

Per convertire i mm/Hg in millibar:

$$\text{millibar} = \text{mm/Hg} \times 0,75024$$

Per convertire i millibar in mm/Hg:

$$\text{mm/Hg} = \text{millibar} \times 0,75024$$

Esempio = Il nostro barometro segnala una pressione atmosferica di 735 mm/Hg e desideriamo sapere a quanti millibar corrisponde.

$$735 : 0,75024 = 979,68 \text{ mB}$$

Questo risultato può essere arrotondato a **980 mB**.

Esempio = Il nostro barometro segnala una pressione atmosferica di 780 mB e desideriamo sapere a quanti millimetri di mercurio corrisponde.

$$1.040 \times 0,75024 = 780,24 \text{ mm/Hg}$$

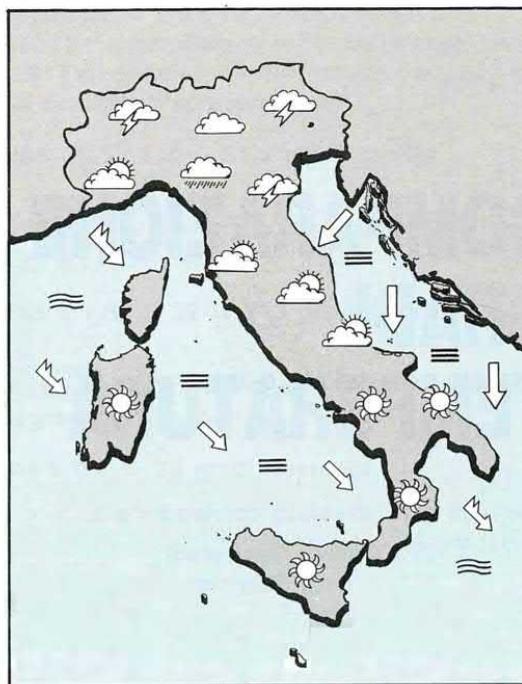
Questo risultato può essere arrotondato a **780 mm/Hg**.

TABELLA N.2

Altezza	mm/Hg	millibar
0 metri	760	1.013
100 metri	751	1.001
200 metri	742	989
300 metri	733	977
400 metri	724	965
500 metri	716	954
600 metri	707	942
700 metri	698	930
800 metri	690	920
900 metri	682	909
1.000 metri	674	898
1.100 metri	666	888
1.200 metri	659	878
1.300 metri	652	869
1.400 metri	645	859
1.500 metri	638	850
1.600 metri	632	842
1.700 metri	625	833
1.800 metri	619	825
2.000 metri	607	809
3.000 metri	540	719
4.000 metri	478	637
5.000 metri	400	533
10.000 metri	220	293
15.000 metri	100	133
20.000 metri	40	54
30.000 metri	8	11

CARTINA ISOBARICA

Nelle cartine dell'Europa, visibili in alto sulla pagina di sinistra, un esempio di rappresentazione delle linee isobariche con riportate le aree di Bassa pressione e di Alta pressione ed il relativo valore in millibar. Le linee più calcate rappresentano i fronti caldi e freddi (vedi le linee con i pallini ed i rettangoli) ed indicano verso quale direzione si sposta l'aria calda e fredda.

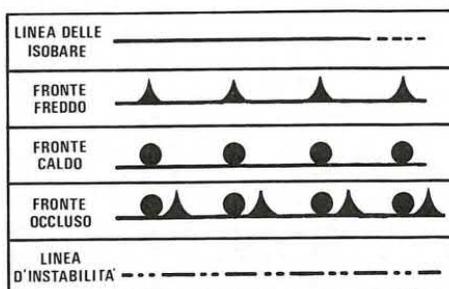


Esempio di rappresentazione del tempo sull'Italia: sono indicati la direzione e la forza dei venti e lo stato di agitazione dei mari.

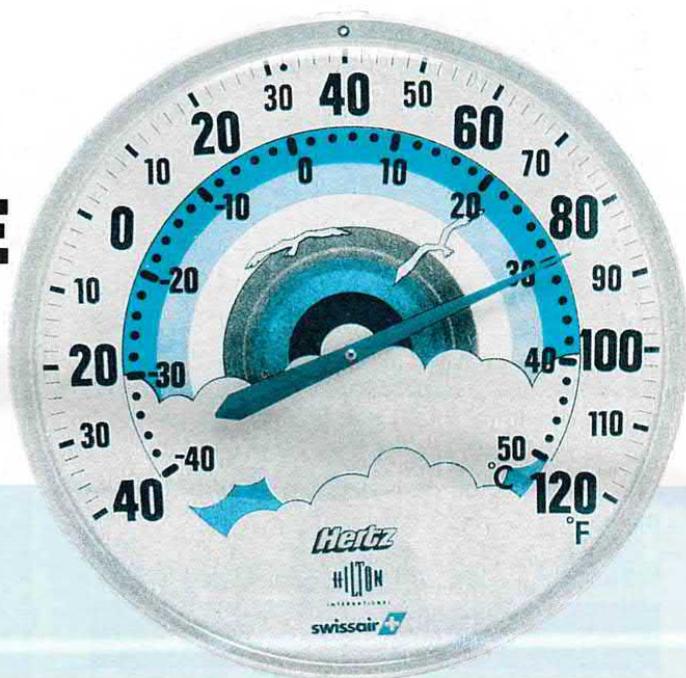
TEMPO	SOLE	NUVOLOSO	COPERTO	PIOGGIA
TEMPO	ROVESCII	TEMPORALI	NEVE	NEBBIA
MARI	CALMO	POCO MOSSO	MOLTO MOSSO	MOLTO AGITATO
VENTI	DEBOLE Forza 0/3	MODERATO Forza 4/5	FORTE Forza 6/7	MOLTO FORTE Forza 8/9

A=H
ALTA
PRESSIONE

B=L
BASSA
PRESSIONE



COMPARAZIONE GRADI TEMPERATURA



Lo zero assoluto corrisponde a:

- 273,2 gradi Centigradi
- 459,4 gradi Fahrneheit
- 218,4 gradi Reaumur
- 0,0 gradi Kelvin

Centigradi	Fahrenheit	Reaumur	Kelvin
-30	-22	-24	243
-25	-13	-20	248
-20	-4	-16	253
-18	0	-14,5	255
-17	+1,5	-13,5	256
-16	+3	-13	257
-15	+5	-12	258
-14	+7	-11	259
-12	+10	-10	261
-10	+14	-8	263
-8	+18	-6,5	265
-6	+21	-5	267
-5	+23	-4	268
-4	+25	-3	269
-2	+28,5	-1,5	271
0	+32	0	273
+2	+35,5	+1,5	275
+4	+39	+3	277
+5	+41	+4	278
+6	+43	+5	279
+8	+46,5	+6,5	281
+10	+50	+8	283
+12	+53,5	+10	285
+14	+57	+11	287
+15	+59	+12	288
+18	+64,5	+14,5	291
+20	+68	+16	293
+25	+77	+20	298
+30	+86	+24	303
+35	+95	+28	308
+40	+104	+32	313
+45	+113	+36	318

Centigradi	Fahrenheit	Reaumur	Kelvin
+50	+122	+40	323
+55	+131	+44	328
+60	+140	+48	333
+65	+149	+52	338
+70	+158	+56	343
+75	+167	+60	348
+80	+176	+64	353
+85	+185	+68	358
+90	+194	+72	363
+95	+203	+76	368
+100	+212	+80	373
+105	+221	+84	378
+110	+230	+88	383
+115	+239	+92	388
+120	+248	+96	393
+125	+257	+100	398
+130	+266	+104	403
+135	+275	+108	408
+140	+284	+112	413
+145	+293	+116	418
+150	+302	+120	423
+155	+311	+124	428
+160	+320	+128	433
+165	+329	+132	438
+170	+338	+136	443
+175	+347	+140	448
+180	+356	+144	453
+185	+365	+148	458
+190	+374	+152	463
+195	+383	+156	468
+200	+392	+160	473
+205	+401	+164	478

Poichè nella tabella non sono riportati tutti i gradi o le frazioni di grado, vi indichiamo le **formule** necessarie per convertire i gradi **centigradi** in gradi **Fahrenheit - Reaumur - Kelvin** o viceversa:

= Conversione Fahrenheit (maggiore di 32) in gradi centigradi:

$$(Fahr - 32) : 1,8 = \text{gradi centigradi sopra lo 0}$$

= Conversione Fahrenheit (minore di 32) in gradi centigradi:

$$(32 - Fahr) : 1,8 = \text{gradi centigradi sotto lo 0}$$

= Conversione dei gradi centigradi sopra lo 0 in gradi Fahrenheit:

$$(\text{gradi} \times 1,8) + 32 = \text{Fahrenheit}$$

= Conversione da gradi centigradi sotto lo 0 in gradi Fahrenheit:

$$32 - (\text{gradi} \times 1,8) = \text{Fahrenheit}$$

= Conversione dei gradi Reaumur in gradi centigradi:

$$\text{Reaumur} \times 1,25 = \text{gradi centigradi}$$

= Conversione dei gradi centigradi in gradi Reaumur:

$$\text{gradi} \times 0,8 = \text{Reaumur}$$

= Conversione Kelvin (minore di 273) in gradi centigradi:

$$273 - \text{Kelvin} = \text{gradi centigradi sotto lo 0}$$

= Conversione Kelvin (maggiore di 273) in gradi centigradi:

$$\text{Kelvin} - 273 = \text{gradi centigradi sopra lo 0}$$

= Conversione dei gradi centigradi (sotto lo 0) in gradi Kelvin:

$$273 - \text{gradi centigradi} = \text{Kelvin}$$

= Conversione dei gradi centigradi (sopra lo 0) in gradi Kelvin:

$$273 + \text{gradi centigradi} = \text{Kelvin}$$

Esempio = Da una TV via satellite apprendiamo che la temperatura in Florida ha raggiunto gli **88° Fahrenheit** e vorremmo sapere a quanti gradi **centigradi** corrispondono:

$$(88 - 32) : 1,8 = 31,1 \text{ gradi centigradi}$$

Esempio = Vorremmo convertire **45 gradi centigradi** in Fahrenheit:

$$(45 \times 1,8) + 32 = 113 \text{ gradi Fahrenheit}$$

Esempio = Vorremmo convertire **45 gradi centigradi** in Reaumur:

$$45 \times 0,8 = 36 \text{ gradi Reaumur}$$

Esempio = Vorremmo convertire **45 gradi centigradi** in Kelvin.

Poichè i **45 gradi** sono **sopra lo 0** dobbiamo fare un'addizione.

$$273 + 45 = 318 \text{ gradi Kelvin}$$

Esempio = Vorremmo convertire **-12 gradi centigradi** in Kelvin.

Poichè i **12 gradi** sono **sotto lo 0** dobbiamo fare una sottrazione.

$$273 - 12 = 261 \text{ gradi Kelvin}$$

Esempio = Vorremmo convertire **333 gradi Kelvin** in gradi centigradi.

Essendo il numero **333** maggiore di **273** i gradi che otterremo sono **sopra lo 0**.

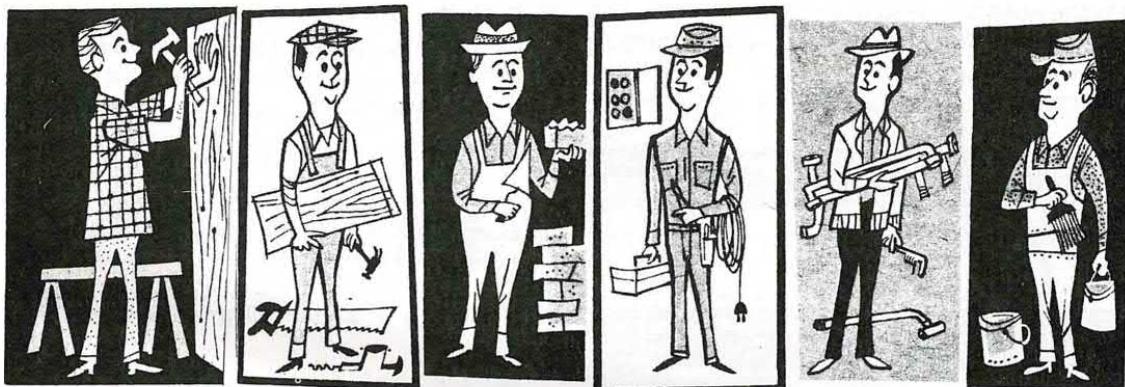
$$333 - 273 = 60 \text{ gradi centigradi}$$

Esempio = Vorremmo convertire **259 gradi Kelvin** in gradi centigradi.

Essendo il numero **259** minore di **273** i gradi che otterremo sono **sotto lo 0**, quindi leggeremo **-14 gradi** (vedi tabella).

$$273 - 259 = 14 \text{ gradi centigradi sotto zero}$$

Nota = Tutti i **decimali** dei gradi Fahrenheit e Reaumur, riportati nella tabella di sinistra, sono stati arrotondati fino alla temperatura di **+18 gradi centigradi**.



MISURE inglesi CONVERTITE in DECIMALI

Misure lineari

1/8 pollice	0,317 cm
1/4 pollice	0,635 cm
1/2 pollice	1,270 cm
1 pollice (inch)	2,540 cm
1 piede (foot) = 12 pollici	30,480 cm
1 yarda (yard) = 3 piedi	91,439 cm
1 miglio inglese = 1760 yarde	1.609,330 metri
1 miglio marino (nodo)	1.854,965 metri

Misure di superficie

1 pollice sq. (square inch)	6,451 cm quadrati
1 piede sq. (square foot)	929 cm quadrati
1 yarda sq. (square yard) ..	8.361 cm quadrati

Misure volumetriche

1 pollice cubico (cubic inch)	16,387 cm cubici
1 piede cubico (cubic foot)	28.316 cm cubici
1 yarda cubica (cubic yard)	0,765 metri cubici

Misure di capacità per liquidi

1 pint = 1/8 di gallone	0,568 litri
1 gallone inglese (imperial gallon)	4,544 litri
1 gallone USA (wine-gallon)	3,785 litri

Misure di peso

1 grano (grain)	0,059 grammi
1 oncia (ounce)	28,350 grammi
1 libbra (pound) = 16 onces ...	453,593 grammi
1 hundredweight = 112 libbre ..	50,80 Kilogr.
1 tonn. ingl. = 2240 libbre	1.016 Kilogr.

Importante = Nella componentistica elettronica vengono spesso usati come unità di misura i **decimi di pollice**. Ad esempio è segnalata in questo modo la distanza dei terminali di uno zoccolo per integrati oppure quella di un connettore.

Normalmente non viene specificata l'indicazione **decimi di pollici**, ma troviamo dei numeri precedenti da un **punto**, per esempio .1 - .5 - .135 ecc. che corrispondono a 0,1 - 0,5 - 0,135.

Per poter ricavare la corrispondente misura in **millimetri** dovremo eseguire questa semplice operazione :

$$\text{mm} = 2,54 \times \text{frazione pollice}$$

Esempio = Dobbiamo eseguire delle forature sopra uno stampato per inserire degli zoccoli i cui terminali risultano distanziati di .5 e vorremmo conoscere a quanti millimetri corrisponde questa distanza :

$$2,54 \times 0,5 = 1,27 \text{ millimetri}$$

Esempio = Troviamo il disegno di un connettore per computer i cui terminali risultano distanziati di .135 e vorremmo conoscere a quanti millimetri corrisponde questa distanza :

$$2,54 \times 0,135 = 0,3429 \text{ millimetri}$$

normalmente questo numero si arrotonda a **0,34 millimetri**.

Esempio = Per realizzare un'impalcatura metallica ci è stato consigliato di acquistare un tubo zincato del diametro di **2 pollici e 3/8** e vorremmo conoscere il suo diametro in millimetri.

Innanzitutto ricercheremo nella **Tabella N.2** il va-

TABELLA N. 1		TABELLA N. 2		TABELLA N. 3	
frazione pollice	mm	pollici inch = in	mm	pie di foot = ft	cm
1/16	1,59	1	25,4	0,5	15,24
1/8	3,18	2	50,8	1	30,48
3/16	4,70	3	76,2	2	60,96
1/4	6,35	4	101,6	3	91,44
5/16	7,94	5	127,0	4	121,92
3/8	9,53	6	152,4	5	152,40
7/16	11,11	7	177,8	6	182,88
1/2	12,70	8	203,2	7	213,36
9/16	14,29	9	228,6	8	243,84
5/8	15,88	10	254,0	9	274,32
11/16	17,46	11	279,4	10	304,80
3/4	19,05	12	304,8	11	335,28
13/16	20,64	13	330,2	12	365,76
7/8	22,23	14	355,6	13	396,24
15/16	23,81	15	381,0	14	426,72

lore in millimetri corrispondente a **2 pollici**, che risulterà pari a **50,8 mm**.

Poi nella **Tabella N.1** ricercheremo il valore in millimetri corrispondente a **3/8**, che risulterà pari a **9,53 mm**.

A questo punto sommeremo questi valori ed otterremo :

$$50,8 + 9,53 = 60,33 \text{ mm}$$

Esempio = Vogliamo conoscere a quanti **centimetri** corrispondono **18 piedi** e poichè la **Tabella N.3** converte fino ad un massimo di **14 piedi** vorremo sapere quale soluzione adottare.

Questo problema è molto semplice perchè sapendo che **1 piede** corrisponde a **30,48 cm** basterà moltiplicare questo numero per **18** :

$$30,48 \times 18 = 548,64 \text{ centimetri}$$

Esempio = Osservando una lattina piena di liquido troviamo scritto sulla sua etichetta che il suo contenuto è di **1/4 gallon**, mentre sopra un'altra lattina è scritto **1/4 wg (wine gallon)**. Noi vorremmo conoscere l'esatto contenuto in **litri** delle lattine.

Per conoscere il contenuto della prima lattina dovremo eseguire questa semplice operazione:

$$(4,544 : 4) \times 1 = 1,136 \text{ litri}$$

Per conoscere il contenuto indicato con **wg** della seconda lattina dovremo prendere dalla Tabella dei liquidi il **gallone USA**, che equivale a **3,785 litri**. Dunque il contenuto in **litri** della seconda lattina sarà pari a:

$$(3,785 : 4) \times 1 = 0,946 \text{ litri}$$

Esempio = Spesso durante i telegiornali viene precisato che la "nave X è naufragata a **3 miglia** dalla costa". Se non siamo pratici delle misure in miglia non sappiamo a quale distanza in chilometri questa nave si trova dalla costa.

Per conoscere questa distanza in chilometri, preleveremo dalla Tabella delle misure lineari il valore in chilometri del **miglio marino** e lo moltiplicheremo per **3**:

$$1,854 \times 3 = 5,5 \text{ Km dalla costa}$$

Esempio = Chi ascolta frequentemente la gamma **aeronautica** avrà constatato che tutte le misure in **altezza** vengono sempre indicate in **foot** (si pronuncia fut), ma quando si sente dire che un aereo da **30.000 foot** si è portato ad un'altezza di **20.000 foot**, potrebbe essere interessante stabilire a quale altezza in **metri** corrispondono queste due misure.

Per ottenere questi due valori, sarà sufficiente **moltiplicare** i **foot** indicati per il numero **0,3048**. In pratica si può arrotondare questo numero a **0,305**, perchè una differenza di pochi centimetri non è determinante in questo tipo di misure.

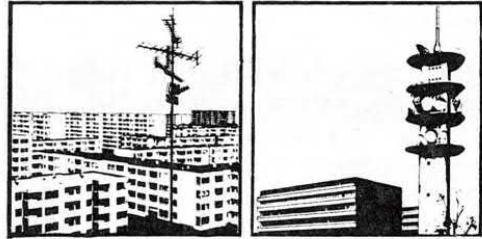
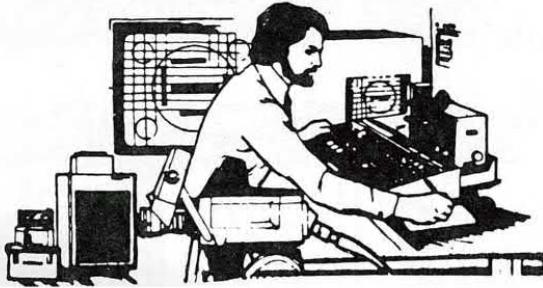
L'aereo vola quindi ad un'altezza di:

$$30.000 \times 0,305 = 9.150 \text{ metri}$$

ed informa la torre di controllo che scenderà sui:

$$20.000 \times 0,305 = 6.100 \text{ metri}$$

In pratica dalla sua altezza attuale di **9 Km circa**, scenderà ad un'altezza di **6 Km circa**.



UNITÀ di MISURA in dB

Il **decibel**, che è un **decimo di bel**, è una unità di misura **logaritmica** indicata con il simbolo **dB** che viene usata in campo elettronico per mettere a confronto due **valori** numerici.

Il valore di **riferimento**, che può essere una **tensione** oppure una **potenza**, lo si confronta con quello che si ottiene sull'uscita di un qualsiasi apparato elettronico che può indifferentemente essere un amplificatore, oppure un'antenna, un filtro, un attenuatore, ecc.

Se si ottiene un rapporto **maggiore** rispetto a quello di **riferimento**, i **dB** esprimono un **guadagno**.

Se si ottiene un rapporto **minore** rispetto a quello di **riferimento**, i **dB** esprimono una **attenuazione**.

Nella Tabella riportata nelle pagine seguenti, per ogni valore di **dB** troverete il corrispondente valore di **tensione** e di **potenza**.

La colonna **tensione** si usa per i **volt**.

La colonna **potenza** si usa per i **watt**.

Per calcolare un **guadagno** si considerano i **volt** o i **watt** presi come **riferimento** e si **moltiplicano** per il numero riportato in ogni colonna.

Per calcolare una **attenuazione** si considerano i **volt** o i **watt** presi come **riferimento** e si **dividono** per il numero riportato in ogni colonna.

Nelle misure in **tensione**, ogni **6 dB** corrispondono ad un guadagno o ad una attenuazione quasi **doppia** rispetto a quella di riferimento.

Se **attenuiamo** di **6 dB** una **tensione** di **80 millivolt**, questa scenderà a circa **40 millivolt**.

Se **amplifichiamo** di **6 dB** una **tensione** di **80 millivolt**, questa salirà a circa **160 millivolt**.

Nelle misure in **potenza**, ogni **3 dB** corrispondono ad un guadagno o ad una attenuazione quasi **doppia** rispetto a quella di riferimento.

Se **attenuiamo** di **3 dB** una **potenza** di **5 watt**, questa scenderà ad una potenza di **2,5 watt**.

Se **amplifichiamo** di **3 dB** una **potenza** di **5 watt**, questa salirà a circa **10 watt**.

Esempio = Supponiamo che abbiate realizzato un circuito preamplificatore di BF che dovrebbe **guadagnare 15 dB**, e che desideriate quindi conoscere quale tensione preleverete in **uscita** applicando sul suo **ingresso** una tensione di **0,2 volt**.

- Nella Tabella dei **dB** dovrete cercare il numero **15** ed in corrispondenza di tale valore nella colonna **tensione** troverete il numero **5,623**.

Poichè il circuito **amplifica**, moltiplicherete la tensione degli **0,2 volt** per questo numero e, così facendo, otterrete:

$$0,2 \times 5,623 = 1,1246$$

Pertanto sull'uscita del preamplificatore risulterà presente una **tensione** di **1,12 volt**.

Esempio = Supponiamo che abbiate realizzato un **filtro** che **attenua** di **12 dB** e che desideriate conoscere quale tensione preleverete in **uscita** applicando sul suo **ingresso** una tensione di **3,5 volt**.

- Nella Tabella dei **dB** dovrete cercare il numero **12** ed in corrispondenza di tale valore nella colonna **tensione** troverete il numero **3,981**.

Trattandosi di un circuito **attenuatore**, dovrete dividere la tensione di **3,5 volt** per questo numero e, così facendo, otterrete:

$$3,5 : 3,981 = 0,879 \text{ volt}$$

Pertanto sull'uscita di questo filtro preleverete una **tensione** di **0,879 volt**.

Esempio = Supponiamo che sull'uscita di un amplificatore da **40 watt** abbiate applicato un filtro **cross-over** da **12 dB x ottava** che attenni tutte le

frequenze **alte** verso gli altoparlanti dei **medi** e dei **bassi** e che desideriate perciò conoscere quale **potenza** giungerà su questi due altoparlanti.

- Nella Tabella dei **dB** dovreste cercare il numero **12** ed in corrispondenza di tale valore nella colonna **potenza** troverete il numero **15,85**.

Trovandovi in presenza di una **attenuazione**, dovreste dividere i **40 watt** per questo numero e, così facendo, otterrete:

$$40 : 15,85 = 2,5 \text{ watt}$$

Pertanto sugli altoparlanti dei **medi** e dei **bassi** giungeranno soltanto **2,5 watt** dei **40 watt** disponibili, mentre sull'altoparlante degli **acuti** giungerà tutta la massima potenza.

Esempio = Supponiamo che abbiate un amplificatore **Hi-Fi** da **40 Watt RMS** che **guadagna 30 dB** su un carico di **8 ohm** e che desideriate sapere quale ampiezza di segnale dovreste applicare sul suo ingresso per ottenere in uscita tale potenza.

- In primo luogo calcolerete quale tensione occorre applicare ai capi dell'altoparlante da **8 ohm** per ottenere **40 watt**, utilizzando la formula:

$$\text{Volt} = \sqrt{\text{Watt} \times \text{ohm}}$$

Eseguendo questa operazione otterrete:

$$\sqrt{40 \times 8} = 17,88 \text{ volt}$$

Poichè l'amplificatore ha un **guadagno** di **30 dB**, andrete a cercare nella colonna dei **dB** il numero **30** e nella colonna **tensione** troverete il numero **31,62**.

Dividendo la tensione di uscita per questo numero, conoscerete quale tensione dovreste applicare sull'ingresso dell'amplificatore per ottenere in uscita **40 watt**:

$$17,88 : 31,62 = 0,56 \text{ volt efficaci}$$

Il valore di tensione calcolato è rappresentato da **volt efficaci** perchè la potenza è espressa in **RMS**.

Per conoscere i **volt picco/picco**, cioè l'ampiezza della sinusoide che appare sullo schermo dell'oscilloscopio, dovreste moltiplicare questo numero x **2,828** e, così facendo, otterrete:

$$0,56 \times 2,828 = 1,58 \text{ volt picco/picco}$$

In questo manuale troverete un capitolo dedicato interamente agli **Amplificatori di BF**.

Esempio = Supponiamo che, collegata un'antenna **direttiva** che guadagna **5 dB** ad un trasmettitore che eroga una potenza RF di **10 watt**, desideriate conoscere quale **potenza RF** verrà irradiata da tale antenna.

- Nella Tabella dei **dB** dovreste cercare il numero **5 dB** ed in corrispondenza di tale valore nella colonna **potenza** troverete il numero **3,162**.

Per conoscere la potenza irradiata dovreste moltiplicare i **10 watt** per questo numero e, così facendo, otterrete:

$$10 \times 3,162 = 31,62 \text{ watt}$$

una potenza identica a quella che irradierebbe un trasmettitore da **31,62 watt** provvisto di un normale dipolo con guadagno unitario.

Esempio = Supponiamo che, avendo un ricevitore che ha una sensibilità di **1 microvolt**, desideriate conoscere quanto dovrà guadagnare la parabola per riuscire a captare dei segnali che non superino gli **0,07 microvolt**.

- Come prima operazione dovreste dividere la sensibilità del ricevitore con quella del segnale che vorreste ricevere:

$$1 : 0,07 = 14,28$$

Così facendo saprete che questo segnale dovrà essere **amplificato** di **14,28 volte** in **tensione**.

Se cercherete questo numero nella colonna **tensione**, troverete **14,29** che corrispondono ad un **guadagno** di **23,1 dB**.

In pratica dovreste scegliere una parabola che abbia un diametro tale da assicurare un **guadagno** maggiore di **23 dB**.

Esempio = Supponiamo che, avendo sull'ingresso di un cavo coassiale **RG.58** lungo **50 metri** un segnale di **10 microvolt** sui **145 MHz**, desideriate conoscere quale segnale otterrete alle sue estremità.

Sapendo che **100 metri** di cavo **attenuano** il segnale di circa **17 dB**, usandone **50 metri** l'attenuazione risulterà dimezzata, pari a soli **8,5 dB**.

Nella Tabella dei **dB** dovreste cercare quale numero è riportato nella colonna **tensione** e qui troverete **8,5 dB = 2,661**.

Dividendo i **10 microvolt** per questo numero otterrete:

$$10 : 2,661 = 3,75 \text{ microvolt}$$

pertanto, sull'estremità del cavo coassiale sarà presente un segnale di **3,75 microvolt**.

TABELLA dei decibel

da 0 dB a 34,7 dB

dB	TENSIONE	POTENZA
0,0	1,000	1,000
0,1	1,012	1,023
0,2	1,023	1,047
0,3	1,035	1,072
0,4	1,047	1,096
0,5	1,059	1,122
0,6	1,072	1,148
0,7	1,084	1,175
0,8	1,096	1,202
0,9	1,109	1,230
1,0	1,122	1,259
1,1	1,135	1,288
1,2	1,148	1,318
1,3	1,161	1,349
1,4	1,175	1,380
1,5	1,189	1,413
1,6	1,202	1,445
1,7	1,216	1,479
1,8	1,230	1,514
1,9	1,245	1,549
2,0	1,259	1,585
2,1	1,274	1,622
2,2	1,288	1,660
2,3	1,303	1,698
2,4	1,318	1,738
2,5	1,334	1,778
2,6	1,349	1,820
2,7	1,365	1,862
2,8	1,380	1,905
2,9	1,396	1,950
3,0	1,413	1,995
3,1	1,429	2,042
3,2	1,445	2,089
3,3	1,462	2,138
3,4	1,479	2,188
3,5	1,496	2,239
3,6	1,514	2,291
3,7	1,531	2,344
3,8	1,549	2,399
3,9	1,567	2,455
4,0	1,585	2,512
4,1	1,603	2,570
4,2	1,622	2,630
4,3	1,641	2,692
4,4	1,660	2,754
4,5	1,679	2,818
4,6	1,698	2,884
4,7	1,718	2,951
4,8	1,738	3,020
4,9	1,758	3,090
5,0	1,778	3,162
5,1	1,799	3,236
5,2	1,820	3,311
5,3	1,841	3,388
5,4	1,862	3,467
5,5	1,884	3,548

dB	TENSIONE	POTENZA
5,6	1,905	3,631
5,7	1,928	3,715
5,8	1,950	3,802
5,9	1,972	3,890
6,0	1,995	3,981
6,1	2,018	4,074
6,2	2,042	4,169
6,3	2,065	4,266
6,4	2,089	4,365
6,5	2,113	4,467
6,6	2,138	4,571
6,7	2,163	4,677
6,8	2,188	4,786
6,9	2,213	4,898
7,0	2,239	5,012
7,1	2,265	5,129
7,2	2,291	5,248
7,3	2,317	5,370
7,4	2,344	5,495
7,5	2,371	5,623
7,6	2,399	5,754
7,7	2,427	5,888
7,8	2,455	6,026
7,9	2,483	6,166
8,0	2,512	6,310
8,1	2,541	6,457
8,2	2,570	6,607
8,3	2,600	6,761
8,4	2,630	6,918
8,5	2,661	7,079
8,6	2,692	7,244
8,7	2,723	7,413
8,8	2,754	7,586
8,9	2,786	7,762
9,0	2,818	7,943
9,1	2,851	8,128
9,2	2,884	8,318
9,3	2,917	8,511
9,4	2,951	8,710
9,5	2,985	8,913
9,6	3,020	9,120
9,7	3,055	9,333
9,8	3,090	9,550
9,9	3,126	9,772
10,0	3,162	10,00
10,1	3,199	10,23
10,2	3,236	10,47
10,3	3,273	10,71
10,4	3,311	10,96
10,5	3,350	11,22
10,6	3,388	11,48
10,7	3,428	11,75
10,8	3,467	12,02
10,9	3,508	12,30
11,0	3,548	12,59
11,1	3,589	12,88

dB	TENSIONE	POTENZA
11,2	3,631	13,18
11,3	3,673	13,49
11,4	3,715	13,80
11,5	3,758	14,12
11,6	3,802	14,45
11,7	3,846	14,79
11,8	3,890	15,14
11,9	3,936	15,49
12,0	3,981	15,85
12,1	4,027	16,22
12,2	4,074	16,60
12,3	4,121	16,98
12,4	4,169	17,38
12,5	4,217	17,78
12,6	4,266	18,20
12,7	4,315	18,62
12,8	4,365	19,05
12,9	4,416	19,50
13,0	4,467	19,95
13,1	4,519	20,42
13,2	4,571	20,89
13,3	4,624	21,38
13,4	4,677	21,88
13,5	4,732	22,39
13,6	4,786	22,91
13,7	4,842	23,44
13,8	4,898	23,99
13,9	4,955	24,55
14,0	5,012	25,12
14,1	5,070	25,70
14,2	5,129	26,30
14,3	5,188	26,91
14,4	5,248	27,54
14,5	5,309	28,18
14,6	5,370	28,84
14,7	5,433	29,51
14,8	5,495	30,20
14,9	5,559	30,90
15,0	5,623	31,62
15,1	5,689	32,36
15,2	5,754	33,11
15,3	5,821	33,88
15,4	5,888	34,67
15,5	5,957	35,48
15,6	6,026	36,31
15,7	6,095	37,15
15,8	6,166	38,02
15,9	6,237	38,90
16,0	6,310	39,81
16,1	6,383	40,74
16,2	6,457	41,69
16,3	6,531	42,66
16,4	6,607	43,65
16,5	6,683	44,67
16,6	6,761	45,71
16,7	6,839	46,77

dB	TENSIONE	POTENZA
16,8	6,918	47,86
16,9	6,998	48,98
17,0	7,079	50,12
17,1	7,161	51,29
17,2	7,244	52,48
17,3	7,328	53,70
17,4	7,413	54,95
17,5	7,499	56,23
17,6	7,586	57,54
17,7	7,674	58,88
17,8	7,762	60,26
17,9	7,852	61,66
18,0	7,943	63,10
18,1	8,035	64,56
18,2	8,128	66,07
18,3	8,222	67,61
18,4	8,318	69,18
18,5	8,414	70,79
18,6	8,511	72,44
18,7	8,610	74,13
18,8	8,710	75,86
18,9	8,810	77,62
19,0	8,913	79,43
19,1	9,016	81,28
19,2	9,120	83,18
19,3	9,226	85,11
19,4	9,333	87,10
19,5	9,441	89,12
19,6	9,550	91,20
19,7	9,661	93,32
19,8	9,772	95,45
19,9	9,886	97,72
20,0	10,00	100,0
20,1	10,12	102,3
20,2	10,23	104,7
20,3	10,35	107,1
20,4	10,47	109,6
20,5	10,59	112,2
20,6	10,71	114,8
20,7	10,84	117,5
20,8	10,96	120,2
20,9	11,09	123,0
21,0	11,22	125,9
21,1	11,35	128,8
21,2	11,48	131,8
21,3	11,61	134,9
21,4	11,75	138,0
21,5	11,88	141,2
21,6	12,02	144,5
21,7	12,16	147,9
21,8	12,30	151,4
21,9	12,44	154,9
22,0	12,59	158,5
22,1	12,73	162,2
22,2	12,88	166,0
22,3	13,03	169,8
22,4	13,18	173,8
22,5	13,33	177,8
22,6	13,49	182,0
22,7	13,65	186,2

dB	TENSIONE	POTENZA
22,8	13,80	190,5
22,9	13,96	195,0
23,0	14,12	199,5
23,1	14,29	204,2
23,2	14,45	208,9
23,3	14,62	213,8
23,4	14,79	218,8
23,5	14,96	223,9
23,6	15,14	229,1
23,7	15,31	234,4
23,8	15,49	239,9
23,9	15,67	245,5
24,0	15,85	251,2
24,1	16,03	257,0
24,2	16,22	263,0
24,3	16,41	269,1
24,4	16,60	275,4
24,5	16,79	281,8
24,6	16,98	288,4
24,7	17,18	295,1
24,8	17,38	302,0
24,9	17,58	309,0
25,0	17,78	316,2
25,1	17,99	323,6
25,2	18,20	331,1
25,3	18,41	338,8
25,4	18,62	346,7
25,5	18,84	354,8
25,6	19,05	363,1
25,7	19,27	371,5
25,8	19,50	380,2
25,9	19,72	389,0
26,0	19,95	398,1
26,1	20,18	407,4
26,2	20,42	416,9
26,3	20,65	426,6
26,4	20,89	436,5
26,5	21,13	446,7
26,6	21,38	457,1
26,7	21,63	467,7
26,8	21,88	478,6
26,9	22,13	489,8
27,0	22,39	501,2
27,1	22,65	512,9
27,2	22,91	524,8
27,3	23,17	537,0
27,4	23,44	549,5
27,5	23,71	562,3
27,6	23,99	575,4
27,7	24,27	588,8
27,8	24,55	602,6
27,9	24,83	616,6
28,0	25,12	631,0
28,1	25,41	645,6
28,2	25,70	660,7
28,3	26,00	676,1
28,4	26,30	691,8
28,5	26,61	707,9
28,6	26,91	724,4
28,7	27,23	741,3

dB	TENSIONE	POTENZA
28,8	27,54	758,6
28,9	27,86	776,2
29,0	28,18	794,3
29,1	28,51	812,8
29,2	28,84	831,8
29,3	29,17	851,1
29,4	29,51	871,0
29,5	29,85	891,2
29,6	30,20	912,0
29,7	30,55	933,2
29,8	30,90	955,0
29,9	31,26	977,2
30,0	31,62	1.000
30,1	31,99	1.023
30,2	32,36	1.047
30,3	32,73	1.072
30,4	33,11	1.096
30,5	33,50	1.122
30,6	33,88	1.148
30,7	34,28	1.175
30,8	34,67	1.202
30,9	35,07	1.230
31,0	35,48	1.259
31,1	35,89	1.288
31,2	36,31	1.318
31,3	36,73	1.349
31,4	37,15	1.380
31,5	37,58	1.413
31,6	38,02	1.445
31,7	38,46	1.479
31,8	38,90	1.514
31,9	39,35	1.549
32,0	39,81	1.585
32,1	40,27	1.622
32,2	40,74	1.660
32,3	41,21	1.698
32,4	41,69	1.738
32,5	42,17	1.778
32,6	42,66	1.820
32,7	43,15	1.862
32,8	43,65	1.905
32,9	44,16	1.950
33,0	44,67	1.995
33,1	45,19	2.042
33,2	45,71	2.089
33,3	46,24	2.138
33,4	46,77	2.188
33,5	47,31	2.239
33,6	47,86	2.291
33,7	48,42	2.344
33,8	48,98	2.399
33,9	49,54	2.455
34,0	50,12	2.512
34,1	50,70	2.570
34,2	51,29	2.630
34,3	51,88	2.692
34,4	52,48	2.754
34,5	53,09	2.818
34,6	53,70	2.884
34,7	54,32	2.951

TABELLA dei decibel

da 34,8 dB a 69,5 dB

dB	TENSIONE	POTENZA
34,8	54,95	3.020
34,9	55,59	3.090
35,0	56,23	3.162
35,1	56,88	3.236
35,2	57,54	3.311
35,3	58,21	3.388
35,4	58,88	3.467
35,5	59,57	3.548
35,6	60,26	3.631
35,7	60,95	3.715
35,8	61,66	3.802
35,9	62,37	3.890
36,0	63,10	3.981
36,1	63,83	4.074
36,2	64,56	4.169
36,3	65,31	4.266
36,4	66,07	4.365
36,5	66,83	4.467
36,6	67,61	4.571
36,7	68,39	4.677
36,8	69,18	4.786
36,9	69,98	4.898
37,0	70,79	5.012
37,1	71,61	5.129
37,2	72,44	5.248
37,3	73,28	5.370
37,4	74,13	5.495
37,5	74,99	5.623
37,6	75,86	5.754
37,7	76,74	5.888
37,8	77,62	6.026
37,9	78,52	6.166
38,0	79,43	6.310
38,1	80,35	6.457
38,2	81,28	6.607
38,3	82,22	6.761
38,4	83,18	6.918
38,5	84,14	7.079
38,6	85,11	7.244
38,7	86,10	7.413
38,8	87,10	7.586
38,9	88,10	7.762
39,0	89,12	7.943
39,1	90,16	8.128
39,2	91,20	8.318
39,3	92,26	8.511
39,4	93,32	8.710
39,5	94,41	8.913
39,6	95,50	9.120
39,7	96,60	9.333
39,8	97,72	9.550
39,9	98,85	9.772
40,0	100,0	10.000
40,1	101,2	10.230
40,2	102,3	10.470
40,3	103,5	10.710

dB	TENSIONE	POTENZA
40,4	104,7	10.960
40,5	105,9	11.220
40,6	107,1	11.480
40,7	108,4	11.750
40,8	109,6	12.020
40,9	110,9	12.300
41,0	112,2	12.590
41,1	113,5	12.880
41,2	114,8	13.180
41,3	116,1	13.490
41,4	117,5	13.800
41,5	118,8	14.120
41,6	120,2	14.450
41,7	121,6	14.790
41,8	123,0	15.140
41,9	124,4	15.490
42,0	125,9	15.850
42,1	127,3	16.220
42,2	128,8	16.600
42,3	130,3	16.980
42,4	131,8	17.380
42,5	133,3	17.780
42,6	134,9	18.200
42,7	136,5	18.620
42,8	138,0	19.050
42,9	139,6	19.500
43,0	141,3	19.950
43,1	142,9	20.420
43,2	144,5	20.890
43,3	146,2	21.380
43,4	147,9	21.880
43,5	149,6	22.390
43,6	151,4	22.910
43,7	153,1	23.440
43,8	154,9	23.990
43,9	156,7	24.550
44,0	158,5	25.120
44,1	160,3	25.700
44,2	162,2	26.300
44,3	164,1	26.910
44,4	166,0	27.540
44,5	167,9	28.180
44,6	169,8	28.840
44,7	171,8	29.510
44,8	173,8	30.200
44,9	175,8	30.900
45,0	177,8	31.620
45,1	179,9	32.360
45,2	182,0	33.110
45,3	184,1	33.880
45,4	186,2	34.670
45,5	188,4	35.480
45,6	190,5	36.310
45,7	192,7	37.150
45,8	195,0	38.020
45,9	197,2	38.900

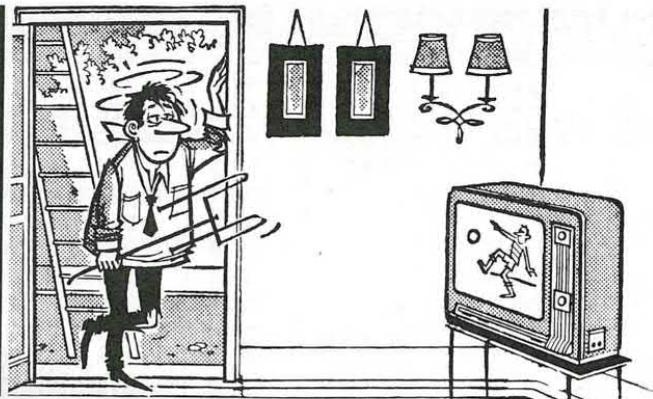
dB	TENSIONE	POTENZA
46,0	199,5	39.810
46,1	201,8	40.740
46,2	204,2	41.690
46,3	206,5	42.660
46,4	208,9	43.650
46,5	211,3	44.670
46,6	213,8	45.710
46,7	216,3	46.770
46,8	218,8	47.860
46,9	221,3	48.980
47,0	223,9	50.120
47,1	226,5	51.290
47,2	229,1	52.480
47,3	231,7	53.700
47,4	234,4	54.950
47,5	237,1	56.230
47,6	239,9	57.540
47,7	242,7	58.880
47,8	245,5	60.260
47,9	248,3	61.660
48,0	251,2	63.100
48,1	254,1	64.560
48,2	257,0	66.070
48,3	260,0	67.610
48,4	263,0	69.180
48,5	266,1	70.790
48,6	269,1	72.440
48,7	272,3	74.130
48,8	275,4	75.860
48,9	278,6	77.620
49,0	281,8	79.430
49,1	285,1	81.280
49,2	288,4	83.180
49,3	291,7	85.110
49,4	295,1	87.100
49,5	298,5	89.120
49,6	302,0	91.200
49,7	305,5	93.320
49,8	309,0	95.500
49,9	312,6	97.720
50,0	316,2	100.000
50,1	319,9	102.300
50,2	323,6	104.700
50,3	327,3	107.200
50,4	331,1	109.600
50,5	335,0	112.200
50,6	338,8	114.800
50,7	342,8	117.500
50,8	346,7	120.200
50,9	350,7	123.000
51,0	354,8	125.900
51,1	358,9	128.800
51,2	363,1	131.800
51,3	367,3	134.900
51,4	371,5	138.000
51,5	375,8	141.300

dB	TENSIONE	POTENZA
51,6	380,2	144.500
51,7	384,6	147.900
51,8	389,0	151.400
51,9	393,5	154.900
52,0	398,1	158.500
52,1	402,7	162.200
52,2	407,4	166.000
52,3	412,1	169.800
52,4	416,9	173.800
52,5	421,7	177.800
52,6	426,6	182.000
52,7	431,5	186.200
52,8	436,5	190.500
52,9	441,6	195.000
53,0	446,7	199.500
53,1	451,9	204.200
53,2	457,1	208.900
53,3	462,4	213.800
53,4	467,7	218.800
53,5	473,1	223.900
53,6	478,6	229.100
53,7	484,2	234.400
53,8	489,8	239.900
53,9	495,4	245.500
54,0	501,2	251.200
54,1	507,0	257.000
54,2	512,9	263.000
54,3	518,8	269.200
54,4	524,8	275.400
54,5	530,9	281.800
54,6	537,0	288.400
54,7	543,2	295.100
54,8	549,5	302.000
54,9	555,9	309.000
55,0	562,3	316.200
55,1	568,8	323.600
55,2	575,4	331.100
55,3	582,1	338.800
55,4	588,8	346.700
55,5	595,7	354.800
55,6	602,6	363.100
55,7	609,5	371.500
55,8	616,6	380.200
55,9	623,7	389.000
56,0	631,0	398.100
56,1	638,3	407.400
56,2	645,6	416.900
56,3	653,1	426.600
56,4	660,7	436.500
56,5	668,3	446.700
56,6	676,1	457.100
56,7	683,9	467.700
56,8	691,8	478.600
56,9	699,8	489.800
57,0	707,9	501.200
57,1	716,1	512.900
57,2	724,4	524.800
57,3	732,8	537.000
57,4	741,3	549.500
57,5	749,9	562.300

dB	TENSIONE	POTENZA
57,6	758,6	575.400
57,7	767,4	588.800
57,8	776,2	602.600
57,9	785,2	616.600
58,0	794,3	631.000
58,1	803,5	645.700
58,2	812,8	660.700
58,3	822,2	676.100
58,4	831,8	691.800
58,5	841,4	707.900
58,6	851,1	724.400
58,7	861,0	741.300
58,8	871,0	758.600
58,9	881,0	776.200
59,0	891,2	794.300
59,1	901,6	812.800
59,2	912,0	831.800
59,3	922,6	851.100
59,4	933,2	871.000
59,5	944,1	893.300
59,6	955,0	912.000
59,7	966,0	933.300
59,8	977,2	955.000
59,9	988,5	977.200
60,0	1.000	1.000.000
60,1	1.012	1.023.000
60,2	1.023	1.047.000
60,3	1.035	1.072.000
60,4	1.047	1.096.000
60,5	1.059	1.122.000
60,6	1.072	1.148.000
60,7	1.084	1.175.000
60,8	1.096	1.202.000
60,9	1.109	1.230.000
61,0	1.122	1.259.000
61,1	1.135	1.288.000
61,2	1.148	1.318.000
61,3	1.161	1.349.000
61,4	1.175	1.380.000
61,5	1.188	1.413.000
61,6	1.202	1.445.000
61,7	1.216	1.479.000
61,8	1.230	1.514.000
61,9	1.245	1.549.000
62,0	1.259	1.585.000
62,1	1.273	1.622.000
62,2	1.288	1.660.000
62,3	1.303	1.698.000
62,4	1.318	1.738.000
62,5	1.334	1.778.000
62,6	1.349	1.820.000
62,7	1.365	1.862.000
62,8	1.380	1.905.000
62,9	1.396	1.950.000
63,0	1.413	1.995.000
63,1	1.429	2.042.000
63,2	1.445	2.089.000
63,3	1.462	2.138.000
63,4	1.479	2.188.000
63,5	1.496	2.239.000

dB	TENSIONE	POTENZA
63,6	1.514	2.291.000
63,7	1.531	2.344.000
63,8	1.549	2.399.000
63,9	1.567	2.455.000
64,0	1.584	2.512.000
64,1	1.603	2.570.000
64,2	1.622	2.630.000
64,3	1.641	2.692.000
64,4	1.660	2.754.000
64,5	1.679	2.818.000
64,6	1.698	2.884.000
64,7	1.718	2.951.000
64,8	1.738	3.020.000
64,9	1.758	3.090.000
65,0	1.778	3.162.000
65,1	1.799	3.236.000
65,2	1.820	3.311.000
65,3	1.841	3.388.000
65,4	1.862	3.467.000
65,5	1.884	3.548.000
65,6	1.905	3.631.000
65,7	1.928	3.715.000
65,8	1.950	3.802.000
65,9	1.972	3.890.000
66,0	1.995	3.981.000
66,1	2.018	4.074.000
66,2	2.042	4.169.000
66,3	2.065	4.266.000
66,4	2.089	4.365.000
66,5	2.113	4.467.000
66,6	2.138	4.571.000
66,7	2.163	4.677.000
66,8	2.188	4.786.000
66,9	2.213	4.898.000
67,0	2.239	5.012.000
67,1	2.265	5.129.000
67,2	2.291	5.248.000
67,3	2.317	5.370.000
67,4	2.344	5.495.000
67,5	2.371	5.623.000
67,6	2.399	5.754.000
67,7	2.427	5.888.000
67,8	2.455	6.026.000
67,9	2.483	6.166.000
68,0	2.512	6.310.000
68,1	2.541	6.457.000
68,2	2.570	6.607.000
68,3	2.600	6.761.000
68,4	2.630	6.918.000
68,5	2.661	7.079.000
68,6	2.692	7.244.000
68,7	2.723	7.413.000
68,8	2.754	7.586.000
68,9	2.786	7.762.000
69,0	2.818	7.943.000
69,1	2.851	8.128.000
69,2	2.884	8.318.000
69,3	2.917	8.511.000
69,4	2.951	8.710.000
69,5	2.985	8.913.000

UNITÀ di MISURA in dB microvolt



L'unità di misura espressa in **dBmicrovolt** viene utilizzata per determinare un guadagno o una attenuazione in **tensione** su una impedenza di **carico** da **75 ohm**, utilizzata normalmente in tutti i preamplificatori, attenuatori e ricevitori TV prendendo come riferimento:

0 dBmicrovolt = 1 microvolt

Un segnale di **10 dBmicrovolt** corrisponde ad una tensione di **3,16 microvolt**.

Un segnale di **20 dBmicrovolt** corrisponde ad una tensione di **10 microvolt**.

Un segnale di **70 dBmicrovolt** corrisponde ad una tensione di **3.160 microvolt**.

Usando i **dBmicrovolt** si semplificano tutte le operazioni di calcolo, perchè basta fare delle semplici somme e divisioni per sapere se il segnale che giunge sull'ingresso di un televisore debba essere amplificato o attenuato.

Sapendo che il segnale che dovrete applicare sull'ingresso di un TV deve risultare di **70 dBmicrovolt**, se conoscete quale segnale è presente sull'antenna potrete immediatamente sapere quanti **dB** dovrà guadagnare il preamplificatore d'antenna.

Amnesso che ai capi dell'antenna risulti presente un segnale di **60 dBmicrovolt**, dovrete in questo caso usare un preamplificatore con un guadagno di:

$$70 - 60 = 10 \text{ dB}$$

Poichè vi saranno sempre delle attenuazioni, come ad esempio quella del cavo coassiale che potrebbe **attenuare** il segnale di **8 dB** e quella della presa utente che potrebbe **attenuare** di altri **5 dB**, il preamplificatore potrà assicurarvi un guadagno di:

$$10 + (8 + 5) = 23 \text{ dB}$$

Nota = I dB di un guadagno o di una attenuazione si possono sommare e sottrarre ai **dBmicrovolt**. Il risultato che si ottiene da queste operazioni rimarrà sempre espresso in **dBmicrovolt**.

Segnale TV = Il segnale presente sulla **presa** alla quale collegherete il vostro **televisore** non dovrà mai risultare:

minore di **60 dBmicrovolt**
maggiore di **78 dBmicrovolt**

Esempio = Supponiamo che desideriate conoscere quale segnale risulterà presente sulla vostra **presa TV** sapendo che:

- in Antenna sono presenti **72 dBmicrovolt**
- il Preamplificatore **guadagna 15 dB**
- il Cavo coassiale di discesa **attenua 5 dB**
- il Derivatore **attenua 14 dB**
- la Presa utente **attenua 4 dB**

Per sapere quale segnale sarà presente sulla Presa utente sarà sufficiente **sommare** i **guadagni** e **sottrarre** le **attenuazioni**:

$$\begin{aligned} 72 + 15 &= 87 \text{ dBuV sull'uscita del preamplif.} \\ 87 - 5 &= 82 \text{ dBuV sull'uscita del cavo discesa} \\ 82 - 14 &= 68 \text{ dBuV sull'uscita del Derivatore} \\ 68 - 4 &= 64 \text{ dBuV segnale sulla Presa TV} \end{aligned}$$

Poichè un segnale di **64 dBmicrovolt** è un valore **ideale**, vedrete in modo perfetto.

Esempio = Supponiamo che, avendo sulla **Pre-sa TV** un segnale di **85 dBmicrovolt**, desideriate sapere quale soluzione adottare per **attenuarlo**.

Per **attenuare** un segnale che supera il **livello massimo** consentito, la sola soluzione possibile è quella di utilizzare una **Pre-sa Utente** che attenni il segnale di **14**.

Usando questa presa, sulla sua uscita otterrete un segnale di:

$$85 - 14 = 71 \text{ dBmicrovolt}$$

TABELLA dei dBmicrovolt su impedenze da 75 ohm

dBuV	microvolt
0	1
0,5	1,06
1,0	1,12
1,5	1,19
2,0	1,26
2,5	1,33
3,0	1,41
3,5	1,50
4,0	1,58
4,5	1,68
5,0	1,78
5,5	1,88
6,0	2,00
6,5	2,11
7,0	2,24
7,5	2,37
8,0	2,51
8,5	2,65
9,0	2,82
9,5	2,98
10,0	3,16
10,5	3,35
11,0	3,55
11,5	3,76
12,0	3,98
12,5	4,22
13,0	4,47
13,5	4,73
14,0	5,01
14,5	5,31
15,0	5,62
15,5	5,95
16,0	6,31
16,5	6,68
17,0	7,08
17,5	7,50
18,0	7,94
18,5	8,41
19,0	8,91
19,5	9,44
20,0	10,0
20,5	10,5
21,0	11,2
21,5	11,8
22,0	12,5
22,5	13,3
23,0	14,1
23,5	15,0
24,0	15,8
24,5	16,8
25,0	17,8
25,5	18,8
26,0	20,0
26,5	21,1
27,0	22,4
27,5	23,7
28,0	25,1
28,5	26,5
29,0	28,2
29,5	29,8
30,0	31,6
30,5	33,5
31,0	35,5
31,5	37,6

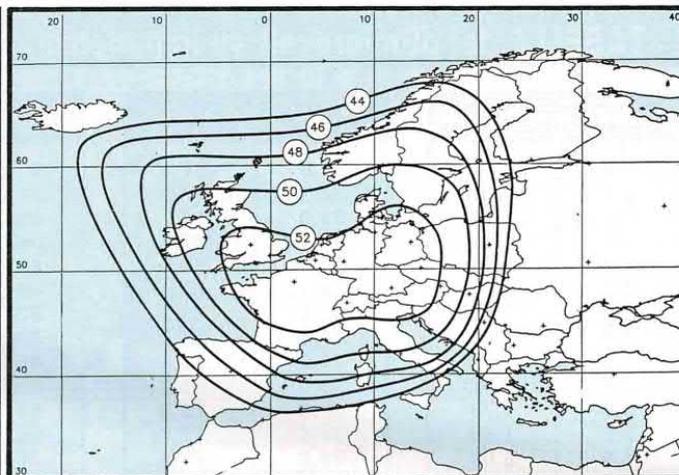
dBuV	microvolt
32,0	39,8
32,5	42,2
33,0	44,7
33,5	47,3
34,0	50,1
34,5	53,0
35,0	56,2
35,5	59,5
36,0	63,1
36,5	66,8
37,0	70,8
37,5	75,0
38,0	79,4
38,5	84,1
39,0	89,1
39,5	94,4
40,0	100
40,5	106
41,0	112
41,5	119
42,0	126
42,5	133
43,0	141
43,5	150
44,0	158
44,5	168
45,0	178
45,5	188
46,0	200
46,5	211
47,0	224
47,5	237
48,0	251
48,5	265
49,0	282
49,5	298
50,0	316
50,5	335
51,0	355
51,5	375
52,0	398
52,5	422
53,0	447
53,5	473
54,0	501
54,5	530
55,0	562
55,5	595
56,0	630
56,5	668
57,0	708
57,5	749
58,0	794
58,5	841
59,0	891
59,5	944
60,0	1.000
60,5	1.060
61,0	1.120
61,5	1.190
62,0	1.260
62,5	1.330
63,0	1.410
63,5	1.500

dBuV	microvolt
64,0	1.580
64,5	1.680
65,0	1.780
65,5	1.890
66,0	2.000
66,5	2.110
67,0	2.240
67,5	2.370
68,0	2.510
68,5	2.650
69,0	2.820
69,5	2.980
70,0	3.160
70,5	3.349
71,0	3.550
71,5	3.760
72,0	3.980
72,5	4.220
73,0	4.470
73,5	4.730
74,0	5.010
74,5	5.310
75,0	5.620
75,5	5.950
76,0	6.310
76,5	6.680
77,0	7.080
77,5	7.560
78,0	7.940
78,5	8.410
79,0	8.910
79,5	9.440
80,0	10.000

dBuV	millivolt
80,0	10,0
80,5	10,6
81,0	11,2
81,5	11,8
82,0	12,5
82,5	13,3
83,0	14,1
83,5	14,9
84,0	15,8
84,5	16,7
85,0	17,7
85,5	18,8
86,0	19,9
86,5	21,1
87,0	22,3
87,5	23,7
88,0	25,1
88,5	26,6
89,0	28,1
89,5	29,8
90,0	31,6
90,5	33,5
91,0	35,4
91,5	37,5
92,0	39,8
92,5	42,1
93,0	44,6

dBuV	millivolt
93,5	47,3
94,0	50,1
94,5	53,0
95,0	56,2
95,5	59,5
96,0	63,1
96,5	66,8
97,0	70,7
97,5	74,9
98,0	79,4
98,5	84,1
99,0	89,1
99,5	94,4
100,0	100
100,5	106
101,0	112
101,5	119
102,0	126
102,5	133
103,0	141
103,5	150
104,0	158
104,5	168
105,0	178
105,5	188
106,0	200
106,5	211
107,0	224
107,5	237
108,0	251
108,5	265
109,0	282
109,5	298
110,0	316
110,5	335
111,0	355
111,5	376
112,0	398
112,5	422
113,0	447
113,5	473
114,0	501
114,5	531
115,0	562
115,5	595
116,0	631
116,5	668
117,0	708
117,5	750
118,0	794
118,5	841
119,0	891
119,5	944
120,0	1.000
120,5	1.060
121,0	1.120
121,5	1.190
122,0	1.260
122,5	1.330
123,0	1.410
123,5	1.500
124,0	1.580
124,5	1.680
125,0	1.780

UNITÀ di MISURA in dBW



L'unità di misura espressa in **dBWatt** viene utilizzata per determinare un guadagno o una attenuazione per **potenze** normalmente **superiori a 1 watt** prendendo come riferimento:

$$0 \text{ dBW} = 1 \text{ watt}$$

L'unità di misura in **dBW** viene solitamente utilizzata per indicare la potenza di un qualsiasi trasmettitore **RF**.

Ad esempio, se la potenza di un satellite **meteorologico polare** viene indicata **7 dBW**, significa che questo utilizza un trasmettitore della potenza di soli **5 watt**, mentre la potenza del satellite **Meteosat** indicata **18,5 dBW**, sta a significare che questo utilizza un trasmettitore della potenza di circa **71 watt**.

Nota = Questo valore di potenza comprende il **guadagno** dell'antenna irradiante.

CONVERSIONE da dBm a dBW o VICEVERSA

Per potenze **inferiori a 1 milliwatt** è consigliabile usare la Tabella dei **dBm**.

I valori espressi in **dBW** possono essere convertiti in **dBm** sommando **30**.

I valori espressi in **dBm** possono essere convertiti in **dBW** sottraendo **30**.

$$\text{dBW} + 30 = \text{dBm}$$

$$\text{dBm} - 30 = \text{dBW}$$

Esempio = Abbiamo un valore di **44 dBm** (pari ad una potenza di **25,12 watt**) che vorremmo convertire in **dBW**.

Per eseguire questa conversione dobbiamo **sottrarre 30** e, così facendo, otterremo:

$$44 - 30 = 14 \text{ dBW}$$

Fig.1 Nei diagrammi d'irradiazione dei satelliti geostazionari TV, viene riportata la potenza irradiata in dBWatt. Con questo valore, il lettore dovrebbe poi calcolare quale segnale giunge a Terra, in modo da scegliere il diametro della parabola più idoneo per i diversi segnali.

Consultando la **Tabella dei dBW** troveremo che **14 dBW** corrispondono nuovamente a **25 watt** (numero arrotondato dei decimali).

Esempio = Abbiamo un valore di **5,5 dBW** (pari ad una potenza di **3,5 watt**) che vorremmo convertire in **dBm**.

Per eseguire questa conversione dobbiamo **sommare 30** e, così facendo, otterremo:

$$5,5 + 30 = 35,5 \text{ dBm}$$

Consultando la **Tabella dei dBm** riportata nelle pagine precedenti troveremo che **35,5 dBm** corrispondono ad una potenza di **3,55 watt**.

Esempio = Conoscendo la potenza **dBW** irradiata da un Satellite TV, vorremmo calcolare quale **diametro di parabola** utilizzare per poterlo ricevere.

- Questo calcolo è molto complesso, comunque cercheremo di svolgerlo nel modo più semplice possibile.

Prima di iniziare i calcoli dovremo conoscere i se-

TABELLA dei dBWatt su 50 ohm e su 75 ohm

dBW	Potenza	Volt su 50 ohm	Volt su 75 ohm
30,0	1.000 W	224 V	274 V
29,5	891 W	211 V	259 V
29,0	794 W	199 V	244 V
28,5	708 W	188 V	230 V
28,0	631 W	178 V	218 V
27,5	562 W	168 V	205 V
27,0	501 W	158 V	194 V
26,5	447 W	149 V	183 V
26,0	398 W	141 V	173 V
25,5	355 W	133 V	163 V
25,0	316 W	126 V	154 V
24,5	282 W	119 V	145 V
24,0	251 W	112 V	137 V
23,5	224 W	106 V	130 V
23,0	200 W	99,9 V	122 V
22,5	178 W	94,3 V	115 V
22,0	158 W	89,0 V	109 V
21,5	141 W	84,0 V	103 V
21,0	126 W	79,3 V	97,2 V
20,5	112 W	74,9 V	91,7 V
20,0	100 W	70,7 V	86,6 V
19,5	89 W	66,8 V	81,8 V
19,0	79 W	63,0 V	77,2 V
18,5	71 W	59,5 V	72,9 V
18,0	63 W	56,2 V	68,8 V
17,5	56 W	53,0 V	64,9 V
17,0	50 W	50,1 V	61,3 V
16,5	45 W	47,3 V	57,9 V
16,0	40 W	44,6 V	54,6 V
15,5	35 W	42,1 V	51,6 V
15,0	32 W	39,8 V	48,7 V
14,5	28 W	37,5 V	46,0 V
14,0	25 W	35,4 V	43,4 V
13,5	22 W	33,5 V	41,0 V
13,0	20 W	31,6 V	38,7 V
12,5	18 W	29,8 V	36,5 V
12,0	16 W	28,2 V	34,5 V
11,5	14 W	26,6 V	32,5 V
11,0	13 W	25,1 V	30,7 V
10,5	11 W	23,7 V	29,0 V
10,0	10 W	22,4 V	27,4 V
9,5	8,9 W	21,1 V	25,9 V
9,0	7,9 W	19,9 V	24,4 V
8,5	7,1 W	18,8 V	23,0 V
8,0	6,3 W	17,8 V	21,8 V
7,5	5,6 W	16,8 V	20,5 V
7,0	5,0 W	15,8 V	19,4 V
6,5	4,5 W	14,9 V	18,3 V
6,0	4,0 W	14,1 V	17,3 V
5,5	3,5 W	13,3 V	16,3 V
5,0	3,2 W	12,6 V	15,4 V
4,5	2,8 W	11,9 V	14,5 V
4,0	2,5 W	11,2 V	13,7 V
3,5	2,2 W	10,6 V	13,0 V
3,0	2,0 W	10,0 V	12,2 V
2,5	1,8 W	9,4 V	11,5 V
2,0	1,6 W	8,9 V	10,9 V
1,5	1,4 W	8,4 V	10,3 V
1,0	1,3 W	7,9 V	9,7 V
0,5	1,1 W	7,5 V	9,2 V
0,0	1,0 W	7,1 V	8,7 V

dBW	Potenza	Volt su 50 ohm	Volt su 75 ohm
-0,5	0,89 W	6,7 V	8,2 V
-1,0	0,79 W	6,3 V	7,7 V
-1,5	0,71 W	5,9 V	7,3 V
-2,0	0,63 W	5,6 V	6,9 V
-2,5	0,56 W	5,3 V	6,5 V
-3,0	0,50 W	5,0 V	6,1 V
-3,5	0,45 W	4,7 V	5,8 V
-4,0	0,40 W	4,5 V	5,5 V
-4,5	0,35 W	4,2 V	5,2 V
-5,0	0,32 W	4,0 V	4,9 V
-5,5	0,28 W	3,8 V	4,6 V
-6,0	0,25 W	3,5 V	4,3 V
-6,5	0,22 W	3,3 V	4,1 V
-7,0	0,20 W	3,2 V	3,9 V
-7,5	0,18 W	3,0 V	3,7 V
-8,0	0,16 W	2,8 V	3,4 V
-8,5	0,14 W	2,7 V	3,3 V
-9,0	0,13 W	2,5 V	3,1 V
-9,5	0,11 W	2,4 V	2,9 V
-10,0	100 mW	2,2 V	2,7 V
-10,5	89 mW	2,1 V	2,6 V
-11,0	79 mW	2,0 V	2,4 V
-11,5	71 mW	1,9 V	2,3 V
-12,0	63 mW	1,8 V	2,2 V
-12,5	56 mW	1,7 V	2,1 V
-13,0	50 mW	1,6 V	1,9 V
-13,5	45 mW	1,5 V	1,8 V
-14,0	40 mW	1,4 V	1,7 V
-14,5	35 mW	1,3 V	1,6 V
-15,0	32 mW	1,3 V	1,5 V
-15,5	28 mW	1,2 V	1,5 V
-16,0	25 mW	1,1 V	1,4 V
-16,5	22 mW	1,1 V	1,3 V
-17,0	20 mW	1,00 V	1,2 V
-17,5	18 mW	0,94 V	1,2 V
-18,0	16 mW	0,89 V	1,1 V
-18,5	14 mW	0,84 V	1,0 V
-19,0	13 mW	0,79 V	0,97 V
-19,5	11 mW	0,75 V	0,92 V
-20,0	10 mW	0,71 V	0,87 V
-20,5	8,9 mW	0,67 V	0,82 V
-21,0	7,9 mW	0,63 V	0,77 V
-21,5	7,1 mW	0,59 V	0,73 V
-22,0	6,3 mW	0,56 V	0,69 V
-22,5	5,6 mW	0,53 V	0,65 V
-23,0	5,0 mW	0,50 V	0,61 V
-23,5	4,5 mW	0,47 V	0,58 V
-24,0	4,0 mW	0,45 V	0,55 V
-24,5	3,5 mW	0,42 V	0,52 V
-25,0	3,2 mW	0,40 V	0,49 V
-25,5	2,8 mW	0,38 V	0,46 V
-26,0	2,5 mW	0,35 V	0,43 V
-26,5	2,2 mW	0,33 V	0,41 V
-27,0	2,0 mW	0,32 V	0,39 V
-27,5	1,8 mW	0,30 V	0,37 V
-28,0	1,6 mW	0,28 V	0,34 V
-28,5	1,4 mW	0,27 V	0,33 V
-29,0	1,3 mW	0,25 V	0,31 V
-29,5	1,1 mW	0,24 V	0,29 V
-30,0	1,0 mW	0,22 V	0,27 V

guenti dati:

potenza in dBW del satellite
sensibilità del ricevitore in dBm
frequenza di lavoro in GHz
guadagno in dB dell'LNC
guadagno parabola
attenuazione di tratta

- La **potenza in dBW** la potremo ricavare dai diagrammi di irradiazione del satellite (vedi fig.1).

Ammessi che la nostra **zona** sia inclusa entro il settore **48**, abbiamo come dato = **48 dBW**.

- La **sensibilità** del ricevitore la potremo ricavare consultando il libretto delle istruzioni nel quale sono riportati tali dati.

Ammettendo di trovare un valore compreso tra **-40** e **-50 dBm**, sceglieremo il valore medio, cioè **-45 dBm**.

- Il **guadagno** del convertitore **LNC** (chiamato anche **LNB**) dovrebbe sempre essere riportato sulla sua targhetta e, comunque, nel caso non vi fosse presente, potremo sempre considerare un valore medio di **54 dB**.

Ammessi che la frequenza da ricevere risulti compresa tra **10-11 GHz**, avremo a disposizione i seguenti dati:

potenza ERP del satellite **48 dBW**
sensibilità del ricevitore **-45 dBm**
guadagno LNC **54 dB**
guadagno parabola **41 dB**

La prima operazione da effettuare sarà quella di **convertire** i **dBW** del satellite in **dBm** sommando **30**, quindi otterremo una **potenza** pari a:

$$48 + 30 = 78 \text{ dBm}$$

A questo punto dovremo calcolare l'**attenuazione** di tratta, cioè le perdite che il segnale subirà per arrivare sulla Terra che si trova a **36.000 Km** di distanza e questo dato lo preleveremo dalla **Tabella N.1** che per i **10,5 GHz** indica ben **204,7 dB**.

Quindi i nostri **78 dBm** giungeranno sulla Terra **attenuati** di **204,7 dB** e se proveremo a svolgere con una qualsiasi calcolatrice tascabile questa operazione:

$$78 - 204,7 = -126,7 \text{ dBm}$$

otterremo un numero **negativo**.

La parabola **amplificherà** questo segnale di **41 dB**, pertanto a questo numero **negativo** dovremo sommare **41** e, così facendo, otterremo:

$$-126,7 + 41 = -85,7 \text{ dBm}$$

TABELLA N.1 Attenuazione per 36.000 Km

Banda	attenuazione
1,7 GHz	188,1 dB
3,5 GHz	194,4 dB
10,5 GHz	204,7 dB
12,5 GHz	205,5 dB

Fig.2 In questa Tabella sono indicati i **dB** di attenuazione di un segnale irradiato da un satellite TV per raggiungere la Terra, in funzione della frequenza.

Nota = Queste operazioni di **somma** tra un numero **negativo** ed un numero **positivo** si possono facilmente eseguire con una comune calcolatrice tascabile.

Questi **-85,7 dBm** verranno amplificati di altri **54 dB** dal convertitore **LNC**, quindi sulla sua uscita otterremo un segnale di:

$$-85,7 + 54 = -31,7 \text{ dBm}$$

Consultando la **Tabella** dei **dBm** troveremo che **-31,7 dBm** su una impedenza di **75 ohm** equivalgono ad un segnale di poco superiore a **7,3 millivolt** pari a **7.300 microvolt**.

Poichè il ricevitore richiede sull'ingresso un segnale di **-45 dBm**, che corrisponde ad un segnale di **1,5 millivolt** pari a **1.500 microvolt** su una impedenza di **75 ohm**, possiamo affermare di disporre di un segnale superiore rispetto al minimo richiesto di circa:

$$7.300 - 1.500 = 5.800 \text{ microvolt}$$

Consultando la **Tabella** dei **dBmicrovolt** rileveremo che questi segnali corrispondono a:

$$7.300 \text{ microvolt} = 77 \text{ dBuV circa}$$
$$1.500 \text{ microvolt} = 63,5 \text{ dBuV}$$

Ammessi che il cavo coassiale **attenui** il segnale di **5 dB**, otterremo:

$$77 - 5 = 72 \text{ dBmicrovolt}$$

che è sempre un valore **maggiore** dei **63,5 dBmicrovolt** richiesti dal ricevitore.

ATTENUAZIONE di TRATTA

Nella **Tabella n.1** abbiamo riportato l'**attenuazione** di tratta dei satelliti geostazionari che si trovano a circa **36.000 Km** di distanza dalla Terra, ma riteniamo che tutti i Radioamatori siano più interessati

a conoscere l'**attenuazione** di tratta per distanze di alcune decine o centinaia di chilometri come riportato nella **Tabella N.2**.

Chi volesse conoscere l'attenuazione per distanze non indicate in questa Tabella, ad esempio di **60-90-120-150 Km**, potrà farlo tenendo presente che per ogni raddoppio della portata **chilometrica** si dovranno sommare **6 dB** di **attenuazione**.

Esempio = Vogliamo conoscere l'attenuazione sui **2,4 GHz** per una distanza di **60 Km** e di **120 Km**.

Non trovando nella **Tabella N.2** i **60 Km**, si prenderà il valore dei **30 Km** pari a **129,5 dB** e a questo numero si **sommeranno 6 dB**:

$$129,5 + 6 = 135,5 \text{ dB di attenuazione}$$

Per i **120 Km**, risultando uguali al **doppio** di **60 Km**, si dovranno **sommare** altri **6 dB** e, così facendo, si otterranno:

$$135,5 + 6 = 141,5 \text{ dB di attenuazione}$$

Esempio = Abbiamo un trasmettitore da **5 milliwatt** sui **2,4 GHz** e vorremmo conoscere se ad una distanza di **200 Km** questo potrebbe essere ricevuto da un ricevitore dotato di una sensibilità di **1,5 microvolt** su **52 ohm**.

La prima operazione da svolgere è quella di convertire la **potenza** del trasmettitore e la **sensibilità** del ricevitore in **dBm** prelevando i dati dalla **Tabella dei dBm**:

$$5 \text{ milliwatt} = 7 \text{ dBm}$$

$$1,5 \text{ microvolt} = -103,5 \text{ dBm}$$

Nella **Tabella N.2** controlleremo qual è l'**attenuazione** di tratta dei **2,4 GHz** per una distanza di **200 Km** e qui troveremo **146 dB**.

Usando una comune calcolatrice tascabile dovremo **sottrarre** alla nostra potenza di **7 dBm** i **dB** di attenuazione e, così facendo, otterremo:

$$7 - 146 = -139 \text{ dBm}$$

ciò avremo un numero **negativo**.

Poichè ci serve un segnale minimo di **-103,5 dBm** ci mancano ben:

$$139 - 103,5 = 35,5 \text{ dB}$$

Per poter ricevere questo segnale dovremo quindi utilizzare una **parabola** oppure un preamplificatore che ci assicurino un **guadagno** maggiore di **35,5 dB**.

Esempio = Se sul trasmettitore dell'esempio precedente da **5 milliwatt**, applichiamo una **parabola** con un **guadagno** di **24 dB** e una identica parabola la applichiamo sul ricevitore, che segnale capteremo?

Poichè **5 milliwatt** corrispondono a circa **7 dBm**, questo segnale verrà amplificato di **24 dB** ottenendo così una potenza di:

$$7 + 24 = 31 \text{ dBm (pari a 1,26 watt)}$$

Sottraendo alla nostra potenza l'**attenuazione** di tratta pari a **146 dB**, otterremo:

$$31 - 146 = -115 \text{ dBm}$$

Utilizzando per la ricezione una **parabola** che **guadagna 24 dB**, questa antenna ci fornirà un segnale di:

$$-115 + 24 = -91 \text{ dBm}$$

Se controlliamo nella **Tabella dei dBm** a quanti **microvolt** corrispondono questi **-91 dBm** su un carico di **52 ohm**, troveremo **6,3 microvolt**.

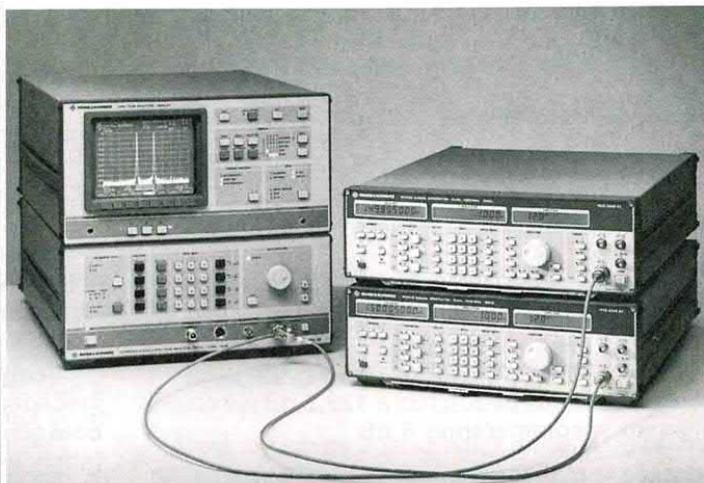
Per capire perchè un numero **negativo** con un **guadagno** diventi **meno negativo**, vi consigliamo di leggere l'esempio relativo agli scalini che scendono in cantina e a quelli che salgono verso il tetto di una casa.

TABELLA N.2 Attenuazione di tratta terrestre

Banda	10 Km	20 Km	30 Km	40 Km	50 Km	100 Km	200 Km
1,0 GHz	112,4 dB	118,4 dB	121,9 dB	124,4 dB	126,4 dB	132,4 dB	138,4 dB
1,2 GHz	114,0 dB	120,0 dB	123,5 dB	126,0 dB	128,0 dB	134,0 dB	140,0 dB
1,7 GHz	117,0 dB	123,0 dB	126,6 dB	129,0 dB	131,0 dB	137,0 dB	143,0 dB
2,4 GHz	120,0 dB	126,0 dB	129,5 dB	132,0 dB	134,0 dB	140,0 dB	146,0 dB

Fig.3 In questa Tabella abbiamo riportato l'attenuazione in dB per le gamme degli 1 - 1,2 - 1,7 - 2,4 GHz per distanze di 10-20-30-40-50-100-200 Km. Come noterete, ad ogni raddoppio di portata l'attenuazione aumenta di 6 dB.

UNITÀ di MISURA in dBm



Nei moderni ricevitori professionali la **sensibilità**, anziché essere indicata in **microvolt**, viene espressa in **dBm** vale a dire in **dBmilliwatt**.

Anche nei **Generatori RF** o **BF**, il segnale di uscita che normalmente veniva indicato in **millivolt**, ora viene espresso in **dBm**.

Chi ha sempre utilizzato come unità di misura i **microvolt** o i **millivolt** si trova così in difficoltà, non sapendo come convertire nei valori di **tensione** a lui più noti numeri come **7 dBm**, **0 dBm**, che in certi casi risultano anche negativi, ad esempio **-7 dBm** **-100 dBm**.

L'unità di misura espressa in **dBm**, vale a dire in **dBmilliwatt**, è stata scelta per semplificare al massimo tutti i calcoli relativi al **guadagno** e all'**attenuazione** prendendo come riferimento:

$$0 \text{ dBm} = 1 \text{ milliwatt}$$

Tutte le potenze **superiori** ad **1 milliwatt** sono espresse con un numero **positivo**, ad esempio:

$$10 \text{ dBm}, 22 \text{ dBm}, 36 \text{ dBm}$$

Tutte le potenze **inferiori** ad **1 milliwatt** sono espresse con un numero **negativo**, ad esempio:

$$-5 \text{ dBm}, -35 \text{ dBm}, -100 \text{ dBm}$$

Nella **Tabella dei dBm** da noi riportata, troverete nella **prima** colonna i valori espressi in **dBm** e nella **seconda** colonna i corrispondenti valori espressi in **potenza**, cioè:

W = watt
mW = milliwatt
uW = microwatt
nW = nanowatt
pW = picowatt
fW = femtowatt

Passando alla **terza** colonna troverete le corrispondenti tensioni presenti ai capi di un carico avente una impedenza di **50 ohm** e nella **quarta** colonna le tensioni presenti ai capi di un carico avente una impedenza di **75 ohm**.

Usando l'unità di misura dei **dBmilliwatt** potrete **sommare** o **sottrarre** qualsiasi valore, espresso in **dB**, ottenendo come risultato finale sempre un valore in **dBm**, cioè in **dBmilliwatt**.

Esempio = Supponiamo che applicando sull'uscita di un **microtrasmettitore** che eroga **10 dBm**, un **lineare** che guadagna **8 dB**, si desideri conoscere quale potenza in **milliwatt** si otterrà sulla sua uscita.

Per conoscere la corrispondente potenza in **milliwatt** dovrete eseguire una semplice addizione che darà come risultato:

$$10 + 8 = 18 \text{ dBm}$$

Consultando la **Tabella dei dBm** rileverete che **10 dBm** corrispondono ad una potenza di **10 milliwatt** e che **18 dBm** corrispondono ad una potenza di **63 milliwatt**.

Esempio = Allo stesso **microtrasmettitore** che eroga **10 dBm** viene collegato un cavo coassiale per trasferire il segnale verso l'antenna e, poiché questo cavo **attenua** il segnale di **3,5 dB**, si desidera sapere quale potenza in **milliwatt** verrà irradiata dall'antenna.

Essendo in presenza di una **attenuazione** dovrete sottrarre alla **potenza** del microtrasmettitore le **perdite** del cavo coassiale, ottenendo:

$$10 - 3,5 = 6,5 \text{ dBm}$$

Consultando la **Tabella dei dBm** troverete che **6,5 dBm** corrispondono ad una potenza di **4,5 milliwatt**.

I NUMERI NEGATIVI

Come abbiamo già accennato, per tutte le potenze **inferiori** ad **1 milliwatt**, il valore in **dBm** viene sempre preceduto dal segno **negativo**.

Poichè non tutti sanno quando un numero **negativo** deve diventare **positivo** o viceversa in presenza di un **guadagno** o di una **attenuazione**, vi proponiamo un semplice esempio prendendo come riferimento due **scale**, una che **sale** verso il tetto ed una che **scende** in cantina.

Tutti gli scalini che **salgono** verso il tetto li numeriamo da **1** a **100** e tutti quelli che **scendono** verso la cantina da **-1** a **-100**.

Con questo esempio, si potrà immediatamente capire quando un numero **negativo** può diventare **positivo** o viceversa, a seconda che si salgano o si scendano tali scalini.

IN PRESENZA di un GUADAGNO

In presenza del numero **-15** sapremo già ci troviamo sul **15° scalino** della scala della cantina.

In presenza di un **guadagno** saliremo e, ammesso di salire di **10 scalini**, ci ritroveremo sullo **scalino -5** rispetto al piano terra.

Se saliremo di altri **18 scalini** il nostro numero da **negativo** diventerà positivo cioè **+13** (il + davanti al numero non viene mai evidenziato), perchè superato il **piano terra** ora siamo saliti sul **13° gradino** della scala che va verso il tetto.

Se il numero che abbiamo è un **15**, non preceduto dal segno **negativo**, sapremo già che ci troviamo sul **15° scalino** della scala che da terra sale verso il tetto.

In presenza di un **guadagno** saliremo ulteriormente ed ammesso di salire di **10 scalini**, ci ritroveremo sul **25° scalino** rispetto al **piano terra**.

Se saliremo di **18 scalini** il nostro numero diventerà **15 + 18 = 33**, vale a dire che ci porteremo sul **33° scalino** verso l'alto.

IN PRESENZA di una ATTENUAZIONE

In presenza di una **attenuazione** dovremo scendere e ammesso di partire sempre dal numero **-15**, cioè di trovarci sul **15° scalino** della scala della cantina e di scendere di altri **10 scalini**, andremo a **-25**.

Se il numero che abbiamo è un **15**, non prece-

duto dal segno **negativo**, sapremo già che ci troviamo sul **15° scalino** sopra il **piano terra**.

Se da questo punto scenderemo di **10 scalini**, ci ritroveremo sul **5° scalino** rispetto al piano terra, quindi il nostro numero sarà un **5 positivo**.

Se trovandoci sul **15° scalino** scenderemo di **18 scalini**, il nostro numero diventerà **negativo**, perchè giunti al **piano terra** dovremo scendere altri **3 scalini** ma della scala che conduce in cantina, quindi il nostro numero diventerà un **-3**, vale a dire un numero **negativo**.

Esempio = Abbiamo un preamplificatore che **guadagna 30 dB** e vorremmo sapere quanti **microvolt** otterremo in uscita, applicando sul suo ingresso un segnale di **-100 dBm**.

Poichè abbiamo un numero **negativo** e salendo con il **guadagno** non riusciamo a superare il **100**, dovremo sottrarre **30** a questo numero e, così facendo, otterremo:

$$100 - 30 = 70$$

Pertanto il numero che otterremo rimarrà **negativo**, quindi lo indicheremo con **-70 dBm**.

Nella **Tabella dei dBm** andremo quindi a ricercare il valore delle tensioni corrispondenti ai **dBm** riportati.

Se l'impedenza d'ingresso del ricevitore risulta di **50/52 ohm**, ci ritroveremo con questi valori di tensione:

$$\begin{aligned} -100 \text{ dBm} &= 2,2 \text{ microvolt} \\ -70 \text{ dBm} &= 70,7 \text{ microvolt} \end{aligned}$$

Esempio Abbiamo un preamplificatore che **guadagna 35 dB** e vorremmo conoscere quanti **microvolt** otterremo in uscita applicando sul suo ingresso un segnale di **-20 dBm**.

Poichè con il **guadagno** superiamo i **-20 dBm** del segnale applicato sull'ingresso, sottrarre **20** al numero **35**:

$$35 - 20 = 15$$

pertanto il numero che otterremo risulterà **positivo**, perchè dalla "scala della cantina" siamo saliti sulla "scala che va verso il tetto", quindi scriveremo **15 dBm**.

Nella **Tabella dei dBm** andremo quindi a ricercare il valore delle tensioni corrispondenti ai **dBm** riportati nella colonna dei **50 ohm**:

$$\begin{aligned} -20 \text{ dBm} &= 22,4 \text{ millivolt} \\ 15 \text{ dBm} &= 1,26 \text{ volt} \end{aligned}$$

TABELLA dei dBmilliwatt

dBm	Potenza	Tensione su 50 ohm	Tensione su 75 ohm	dBm	Potenza	Tensione su 50 ohm	Tensione su 75 ohm
55,0	316,2 W	125,7 V	154,0 V	31,0	1,26 W	7,93 V	9,72 V
54,5	281,8 W	118,7 V	145,4 V	30,5	1,12 W	7,49 V	9,17 V
54,0	251,2 W	112,1 V	137,3 V	30,0	1,00 W	7,07 V	8,66 V
53,5	223,9 W	105,8 V	129,6 V	29,5	891 mW	6,68 V	8,18 V
53,0	199,5 W	99,9 V	122,3 V	29,0	794 mW	6,30 V	7,72 V
52,5	177,8 W	94,3 V	115,5 V	28,5	708 mW	5,95 V	7,29 V
52,0	158,5 W	89,0 V	109,0 V	28,0	631 mW	5,62 V	6,88 V
51,5	141,3 W	84,0 V	102,9 V	27,5	562 mW	5,30 V	6,49 V
51,0	125,9 W	79,3 V	97,2 V	27,0	501 mW	5,01 V	6,13 V
50,5	112,2 W	74,9 V	91,7 V	26,5	447 mW	4,73 V	5,79 V
50,0	100,00 W	70,71 V	86,60 V	26,0	398 mW	4,46 V	5,46 V
49,5	89,13 W	66,76 V	81,76 V	25,5	355 mW	4,21 V	5,16 V
49,0	79,43 W	63,02 V	77,18 V	25,0	316 mW	3,98 V	4,87 V
48,5	70,79 W	59,50 V	72,87 V	24,5	282 mW	3,75 V	4,60 V
48,0	63,10 W	56,17 V	68,79 V	24,0	251 mW	3,54 V	4,34 V
47,5	56,23 W	53,03 V	64,94 V	23,5	224 mW	3,35 V	4,10 V
47,0	50,12 W	50,06 V	61,31 V	23,0	199 mW	3,16 V	3,87 V
46,5	44,67 W	47,26 V	57,88 V	22,5	178 mW	2,98 V	3,65 V
46,0	39,81 W	44,62 V	54,64 V	22,0	158 mW	2,82 V	3,45 V
45,5	35,48 W	42,12 V	51,59 V	21,5	141 mW	2,66 V	3,25 V
45,0	31,62 W	39,76 V	48,70 V	21,0	126 mW	2,51 V	3,07 V
44,5	28,18 W	37,54 V	45,98 V	20,5	112 mW	2,37 V	2,90 V
44,0	25,12 W	35,44 V	43,40 V	20,0	100 mW	2,24 V	2,74 V
43,5	22,39 W	33,46 V	40,98 V	19,5	89 mW	2,11 V	2,59 V
43,0	19,95 W	31,59 V	38,68 V	19,0	79 mW	1,99 V	2,44 V
42,5	17,78 W	29,82 V	36,52 V	18,5	71 mW	1,88 V	2,30 V
42,0	15,85 W	28,15 V	34,48 V	18,0	63 mW	1,78 V	2,18 V
41,5	14,13 W	26,58 V	32,55 V	17,5	56 mW	1,68 V	2,05 V
41,0	12,59 W	25,09 V	30,73 V	17,0	50 mW	1,58 V	1,94 V
40,5	11,22 W	23,69 V	29,01 V	16,5	45 mW	1,49 V	1,83 V
40,0	10,00 W	22,36 V	27,39 V	16,0	40 mW	1,41 V	1,73 V
39,5	8,91 W	21,11 V	25,85 V	15,5	35 mW	1,33 V	1,63 V
39,0	7,94 W	19,93 V	24,41 V	15,0	32 mW	1,26 V	1,54 V
38,5	7,08 W	18,81 V	23,04 V	14,5	28 mW	1,19 V	1,45 V
38,0	6,31 W	17,76 V	21,75 V	14,0	25 mW	1,12 V	1,37 V
37,5	5,62 W	16,77 V	20,54 V	13,5	22 mW	1,06 V	1,30 V
37,0	5,01 W	15,83 V	19,39 V	13,0	20 mW	999 mV	1,22 V
36,5	4,47 W	14,94 V	18,30 V	12,5	18 mW	943 mV	1,15 V
36,0	3,98 W	14,11 V	17,28 V	12,0	16 mW	890 mV	1,09 V
35,5	3,55 W	13,32 V	16,31 V	11,5	14 mW	840 mV	1,03 V
35,0	3,16 W	12,57 V	15,40 V	11,0	13 mW	793 mV	972 mV
34,5	2,82 W	11,87 V	14,54 V	10,5	11 mW	749 mV	917 mV
34,0	2,51 W	11,21 V	13,73 V	10,0	10 mW	707 mV	866 mV
33,5	2,24 W	10,58 V	12,96 V	9,5	8,9 mW	667 mV	818 mV
33,0	2,00 W	9,99 V	12,23 V	9,0	7,9 mW	630 mV	772 mV
32,5	1,78 W	9,43 V	11,55 V	8,5	7,1 mW	595 mV	729 mV
32,0	1,58 W	8,90 V	10,90 V	8,0	6,3 mW	562 mV	688 mV

TABELLA dei dBmilliwatt

dBm	Potenza	Tensione su 50 ohm	Tensione su 75 ohm
7,0	5,0 mW	501 mV	613 mV
6,5	4,5 mW	473 mV	579 mV
6,0	4,0 mW	446 mV	546 mV
5,5	3,6 mW	421 mV	516 mV
5,0	3,2 mW	398 mV	487 mV
4,5	2,8 mW	375 mV	460 mV
4,0	2,5 mW	354 mV	434 mV
3,5	2,2 mW	335 mV	410 mV
3,0	2,0 mW	316 mV	387 mV
2,5	1,8 mW	298 mV	365 mV
2,0	1,6 mW	281 mV	345 mV
1,5	1,4 mW	266 mV	325 mV
1,0	1,3 mW	255 mV	307 mV
0,5	1,1 mW	234 mV	290 mV
0,0	1,0 mW	224 mV	274 mV
-0,5	891 uW	211 mV	258 mV
-1,0	794 uW	199 mV	244 mV
-1,5	708 uW	188 mV	230 mV
-2,0	631 uW	178 mV	217 mV
-2,5	562 uW	168 mV	205 mV
-3,0	501 uW	158 mV	194 mV
-3,5	447 uW	149 mV	183 mV
-4,0	398 uW	141 mV	173 mV
-4,5	355 uW	133 mV	163 mV
-5,0	316 uW	126 mV	154 mV
-5,5	282 uW	119 mV	145 mV
-6,0	251 uW	112 mV	137 mV
-6,5	224 uW	106 mV	130 mV
-7,0	200 uW	100 mV	122 mV
-7,5	178 uW	94,3 mV	115 mV
-8,0	158 uW	89,0 mV	109 mV
-8,5	141 uW	84,0 mV	103 mV
-9,0	126 uW	79,3 mV	97,2 mV
-9,5	112 uW	74,9 mV	91,7 mV
-10,0	100 uW	70,7 mV	86,6 mV
-10,5	89 uW	66,8 mV	81,8 mV
-11,0	79 uW	63,0 mV	77,2 mV
-11,5	71 uW	59,5 mV	72,9 mV
-12,0	63 uW	56,2 mV	68,8 mV
-12,5	56 uW	53,0 mV	64,9 mV
-13,0	50 uW	50,1 mV	61,3 mV
-13,5	45 uW	47,3 mV	57,9 mV
-14,0	40 uW	44,6 mV	54,6 mV
-14,5	35 uW	42,1 mV	51,6 mV
-15,0	32 uW	39,8 mV	48,7 mV
-15,5	28 uW	37,5 mV	46,0 mV
-16,0	25 uW	35,4 mV	43,4 mV
-16,5	22 uW	33,5 mV	41,0 mV

dBm	Potenza	Tensione su 50 ohm	Tensione su 75 ohm
-17,0	20 uW	31,6 mV	38,9 mV
-17,5	18 uW	29,8 mV	36,5 mV
-18,0	16 uW	28,2 mV	34,5 mV
-18,5	14 uW	26,6 mV	32,6 mV
-19,0	13 uW	25,1 mV	30,7 mV
-19,5	11 uW	23,7 mV	29,0 mV
-20,0	10 uW	22,4 mV	27,4 mV
-20,5	8,9 uW	21,1 mV	25,8 mV
-21,0	7,9 uW	20,0 mV	24,4 mV
-21,5	7,1 uW	18,8 mV	23,0 mV
-22,0	6,3 uW	17,8 mV	21,7 mV
-22,5	5,6 uW	16,8 mV	20,5 mV
-23,0	5,0 uW	15,8 mV	19,4 mV
-23,5	4,5 uW	14,9 mV	18,3 mV
-24,0	4,0 uW	14,1 mV	17,3 mV
-24,5	3,6 uW	13,3 mV	16,3 mV
-25,0	3,2 uW	12,6 mV	15,4 mV
-25,5	2,8 uW	11,9 mV	14,5 mV
-26,0	2,5 uW	11,2 mV	13,7 mV
-26,5	2,2 uW	10,6 mV	13,0 mV
-27,0	2,0 uW	10,0 mV	12,2 mV
-27,5	1,8 uW	9,4 mV	11,6 mV
-28,0	1,6 uW	8,9 mV	10,9 mV
-28,5	1,4 uW	8,4 mV	10,3 mV
-29,0	1,3 uW	7,9 mV	9,7 mV
-29,5	1,1 uW	7,5 mV	9,2 mV
-30,0	1,0 uW	7,1 mV	8,7 mV
-30,5	891 nW	6,7 mV	8,2 mV
-31,0	794 nW	6,3 mV	7,7 mV
-31,5	708 nW	5,9 mV	7,3 mV
-32,0	631 nW	5,6 mV	6,7 mV
-32,5	562 nW	5,3 mV	6,5 mV
-33,0	501 nW	5,0 mV	6,1 mV
-33,5	447 nW	4,7 mV	5,8 mV
-34,0	398 nW	4,5 mV	5,5 mV
-34,5	355 nW	4,2 mV	5,2 mV
-35,0	316 nW	4,0 mV	4,9 mV
-35,5	282 nW	3,8 mV	4,6 mV
-36,0	251 nW	3,5 mV	4,3 mV
-36,5	224 nW	3,4 mV	4,1 mV
-37,0	199 nW	3,2 mV	3,9 mV
-37,5	178 nW	3,0 mV	3,6 mV
-38,0	158 nW	2,8 mV	3,4 mV
-38,5	141 nW	2,7 mV	3,2 mV
-39,0	126 nW	2,5 mV	3,1 mV
-39,5	112 nW	2,4 mV	2,9 mV
-40,0	100 nW	2,2 mV	2,7 mV
-40,5	89,1 nW	2,1 mV	2,6 mV

TABELLA dei dBmilliwatt

dBm	Potenza	Tensione su 50 ohm	Tensione su 75 ohm	dBm	Potenza	Tensione su 50 ohm	Tensione su 75 ohm
-41,0	79,4 nW	2,0 mV	2,5 mV	-65,0	316 pW	126 uV	154 uV
-41,5	70,8 nW	1,9 mV	2,3 mV	-65,5	282 pW	119 uV	145 uV
-42,0	63,1 nW	1,8 mV	2,2 mV	-66,0	251 pW	112 uV	137 uV
-42,5	56,2 nW	1,7 mV	2,0 mV	-66,5	224 pW	106 uV	129 uV
-43,0	50,1 nW	1,6 mV	1,9 mV	-67,0	199 pW	100 uV	122 uV
-43,5	44,7 nW	1,5 mV	1,8 mV	-67,5	178 pW	94,3 uV	115 uV
-44,0	39,8 nW	1,4 mV	1,7 mV	-68,0	158 pW	89,0 uV	109 uV
-44,5	35,5 nW	1,3 mV	1,6 mV	-68,5	141 pW	84,0 uV	103 uV
-45,0	31,6 nW	1,2 mV	1,5 mV	-69,0	126 pW	79,3 uV	97,2 uV
-45,5	28,2 nW	1,1 mV	1,4 mV	-69,5	112 pW	74,9 uV	91,7 uV
-46,0	25,1 nW	1,1 mV	1,3 mV	-70,0	100 pW	70,7 uV	86,6 uV
-46,5	22,4 nW	1,0 mV	1,3 mV	-70,5	89,1 pW	66,8 uV	81,8 uV
-47,0	19,9 nW	999 uV	1,2 mV	-71,0	79,4 pW	63,0 uV	77,2 uV
-47,5	17,8 nW	943 uV	1,1 mV	-71,5	70,8 pW	59,5 uV	72,9 uV
-48,0	15,8 nW	890 uV	1,1 mV	-72,0	63,1 pW	56,2 uV	68,8 uV
-48,5	14,1 nW	840 uV	1,0 mV	-72,5	56,2 pW	53,0 uV	64,9 uV
-49,0	12,6 nW	793 uV	972 uV	-73,0	50,1 pW	50,1 uV	61,3 uV
-49,5	11,2 nW	749 uV	917 uV	-73,5	44,7 pW	47,3 uV	57,9 uV
-50,0	10,0 nW	707 uV	866 uV	-74,0	39,8 pW	44,6 uV	54,6 uV
-50,5	8,9 nW	668 uV	818 uV	-74,5	35,5 pW	42,1 uV	51,6 uV
-51,0	7,9 nW	630 uV	772 uV	-75,0	31,6 pW	39,8 uV	48,7 uV
-51,5	7,1 nW	595 uV	729 uV	-75,5	28,2 pW	37,5 uV	46,0 uV
-52,0	6,3 nW	562 uV	688 uV	-76,0	25,1 pW	35,4 uV	43,4 uV
-52,5	5,6 nW	530 uV	649 uV	-76,5	22,4 pW	33,5 uV	41,0 uV
-53,0	5,0 nW	501 uV	613 uV	-77,0	20,0 pW	31,6 uV	38,7 uV
-53,5	4,5 nW	473 uV	579 uV	-77,5	17,8 pW	29,8 uV	36,5 uV
-54,0	4,0 nW	446 uV	546 uV	-78,0	15,8 pW	28,2 uV	34,5 uV
-54,5	3,6 nW	421 uV	516 uV	-78,5	14,1 pW	26,6 uV	32,6 uV
-55,0	3,2 nW	398 uV	487 uV	-79,0	12,6 pW	25,1 uV	30,7 uV
-55,5	2,8 nW	375 uV	460 uV	-79,5	11,2 pW	23,7 uV	29,0 uV
-56,0	2,5 nW	354 uV	434 uV	-80,0	10,0 pW	22,4 uV	27,4 uV
-56,5	2,2 nW	335 uV	410 uV	-80,5	8,9 pW	21,1 uV	25,8 uV
-57,0	2,0 nW	316 uV	387 uV	-81,0	7,9 pW	19,9 uV	24,4 uV
-57,5	1,8 nW	298 uV	365 uV	-81,5	7,1 pW	18,8 uV	23,0 uV
-58,0	1,6 nW	281 uV	345 uV	-82,0	6,3 pW	17,8 uV	21,7 uV
-58,5	1,4 nW	266 uV	325 uV	-82,5	5,6 pW	16,8 uV	20,5 uV
-59,0	1,3 nW	251 uV	307 uV	-83,0	5,0 pW	15,8 uV	19,4 uV
-59,5	1,1 nW	237 uV	290 uV	-83,5	4,5 pW	14,9 uV	18,3 uV
-60,0	1,0 nW	224 uV	274 uV	-84,0	4,0 pW	14,1 uV	17,3 uV
-60,5	891 pW	211 uV	258 uV	-84,5	3,5 pW	13,3 uV	16,3 uV
-61,0	794 pW	199 uV	244 uV	-85,0	3,2 pW	12,6 uV	15,4 uV
-61,5	708 pW	188 uV	230 uV	-85,5	2,8 pW	11,9 uV	14,5 uV
-62,0	631 pW	178 uV	217 uV	-86,0	2,5 pW	11,2 uV	13,7 uV
-62,5	562 pW	168 uV	205 uV	-86,5	2,2 pW	10,6 uV	13,0 uV
-63,0	501 pW	158 uV	194 uV	-87,0	2,0 pW	10,0 uV	12,2 uV
-63,5	447 pW	149 uV	183 uV	-87,5	1,8 pW	9,4 uV	11,6 uV
-64,0	398 pW	141 uV	173 uV	-88,0	1,6 pW	8,9 uV	10,9 uV
-64,5	355 pW	133 uV	163 uV	-88,5	1,4 pW	8,4 uV	10,3 uV

TABELLA dei dBmilliwatt

dBm	Potenza	Tensione su 50 ohm	Tensione su 75 ohm
-89,0	1,3 pW	7,9 uV	9,7 uV
-89,5	1,1 pW	7,5 uV	9,2 uV
-90,0	1,0 pW	7,1 uV	8,7 uV
-90,5	0,89 fW	6,7 uV	8,2 uV
-91,0	0,79 fW	6,3 uV	7,7 uV
-91,5	0,71 fW	5,9 uV	7,3 uV
-92,0	0,63 fW	5,6 uV	6,7 uV
-92,5	0,56 fW	5,3 uV	6,5 uV
-93,0	0,50 fW	5,0 uV	6,1 uV
-93,5	0,45 fW	4,7 uV	5,8 uV
-94,0	0,40 fW	4,5 uV	5,5 uV
-94,5	0,35 fW	4,2 uV	5,1 uV
-95,0	0,32 fW	4,0 uV	4,9 uV
-95,5	0,28 fW	3,8 uV	4,6 uV
-96,0	0,25 fW	3,5 uV	4,3 uV
-96,5	0,22 fW	3,3 uV	4,1 uV
-97,0	0,20 fW	3,2 uV	3,9 uV
-97,5	0,18 fW	3,0 uV	3,6 uV
-98,0	0,16 fW	2,8 uV	3,4 uV
-98,5	0,14 fW	2,7 uV	3,2 uV
-99,0	0,13 fW	2,5 uV	3,1 uV
-99,5	0,11 fW	2,4 uV	2,9 uV
-100,0	0,10 fW	2,2 uV	2,7 uV
-100,5	0,09 fW	2,1 uV	2,6 uV
-101,0	0,08 fW	1,99 uV	2,4 uV
-101,5	0,07 fW	1,88 uV	2,3 uV
-102,0	0,06 fW	1,78 uV	2,1 uV
-102,5	0,06 fW	1,68 uV	2,0 uV
-103,0	0,05 fW	1,58 uV	1,94 uV
-103,5	0,04 fW	1,49 uV	1,83 uV
-104,0	0,04 fW	1,41 uV	1,73 uV
-104,5	0,04 fW	1,33 uV	1,63 uV
-105,0	0,03 fW	1,26 uV	1,54 uV
-105,5	0,03 fW	1,19 uV	1,45 uV
-106,0	0,03 fW	1,12 uV	1,37 uV
-106,5	0,02 fW	1,06 uV	1,30 uV
-107,0	0,02 fW	1,00 uV	1,22 uV
-107,5	0,02 fW	0,94 uV	1,15 uV
-108,0	0,02 fW	0,89 uV	1,09 uV
-108,5	0,01 fW	0,84 uV	1,03 uV
-109,0	0,01 fW	0,79 uV	0,97 uV
-109,5	0,01 fW	0,75 uV	0,92 uV
-110,0	0,01 fW	0,71 uV	0,87 uV
-110,5	0,01 fW	0,67 uV	0,82 uV
-111,0	0,01 fW	0,63 uV	0,77 uV
-111,5	0,01 fW	0,59 uV	0,73 uV
-112,0	0,01 fW	0,56 uV	0,69 uV
-112,5	0,01 fW	0,53 uV	0,65 uV
-113,0	0,01 fW	0,50 uV	0,61 uV

CONVERTIRE in microwatt

Nella colonna della potenza sono riportati molti sottomultipli che raramente vengono utilizzati. Poichè le misure più utilizzate sono i **milliwatt** o i **microwatt** riportiamo una tabella utile per poterli convertire:

microwatt

microwatt = milliwatt x 1.000
 microwatt = nanowatt : 1.000
 microwatt = picowatt : 1.000.000
 microwatt = femtowatt : 1.000.000.000

milliwatt

milliwatt = watt x 1.000
 milliwatt = microwatt : 1.000
 milliwatt = nanowatt : 1.000.000

CONVERTIRE i VOLT in WATT

Conoscendo l'impedenza d'ingresso di un Ricevitore, potremo conoscere l'ampiezza del segnale applicato sull'ingresso del ricevitore in **millivolt** o **microvolt** usando queste formule:

volt = $\sqrt{\text{watt} \times \text{ohm}}$
 millivolt = $31,623 \times \sqrt{\text{milliwatt} \times \text{ohm}}$
 millivolt = $\sqrt{\text{microwatt} \times \text{ohm}}$
 millivolt = $0,0316 \times \sqrt{\text{nanowatt} \times \text{ohm}}$
 microvolt = $31,623 \times \sqrt{\text{nanowatt} \times \text{ohm}}$
 microvolt = $\sqrt{\text{picowatt} \times \text{ohm}}$
 microvolt = $\sqrt{\text{femtoWatt} \times \text{ohm}}$

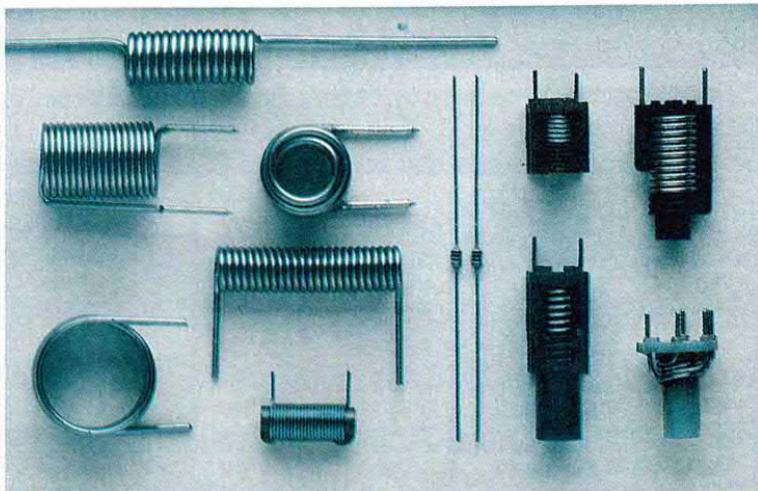
Esempio = Abbiamo un segnale di **-80 dBm** e vorremmo sapere quanti **microvolt** risulteranno presenti su un carico (impedenza) di **50 ohm**.

Poichè **-80 dBm** corrispondono ad una **potenza** di **10 picowatt**, usando le formule sopra riportate otterremo:

$$\sqrt{10 \times 50} = 22,36 \text{ microvolt}$$

Nota = Nella Tabella dei **dBm** i valori della tensione sono stati tutti arrotondati per difetto o per eccesso.

INDUTTANZE e CAPACITÀ per CIRCUITI di SINTONIA



In questo articolo vi riportiamo tutte le formule che dovrete utilizzare per ricavare il valore in **microHenry** dell'induttanza conoscendo il valore della capacità e per calcolare la capacità in **picoFarad** del condensatore conoscendo il valore dell'induttanza.

Adoperando queste formule potrete sintonizzare con precisione il vostro circuito sulla **frequenza** desiderata.

VALORE INDUTTANZA

Anche se esistono formule per calcolare in via teorica l'induttanza di una bobina conoscendo il numero delle spire, il diametro del supporto e la spaziatura tra spira e spira, possiamo affermare per esperienza che è meglio non usarle perchè il divario tra il valore che otterremmo dal calcolo teorico e il valore **reale** che queste induttanze assumeranno risulterà così elevato da non essere in pratica di nessuna utilità.

Per conoscere l'esatto valore in **microHenry** o **milliHenry** di una qualsiasi bobina suggeriamo di utilizzare un preciso **impedenziometro**.

A tale proposito vi consigliamo l'**impedenziometro digitale**, fornito in kit da Nuova Elettronica e siglato **LX.1008-LX.1009**, in grado di misurare in **automatico** (senza alcuna commutazione) qualsiasi bobina da un minimo di **0,02 microHenry** ad un massimo di **20 milliHenry**.

Importante = Ricordatevi che applicando sopra una qualsiasi bobina di alta frequenza **uno schermo** in alluminio o in altro materiale, la sua impedenza **aumenterà** di un **10-15%**. Quindi se misurerete l'induttanza **senza schermo** ed in seguito la racchiuderete dentro un qualsiasi schermo, la sua induttanza aumenterà.

CALCOLARE LA FREQUENZA conoscendo Induttanza e Capacità

Conoscendo il valore dell'**induttanza** di una bobina e la **capacità** del condensatore che le verrà collegato in parallelo (vedi fig.1), potrete conoscere su quale **frequenza** il vostro circuito si sintonizzerà utilizzando la formula:

$$\text{MHz} = 159 : \sqrt{\text{pF} \times \text{microHenry}}$$

Esempio = Collegando in parallelo ad una bobina da **15 microHenry** un condensatore da **82 picoFarad**, il circuito si sintonizzerà sulla frequenza di:

$$159 : \sqrt{82 \times 15} = 4,53 \text{ MHz}$$

Se questa induttanza/capacità viene applicata sopra un circuito stampato, dovrete tenere in considerazione anche le **capacità parassite** delle piste in rame, perchè anche pochi **picoFarad** in più modificano il valore calcolato in via teorica.

Una capacità parassita di soli **5 pF** sintonizzerà il vostro circuito su una frequenza di:

$$159 : \sqrt{[(82 + 5) \times 15]} = 4,40 \text{ MHz}$$

CALCOLARE LA CAPACITÀ conoscendo Frequenza e Induttanza

Se conoscete l'**induttanza** di una bobina potrete calcolare la **capacità** del condensatore, che dovrete applicarle in parallelo per poter sintonizzare il circuito sulla frequenza desiderata, utilizzando questa formula:

$$\text{pF} = 25.300 : [(\text{MHz} \times \text{MHz}) \times \text{microHenry}]$$

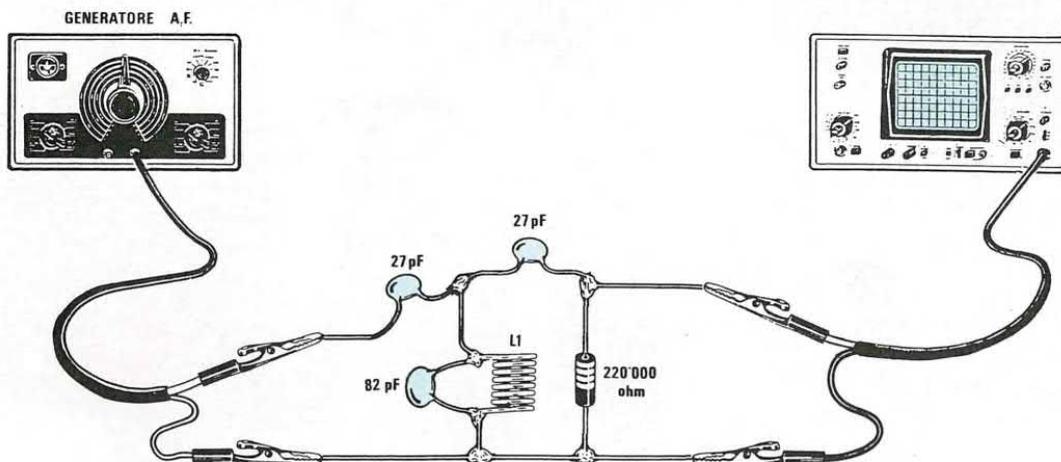


Fig.1 Se disponete di un Generatore di RF e di un Oscilloscopio in grado di raggiungere i MHz richiesti, potrete controllare su quale frequenza il segnale visualizzato sull'oscilloscopio aumenterà bruscamente la sua ampiezza. Conoscendo la frequenza ed il valore della capacità applicata in parallelo a tale induttanza, potrete facilmente calcolare il suo valore in "microHenry".

Esempio = Supponete di avere a disposizione una bobina da **2 microHenry** e di voler conoscere la **capacità** che occorre applicarle in parallelo, affinché il circuito si accordi sulla frequenza di **21 MHz**.

$$25.300 : [(21 \times 21) \times 2] = 28,6 \text{ picroFarad}$$

Per correggere le tolleranze dei componenti e compensare le **capacità parassite** avete a disposizione due possibili soluzioni.

Se la bobina dispone di un **nucleo ferromagnetico** correggerete la sua induttanza in modo da sintonizzarvi sull'esatta frequenza, se invece la bobina ne è sprovvista risulterà più conveniente utilizzare un **compensatore** piuttosto che una capacità di valore fisso.

CALCOLARE L'INDUTTANZA conoscendo Frequenza e Capacità

Conoscendo il valore della **capacità** e della **frequenza** è possibile ricavare il valore dell'**induttanza** utilizzando questa formula:

$$\text{microHenry} = 25.300 : [(\text{MHz} \times \text{MHz}) \times \text{pF}]$$

Esempio = Disponendo di un **compensatore** da **10/60 picroFarad**, si vuole conoscere quale valore d'induttanza utilizzare per poter sintonizzare il circuito su una frequenza di **8 MHz**.

In questo caso si prenderà in considerazione la **metà** del valore del compensatore, cioè **30 picroFarad** ed in base a questo si calcherà il valore dell'induttanza:

$$25.300 : [(8 \times 8) \times 30] = 13,1 \text{ microHenry}$$

Se l'impedenza che sceglierete risultasse di **11** o **15 microHenry**, potrete sempre sintonizzarvi sugli **8 MHz** ruotando da un estremo all'altro il vostro compensatore.

CONTROLLO SINTONIA

Se disponete di un **Generatore di RF** e di un buon **Oscilloscopio** potrete controllare con buona approssimazione su quale frequenza si sintonizzerà la **bobina/capacità** o una qualsiasi **Media Frequenza**, utilizzando il circuito visibile in fig.1.

Ruotando la manopola del Generatore di RF noterete che il segnale visualizzato sullo schermo dell'oscilloscopio aumenterà bruscamente l'ampiezza della frequenza sulla quale il vostro circuito risulta **sintonizzato**.

Tenete presente che quando applicherete questa **L/C** su un circuito stampato, la frequenza si abbasserà leggermente per le capacità parassite delle piste in rame.



REATTANZA INDUTTIVA e CAPACITIVA

Vi siete mai chiesti perchè si usano dei condensatori di **elevata** capacità, ad esempio **1 - 4,7 - 10 microFarad**, per trasferire un segnale di **Bassa Frequenza** e dei condensatori di **bassissima** capacità, ad esempio **100 - 47 - 12 picoFarad**, per trasferire dei segnali di **Alta Frequenza**.

E ancora, perchè nei Cross-Over inseriti nelle Casse Acustiche si applica un'impedenza in **serie** all'altoparlante per lasciar passare le frequenze dei **bassi** e un **condensatore** per lasciar passare le frequenze degli **acuti**.

Per trovare una risposta a questi perchè, bisogna innanzitutto sapere che una qualsiasi **capacità** o **induttanza** offre, per un qualsiasi segnale **alternato**, una certa **resistenza** il cui valore **ohmico** varia al variare della **frequenza** di lavoro.

Questo valore **ohmico**, chiamato **reattanza**, viene indicato con le lettere:

XC per i condensatori

XL per le induttanze

Se prendiamo in considerazione un condensatore da **220 picoFarad**, scopriremo che la sua **reattanza** alle frequenze qui sottoriportate presenta i seguenti **valori ohmici**:

1.000 Hertz	723.432 ohm
10.000 Hertz	72.343 ohm
100.000 Hertz	7.234 ohm
1 Megahertz	723 ohm
100 Megahertz	7,23 ohm

Se prendiamo in considerazione un condensatore di capacità più elevata, ad esempio da **1.000 picoFarad (1 nanoFarad)**, scopriremo che la sua **reattanza**, alle stesse frequenze, presenta questi diversi **valori ohmici**:

1.000 Hertz	159.155 ohm
10.000 Hertz	15.915 ohm
100.000 Hertz	1.592 ohm
1 Megahertz	159 ohm
100 Megahertz	1,59 ohm

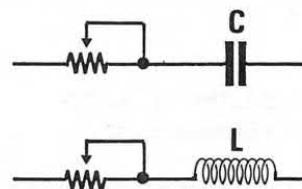


Fig.1 Ricordate che un condensatore o una induttanza offrono ad un segnale alternato, sia di BF che di RF, una resistenza ohmica il cui valore cambia al variare della frequenza. In pratica, possiamo paragonare la reattanza ad una resistenza variabile posta in serie al componente (vedi Tabelle N.3-4).

Passando alle **induttanze**, se ne prendiamo in considerazione una da **47 microHenry**, scopriremo che la sua **reattanza** alle frequenze qui sottoriportate presenta i seguenti **valori ohmici**:

1.000 Hertz	0,30 ohm
10.000 Hertz	2,95 ohm
100.000 Hertz	29,5 ohm
1 Megahertz	295 ohm
100 Megahertz	29.531 ohm

Se prendiamo in considerazione una **induttanza** di valore molto elevato, ad esempio **10 milliHenry (0,01 Henry)**, scopriremo che la sua **reattanza**, sempre alle stesse frequenze, presenta questi diversi **valori ohmici**:

1.000 Hertz	62,8 ohm
10.000 Hertz	628 ohm
100.000 Hertz	6.283 ohm
1 Megahertz	62.832 ohm
100 Megahertz	6,3 megaohm

Come avrete notato, all'**aumentare** della frequenza di lavoro, le **capacità** offrono una **minore resistenza**, mentre le **induttanze** offrono una **maggiore resistenza**.

Nella **Tabella N.1** riportiamo le formule necessarie per calcolare la **reattanza in ohm** per le **induttanze**, nella **Tabella N.2** riportiamo le formule per calcolare la **reattanza in ohm** per le **capacità**.

Nella **Tabella N.3** troverete già calcolati il valore di **reattanza** di diverse capacità di valore **standard** per **frequenze** comprese tra **50 Hz** e **500 MHz**, mentre nella **Tabella N.4** il valore di **reattanza** di diverse induttanze di valore **standard** per frequenze comprese tra **50 Hz** e **500 MHz**.

PER eliminare DISTURBI sugli INTEGRATI

La capacità che si applica sempre sui piedini di alimentazione di integrati **digitali** o **analogici**, serve per **scaricare** a massa tutti i disturbi spurii che potrebbero fuoriuscire dall'integrato.

Ad esempio, se sull'uscita del terminale di alimentazione di un qualsiasi integrato risultasse presente una frequenza **spuria** di **75.000 Hz**, per eliminarla completamente sarebbe sufficiente applicare tra questo terminale e la massa un condensatore da **100.000 pF**.

La frequenza spuria di **75.000 Hz** considererà questa capacità al pari di una **resistenza** di soli **21 ohm**, quindi con un così basso valore **ohmico** il segnale risulterà praticamente cortocircuitato a **massa**.

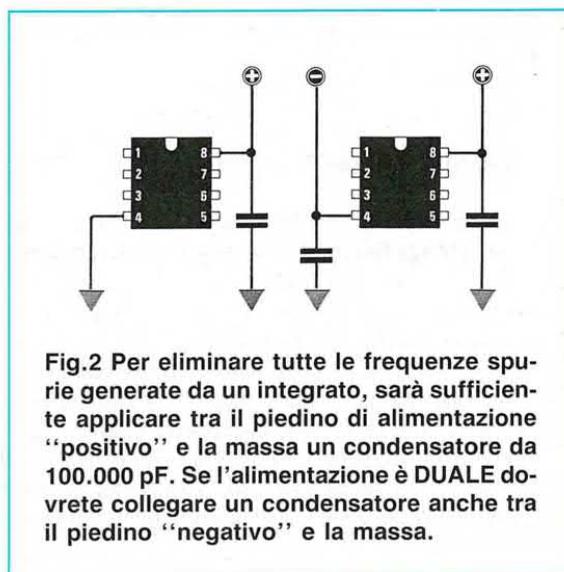


Fig.2 Per eliminare tutte le frequenze spurie generate da un integrato, sarà sufficiente applicare tra il piedino di alimentazione "positivo" e la massa un condensatore da 100.000 pF. Se l'alimentazione è DUALE dovrete collegare un condensatore anche tra il piedino "negativo" e la massa.

TABELLA N.1 FORMULE per le INDUTTANZE

Conoscendo la Frequenza e l'Induttanza ricavare il valore della Reattanza

$$XL \text{ ohm} = 6,28 \times (\text{Hz} \times \text{Henry})$$

$$XL \text{ ohm} = 0,00628 \times (\text{Hz} \times \text{milliH.})$$

$$XL \text{ ohm} = 6,28 \times (\text{KHz} \times \text{milliH.})$$

$$XL \text{ ohm} = 0,00628 \times (\text{KHz} \times \text{microH.})$$

$$XL \text{ ohm} = 6,28 \times (\text{MHz} \times \text{microH.})$$

Conoscendo la Frequenza e la Reattanza ricavare il valore dell'Induttanza

$$\text{Henry} = XL \text{ ohm} : (6,28 \times \text{Hz})$$

$$\text{milliH} = XL \text{ ohm} : (0,00628 \times \text{Hz})$$

$$\text{milliH} = XL \text{ ohm} : (6,28 \times \text{KHz})$$

$$\text{microH} = XL \text{ ohm} : (0,00628 \times \text{KHz})$$

$$\text{microH} = XL \text{ ohm} : (6,28 \times \text{MHz})$$

TABELLA N.2 FORMULE per le CAPACITÀ

Conoscendo la Frequenza e la Capacità ricavare il valore della Reattanza

$$XC \text{ ohm} = 159.000 : (\text{Hz} \times \text{microF.})$$

$$XC \text{ ohm} = 159.000 : (\text{KHz} \times \text{nanoF.})$$

$$XC \text{ ohm} = 159 : (\text{KHz} \times \text{microF.})$$

$$XC \text{ ohm} = 159.000 : (\text{MHz} \times \text{picoF.})$$

$$XC \text{ ohm} = 159 : (\text{MHz} \times \text{nanoF.})$$

Conoscendo la Frequenza e la Reattanza ricavare il valore della Capacità

$$\text{microF} = 159.000 : (\text{Hz} \times XC \text{ ohm})$$

$$\text{nanoF} = 159.000 : (\text{KHz} \times XC \text{ ohm})$$

$$\text{microF} = 159 : (\text{KHz} \times XC \text{ ohm})$$

$$\text{picoF} = 159.000 : (\text{MHz} \times XC \text{ ohm})$$

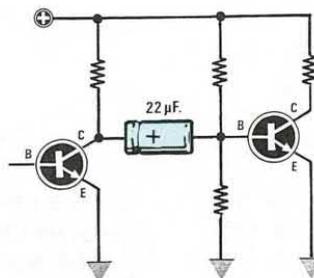
$$\text{nanoF} = 159 : (\text{MHz} \times XC \text{ ohm})$$

CAPACITÀ e segnali di BF

Per trasferire un segnale di **Bassa Frequenza** da uno stadio al successivo si usano sempre dei condensatori di **elevata** capacità, perchè questi offrono una minore **reattanza** alle frequenze più **basse**.

In pratica, la **reattanza** di un condensatore può essere considerata una **resistenza ohmica** posta in serie alla capacità (vedi fig.1).

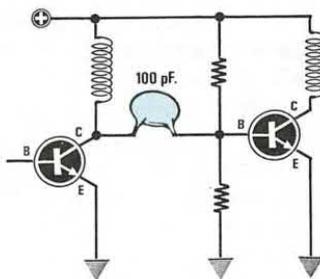
Ad esempio, un condensatore da **22 microFarad** per la frequenza di **100 Hertz** equivale ad una resistenza **ohmica** di soli **72 ohm** posta in serie al circuito, mentre un condensatore da **100 picoFarad** equivale ad una resistenza **ohmica** di ben **15,9 Megaohm**.



CAPACITÀ e segnali RF

Per trasferire un segnale di **Alta Frequenza** di diversi **Megahertz** da uno stadio al successivo, si usano sempre dei condensatori di **bassa** capacità, perchè lasciano passare senza attenuazione le frequenze di lavoro ed **eliminano** eventuali frequenze spurie che rientrano nella gamma **BF**.

Ad esempio, un condensatore da **100 picoFarad** per la frequenza di **100 Megahertz** equivale ad una resistenza **ohmica** di soli **15,9 ohm** posta in serie al circuito, mentre per una frequenza di **10.000 Hertz** equivale ad una resistenza di **159.236 ohm**.



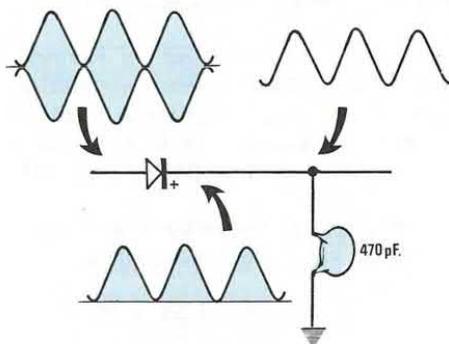
SEPARARE la BF dalla RF

Un segnale **RF** modulato in **AM**, prima di entrare nell'ingresso del diodo di **rivelazione**, è completo di semionde positive e negative.

Dall'uscita del diodo fuoriuscirà invece la sola **semionda positiva** composta da un segnale **RF** più il segnale **BF** di modulazione.

Applicando tra l'uscita del diodo e la massa un condensatore da **470 pF** circa, questa capacità equivarrà per la **RF** ad una resistenza di **600-500 ohm** collegata verso **massa**, mentre per la **BF** equivarrà ad una resistenza da **600.000-100.000 ohm**.

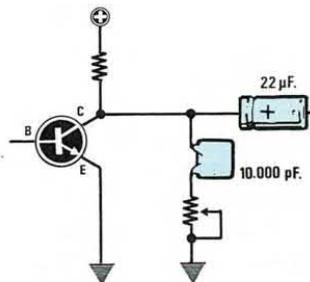
Pertanto, il segnale di **RF** trovando un così **basso** valore ohmico si **scaricherà** a **massa**, mentre la **BF**, trovando un così **alto** valore ohmico tra l'uscita e la massa, non subirà alcuna attenuazione.



PER ELIMINARE toni ACUTI

Collegando sull'uscita di uno stadio preamplificatore un **condensatore** con in serie un **potenziometro**, si potrà realizzare un semplice controllo di tono per **attenuare** tutte le frequenze degli **acuti**.

Ad esempio, utilizzando un condensatore da **10.000 pF**, questa capacità per le frequenze di **20.000 Hz** equivale ad una resistenza di **796 ohm**, per le frequenze di **5.000 Hz** ad una resistenza di **3.185 ohm** e per le frequenze di **500 Hz** ad una resistenza di **31.847 ohm**.

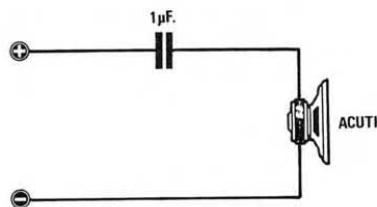


CAPACITÀ in serie ALTOPARLANTE

Una capacità si applica in **serie** ad un altoparlante in un filtro Cross-Over per lasciar passare le sole frequenze **alte**.

Ad esempio, un condensatore da **1 microFarad** equivale ad una resistenza di **15,9 ohm** per la frequenza di **10.000 Hz** e ad una resistenza di **1.592 ohm** per la frequenza di **100 Hz**.

Nota = Per calcolare il valore della capacità nei filtri Cross-Over, esistono delle formule specifiche (vedi capitolo dedicato ai Filtri Cross-Over).



INDUTTANZA in serie ALTOPARLANTE

Una induttanza si applica in **serie** ad un altoparlante in un filtro Cross-Over per lasciar passare le sole frequenze **basse**.

Ad esempio, una impedenza da **1 Henry** equivale ad una resistenza di **628 ohm** per una frequenza di **100 Hz**, ad una resistenza di **31.416 ohm** per una frequenza di **5.000 Hz** e ad una resistenza di **62.832 ohm** per una frequenza di **10.000 Hz**.

Nota = Per calcolare il valore dell'induttanza nei filtri Cross-Over, esistono delle formule specifiche (vedi capitolo dedicato ai Filtri Cross-Over).

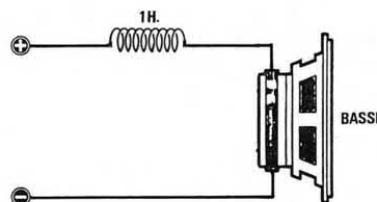


TABELLA N. 3

CX = REATTANZA in OHM dei CONDENSATORI

	50 Hz	100 Hz	500 Hz	1 KHz	5 KHz	10 KHz	20 KHz	40 KHz	80 KHz	100 KHz	150 KHz
10 picoF	-	-	-	15,9 Mega	3,2 Mega	1,6 Mega	795.775	397.887	198.944	159.155	106.103
22 picoF	-	-	14,5 Mega	7,2 Mega	1,5 Mega	723.432	361.716	180.858	90.429	72.343	48.229
47 picoF	-	-	6,8 Mega	3,4 Mega	677.255	338.628	169.314	84.657	42.328	33.863	22.575
100 picoF	-	15,9 Mega	3,2 Mega	1,6 Mega	318.310	159.155	79.577	39.789	19.894	15.915	10.610
220 picoF	14,5 Mega	7,2 Mega	1,0 Mega	723.432	144.686	72.343	36.172	18.086	9.043	7.234	4.823
470 picoF	6,8 Mega	3,4 Mega	677.255	338.628	67.726	33.863	16.931	8.466	4.233	3.386	2.258
1 nanoF	3,2 Mega	1,6 Mega	318.310	159.155	31.831	15.915	7.958	3.979	1.989	1.592	1.061
1,5 nanoF	2,1 Mega	1,1 Mega	212.207	106.103	21.221	10.610	5.305	2.653	1.326	1.061	707
2,2 nanoF	1,4 Mega	723.432	144.686	72.343	14.469	7.234	3.617	1.809	904	723	482
4,7 nanoF	677.255	338.628	67.726	33.863	6.773	3.386	1.693	847	423	339	226
10 nanoF	318.310	159.155	31.831	15.915	3.183	1.592	796	398	199	159	106
15 nanoF	212.207	106.103	21.221	10.610	2.122	1.061	531	265	133	106	70,7
22 nanoF	144.686	72.343	14.469	7.234	1.447	723	362	181	90,4	72,3	48,2
47 nanoF	67.726	33.863	6.773	3.386	677	339	169	84,7	42,3	33,9	22,6
100 nanoF	31.831	15.915	3.183	1.592	318	159	79,6	39,8	19,9	15,9	10,6
150 nanoF	21.221	10.610	2.122	1.061	212	106	53,1	26,5	13,3	10,6	7,07
220 nanoF	14.469	7.234	1.447	723	145	72,3	36,2	18,1	9,04	7,23	4,82
470 nanoF	6.773	3.386	677	339	67,7	33,9	16,9	8,47	4,23	3,39	2,26
560 nanoF	5.684	2.842	568	284	56,8	28,4	14,2	7,11	3,56	2,84	1,89
680 nanoF	4.681	2.341	468	234	46,8	23,4	11,7	5,85	2,93	2,34	1,56
820 nanoF	3.882	1.941	388	194	38,8	19,4	9,70	4,85	2,43	1,94	1,29
1 microF	3.183	1.592	318	159	31,8	15,9	7,96	3,98	1,99	1,59	1,06
4,7 microF	677	339	67,7	33,9	6,77	3,39	1,69	0,85	0,42	0,34	0,23
10 microF	318	159	31,8	15,9	3,18	1,59	0,80	0,40	0,20	0,16	0,11

TABELLA N. 4

XL = REATTANZA in OHM delle INDUTTANZE

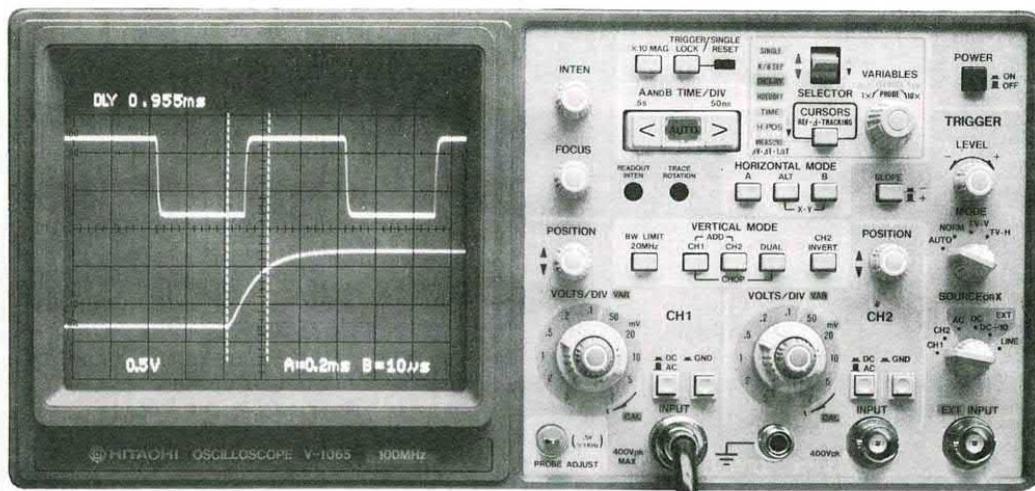
	50 Hz	100 Hz	500 Hz	1 KHz	5 KHz	10 KHz	20 KHz	40 KHz	80 KHz	100 KHz	150 KHz
10 microH	-	0,01	0,03	0,06	0,31	0,63	1,26	2,51	5,03	6,28	9,42
22 microH	0,01	0,01	0,07	0,14	0,69	1,38	2,76	5,53	11,1	13,8	20,7
33 microH	0,01	0,02	0,10	0,21	1,04	2,07	4,15	8,29	16,6	20,7	31,1
47 microH	0,01	0,03	0,15	0,30	1,48	2,95	5,91	11,8	23,6	29,5	44,3
100 microH	0,03	0,06	0,31	0,63	3,14	6,28	12,6	25,1	50,3	62,8	94,2
220 microH	0,07	0,14	0,69	1,38	6,91	13,8	27,6	55,3	111	138	207
470 microH	0,15	0,30	1,48	2,95	14,8	29,5	59,1	118	236	295	443
1 millIH	0,31	0,63	3,14	6,28	31,4	62,8	126	251	503	628	942
5 millIH	1,57	3,14	15,7	31,4	157	314	628	1.257	2.513	3.142	4.712
10 millIH	3,14	6,28	31,4	62,8	314	628	1.257	2.513	5.027	6.283	9.425
22 millIH	6,91	13,8	69,1	138	691	1.382	2.765	5.529	11.058	13.823	20.735
33 millIH	10,4	20,7	104	207	1.037	2.073	4.147	8.294	16.588	20.735	31.102
47 millIH	14,8	29,5	148	295	1.477	2.953	5.906	11.812	23.625	29.531	44.296
100 millIH	31,4	62,8	314	628	3.142	6.283	12.566	25.133	50.265	62.832	94.248
220 millIH	69,1	138	691	1.382	6.912	13.823	27.646	55.292	110.584	138.230	207.345
470 millIH	148	295	1.477	2.953	14.765	29.531	59.062	118.124	236.248	295.310	442.965
1.000 millIH	314	628	3.142	6.283	31.416	62.832	125.664	251.327	502.655	628.319	942.478
1.200 millIH	377	754	3.770	7.540	37.699	75.398	150.796	301.593	603.186	753.982	11 Mega
1.500 millIH	471	942	4.712	9.425	47.124	94.248	188.496	376.991	753.982	942.478	14 Mega
2.200 millIH	691	1.382	6.912	13.823	69.115	138.230	276.460	552.920	11 Mega	13 Mega	20 Mega

per FREQUENZE da 50 Hertz a 500 Megahertz

	200 KHz	0,5 MHz	1 MHz	5 MHz	10 MHz	20 MHz	40 MHz	80 MHz	100 MHz	150 MHz	200 MHz	500 MHz
	79.577	31.831	15.915	3.183	1.592	796	398	227	159	106	79,6	31,8
	36.172	14.469	7.234	1.447	723	362	181	103	72,3	48,2	36,2	14,5
	16.931	6.773	3.386	677	339	169	84,7	48,4	33,9	22,6	16,9	6,77
	7.958	3.183	1.592	318	159	79,6	39,8	22,7	15,9	10,6	7,96	3,18
	3.617	1.447	723	145	72,3	36,2	18,1	10,3	7,23	4,82	3,62	1,45
	1.693	677	339	67,7	33,9	16,9	8,47	4,84	3,39	2,26	1,69	0,68
	796	318	159	31,8	15,9	7,96	3,98	2,27	1,59	1,06	0,80	0,32
	531	212	106	21,2	10,6	5,31	2,65	1,52	1,06	0,71	0,53	0,21
	362	145	72,3	14,5	7,23	3,62	1,81	1,03	0,72	0,48	0,36	0,14
	169	67,7	33,9	6,77	3,39	1,69	0,85	0,48	0,34	0,23	0,17	0,07
	79,6	31,8	15,9	3,18	1,59	0,80	0,40	0,23	0,16	0,11	0,08	0,03
	53,1	21,2	10,6	2,12	1,06	0,53	0,27	0,15	0,11	0,07	0,05	0,02
	36,2	14,5	7,23	1,45	0,72	0,36	0,18	0,10	0,07	0,05	0,04	0,01
	16,9	6,77	3,39	0,68	0,34	0,17	0,08	0,05	0,03	0,02	0,02	0,01
	7,96	3,18	1,59	0,32	0,16	0,08	0,04	0,02	0,02	0,01	0,01	-
	5,31	2,12	1,06	0,21	0,11	0,05	0,03	0,02	0,01	0,01	0,01	-
	3,62	1,45	0,72	0,14	0,07	0,04	0,02	0,01	0,01	-	-	-
	1,69	0,68	0,34	0,07	0,03	0,02	0,01	-	-	-	-	-
	1,42	0,57	0,28	0,06	0,03	0,01	0,01	-	-	-	-	-
	1,17	0,47	0,23	0,05	0,02	0,01	0,01	-	-	-	-	-
	0,97	0,39	0,19	0,04	0,02	0,01	-	-	-	-	-	-
	0,80	0,32	0,16	0,03	0,02	0,01	-	-	-	-	-	-
	0,17	0,07	0,03	0,01	-	-	-	-	-	-	-	-
	0,08	0,03	0,02	-	-	-	-	-	-	-	-	-

per FREQUENZE da 50 Hertz a 500 Megahertz

	200 KHz	0,5 MHz	1 MHz	5 MHz	10 MHz	20 MHz	40 MHz	80 MHz	100 MHz	150 MHz	200 MHz	500 MHz
	12,6	31,4	62,8	314	628	1.257	2.513	5.027	6.283	9.425	12.566	31.416
	27,6	69,1	138	691	1.382	2.765	5.529	11.058	13.823	20.735	27.646	69.115
	41,5	104	207	1.037	2.073	4.147	8.294	16.588	20.735	31.102	41.469	103.673
	59,1	148	295	1.477	2.953	5.906	11.812	23.625	29.531	44.296	59.062	147.655
	126	314	628	3.142	6.283	12.566	25.133	50.265	62.832	94.248	125.664	314.159
	276	691	1.382	6.912	13.823	27.646	55.292	110.584	138.230	207.345	276.460	691.150
	591	1.477	2.953	14.765	29.531	59.062	118.124	236.248	295.310	442.965	590.619	1,5 Mega
	1.257	3.142	6.283	31.416	62.832	125.664	251.327	502.655	628.319	942.478	1,6 Mega	3,1 Mega
	6.283	15.708	31.416	157.080	314.159	628.319	1,3 Mega	2,5 Mega	3,1 Mega	4,7 Mega	6,3 Mega	-
	12.566	31.416	62.832	314.159	628.319	1,3 Mega	2,5 Mega	5,0 Mega	6,3 Mega	9,4 Mega	-	-
	27.646	69.115	138.230	691.150	1,4 Mega	2,8 Mega	5,5 Mega	-	-	-	-	-
	41.469	103.673	207.345	1,0 Mega	2,1 Mega	4,1 Mega	8,3 Mega	-	-	-	-	-
	59.062	147.655	295.310	1,5 Mega	3,0 Mega	5,9 Mega	-	-	-	-	-	-
	125.664	314.159	628.319	3,1 Mega	6,3 Mega	-	-	-	-	-	-	-
	276.460	691.150	1,4 Mega	6,9 Mega	-	-	-	-	-	-	-	-
	590.619	1,5 Mega	3,0 Mega	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	12 Mega	3,1 Mega	6,3 Mega	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	15 Mega	3,8 Mega	7,5 Mega	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	18 Mega	4,7 Mega	9,4 Mega	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	27 Mega	6,9 Mega	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-



L'OSCILLOSCOPIO come FREQUENZIMETRO

L'oscilloscopio ci permette di determinare con buona approssimazione la **frequenza** di un qualsiasi segnale **alternato**, controllando semplicemente in quale posizione risulta ruotata la manopola del **Time/Div** e quanti **quadretti** occupa in orizzontale una **sola** onda, sia essa sinusoidale, quadrata o triangolare.

Tutto questo è possibile perchè i moderni oscilloscopi hanno la manopola del **Time/Div**, indicata a volte anche come **Time/Base** (vedi fig.1), tarata su precisi valori espressi in **secondi - millisecondi - microsecondi - nanosecondi**, come riportato nella **Tabella N.1**.

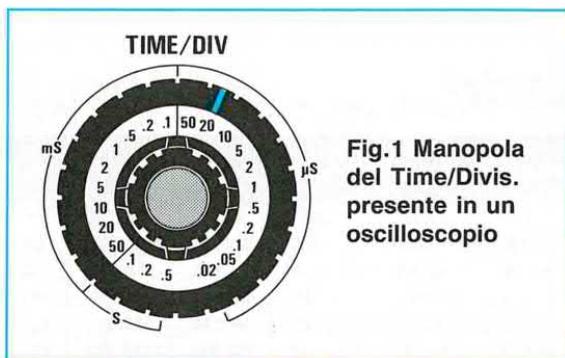


Fig.1 Manopola del Time/Div. presente in un oscilloscopio

COME SI EFFETTUA UNA MISURA

Inserita nell'ingresso dell'oscilloscopio una qualsiasi **frequenza**, si dovrà ruotare la manopola del **Time/Div** in modo che un'onda **intera** (vedi fig.2) occupi **3 - 4 - 5 quadretti** in orizzontale.

Se la manopola è ruotata sui **millisecondi** otterremo il valore della frequenza in **Hertz** usando la formula:

$$\text{Hz} = 1.000 : (\text{millisec.} \times \text{nr. quadretti})$$

Se la manopola è ruotata sui **microsecondi** otterremo il valore della frequenza in **Kilohertz** o in **Megahertz** usando le formule:

$$\begin{aligned} \text{KHz} &= 1.000 : (\text{microsec.} \times \text{nr. quadretti}) \\ \text{MHz} &= 1 : (\text{microsec.} \times \text{nr. quadretti}) \end{aligned}$$

Se la manopola è ruotata sui **nanosecondi** otterremo il valore della frequenza in **Megahertz** usando la formula:

$$\text{MHz} = 1.000 : (\text{nanosec.} \times \text{nr. quadretti})$$

Anche se l'oscilloscopio non ci permette di stabilire con assoluta precisione se una frequenza risulta di **1.135 Hz** oppure di **1.145 Hz**, potremo comunque e immediatamente valutare se questa è di **1.000 - 1.100 - 1.200** o di **2.000 Hz** e questo in certi casi è già più che sufficiente.

Per ottenere misure sufficientemente precise dovremo, durante la fase di misura, far collimare la sommità di una sinusoide (oppure di un'onda quadrata o triangolare) con l'incrocio di uno dei tanti **quadretti** del reticolo e poi controllare di quanti **quadretti** e **tacche** di riferimento si trova distanziata la sommità della successiva onda (vedi fig.2).

Esempio = Ruotando la manopola del **Time/Div** siamo riusciti a far collimare sullo schermo dell'oscilloscopio un'onda sinusoidale su **2 quadretti** e **3 tacche di riferimento**. Poichè il **Time/Div** è sui **5 millisecondi** vorremmo conoscere il valore di questa **frequenza**.

Sapendo che ogni quadretto è diviso in **5 tacche** è intuitivo che ogni tacca equivale a **0,2 quadretti**, quindi collimando l'onda sinusoidale sulla **3° tacca** dovremo moltiplicare $3 \times 0,2 = 0,6$.

Sommando questo **0,6** ai **2 quadretti** otterremo

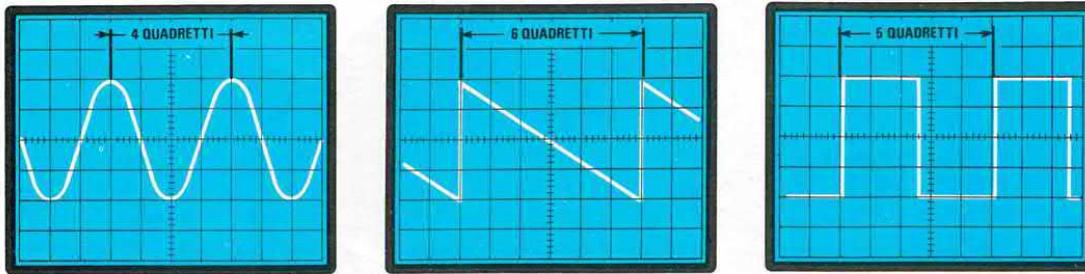


Fig.2 Per ottenere misure precise è necessario contare quanti quadretti occupa in orizzontale un'onda intera. Con le formule riportate nell'articolo potrete calcolare la frequenza.

mo 2,6, pertanto usando la formula sopra riportata otterremo una frequenza di:

$$1.000 : (5 \times 2,6) = 76,92 \text{ Hz}$$

Occorre sempre tenere in considerazione che può esistere un errore nella valutazione visiva delle tacche che potrebbero in realtà essere non 3 ma 3,1 oppure 2,9, quindi potremo affermare che questa frequenza è compresa tra i 75 e i 77 Hz.

Esempio = Applicando sull'oscilloscopio un'onda quadra generata da un oscillatore digitale, questa occupa 4 quadretti con la manopola del Time/Div posizionata sui 0,1 microsecondi. Vorremmo conoscere la frequenza generata da questo oscillatore.

Poichè il Time/Div è ruotato sui microsecondi, il valore della frequenza che ricaveremo dalla formula non sarà più in Hertz bensì in Kiloherzt se usere-mo la prima formula riportata per i microsecondi:

$$1.000 : (0,1 \times 4) = 2.500 \text{ Kiloherzt}$$

oppure in Megahertz se useremo la seconda formula:

$$1 : (0,1 \times 4) = 2,5 \text{ Megahertz}$$

Esempio = Vorremmo conoscere quanti quadretti occuperà una frequenza di 110 KHz sullo schermo dell'oscilloscopio se ruotiamo la manopola del Time/Div sui tempi di 5-2-1 microsecondi.

Per conoscere i quadretti occupati in orizzontale dovremo usare le formule inverse, cioè:

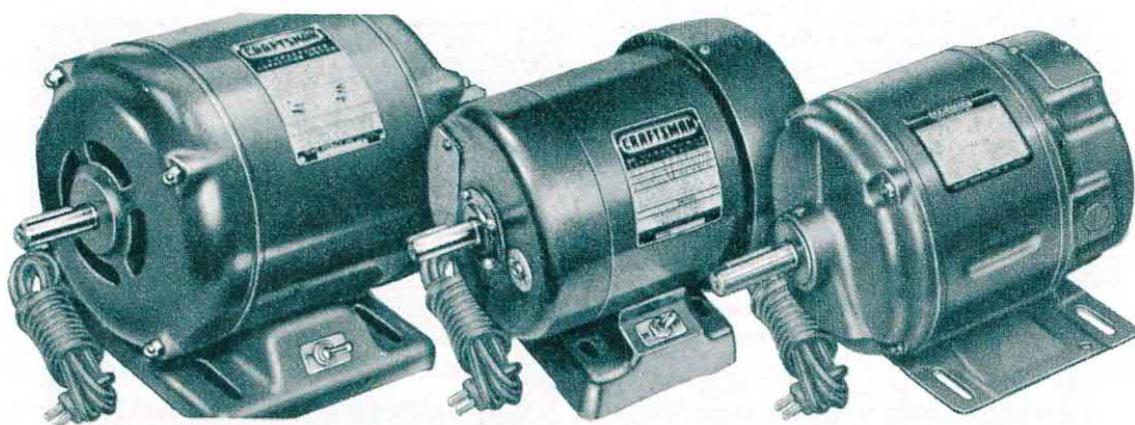
$$\begin{aligned} \text{Quadretti} &= 1.000 : (\text{millisec.} \times \text{Hz}) \\ \text{Quadretti} &= 1.000 : (\text{microsec.} \times \text{KHz}) \end{aligned}$$

Poichè la manopola è sui microsecondi usere-mo la seconda formula e quindi avremo:

$$\begin{aligned} 1.000 : (5 \times 110) &= 1,8 \text{ quadretti} \\ 1.000 : (2 \times 110) &= 4,5 \text{ quadretti} \\ 1.000 : (1 \times 100) &= 10 \text{ quadretti} \end{aligned}$$

TABELLA N.1

TIME/DIVISIONE	TEMPI MASSIMI su diversi modelli di OSCILLOSCOPIO			
	10 MHz	20 MHz	50 MHz	100 MHz
secondi	0,5	0,5	0,5	0,5
secondi	0,2	0,2	0,2	0,2
secondi	0,1	0,1	0,1	0,1
millisecondi	50	50	50	50
millisecondi	20	20	20	20
millisecondi	10	10	10	10
millisecondi	5	5	5	5
millisecondi	2	2	2	2
millisecondi	1	1	1	1
millisecondi	0,5	0,5	0,5	0,5
millisecondi	0,2	0,2	0,2	0,2
millisecondi	0,1	0,1	0,1	0,1
microsecondi	50	50	50	50
microsecondi	20	20	20	20
microsecondi	10	10	10	10
microsecondi	5	5	5	5
microsecondi	2	2	2	2
microsecondi	1	1	1	1
microsecondi		0,5	0,5	0,5
microsecondi			0,2	0,2



RIFASAMENTO motori ELETTRICI

Collegando ad una linea elettrica dei carichi puramente **resistivi** come ferri da stiro, lampade ad incandescenza o stufe elettriche, non si verifica alcun sfasamento nella corrente.

Al contrario se colleghiamo ad un impianto elettrico dei carichi puramente **induttivi**, quali motori elettrici, trasformatori di potenza o lampade fluorescenti provviste di reattore, la **corrente** verrà **sfasata in ritardo** rispetto alla **tensione** e di conseguenza il circuito assorbirà **maggiore** corrente.

Se colleghiamo un motore bifase da **300 Watt non rifasato** ad una linea elettrica di **220 volt**, questo dovrebbe teoricamente assorbire una corrente di:

$$300 : 220 = 1,36 \text{ amper}$$

Se il motore assorbisse una corrente maggiore, ad esempio di **1,75 Amper**, otterremmo una potenza **apparentemente** superiore, perchè la differenza di assorbimento, $1,75 - 1,36 = 0,39$ **Amper**, è una **perdita**:

$$220 \times 0,39 = 85,8 \text{ watt}$$

Se dividiamo la corrente che il motore dovrebbe assorbire, cioè **1,36 Amper**, con quella assorbita, cioè **1,75 Amper**, potremo ricavare il fattore di potenza denominato **cos-fi**:

$$1,36 : 1,75 = 0,777$$

Controllando la **Tabella N.1** scopriremo che a un **cos-fi** di **0,78** corrisponde un **Sen-fi** di **0,63**, quindi per rifasare questo **carico induttivo** dovremo applicare in parallelo al motore un condensatore.

Per calcolare la capacità del condensatore di **rifasamento** da applicare ad un carico **induttivo** potrete utilizzare la seguente formula:

$$A_{cx} = A_m \times \text{Sen-fi}$$

dove:

A_{cx} = Corrente capacitiva espressa in **Amper** che dovrà fornire il **condensatore cx**.

A_m = **Amper** assorbiti dal **motore** o dal carico induttivo non ancora rifasati.

Sen-fi = Valore che preleveremo dalla **TABELLA N.1** dopo aver calcolato il **Cos-fi**.

Per ricavare il valore di **A_{cx}** dovrete innanzitutto misurare gli **A_m**, cioè gli **Amper** assorbiti dal motore **non ancora** rifasato.

Dividendo i **Watt** del motore per la **tensione** di rete, otterrete gli **Amper** che il motore dovrebbe realmente assorbire.

A questo punto dividendo gli **Amper**, che il motore dovrebbe assorbire, per gli **Amper** che il motore non rifasato assorbe, otterrete il **Cos-Fi**:

$$\text{Cos-fi} = A : A_m$$

Nella **TABELLA N.1** controllerete a quale valore di **Sen-fi** corrisponde il numero di **Cos-fi** da voi calcolato.

Ora potrete calcolare la capacità in **microFarad** del condensatore di **rifasamento**, con la formula:

$$mF = (A_m \times 159.000) : (\text{Volt} \times \text{Hz})$$

Esempio = Per conoscere la **capacità** del condensatore che dovrete utilizzare per **rifasare** un motore da **300 watt** alimentato a **220 volt**, dovrete eseguire queste operazioni:

1° Calcolate la corrente che dovrebbe assorbire questo motore se fosse **rifasato**:

$$\text{Amper} = \text{Watt} : \text{Volt}$$

pertanto il motore dovrebbe assorbire:

$$300 : 220 = 1,36 \text{ Amper}$$

2° Controllate quanti Amper assorbe e. ammesso che assorba **1,75 Amper**, calcolate gli **Am**:

$$220 \times 1,75 = 385 \text{ Watt}$$

3° Conoscendo **A = 1,36** e **Am = 1,75**, potrete calcolare il **Cos-fi**:

$$1,36 : 1,75 = 0,777 \text{ Cos-fi}$$

numero che potrete tranquillamente arrotondare a **0,78**.

4° Controllando nella Tabella il valore di **Sen-fi** corrispondente, troverete:

$$0,78 \text{ Cos-fi} = 0,63 \text{ Sen-fi}$$

5° Ora potrete calcolare gli **Acx**, cioè gli **Amper** che deve erogare il **condensatore** di rifasamento:

$$1,75 \times 0,63 = 1,1 \text{ Amper da erogare}$$

6° Con quest'ultimo dato potrete calcolare la **capacità** del condensatore, con la formula:

$$\text{microFarad} = (\text{Am} \times 159.000) : (\text{Volt} \times \text{Hz})$$

Inserendo i dati otterrete:

$$(1,1 \times 159.000) : (220 \times 50) = 15,9 \text{ microF}$$

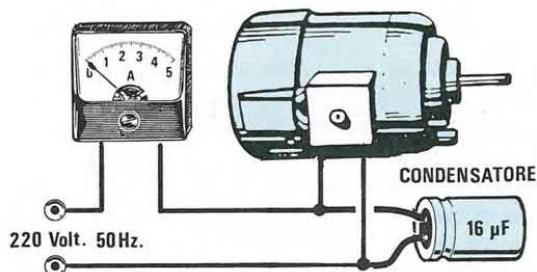
Dunque per rifasare un motore da **300 Watt** alimentato con una tensione a **220 Volt**, dovrete applicare ai capi del motore (vedi fig. 1) un condensatore da **15,9 microF**, valore che potrete arrotondare a **16 mF**.

Con questo condensatore il motore assorbirà **1,36 Amper** e non più gli **1,75 Amper** che assorbiva quando non era ancora rifasato.

TABELLA N. 1

Cos-fi	Sen-fi	Gradi di sfasamento
0,70	0,71	45,57
0,71	0,70	44,77
0,72	0,69	43,95
0,73	0,68	43,11
0,74	0,67	42,27
0,75	0,66	41,41
0,76	0,65	40,54
0,77	0,64	39,65
0,78	0,63	38,74
0,79	0,61	37,81
0,80	0,60	36,87
0,81	0,59	35,90
0,82	0,57	34,92
0,83	0,56	33,90
0,84	0,54	32,86
0,85	0,53	31,79
0,86	0,51	30,61
0,87	0,49	29,57
0,88	0,47	28,36
0,89	0,46	27,13
0,90	0,44	25,84
0,91	0,41	24,49
0,92	0,39	23,07
0,93	0,37	21,57
0,94	0,34	19,95
0,95	0,31	18,19
0,96	0,28	16,26
0,97	0,24	14,07
0,98	0,20	11,48
0,99	0,14	8,11
1,0	0,00	0,00

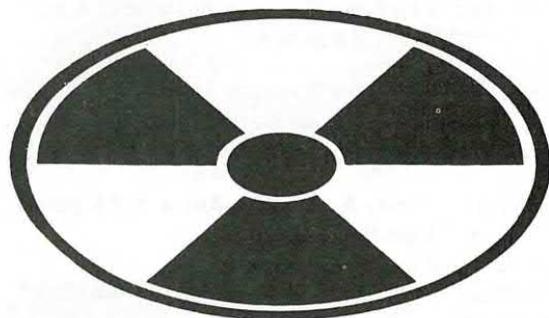
Fig.1 Per rifasare un motore elettrico occorre applicare in parallelo ai due morsetti di alimentazione un condensatore la cui capacità potrà essere calcolata con le formule riportate nell'articolo. Questi condensatori di rifasamento sono reperibili nei negozi che vendono materiale elettrico.





E LORO UNITÀ DI MISURA

RADIAZIONI NUCLEARI



Quando nelle Centrali Nucleari si verificano incidenti di dimensioni tali da provocare fughe di materia radioattiva nell'atmosfera, le Autorità competenti si preoccupano unicamente di avvertire i cittadini, tramite i giornali e i mezzi radiotelevisivi, di avere la precauzione di astenersi dal mangiare verdure e dal bere latte fresco senza spiegare i reali motivi di questi "divieti". Stiamo allora tutti molto attenti ad evitare questi alimenti, ma poi alcuni di noi continuano, per disinformazione, a mangiare i loro derivati.

Può quindi succedere che ci cibiamo di **yogurt - burro - formaggi - gelati**, cioè prodotti confezionati con **latte radioattivo**, oppure che gustiamo **biscotti - pane - pasta** e quindi prodotti composti con farina ottenuta da **grano radioattivo** o, senza pensarci, mangiamo la carne di animali **erbivori**, come **conigli-capre-mucche ecc.**, che si sono a loro volta nutriti di **erba radioattiva**.

Purtroppo sono ancora pochi i **Comuni** e le **USL** che dispongono di precisi ed affidabili strumenti di misura (**Contatori Geiger**) e troppo spesso i dati sulla radioattività che vengono diffusi dai mezzi di informazione non possono essere considerati attendibili, perchè forniti da Centri che hanno compiuto le misure su poche e ristrette zone.

Il **pulviscolo radioattivo** si deposita infatti sul suolo in maniera non uniforme e non sempre nelle zone prese a campione per i prelievi.

Esistono zone dove la concentrazione di materiale radioattivo è maggiore a causa degli agenti atmosferici quali il vento o la pioggia, che alterano notevolmente l'accumulo di materia radioattiva sul terreno e nell'atmosfera.

Tanto per cercare di comprendere la reale incidenza di queste variazioni, richiamiamo alla men-

te i dati di radioattività che la televisione italiana forniva a pochi giorni dal disastro nucleare verificatosi nella Centrale Nucleare russa di Chernobyl.

La radioattività presente in un 1 Kg. di verdura si aggirava sui valori di :

90 nanoCurie al Nord

50 nanoCurie al Centro

10 nanoCurie al Sud

Controllando dei campioni di **insalata a foglia larga** raccolti nei giorni 7 e 8 maggio 1986 in un raggio di **50 Km da Bologna**, furono riscontrati questi differenti valori :

110 - 57 - 94 - 82 - 65 - 98 nanoCurie

Questo piccolo esempio ci fa già capire come i valori della **radioattività**, per essere precisi, dovrebbero essere effettuati da ogni Comune o USL con un **Contatore di Geiger** su tutte le verdure - carni - latticini che giungono sui mercati della città.

Poichè questo si verifica molto raramente e comunque in maniera per forza di cose imprecisa, la soluzione ideale rimane quella di possedere un personale **Contatore Geiger** col quale eseguire le misurazioni.

Infatti le centrali **nucleari** continueranno ad esistere e a essere costruite e poichè con esse si moltiplicherà il pericolo di impreviste catastrofi, diventa importante, anzi indispensabile per la nostra salute, sapere cosa sono i **nanoCurie**, i **milliRem**, i **milliRad** e i **milliRoentgen/ora** e quali possono essere i valori di soglia ai quali un essere umano può esporsi senza alcun pericolo.

Il fenomeno della radioattività è molto complesso ed investe per interesse e per necessità diversi campi del sapere umano.

Per questo motivo fin dalla sua scoperta si è posto il problema di come **misurare** i suoi valori defi-

nendo delle unità di misura che purtroppo sono ancora in pochi a conoscere.

Non c'è quindi da meravigliarsi se leggiamo sui quotidiani o ascoltiamo dalla TV di inquinamenti radioattivi indicati in **milliRem** mentre si tratta di **nanoCurie** oppure di valori in **nanoCurie** mentre bisogna parlare di **milliRoentgen/ora**.

In pratica è come se qualcuno, inesperto di **misure elettriche**, volesse sostenere che il valore di una **resistenza** è sceso da **100 millihenry** a **90 millihenry**, oppure che la tensione di rete è scesa da **220 picofarad** a **210 picofarad**.

Per poter capire meglio la differenza che esiste tra una misura e l'altra possiamo paragonare la **radioattività** ad un **pulviscolo** invisibile - insapore - inodore, ma molto **velenoso**.

Esistono misure che ci indicano la **quantità** di pulviscolo radioattivo presente nell'atmosfera, altre che ci indicano quanto materiale radioattivo si è **depositato** sul terreno o sui prodotti alimentari, altre ancora che ci indicano la quantità di radiazioni che il nostro corpo ha **assorbito** respirando o mangiando cibi radioattivi, e per ognuna di queste misure esiste una precisa e caratteristica unità di misura.

Un "avvelenamento", come lo abbiamo impropriamente definito per rendere l'argomento più comprensibile, si può verificare solo se **respiriamo** aria altamente **radioattiva** oppure se mangiamo carne - verdure - frutta - formaggi o se beviamo latte proveniente da zone nelle quali questo "pulviscolo" si è depositato in notevole quantità.

Gli effetti di questo **veleno** radioattivo non sono istantanei, ma si manifestano a distanza di mesi e anche di anni e per questo motivo non è possibile valutare in anticipo e con precisione gli esiti concreti di una esposizione alle radiazioni.

Dopo pochi mesi si possono notare la perdita di

capelli, la presenza di **cataratte**, si può soffrire di disfunzioni alla **tiroide** oppure si possono verificare delle **anemie**, un calo delle difese **immunitarie** e anche notare delle malformazioni nei **feti**.

A distanza di anni possono insorgere **tumori** alla tiroide, al fegato, ai reni, **emorragie** interne, **leucemie** ecc., malattie tutte che possono provocare la morte. Le unità di misura che vengono utilizzate per indicare la radioattività sono :

nanoCurie

I **nanoCurie** vengono utilizzati per misurare il numero di particelle radioattive presenti in :

- 1 metro cubo di aria**
- 1 metro quadro di terreno**
- 1 Kg di vegetali o carni**
- 1 litro di latte o liquidi**

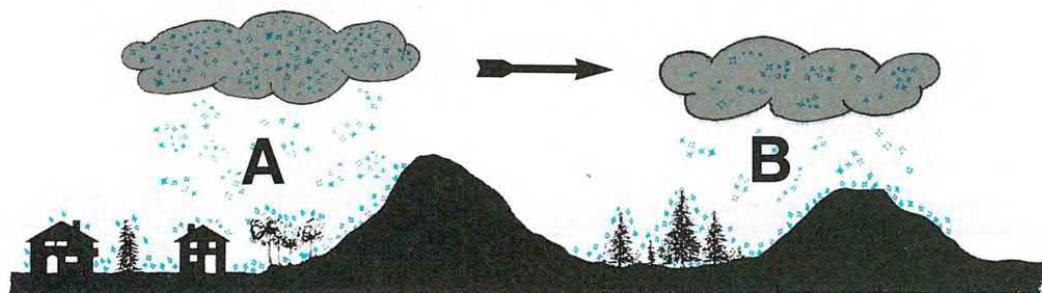
Prendendo come paragone il **pulviscolo**, i **nanoCurie** ci indicano la quantità di radiazioni presente nell'aria o depositata nei cibi e nel terreno.

Le dosi di **attenzione** e di **pericolo** sono state così prefissate :

	SOGLIA di ATTENZIONE	SOGLIA di PERICOLO
1 m/cubo Aria	3	35 nanoCurie
1 Kg. Vegetali	60	150 nanoCurie
1 Kg. Carni	40	150 nanoCurie
1 Litro Latte	15	150 nanoCurie
1 m/quadro Terra	700	2.000 nanoCurie

È stato stabilito in via **teorica** che un essere umano può **assorbire** un **massimo** di **500-550 nanoCurie** al mese.

Le misure in **nanoCurie** si possono eseguire solo in laboratorio con uno strumento chiamato **Analizzatore Multicanale**.



Se una nuvola carica di pulviscolo radioattivo lascia cadere sulla zona A una notevole quantità di acqua, al suolo si avrà un'elevata concentrazione di radioattività. Se la stessa nuvola, ormai priva del pulviscolo che ha scaricato sulla zona A, si sposta nella zona B, anche in caso di pioggia prolungata renderà meno radioattivo il sottostante terreno.

milliRoentgen/ora

Il **milliRoentgen** viene utilizzato per contare il numero di particelle radioattive che ci possono colpire in **1 ora** di esposizione. Prendendo sempre come paragone il **pulviscolo**, il **milliRoentgen** ci indica quanti **granelli di polvere** cadono dall'atmosfera, quanti se ne sono depositati su ortaggi o frutta, o quanti ne sono presenti nel latte o nelle carni di animali che si sono cibati di erba **radioattiva**.

I **milliRoentgen/ora** vengono misurati utilizzando il conosciutissimo **Contatore di Geiger**.

Tenendo questo strumento ad un metro da terra si possono contare i radioisotopi che cadono dall'atmosfera.

Avvicinando il **Contatore Geiger** a verdure - bevande - terreni, si riescono a misurare i radioisotopi che hanno assorbito, perchè ognuno di questi risultando attivo **irradia** energia .

Facciamo presente che sulla Terra cade continuamente della radioattività **naturale** (pulviscolo radioattivo **cosmico**) che non supera mai il valore di **0,03 milliRoentgen/ora**.

La dose che può ricevere un essere umano senza correre seri rischi per la propria vita è di circa **0,07 - 0,08 milliRoentgen/ora**.

milliRem/ora

I **milliRem** (Roentgen Equivalent Man), a differenza dei **nanoCurie**, vengono utilizzati per misurare la quantità di **radiazioni** emesse da un essere umano che ha involontariamente mangiato cibi radioattivi o che è venuto a contatto con materia radioattiva.

Per effettuare queste misure è necessario collocare l'uomo all'interno di una camera con pareti schermate a piombo, dopodichè è possibile misurare la **radioattività** emessa dal suo corpo.

I **milliRem/ora** vengono spesso utilizzati per indicare la quantità di radioattività presente su ortaggi, carni e latte.

È possibile effettuare questa misura anche con il **Contatore di Geiger**, tenendo presente che per convertire i **milliRoentgen/ora** in **milliRem/ora** occorre moltiplicare il valore per il numero fisso **0,877**.

milliRad/ora

I **milliRad** (Radiation Absorbed Dose), a differenza dei **milliRem**, vengono utilizzati per stabilire quanta **radioattività** è stata assorbita da tutto ciò che risulta materia **inorganica**, come ad esempio terreni, muri, oggetti ecc.

È possibile effettuare questa misura anche con un **Contatore Geiger**, in quanto i **milliRad/ora** sono equivalenti ai **milliRoentgen/ora**.

microGray/ora

I **microGray/ora**, indicati con la sigla $\mu\text{Gy/h}$, sono una nuova unità di misura che dovrebbe essere adottata in sostituzione dei **milliRoentgen/ora**.

Per convertire i **milliRoentgen/ora** in **microGray/ora** si moltiplica il valore per il numero fisso **8,69**.

In via **teorica** è stato stabilito che la dose **massima** di **microGray/ora** che può colpire un essere umano senza danneggiarlo è di circa **0,6 - 0,7**.

La misura dei **microGray/ora** si può effettuare con un normale **Contatore Geiger**.

Becquerel

Questa nuova unità di misura dovrebbe sostituire i **nanoCurie**.

Il **Becquerel** viene utilizzato per misurare la quantità di particelle radioattive presenti in :

1 metro cubo di aria

1 metro quadro di terreno

1 Kg di vegetali o carni

1 litro di latte o liquidi

Per convertire i **Becquerel** in **nanoCurie** occorre dividere il valore per il numero fisso **37**.

Le dosi di **pericolo** e di **soglia** espresse in **Becquerel** sono state così prefissate :

	SOGLIA di ATTENZIONE	SOGLIA di PERICOLO
1 m/cubo Aria	110	1.290 Becquerel
1 Kg. Vegetali	2.200	5.550 Becquerel
1 Kg. Carni	1.480	5.550 Becquerel
1 Litro Latte	550	5.550 Becquerel
1 m/quadro Terra	25.000	74.000 Becquerel

Un essere umano può accumulare in via **teorica** un **massimo** di **18.000-20.000 Becquerel** in un mese.

Le misure in **Becquerel** si possono eseguire solo in laboratorio con uno strumento chiamato **Analizzatore Multicanale**.

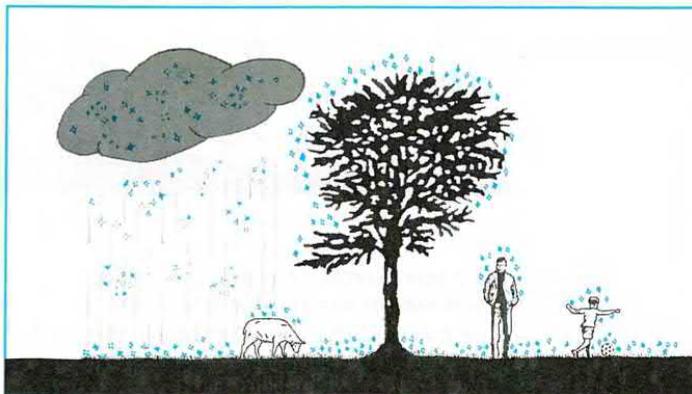


TABELLE DI COMPARAZIONE

Becquerel	nanoCurie		milliRoent/h	milliRad/h	milliRem/h	μ (Gray/h)
10	0,27		0,015	0,015	0,013	0,13
15	0,40		0,02	0,02	0,017	0,17
20	0,54		0,025	0,025	0,022	0,22
25	0,67		0,03	0,03	0,026	0,26
30	0,81		0,035	0,035	0,030	0,30
35	0,95		0,04	0,04	0,035	0,35
40	1,08		0,045	0,045	0,039	0,39
45	1,22		0,05	0,05	0,043	0,44
50	1,35		0,055	0,055	0,048	0,48
55	1,48		0,06	0,06	0,052	0,52
60	1,62		0,065	0,065	0,057	0,57
70	1,89		0,07	0,07	0,060	0,61
80	2,16		0,075	0,075	0,065	0,65
90	2,43		0,08	0,08	0,070	0,70
100	2,70		0,085	0,085	0,075	0,74
150	4,05		0,09	0,09	0,079	0,78
200	5,40		0,095	0,095	0,083	0,83
250	6,76		0,1	0,1	0,088	0,87
300	8,10		0,11	0,11	0,096	0,96
350	9,46		0,12	0,12	0,105	1,04
400	10,81		0,13	0,13	0,114	1,13
450	12,16		0,14	0,14	0,123	1,22
500	13,52		0,15	0,15	0,132	1,30
600	16,21		0,16	0,16	0,140	1,39
700	18,92		0,17	0,17	0,149	1,48
800	21,62		0,18	0,18	0,158	1,56
900	24,32		0,19	0,19	0,166	1,65
1.000	27,03		0,2	0,2	0,175	1,74
1.100	29,73		0,21	0,21	0,184	1,83
1.200	32,43		0,22	0,22	0,193	1,91
1.300	35,13		0,23	0,23	0,202	2,00
1.400	37,84		0,24	0,24	0,210	2,08
1.500	40,54		0,25	0,25	0,219	2,17
1.600	43,24		0,26	0,26	0,228	2,26
1.700	45,95		0,27	0,27	0,237	2,35
1.800	48,65		0,28	0,28	0,246	2,43
1.900	51,35		0,29	0,29	0,254	2,52
2.000	54,05		0,3	0,3	0,263	2,61
2.500	67,57		0,35	0,35	0,307	3,04
3.000	81,08		0,4	0,4	0,350	3,48
3.500	94,59		0,45	0,45	0,395	3,91
4.000	108,10		0,5	0,5	0,438	4,35
			0,55	0,55	0,482	4,78
			0,6	0,6	0,526	5,21
			0,7	0,7	0,614	6,08
			0,8	0,8	0,702	6,95
			0,9	0,9	0,789	7,82
			1	1	0,877	8,69
			1,5	1,5	1,316	13,03
			2	2	1,754	17,38
			2,5	2,5	2,193	21,73
			3	3	2,631	26,07
			4	4	3,508	34,80
			5	5	4,385	43,50
			10	10	8,771	87,00
			20	20	17,542	174,00

Fig.2. Il pulviscolo radioattivo che cadrà al suolo per la pioggia, renderà radioattivi fofaggio e verdure. Gli animali erbivori cibandosene, accumuleranno nel loro organismo molti radioisotopi che ritroveremo poi nelle carni, nel latte e nei suoi derivati. Se ingeriremo questi cibi, accumuleremo nel nostro corpo materia radioattiva.

ESPOSIZIONE E TEMPI

È doveroso puntualizzare che la dose di radioattività che un essere umano può accettare è subordinata a due fattori: il **tempo** e la **quantità**.

Dosi **minime** possono essere assorbite anche per **lunghi periodi** senza arrecare seri danni, mentre dosi **elevate** assimilate anche solo per **brevi periodi** possono causare la morte.

Per farvi meglio capire questo concetto, prenderemo come esempio **l'alcool**.

Se entriamo in una cantina e respiriamo per molti mesi le esalazioni sprigionate dall'alcool, difficilmente ci **ubriacheremo**.

Non riusciremo a ubriaccarci nemmeno se bevessimo uno o due bicchieri di vino nell'arco di una giornata. Ma se vuotassimo tutto d'un fiato una bottiglia di vino, gli effetti dell'**alcool** risulterebbero subito evidenti.

Se invece del vino bevessimo un bicchiere di **superalcolico**, subito ci ubriacheremo, mentre questo non accadrebbe se svuotassimo il contenuto del bicchiere in una settimana.

Detto questo possiamo affermare che se un **Contatore Geiger** ci indica una radioattività di **0,07 - 0,08 milliRoentgen/ora** presente nell'atmosfera, potremo respirare per oltre **1 mese** quest'aria senza problemi, perchè al massimo accumuleremo nel corpo **1 nanoCurie**.

Il problema si complica se, oltre a essere esposti a quest'aria radioattiva, ingeriamo cibi o liquidi **radioattivi**, perchè la loro percentuale di radioattività si somma a quella respirata.

Se nello stesso giorno ingeriamo **25 nanoCurie** mangiando verdure radioattive, poi altri **40 nanoCurie** mangiando formaggi e carne radioattiva, nel nostro corpo si accumulerebbero **25 + 40 + 1 = 66 nanoCurie**.

Sapendo che non possiamo raggiungere in un mese una radioattività superiore a **500-550 nanoCurie**, potremmo mangiare questi cibi inquinati soltanto per :

$$550 : 66 = 8 \text{ giorni circa}$$

dopodichè supereremo il valore della **soglia di attenzione**.

Se eviteremo di cibarci di carne e verdure radioattive, accumuleremo nel corpo solo la **radioattività** atmosferica e quindi potremo **respirare** l'aria per **550 giorni** (pari a 18 mesi) senza mai raggiungere i livelli della **soglia di attenzione**.

Ovviamente dopo pochi **mesi** la radioattività nell'atmosfera dovrebbe scendere velocemente sotto i **livelli di soglia** per effetto del vento e della pioggia, limitando quindi il pericolo.

Occorrerà invece controllare la **radioattività** su carni - latte - formaggi - yogurt, perchè gli erbivori che si sono cibati di erba **radioattiva** continueranno a fornire, anche a distanza di mesi, prodotti **radioattivi**.

Lo stesso dicasi per il **grano** raccolto su terreni radioattivi, che una volta macinato potrebbe fornirci **farina - pane - biscotti radioattivi**.

Anche le **marmellate** ed il **miele** possono risultare a distanza di mesi altamente radioattive.

Questo discorso è valido anche per tutti gli **ortaggi congelati** e **inscatolati**, che sono stati raccolti su terreni radioattivi.



VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,01 - 0,02 milliRoentgen/ora 0,009 - 0,017 milliRem/ora

Valori di radioattività naturale che riceviamo dal cosmo, dalle rocce o dai terreni radioattivi.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,03 - 0,04 milliRoentgen/ora 0,026 - 0,035 milliRem/ora

Valori di radioattività naturale che riceviamo dal cosmo, misurati in alta montagna.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,04 - 0,05 milliRoentgen/ora 0,035 - 0,043 milliRem/ora

Depositi radioattivi che possiamo rilevare nei **filtri** dei condizionatori d'aria o delle auto, in seguito alla caduta del pulviscolo radioattivo.

Questi valori di radioattività possono essere presenti anche su ortaggi - frutta - latte - formaggi e carne di animali erbivori che si sono nutriti di erba radioattiva.

Gli ortaggi e la frutta inquinati possono essere mangiati solo se lavati abbondantemente, mentre è **sconsigliabile** cibarsi di latte - formaggi - carni sui quali si riscontrino questi valori di radioattività.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,06 - 0,07 milliRoentgen/ora 0,052 - 0,060 milliRem/ora

Valori di radioattività da considerarsi già sufficientemente pericolosi se rilevati nei **cibi**. Questi valori se presenti nell'atmosfera non risultano ancora dannosi per l'essere umano.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,1 - 0,2 milliRoentgen/ora 0,088 - 0,175 milliRem/ora

Se questi valori sono presenti nell'atmosfera, abbiamo già raggiunto la **soglia di attenzione** per un essere umano. Se la radioattività non accenna a diminuire è consigliabile non rimanere nella zona che registra questi dati per più di **3 mesi**.

Se riscontriamo questi valori di radioattività nei cibi, non dovremo gettarli, ma racchiuderli in sacchetti di nylon e consegnarli all'Ufficio Sanitario Locale.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,5 - 0,9 milliRoentgen/ora 0,43 - 0,79 milliRem/ora

Limite di **sicurezza** per la radioattività presente nell'atmosfera. Un essere umano non dovrebbe esporsi per più di **30 giorni** a questi livelli di radioattività.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 1,0 - 1,5 milliRoentgen/ora 0,88 - 1,32 milliRem/ora

Livelli di radioattività da ritenersi pericolosi, se un essere umano vi rimane esposto per molti giorni.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 2,0 - 3,0 milliRoentgen/ora 1,75 - 2,63 milliRem/ora

Dose **pericolosa** che non si può assorbire **24 ore su 24** senza rimanere seriamente danneggiati. Chi rimane esposto molti giorni a questi livelli di radioattività può essere soggetto a malattie gravi, quali **anemie**, disfunzioni **tiroidali** e inoltre possono insorgere nel suo organismo dei **tumori**.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 9,0 - 10 milliRoentgen/ora 7,9 - 8,8 milliRem/ora

Dosi che possono provocare seri danni su qualsiasi essere umano. Inizialmente si assiste ad una riduzione dei **globuli rossi** e ad un calo delle difese **immunitarie**, poi si manifestano continue **nausee** e la caduta dei **capelli**.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 20 - 50 milliRoentgen/ora 17 - 44 milliRem/ora

Dose molto **pericolosa** che provoca seri danni ad un essere umano, nel quale si manifestano l'immediata **caduta dei capelli**, **tumori** alle ossa, **sterilità** - **anemie acute** - **emorragie** interne.

VALORI DI RADIOATTIVITÀ 80 - 100 milliRoentgen/ora 70 - 88 milliRem/ora

Dose che, nel 50% dei casi, provoca la morte a chi rimane esposto alle radiazioni per più di **30 giorni**. Non si può stabilire ancora quanto tempo possono vivere coloro che riescono a superare questo periodo.

TABELLA dei PESI SPECIFICI

Sostanze solide	Peso specifico Kg/dm ³
Alluminio	2,7
Antimonio	6,6
Argento	10,4
Argilla	2,1
Arsenico	7,7
Bismuto	9,8
Calcio	1,5
Calcite	2,4
Calcopirite	5,6
Caolino	2,2
Carta	0,9
Cobalto	8,8
Ebanite	1,1
Ferro	7,8
Fosforo giallo	7,4
Fosforo rosso	2,3
Gesso	0,9
Ghiaccio	0,9
Gomma	2,4
Grafite	1,8
Granito	2,2
Iodio	4,9
Legno	1,0
Magnetite	5,0
Manganese	7,3
Marmo	2,7
Molibdeno	10,2
Nichelio	8,8
Oro	19,2
Piombo	11,3
Platino	21,4
Potassio	0,8
Rame	8,9
Silicio	2,3
Sodio	0,9
Stagno	7,2
Sughero	0,2
Talco	2,7

Sostanze solide	Peso specifico Kg/dm ³
Titanio	4,8
Uranio	18,7
Vetro	2,5
Zinco	7,1
Zolfo	2,0
Zucchero	1,6

Sostanze liquide	Peso specifico Kg/dm ³
Acqua	0,9
Alcool	0,7
Benzina	0,6
Benzolo	0,8
Bromo	3,1
Cloruro di etile	0,9
Fenolo	1,0
Glicerina	1,2
Mercurio	13,5
Nafta	0,7
Olii vegetali	0,9
Petrolio illuminante	0,8

Gas e vapori	Peso specifico Kg./metri cubi
Acetilene	1,179
Acido cloridrico	1,639
Acido solfidrico	1,539
Ammoniaca	0,771
Anidride carbonica	1,977
Anidride solforosa	2,927
Aria secca	1,293
Azoto	1,250
Idrogeno	0,089
Cloro	3,214
Elio	0,178
Metano	0,717
Neon	0,900
Ossigeno	1,429

TABELLA dei PESI ATOMICI

Denominazione		Numero atomico
Afnio	Hf	72
Alluminio	Al	13
Americio	Am	95
Antimonio	Sb	51
Argento	Ag	47
Argon	Ar	18
Arsenico	As	33
Astato	At	85
Attinio	Ac	89
Azoto	N	7
Bario	Ba	56
Berillio	Be	4
Berkelio	Bk	97
Bismuto	Bi	83
Boro	B	5
Bromo	Br	35
Cadmio	Cd	48
Calcio	Ca	20
Californio	Cf	98
Carbonio	C	6
Cerio	Ce	58
Cesio	Cs	55
Cloro	Cl	17
Cobalto	Co	27
Cripto	Kr	36
Cromo	Cr	24
Curio	Cm	96
Disprosio	Dy	66
Einstenio	Es	99
Elio	He	2
Erbio	Er	68
Europio	Eu	63
Fermio	Fm	100
Ferro	Fe	26
Fluoro	F	9
Fosforo	P	15
Francio	Fr	87
Gadolinio	Gd	64
Gallio	Ga	31
Germanio	Ge	32
Hanio	Ha	105
Idrogeno	H	1
Indio	In	49
Iodio	I	53
Iridio	Ir	77
Itterbio	Yb	70
Ittrio	Y	39
Kripton	Kr	36
Kurciatovo	Ku	104
Lantanio	La	57
Laurencio	Lr	103
Litio	Li	3
Lutezio	Lu	71

Denominazione		Numero atomico
Magnesio	Mg	12
Manganese	Mn	25
Mendelevio	Md	101
Mercurio	Hg	80
Molibdeno	Mo	42
Neodimio	Nd	60
Neon	Ne	10
Nettunio	Np	93
Nichel	Ni	28
Niobio	Nb	41
Nobelio	No	102
Olmio	Ho	67
Oro	Au	79
Osmio	Os	76
Ossigeno	O	8
Palladio	Pd	46
Piombo	Pb	82
Platino	Pt	78
Plutonio	Pu	94
Polonio	Po	84
Potassio	K	19
Praseodimio	Pr	59
Prometeo	Pm	61
Protoattinio	Pa	91
Radio	Ra	88
Radon	Rn	86
Rame	Cu	29
Renio	Re	75
Rodio	Rh	45
Rubidio	Rb	37
Rutenio	Ru	44
Samarium	Sm	62
Scandio	Sc	21
Selenio	Se	34
Silicio	Si	14
Sodio	Na	11
Stagno	Sn	50
Stronzio	Sr	38
Tallio	Tl	81
Tantalio	Ta	73
Tecnezio	Tc	43
Tellurio	Te	52
Terbio	Tb	65
Titanio	Ti	22
Torio	Th	90
Tulio	Tm	69
Tungsteno	W	74
Uranio	U	92
Vanadio	V	23
Xeno	Xe	54
Zinco	Zn	30
Zirconio	Zr	40
Zolfo	S	16

TERREMOTI e INTENSITÀ ONDE SISMICHE

Esistono due **scale** per indicare l'intensità di un terremoto, quella dell'italiano **Mercalli** e quella dello statunitense **Richter**.

La scala Mercalli non è molto affidabile, perchè indica l'intensità di un terremoto in rapporto agli **effetti** osservabili sul luogo in cui questo si è verificato, per cui se il sisma si manifesta in un oceano o in un deserto, dove non possono crollare case nè possono esserci delle vittime, non è possibile quantificarne l'intensità.

CONOSCERE I TERMINI

I termini più usati in campo sismologico possono essere così riassunti:

Faglia: enormi strati di roccia della litosfera in continuo movimento.

Sismogramma: registrazione su carta delle vibrazioni della Terra causate da un terremoto o da un microsisma.

Microsisma: microterremoto registrabile solo con sensibili sismografi.

Onde sismiche: onde provocate da un terremoto. Queste onde sono di tre tipi **P - S - L**.

Ipocentro: è il punto in cui nella litosfera, cioè nell'involucro roccioso che costituisce la parte esterna della Terra, si verifica il terremoto causato dallo slittamento o dalla improvvisa rottura di una faglia.

Epicentro: è il punto sulla superficie terrestre che si trova esattamente sulla **verticale** dell'ipocentro.

Area Epicentrale: è quell'area più o meno ampia attorno all'epicentro, anch'essa interessata e sconvolta dal sisma.

Terremoto superficiale: è un terremoto il cui ipocentro si trova ad una profondità minore di 30 Km.

Terremoto intermedio: è un terremoto il cui ipocentro si trova ad una profondità maggiore di 30 Km e minore di 300 Km.

Terremoto profondo: è un terremoto il cui ipocentro si trova ad una profondità compresa tra 300 - 700 Km. Non si è mai verificato un terremoto a profondità superiori ai 700 Km.

A proposito della profondità, se il terremoto è **superficiale** l'area epicentrale risulta molto ridotta, se invece risulta **intermedio** o **profondo** l'area epicentrale risulta molto più ampia.

LE ONDE SISMICHE

Quando si verifica un terremoto, dall'**ipocentro** partono **3 tipi di onde** così denominate:

ONDE P: onde di pressione molto **veloci**, che dall'ipocentro si propagano in tutte le direzioni verso la crosta terrestre. La definizione **P** secondo alcuni deriva dalla parola **pressione**, secondo altri dalla parola **primaria**, poichè grazie alla loro velocità arrivano per **prime** al sismografo.

ONDE S: onde di stiramento, più lente delle onde **P** di circa il 50%. La definizione **S** per alcuni deriva dalla parola **stiramento**, per altri dalla parola **secondaria**, perchè arrivano al sismografo dopo le onde **P**.

ONDE L: onde superficiali che, viaggiando sulla superficie della terra risultano ancora più lente delle onde **P** ed **S**. La definizione **L** deriva dalla parola latina **longae**, cioè **lunghe**, perchè risultando di frequenza molto bassa, tracciano sul sismografo delle sinusoidi più larghe.

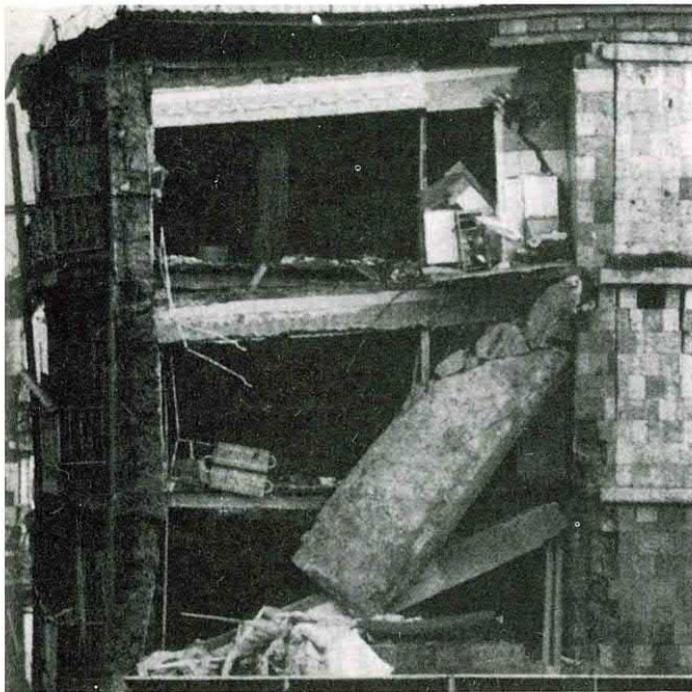
Le **onde P** si riconoscono facilmente su un sismografo perchè, essendo caratterizzate da una frequenza di oscillazione molto elevata, producono delle sinusoidi molto ravvicinate e di ampiezza assai limitata.

Le **onde S**, invece, presentano una frequenza che risulta circa la metà delle onde **P**, quindi sono leggermente più spaziate.

Le **onde L** risultano le più facili da individuare, perchè hanno una frequenza che risulta circa quattro volte inferiore alle onde **P**. Queste onde sono le più distruttive, perchè le loro oscillazioni fanno crollare tutte le strutture costruite dall'uomo (case, ponti, campanili, tralicci, ecc.).

Se di elevata intensità, prima di estinguersi possono fare più volte il giro della Terra e, ad ogni passaggio, il sismografo le rileverà con una frequenza sempre più bassa e con minore intensità.

Nota = Nella rivista n.130/131 di Nuova Elettronica è apparso il progetto di un **sismografo elettronico** che molti lettori hanno già realizzato. Questo sismografo ha rilevato tutti i terremoti che si sono verificati di recente in California, in Giappone, in India ed anche nella lontana Nuova Zelanda.



LE ZONE SISMICHE IN ITALIA

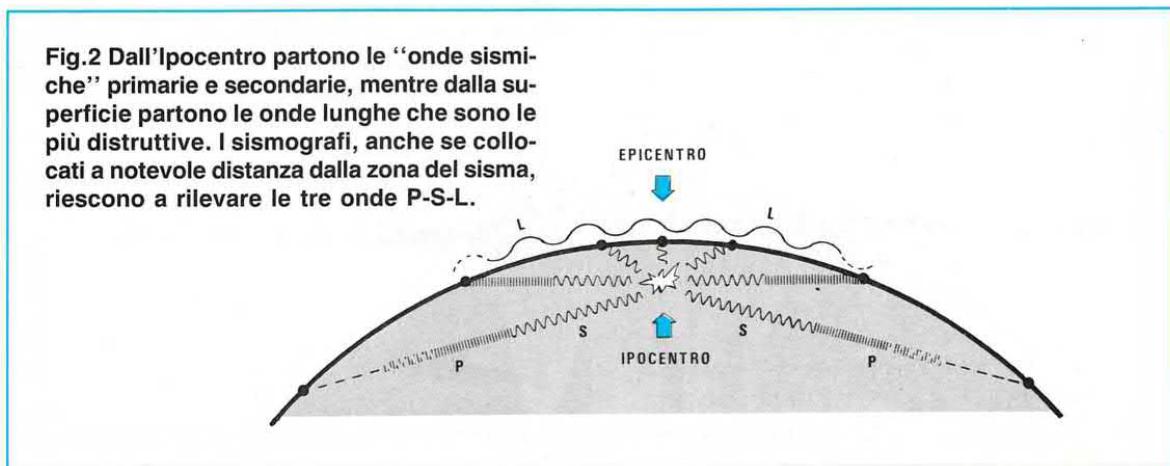
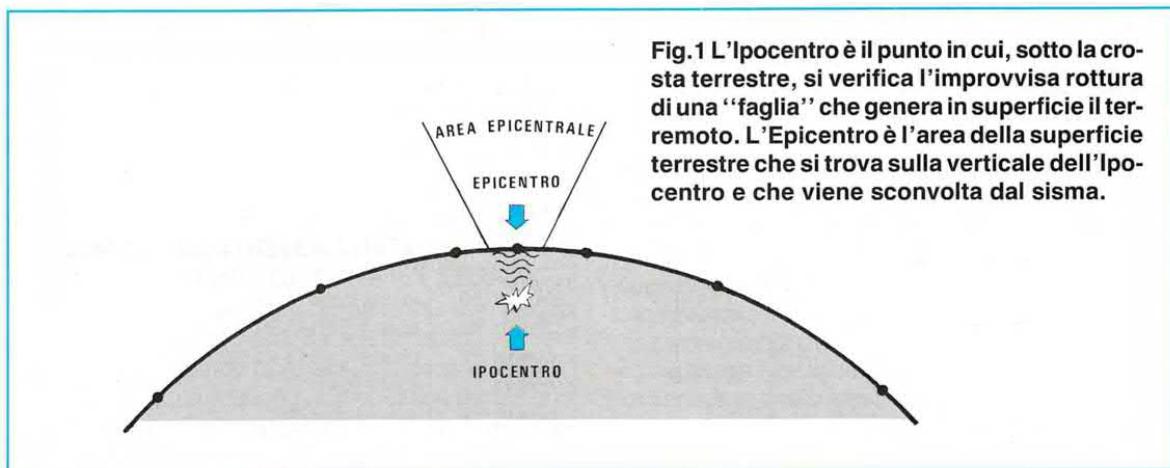
L'intero territorio italiano è ad alto rischio sismico, perchè la **placca africana** preme su tutto il Tirreno, la Sicilia, la Calabria, schiacciando gli Appennini e spostando la nostra penisola verso la Grecia e la Jugoslavia.

Vi è poi la **placca asiatica**, che comprende l'Iran, la Turchia, l'Armenia, la Grecia, la Jugoslavia, che si sposta lentamente verso l'Italia, pertanto non c'è da stupirsi se l'intero territorio, sottoposto a queste enormi pressioni, è spesso teatro di terremoti di varia intensità.

Fortunatamente, quasi tutti gli eventi sismici italiani sono di tipo superficiale, cioè si verificano a profondità comprese tra **5-30 Km**.

Solo nel Tirreno ed in prossimità delle isole Eolie si registrano terremoti anche a **200-300 Km** di profondità.

Controlli geofisici molto accurati hanno pure accertato che il Sud-America si allontana dall'Africa mediamente di 2-3 cm. all'anno, pertanto in un lontano futuro, molti continenti si congiungeranno tra loro, altri sprofonderanno creando mari o oceani.



SCALA MERCALLI

1° grado = IMPERCETTIBILE Questa scossa, detta anche **microsismica**, viene rilevata esclusivamente dai sismografi installati nella zona in cui si manifesta.

2° grado = MOLTO LIEVE Scossa di assestamento che un sismografo riesce a registrare solo se installato a pochi chilometri dalla zona in cui si verifica.

3° grado = LIEVE Scossa avvertita solo da persone sensibilissime, in quanto le vibrazioni prodotte risultano pari a quelle di un autocarro in transito su una strada. Anche in questo caso il sismografo la rileva solo se installato nella zona.

4° grado = MODERATA Scossa percepita solo da alcune persone. In casa si riesce già ad udire il tintinnio dei vetri se questi non sono ben fissati al telaio delle finestre.

5° grado = ABBASTANZA FORTE È avvertita solo se si è in casa, perchè i lampadari possono già iniziare ad oscillare ed i piccoli oggetti a muoversi sul tavolo o negli armadi.

6° grado = FORTE Questa scossa è avvertita da **tutti**, perchè provoca lo spostamento di sedie e tavoli, la caduta di oggetti, fa suonare le campane più piccole nei campanili. Nelle case più vetuste si possono verificare delle crepe non preoccupanti e dai tetti possono cadere tegole e comignoli.

7° grado = MOLTO FORTE È una scossa che è già in grado di far oscillare letti, mobili e di far suonare anche le campane più grandi. Tale scossa provoca incrinature nelle case, con caduta di intonaci, slittamento delle tegole e conseguente caduta di comignoli. Le case di vecchia costruzione possono crollare.

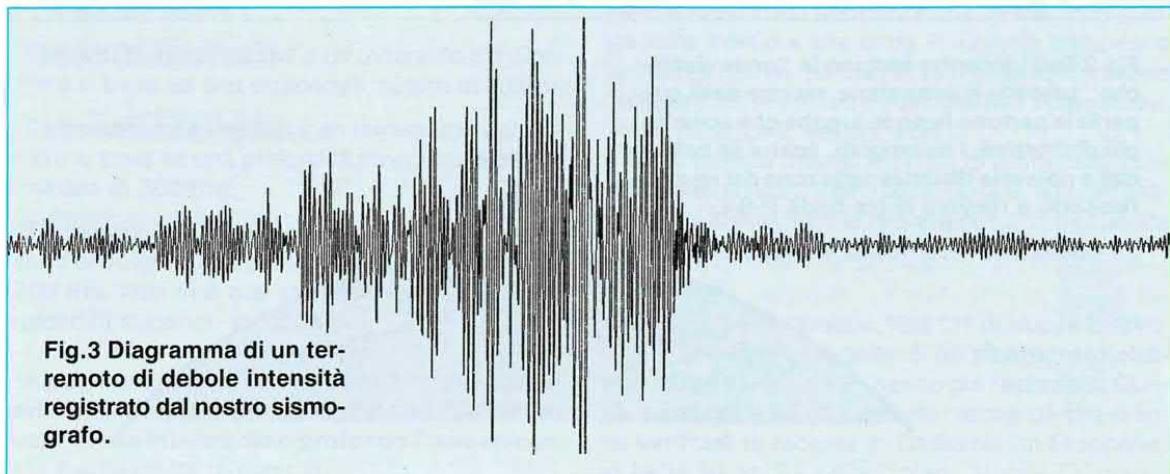
8° grado = DISTRUTTIVA Questa scossa fa cadere anche i mobili più pesanti, provoca il piegamento e la caduta di alberi ad alto fusto. Le statue, le ciminiere, i muri di cinta dei giardini e i campanili possono crollare.

9° grado = FORTEMENTE DISTRUTTIVA Una scossa del **nono grado** provoca gravi danni, in quanto il 50% degli edifici crolla, così dicasi dei muri di cinta, dei pali, dei tralicci ad alta tensione. In montagna si possono verificare delle frane, nei laghi l'acqua si agita intorbidendosi e le onde possono infrangersi sulla riva con forza.

10° grado = ROVINOSA Provoca la distruzione parziale o totale del 75% degli edifici. Con una intensità del **decimo grado** possono crollare ponti, dighe, e nelle strade possono apparire ondulazioni e crepe. Nel mare o nei laghi possono formarsi onde pericolose (maremoti).

11° grado = CATASTROFICA È una scossa che provoca enormi disastri, poichè distrugge la totalità degli edifici, apre fessure nel terreno, fa cadere ponti, alberi, fa crollare dighe. Sulle strade le auto, gli autocarri in viaggio vengono deviati fuori strada, i treni deragliano.

12° grado = TOTALMENTE CATASTROFICA È una scossa che distrugge tutto quanto esiste in superficie. Con tale intensità si verificano enormi trasformazioni topografiche, perchè interi strati di terreno si spostano, creando voragini molto ampie, che subito possono richiudersi. I fiumi possono essere deviati e i piccoli laghi scomparire.



SCALA RICHTER

Dopo aver indicato come si valuta un terremoto con la scala Mercalli, possiamo ora vedere le differenze che intercorrono tra questa e la **scala Richter**.

Nel 1935 in California, lo statunitense Charles Richter decise di valutare l'intensità di un sisma in rapporto alla sua **magnitudo** e non ai danni riportati dalle cose e dalle persone.

Decise cioè di assumere come riferimento l'ampiezza del segnale registrato da un sismografo campione situato a **100 Km** di distanza, in rapporto all'energia sviluppata da una ben definita carica di tritolo.

Per ogni aumento di **10 volte** di tale ampiezza, decise di aumentare la **magnitudo** di un livello.

Vale a dire che se l'ampiezza di **1 millimetro** equivalesse a **magnitudo 1**, per affermare che un terremoto ha raggiunto una **magnitudo 2**, sarebbe necessario che l'ampiezza del segnale raggiungesse sulla carta i **10 millimetri** e, per affermare che ha raggiunto una **magnitudo 3**, che raggiungesse invece i **100 millimetri**.

Chi desiderasse avere dei termini di confronto, potrà trovare indicati in questa tabella a quanti chilogrammi, tonnellate o megatonnellate equivalgono i gradi Richter:

magnitudo	quantità tritolo	equivalente Mercalli
1,0	20 chilogrammi	0° grado
2,0	625 chilogrammi	1° grado
2,5	3.500 chilogrammi	2° grado
3,0	20 tonnellate	3° grado
3,5	110 tonnellate	4° grado
4,0	625 tonnellate	5° grado
4,5	3.500 tonnellate	6° grado
5,0	20.000 tonnellate	7° grado
5,5	110.000 tonnellate	8° grado
6,0	625.000 tonnellate	9° grado
6,5	3.500.000 tonnellate	10° grado
7,0	20.000.000 tonnellate	11° grado
7,5	110 megatonn.	12° grado
8,0	625 megatonn.	-

Nota: Il paragone con la scala Mercalli, come già accennato, in pratica non si potrebbe fare, perchè quest'ultima valuta gli effetti osservabili e non la potenza energetica "esplosa" nel sottosuolo.

Nella scala Richter, anche se non li abbiamo indicati, sono compresi tutti i **decimali**, cioè **3 - 3,1 - 3,2 - 3,3 - 3,4 - 3,5 - 3,6 - 3,7 - 3,8 - 3,9 ecc.**

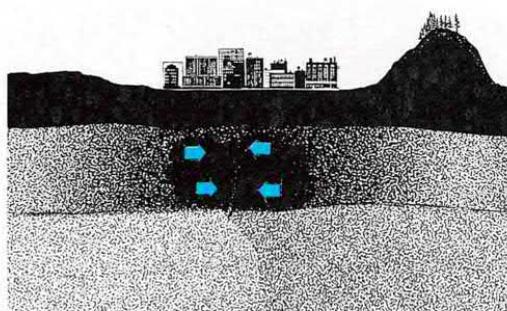


Fig.4 Se nella litosfera due strati rocciosi in continuo movimento riescono a "slittare" lentamente uno sopra l'altro, si verificano dei "microsismi" che solo dei sensibili sismografi sono in grado di rilevare.

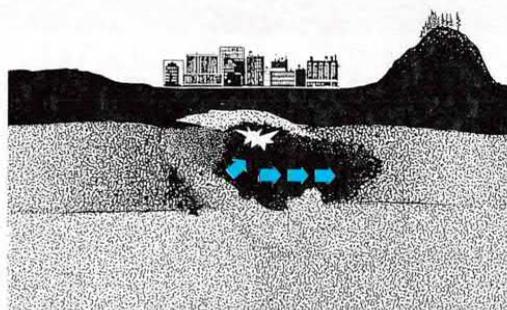
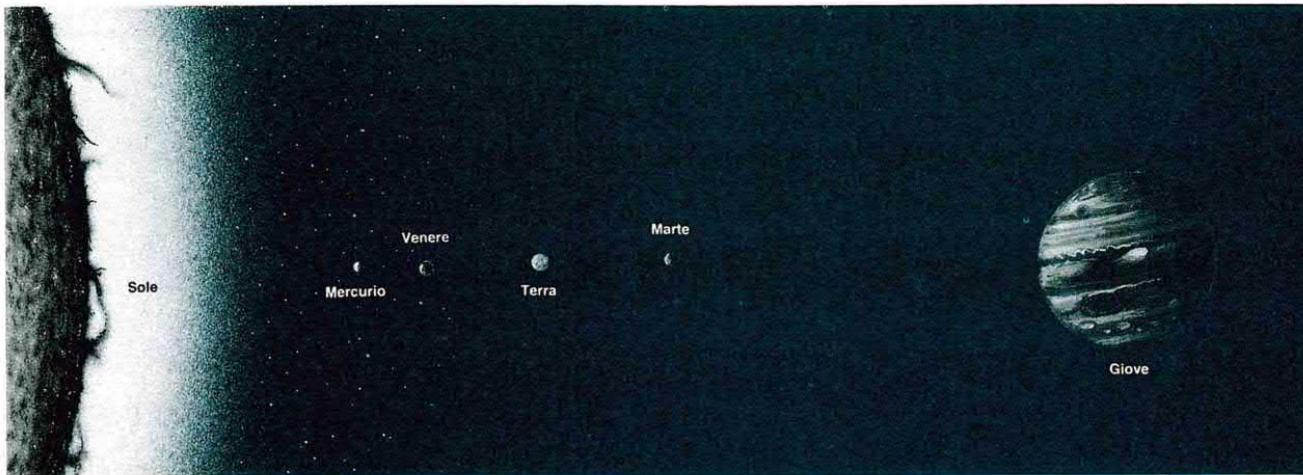


Fig.5 Se uno strato roccioso incontra una certa resistenza, si comprime fino a quando l'ostacolo che impedisce il suo movimento improvvisamente non cede. Questo repentino cedimento determina il terremoto.



Fig.6 I terremoti che si verificano a grande profondità fanno vibrare la crosta terrestre con effetti distruttivi. Un terremoto del 6° grado Richter equivale ad una esplosione sotterranea di 625.000 tonnellate di tritolo.



SISTEMA SOLARE e CIELO STELLATO BOREALE

SOLE Diametro Equatore Km 1.400.000

MERCURIO

Diametro Equatore Km 4.880
 Max distanza dal Sole Km 69.000.000
 Min distanza dal Sole Km 46.000.000
 Ruota attorno al Sole in 88 giorni

VENERE

Diametro Equatore Km 12.100
 Max distanza dal Sole Km 108.000.000
 Min distanza dal Sole Km 107.000.000
 Ruota attorno al Sole in 225 giorni

TERRA

Diametro Equatore Km 12.756
 Circonferenza Equatore Km 40.005
 Max distanza dal Sole Km 152.000.000
 Min distanza dal Sole Km 147.000.000
 Ruota attorno al Sole in 365 giorni 6 ore
 Distanza dalla Luna Km 384.365

LUNA

Diametro Equatore Km 3.476
 Distanza dalla Terra Km 384.365

MARTE

Diametro Equatore Km 6.790
 Max distanza dal Sole Km 248.000.000
 Min distanza dal Sole Km 208.000.000
 Ruota attorno al Sole in 687 giorni

GIOVE

Diametro Equatore Km 142.800
 Max distanza dal Sole Km 816.000.000
 Min distanza dal Sole Km 740.000.000
 Ruota attorno al Sole in ... 11 anni 315 giorni

SATURNO

Diametro Equatore Km 120.000
 Max distanza dal Sole Km 1.510.000.000
 Min distanza dal Sole Km 1.344.000.000
 Ruota attorno al Sole in ... 29 anni 167 giorni

URANO

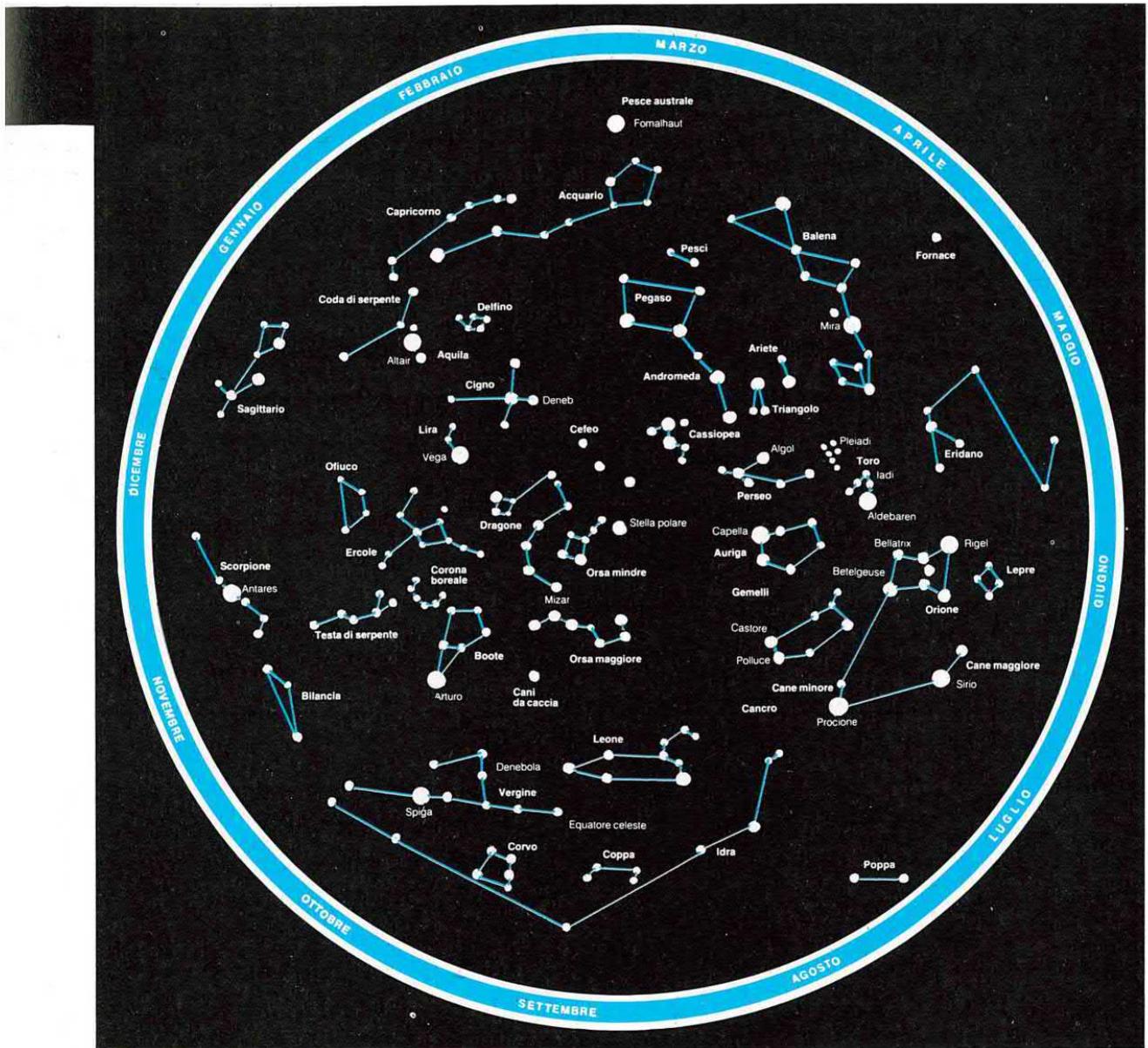
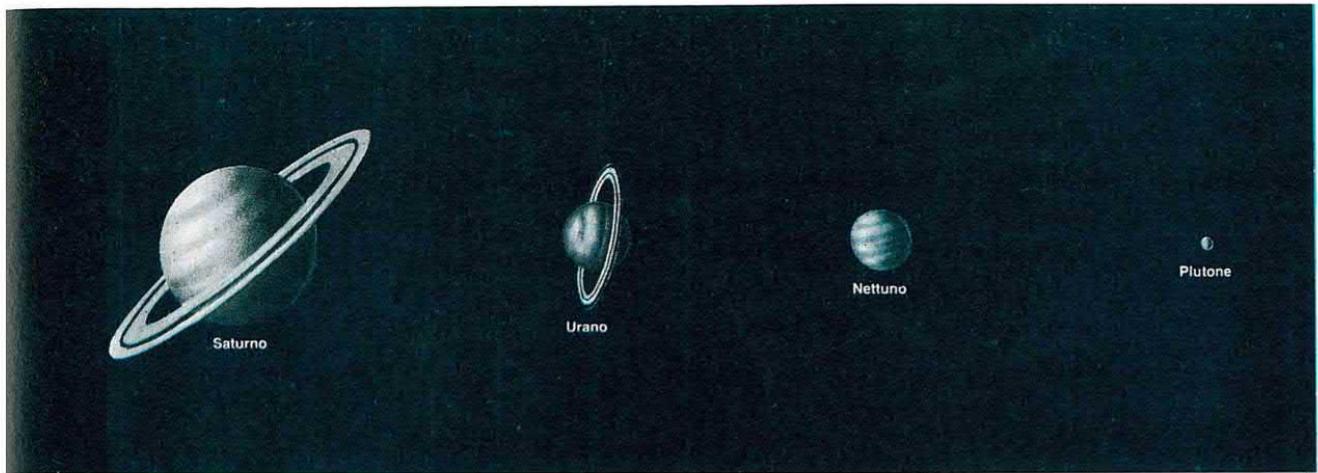
Diametro Equatore Km 47.100
 Max distanza dal Sole Km 3.006.000.000
 Min distanza dal Sole Km 2.735.000.000
 Ruota attorno al Sole in 84 anni 25 giorni

NETTUNO

Diametro Equatore Km 48.550
 Max distanza dal Sole Km 4.535.000.000
 Min distanza dal Sole Km 4.458.000.000
 Ruota attorno al Sole in .. 164 anni 329 giorni

PLUTONE

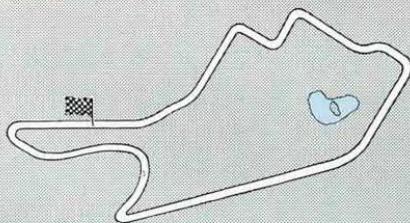
Diametro Equatore Km 6.000
 Max distanza dal Sole Km 7.351.000.000
 Min distanza dal Sole Km 4.453.000.000
 Ruota attorno al Sole in .. 247 anni 310 giorni





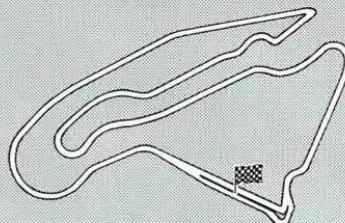
I CIRCUITI della FORMULA 1

AUSTRALIA - Adelaide



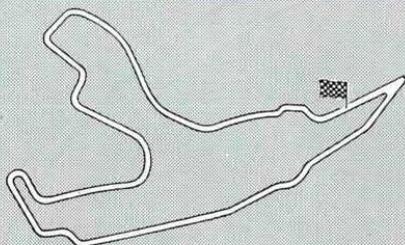
lunghezza pista: km 3,780
Gran Premio giri: 81

FRANCIA - Magny-Cours



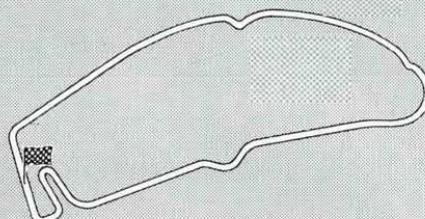
lunghezza pista: km 4,272
Gran Premio giri: 72

BELGIO - Spa-Francorchamps



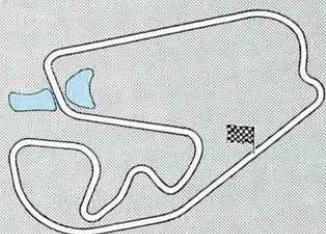
lunghezza pista: km 6,940
Gran Premio giri: 44

GERMANIA - Hockenheim



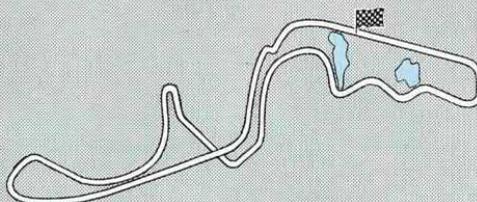
lunghezza pista: km 6,811
Gran Premio giri: 45

BRASILE - Interlagos



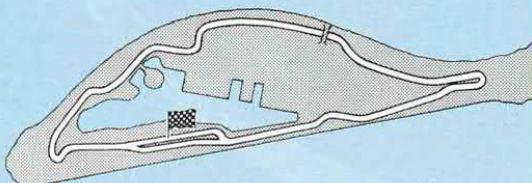
lunghezza pista: km 4,325
Gran Premio giri: 71

GIAPPONE - Suzuka



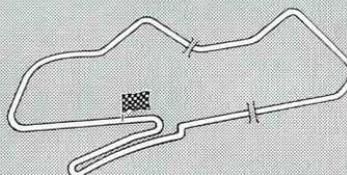
lunghezza pista: km 5,859
Gran Premio giri: 53

CANADA - Montreal



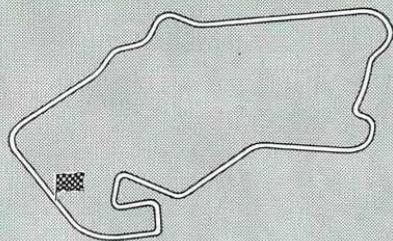
lunghezza pista: km 4,430
Gran Premio giri: 69

INGHILTERRA - Donington



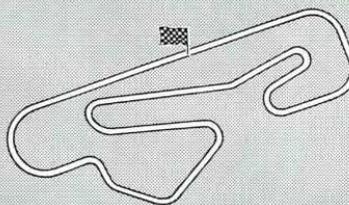
lunghezza pista: km 4,020
Gran Premio giri: 76

INGHILTERRA - Silverstone



lunghezza pista: km 5,220
Gran Premio giri: 59

PORTOGALLO - Estoril



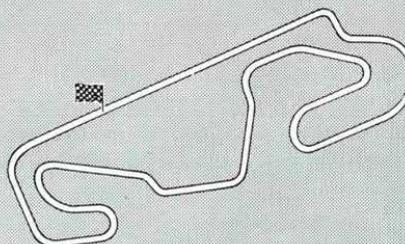
lunghezza pista: km 4,350
Gran Premio giri: 71

ITALIA - Imola



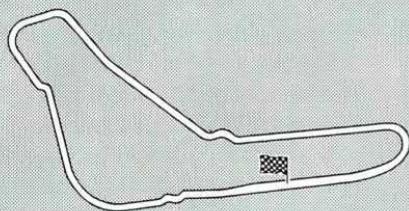
lunghezza pista: km 5,040
Gran Premio giri: 60

SPAGNA - Barcellona



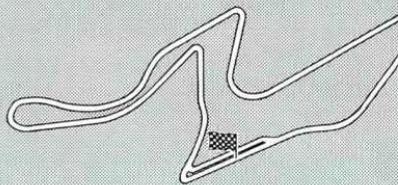
lunghezza pista: km 4,747
Gran Premio giri: 65

ITALIA - Monza



lunghezza pista: km 5,800
Gran Premio giri: 53

SUD AFRICA - Kyalami



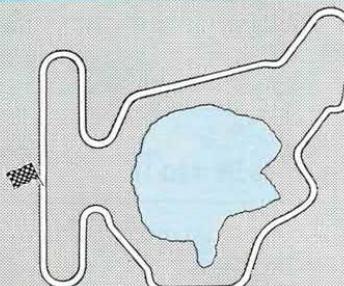
lunghezza pista: km 4,260
Gran Premio giri: 72

MONACO - Montecarlo

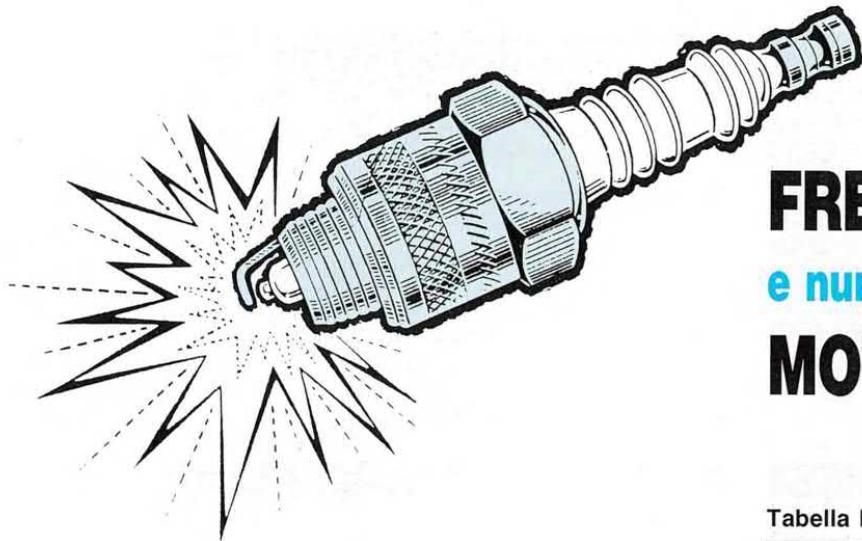


lunghezza pista: km 3,328
Gran Premio giri: 78

UNGHERIA - Budapest



lunghezza pista: km 3,968
Gran Premio giri: 77



FREQUENZA

e numero giri

MOTORI a SCOPPIO

Le formule che riportiamo servono per calcolare la **frequenza** che occorre applicare all'ingresso di un contagiri elettronico affinché questo indichi l'esatto **numero di giri al minuto** per i motori a **4 tempi** e per i motori a **2 tempi**.

MOTORI a 4 TEMPI

Hertz = (Numero cilindri x Numero giri) : 120

MOTORI a 2 TEMPI

Hertz = (Numero cilindri x Numero giri) : 60

Conoscendo la **frequenza** è possibile ricavare il corrispondente **numero di giri al minuto** utilizzando la formula inversa:

MOTORI a 4 TEMPI

Numero giri = (Hertz x 120) : Numero cilindri

MOTORI a 2 TEMPI

Numero giri = (Hertz x 60) : Numero cilindri

Esempio = Abbiamo un motore a **4 cilindri - 4 tempi** e desideriamo conoscere con quale frequenza si aprono e si chiudono le puntine dello spinterogeno :

$$(4 \times 3.000) : 120 = 100 \text{ Hz}$$

Esempio = Abbiamo un motore a **2 cilindri - 2 tempi** e desideriamo conoscere quanti **giri/minuti** corrispondono ad una frequenza di **140 Hz** :

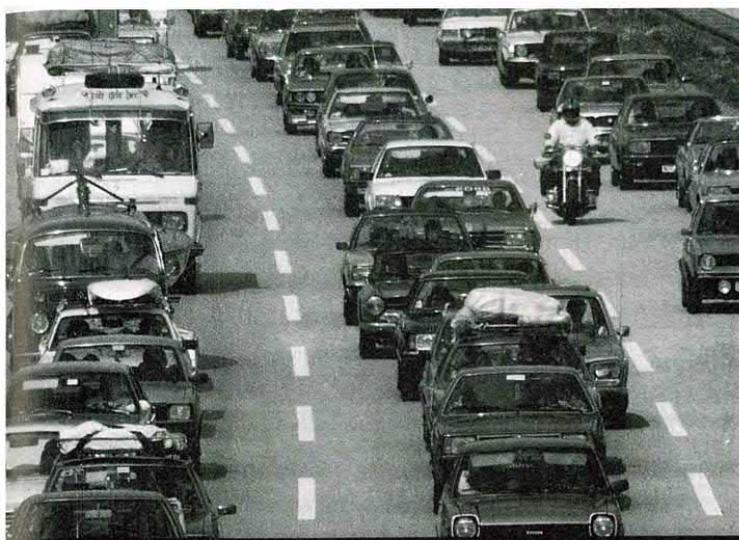
$$(140 \times 60) : 2 = 4.200 \text{ giri/minuto}$$

Tabella N.1 MOTORE 4 TEMPI

NUMERO CILINDRI	GIRI MINUTO	FREQUENZA IN HERTZ
2	1.500	25
2	3.000	50
2	6.000	100
2	7.500	125
2	9.000	150
4	1.500	50
4	3.000	100
4	6.000	200
4	7.500	250
4	9.000	300
6	1.000	50
6	2.000	100
6	3.000	150
6	6.000	300
6	7.500	375
6	9.000	450
8	750	50
8	1.500	100
8	3.000	200
8	6.000	400
8	7.500	500
8	9.000	600

Tabella N.2 MOTORI 2 TEMPI

NUMERO CILINDRI	GIRI MINUTO	FREQUENZA IN HERTZ
1	1.500	25
1	3.000	50
1	6.000	100
1	12.000	200
1	15.000	250
2	1.500	50
2	3.000	100
2	6.000	200
2	12.000	400
2	15.000	500



RUMORE in DECIBEL

L'inquinamento acustico è uno dei tributi che dobbiamo pagare al progresso di questo secolo. Tutti noi infatti subiamo indistintamente le conseguenze dell'essere sottoposti ad un incessante frastuono nelle strade, nei locali adibiti ad attività industriali ed artigianali ed all'interno della nostra stessa casa.

È stato scientificamente dimostrato che i rumori d'ampiezza molto elevata producono effetti indesiderati e dannosi su qualsiasi essere umano, in particolare sull'organo acustico e nervoso, provocando nel tempo **sordità** e **irritabilità**.

Per questo motivo sono vigenti delle Leggi che non consentono il superamento di certi valori in **decibel** di rumore sia di giorno che di notte.

Ad esempio di notte il **rumore** non dovrebbe mai superare i **50 decibel**.

Per misurare quanti **decibel** sono generati da una sorgente di rumore è necessario uno strumento chiamato **Fonometro** (vedi rivista Nuova Elettronica N.150, kit LX.1056).

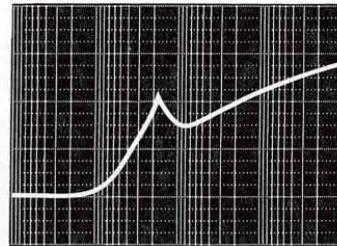
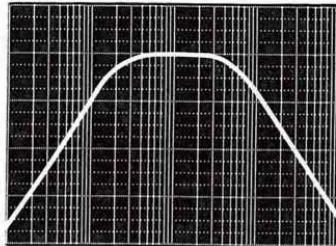
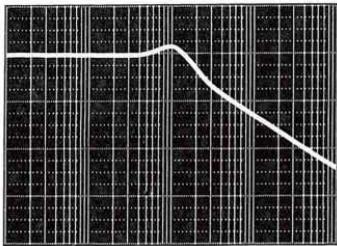
Con questo **Fonometro** potrete verificare se una zona residenziale è più tranquilla di un'altra, se il rumore generato dal tubo di scappamento della vostra moto supera il massimo livello consentito ed inoltre potrete misurare quanti decibel sono presenti nei locali di lavoro e quanto inquinano acusticamente le auto nel traffico cittadino.

Il rumore **minimo** che l'orecchio umano riesce a percepire è di **0 decibel**.

Il rumore **massimo**, indicato anche come **soglia del dolore**, è di circa **120 decibel**.

Nella **Tabella N.1** abbiamo riportato la misura del rumore generato da diverse sorgenti in **decibel**.

TABELLA N.1		dB
SOGLIA del DOLORE		125 120
AEREO a REAZIONE		118 115
MARTELLLO pneumatico		110 95
AEREO ad ELICA		100 90
PRESSA industriale		100 95
SEGA circolare		95 98
MEGA DISCOTECA		95 90
CLACSON di potenza		93 90
PASSAGGIO treno		92 90
COMPLESSO industriale		86 80
ZONA industriale		80 75
OFFICINA meccanica		78 75
TRAFFICO di città		75 70
ZONE residenziali		50 45
ZONE di campagna		40 30
VENTO impetuoso		35 30
PARLATO a voce bassa		25 20
VENTO leggero		20 15



CARTA LOGARITMICA per TRACCIATI

Per tracciare le **curve** di risposta di un qualsiasi **filtro** Cross/Over - Passa/Alto - Passa/Basso, oppure la **banda passante** di un amplificatore, o il guadagno o l'attenuazione di un **controllo di toni**, ecc., occorre una **carta logaritmica** e, poichè è molto difficile reperirla in una qualsiasi cartoleria, abbiamo pensato di riprodurre sulle pagine di questo volume due carte, una che potrete utilizzare per tracciare le curve del **guadagno** ed una che potrete utilizzare per tracciare, contemporaneamente, la curva di un **guadagno** e la curva di una **attenuazione**.

Poichè di queste carte ne userete un certo numero, vi consigliamo di **duplicarle** recandovi presso una cartoleria, o tabaccheria, che disponga di una **fotocopiatrice**.

Nella carta riprodotta in fig.20 troverete indicata, in basso, la **frequenza**.

I numeri da **10** a **100.000** (100K) li potrete considerare **Hz** se la utilizzerete per segnali di **bassa frequenza**, oppure **KHz** o **MHz** se la utilizzerete per segnali di **alta frequenza**.

Sul lato sinistro, in senso **verticale**, è riportata una scala graduata da **0 dB** a **15 dB**, mentre sul lato **destro**, sempre in senso **verticale**, questa scala appare graduata da **0 dB** a **30 dB**.

In funzione delle misure che dovrete effettuare, potrete prendere come riferimento la scala di sinistra, se sapete di non dover mai superare i **15 dB**, diversamente, dovrete usare la scala di destra che vi consente di arrivare fino a **30 dB**.

Nella carta riprodotta in fig.21 troverete, in basso, la **frequenza** e, a sinistra, in senso verticale, i **dB**. A differenza della carta precedente, gli **0 dB** sono riportati a metà scala.

Sul lato **sinistro**, in senso **verticale**, è riportata una scala graduata da **-15 dB** a **+15 dB**, mentre sul lato **destro**, sempre in senso **verticale**, questa scala appare graduata da **-30 dB** a **+30 dB**.

In funzione delle misure che dovrete effettuare, potrete prendere come riferimento la scala di sinistra, se sapete di non dover mai scendere sotto i

-15 dB o di non dover mai superare i **15 dB**, diversamente, dovrete usare la scala di destra che consente di scendere fino a **-30 dB** e di salire fino a **30 dB**.

TRACCIARE una BANDA PASSANTE

Per tracciare la **banda passante** di un qualsiasi amplificatore dovrete applicare sull'ingresso un'onda **sinusoidale** e sulla resistenza di **carico** un **oscilloscopio** (vedi fig.1).

Dovrete quindi ruotare la sintonia del **Generatore** sui **1.000 Hz** e regolare il segnale d'uscita in modo da far apparire, sullo schermo dell'oscilloscopio, un segnale che copra **6 quadretti**.

A questo punto, sulla **carta logaritmica** tracciate un **punto** sulla riga degli **0 dB** in corrispondenza dei **1.000 Hz** (vedi fig.6).

Poichè l'oscilloscopio non effettua misure **logaritmiche**, ma **lineari**, per sapere di quanto si attenuerà il segnale in **dB** dovrete far riferimento a quanto segue:

0 dB di attenuazione	=	6 quadretti
3 dB di attenuazione	=	4 quadretti
6 dB di attenuazione	=	3 quadretti
12 dB di attenuazione	=	1,5 quadretti
15 dB di attenuazione	=	1 quadretto

Senza modificare l'ampiezza del segnale del **Generatore**, iniziate a salire in **frequenza** fino a quando l'ampiezza della sinusoide che appare sullo schermo non inizierà ad attenuarsi.

Amesso che ciò avvenga verso i **15.000 Hz**, metterete un **punto** in corrispondenza di questa frequenza, poi salite ancora in frequenza fino a raggiungere la posizione in cui la **sinusoide** da **6 quadretti** scenderà a **4 quadretti**.

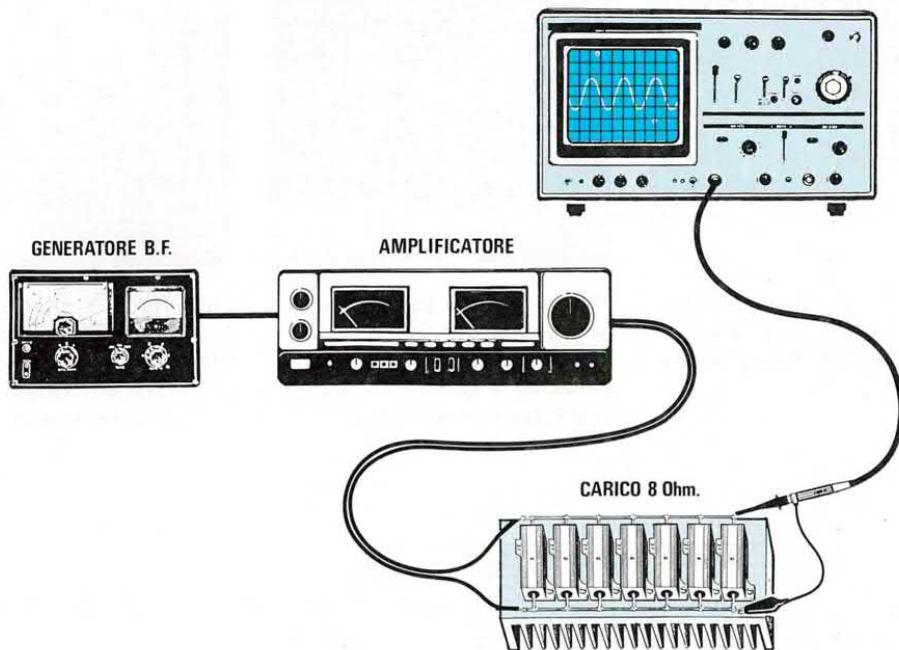


Fig.1 Per tracciare la Banda Passante di un qualsiasi amplificatore di BF, dovrete applicare sulla sua uscita una SONDA di CARICO da 8 o da 4 ohm e collegare ad essa un oscilloscopio. Da un Generatore di BF preleverete un segnale a 1.000 Hz, poi regolerete l'ampiezza del segnale d'uscita in modo da ottenere sull'oscilloscopio un'onda sinusoidale alta 6 quadretti (vedi fig.3).

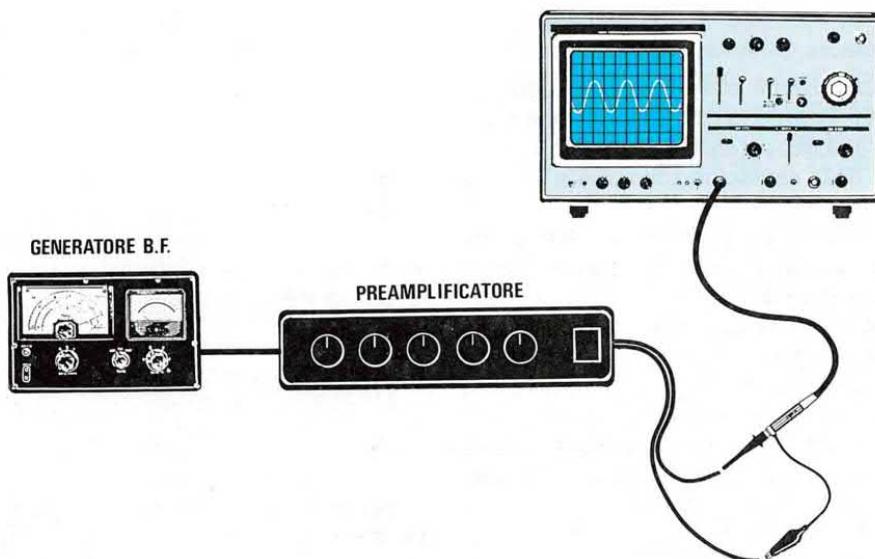


Fig.2 Per tracciare la curva di esaltazione e di attenuazione dei Controlli di Tono, dovrete collegare l'oscilloscopio all'uscita del preamplificatore e regolare l'ampiezza del Generatore di BF in modo da ottenere sull'oscilloscopio un'onda sinusoidale alta 1 quadretto per l'ESALTAZIONE ed un'onda alta 6 quadretti per l'ATTENUAZIONE.

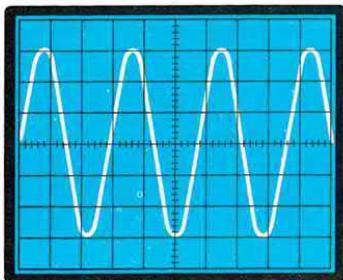


Fig.3 Per tracciare la banda passante di un amplificatore dovreste partire con una frequenza di 1.000 Hz ed un segnale che copra 6 quadretti.

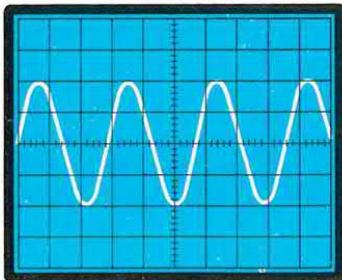


Fig.4 A questo punto, ruotate la sintonia del Generatore di BF fino ad ottenere una sinusoide di 4 quadretti. Questa ampiezza corrisponde a -3 dB.

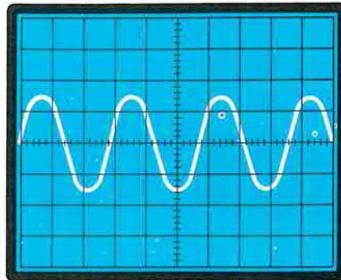


Fig.5 Ruotate ulteriormente la sintonia del Generatore di BF fino ad ottenere una sinusoide di 3 quadretti. Questa ampiezza corrisponde a -6 dB.

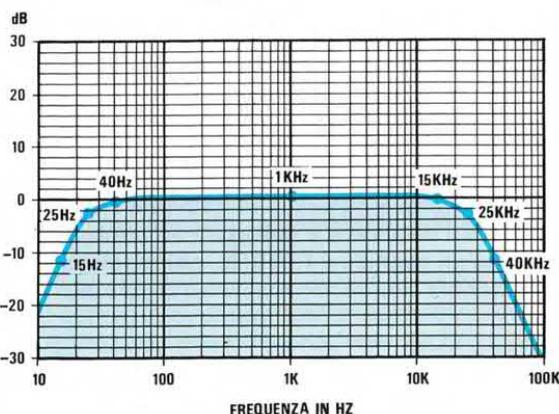


Fig.6 Quando l'ampiezza della sinusoide scende dagli iniziali 6 quadretti a 4 quadretti, leggete il valore della frequenza e mettete un "punto" a -3 dB. Quando scende a 3 quadretti, leggete la frequenza e mettete un "punto" a -6 dB, quando scende a 1,5 quadretti mettete un "punto" a -12 dB e quando scende a 1 quadretto mettete un "punto" a -15 dB. Congiungendo tutti i punti riportati sulla carta logaritmica, otterrete la banda passante del vostro amplificatore.

Se questa condizione si verifica a **25.000 Hz**, metterete un altro **punto** in corrispondenza di questa frequenza, a **-3 dB**, poi salite ancora fino a quando l'ampiezza della sinusoide scenderà a soli **1,5 quadretti**.

Se questa condizione si verifica a **40.000 Hz**, metterete un altro **punto** in corrispondenza di questa frequenza a **-12 dB**.

In questo modo avrete appurato che la **massima** frequenza che può raggiungere il vostro amplificatore a **-3 dB**, è di **25.000 Hz**.

Ora, con il vostro **Generatore** scenderete in **frequenza**, fino a quando l'ampiezza della sinusoide che appare sullo schermo non inizierà ad attenuarsi.

Amnesso che ciò si verifichi verso i **40 Hz**, metterete un **punto** in corrispondenza di questa frequenza, poi scendete ancora in frequenza fino a raggiungere la posizione in cui l'ampiezza della **sinusoide** da **6 quadretti** diminuirà a **4 quadretti**.

Se questa condizione si verifica a **25 Hz**, tracciate un altro **punto** in corrispondenza di questa frequenza, a **-3 dB**, poi scendete ancora fino a quando l'am-

piezza della sinusoide diminuirà a soli **1,5 quadretti**.

Se questa condizione si verifica a **15 Hz**, mettetevi un altro **punto** in corrispondenza di questa frequenza, a **-12 dB**.

In questo modo avrete appurato che la **minima** frequenza che può raggiungere il vostro amplificatore a **-3 dB**, è di **25 Hz** (vedi fig.6).

TRACCIATO di un CONTROLLO di TONI

Dopo aver ruotato a **metà corsa** i due potenziometri del **controllo di toni** di un preamplificatore, applicate sul suo ingresso un'onda **sinusoidale** dopo averla prelevata da un qualsiasi **Generatore** e sulla sua uscita il vostro **oscilloscopio** come visibile in fig.2.

Per tracciare l'**esaltazione** dei toni **bassi** dovrete sintonizzare il **Generatore** sui **1.000 Hz**, regolare la sua ampiezza in modo da ottenere sullo schermo dell'**oscilloscopio** un segnale che copra **1 quadretto**, poi ruotare la manopola del potenziometro

per la **massima esaltazione**.

A questo punto ruoterete la sintonia del **Generatore** da **1.000 Hz** verso i **10 Hz**, verificando poi quando l'ampiezza del segnale raggiungerà i seguenti valori:

- 1,5 quadretti** corrispondenti a **+ 3 dB**
- 2,0 quadretti** corrispondenti a **+ 6 dB**
- 4,0 quadretti** corrispondenti a **+ 12 dB**
- 5,5 quadretti** corrispondenti a **+ 15 dB**

Nella riga dei **dB** metterete quindi un punto in corrispondenza delle **frequenze** sulle quali avrete ottenuto questi **numeri** di quadretti.

Amnesso che ciò si sia verificato a queste frequenze:

- 1,5 quadretti** a **600 Hz**
- 2,0 quadretti** a **300 Hz**
- 4,0 quadretti** a **100 Hz**
- 5,5 quadretti** a **60 Hz**

tracciate dei **punti** come visibile in fig.13, poi congiungeteli e, così facendo, otterrete la curva di **esaltazione dei bassi**.

Per tracciare l'**attenuazione** dei toni **bassi** dovrete ruotare il potenziometro a metà corsa e sintonizzare poi il **Generatore** sulla frequenza di **1.000 Hz**, alzando il livello di uscita in modo da ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio un segnale che copra **6 quadretti**.

A questo punto, ruoterete la manopola del potenziometro dei **toni bassi** per la **massima attenuazione**, poi la sintonia del **Generatore** da **1.000 Hz** verso i **10 Hz** e quando l'ampiezza del segnale raggiungerà questi valori:

- 4,0 quadretti** corrispondenti a **- 3 dB**
- 3,0 quadretti** corrispondenti a **- 6 dB**
- 1,5 quadretti** corrispondenti a **-12 dB**
- 1 quadretto** corrispondente a **-15 dB**

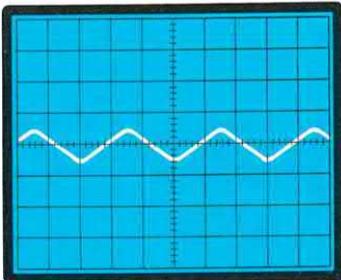


Fig.7 Per tracciare l'**ESALTAZIONE** di un controllo di **TONI**, ruotate il potenziometro a metà corsa, poi partite con una frequenza di **1.000 Hz** ed un segnale che copra **1 quadretto**.

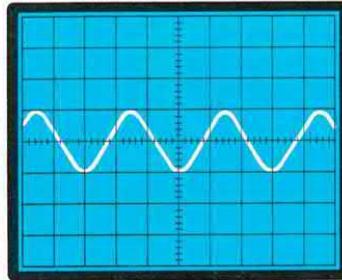


Fig.8 Ruotate il potenziometro per la massima esaltazione, poi la sintonia del **Generator BF** da **1.000** a **10 Hz**. Quando il segnale salirà a **2 quadretti**, l'esaltazione sarà di **+ 6 dB**.

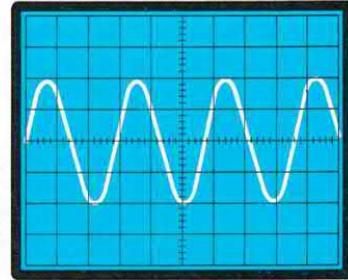


Fig.9 Quando il segnale salirà a **4 quadretti** avrete un'esaltazione di **+ 12 dB**. Sulla carta logaritmica segnate un punto in corrispondenza delle frequenze **+ 6 dB**, **+ 12 dB** e **+ 15 dB**.

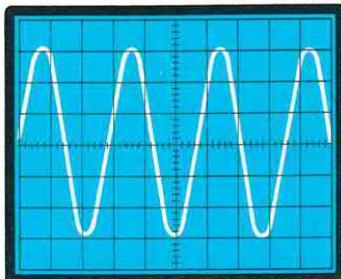


Fig.10 Per tracciare l'**ATTENUAZIONE** di un controllo di **TONI**, ruotate il potenziometro a metà corsa, poi partite con una frequenza di **1.000 Hz** ed un segnale che copra **6 quadretti**.

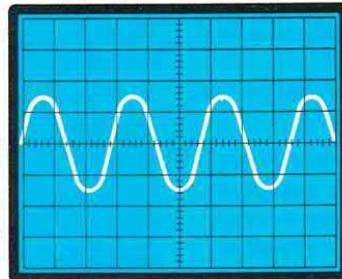


Fig.11 Ruotate il potenziometro per la massima attenuazione e la sintonia del **Generator BF** da **1.000** a **10 Hz**. Quando il segnale scenderà a **3 quadretti**, l'attenuazione sarà di **- 6 dB**.

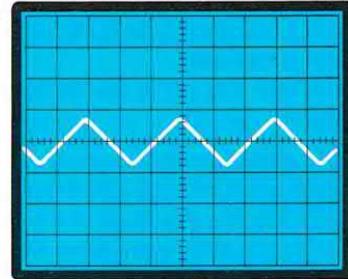


Fig.12 Quando il segnale scenderà a **1,5 quadretti** avrete una attenuazione di **-12 dB**. Sulla carta logaritmica segnate un punto in corrispondenza delle frequenze **-6 dB**, **-12 dB** e **-15 dB**.

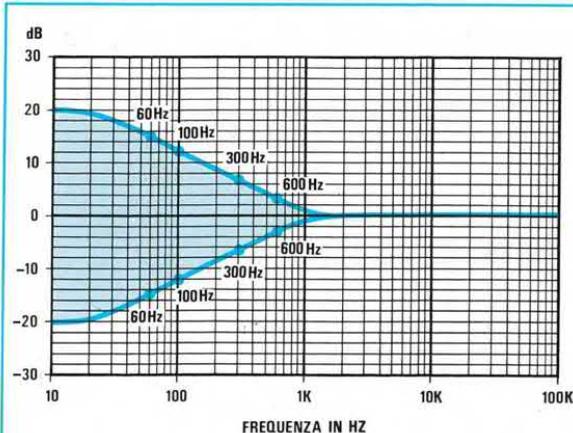


Fig. 13 Per tracciare la curva di risposta dei toni Bassi, segnate un punto sulla linea dei -3 -6 -12 -15 dB e dei +3 +6 +12 +15 dB in corrispondenza delle frequenze a cui il segnale scende o sale sui quadretti indicati.

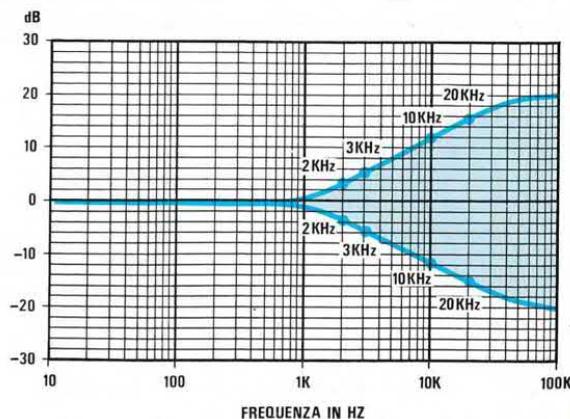


Fig. 14 Per tracciare la curva di risposta dei toni Acuti, segnate un punto sulla linea dei -3 -6 -12 -15 dB e dei +3 +6 +12 +15 dB in corrispondenza delle frequenze a cui il segnale scende o sale sui quadretti indicati.

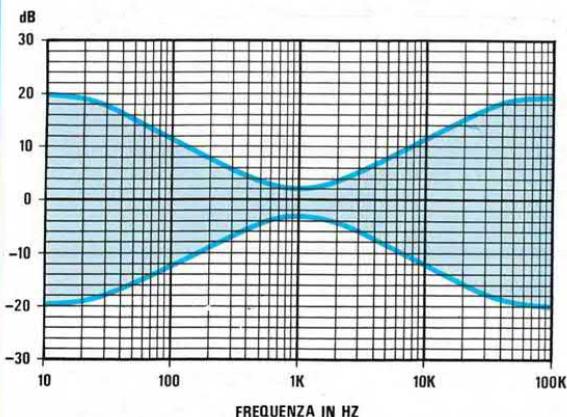


Fig. 15 Le curve di esaltazione e di attenuazione dei controlli di Tono, anziché venire suddivise in toni Bassi (vedi fig. 13) ed in toni Acuti (vedi fig. 14), vengono tracciate su una sola carta logaritmica avente lo "0 dB" centrale (vedi tracciato riportato in fig. 21). La curva dell'esaltazione è sopra allo "0" e quella dell'attenuazione sotto allo "0".

nella riga dei dB metterete dei punti in corrispondenza delle frequenze sulle quali avrete ottenuto questi numeri di quadretti.

Amesso che ciò si sia verificato su queste frequenze:

- 4,0 quadretti a 600 Hz
- 3,0 quadretti a 300 Hz
- 1,5 quadretti a 100 Hz
- 1 quadretto a 60 Hz

segnerete dei punti come visibile in fig. 13, poi li congiungerete e, così facendo, otterrete la curva di attenuazione dei toni bassi.

Per tracciare la curva di esaltazione e di attenuazione dei toni acuti agirete così come abbiamo spiegato per i toni bassi, con la sola differenza che anzi-

chè ruotare la sintonia del Generatore da 1.000 Hz a 10 Hz, la dovrete ruotare da 1.000 Hz verso i 20.000 Hz (vedi fig. 14).

CURVA FILTRI CROSS-OVER

Per tracciare la curva di risposta di un filtro Cross-Over a 3 vie, dovrete collegare l'oscilloscopio all'ingresso del filtro e sintonizzare il Generatore sulla frequenza di 1.000 Hz, alzando il livello di uscita in modo da ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio un segnale che copra 6 quadretti.

A questo punto collegherete l'oscilloscopio sui terminali dell'altoparlante dei Bassi, poi, partendo da 10 Hz, ruoterete la sintonia del Generatore verso i 1.000 Hz fino a quando l'ampiezza del segnale raggiungerà, sullo schermo dell'oscilloscopio, questi valori:

6,0 quadretti corrispondenti a 0 dB
 4,0 quadretti corrispondenti a -3 dB
 3,0 quadretti corrispondenti a -6 dB
 1,5 quadretti corrispondenti a -12 dB
 1 quadretto corrispondente a -15 dB

Nella riga dei dB metterete dei punti in corrispondenza delle frequenze sulle quali avrete ottenuto questi quadretti, quindi li congiungerete tra loro in modo da ottenere la curva di taglio del filtro Cross-Over dei Bassi.

Eseguita questa operazione, dovrete collegare l'oscilloscopio sui terminali dell'altoparlante dei Medi e, sempre partendo da 10-20 Hz, ruoterete la sintonia del Generatore verso i 15.000 Hz fino a quando l'ampiezza del segnale raggiungerà, sullo schermo dell'oscilloscopio, questi valori:

6,0 quadretti corrispondenti a 0 dB
 4,0 quadretti corrispondenti a -3 dB
 3,0 quadretti corrispondenti a -6 dB
 1,5 quadretti corrispondenti a -12 dB
 1 quadretto corrispondente a -15 dB

Nella riga dei dB metterete dei punti in corrispondenza delle frequenze sulle quali avrete ottenuto questi numeri di quadretti, quindi li congiungerete tra lo-

ro in modo da ottenere la curva di taglio del filtro Cross-Over dei Medi.

Eseguita questa operazione, dovrete collegare l'oscilloscopio sui terminali dell'altoparlante degli Acuti e, partendo da 1.000 Hz, ruoterete la sintonia del Generatore verso i 50.000 Hz.

Quando l'ampiezza del segnale raggiungerà questi valori:

6,0 quadretti corrispondenti a 0 dB
 4,0 quadretti corrispondenti a -3 dB
 3,0 quadretti corrispondenti a -6 dB
 1,5 quadretti corrispondenti a -12 dB
 1 quadretto corrispondente a -15 dB

nella riga dei dB metterete dei punti in corrispondenza delle frequenze sulle quali avrete ottenuto questi numeri di quadretti, quindi li congiungerete tra loro in modo da ottenere la curva di taglio del filtro Cross-Over degli Acuti.

Al termine di questa operazione otterrete una curva di risposta come quella visibile in fig.19.

Le operazioni sopradescritte valgono anche per l'alta frequenza, per tracciare le curve di filtri Passa/Basso - Passa/Alto - Passa/Banda.

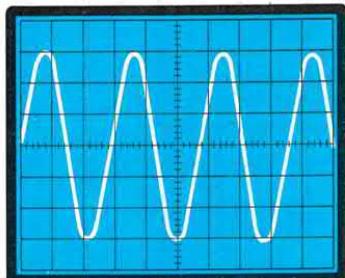


Fig. 16 Per tracciare le curve di un filtro Cross-Over, iniziate con un segnale che copra 6 quadretti, ampiezza che dovrete considerare come "0 dB".

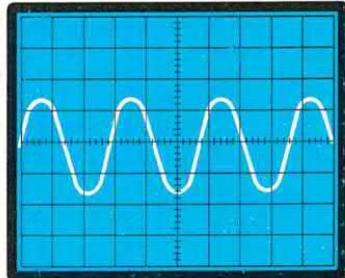


Fig. 17 A questo punto, ruotate la sintonia del Generatore di BF fino ad ottenere una sinusoide di 3 quadretti. Questa ampiezza corrisponde a -6 dB.

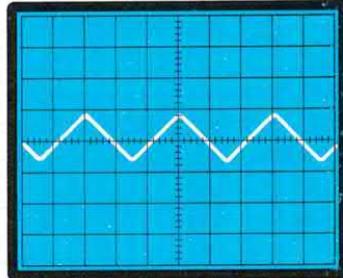


Fig. 18 Ruotate ulteriormente la sintonia del Generatore di BF fino ad ottenere una sinusoide di 1,5 quadretti, ampiezza che corrisponde a -12 dB.

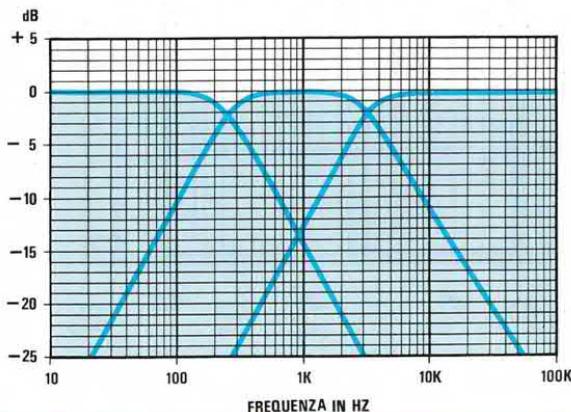


Fig. 19 Per ottenere un grafico più leggibile, conviene riscrivere il lato sinistro della scala verticale con +5 0 -5 -10 -15 -20 -25 dB. In corrispondenza delle frequenze alle quali il segnale copre 6 quadretti (vedi fig. 16), tratterete una linea sugli "0 dB", poi, quando questo segnale inizierà a scendere, segnerete dei punti sui -3 -6 -12 -15 dB in corrispondenza delle varie frequenze.

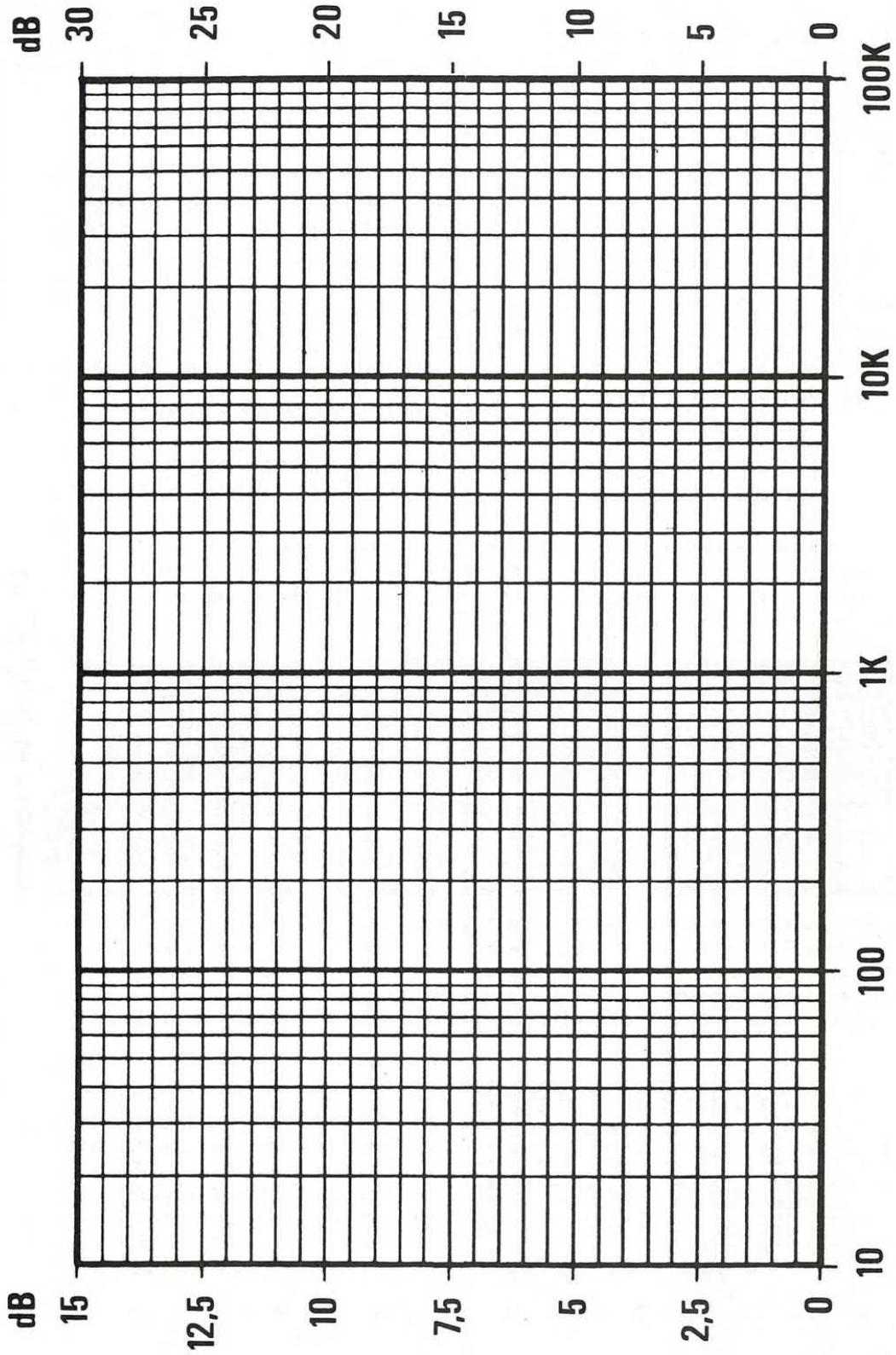
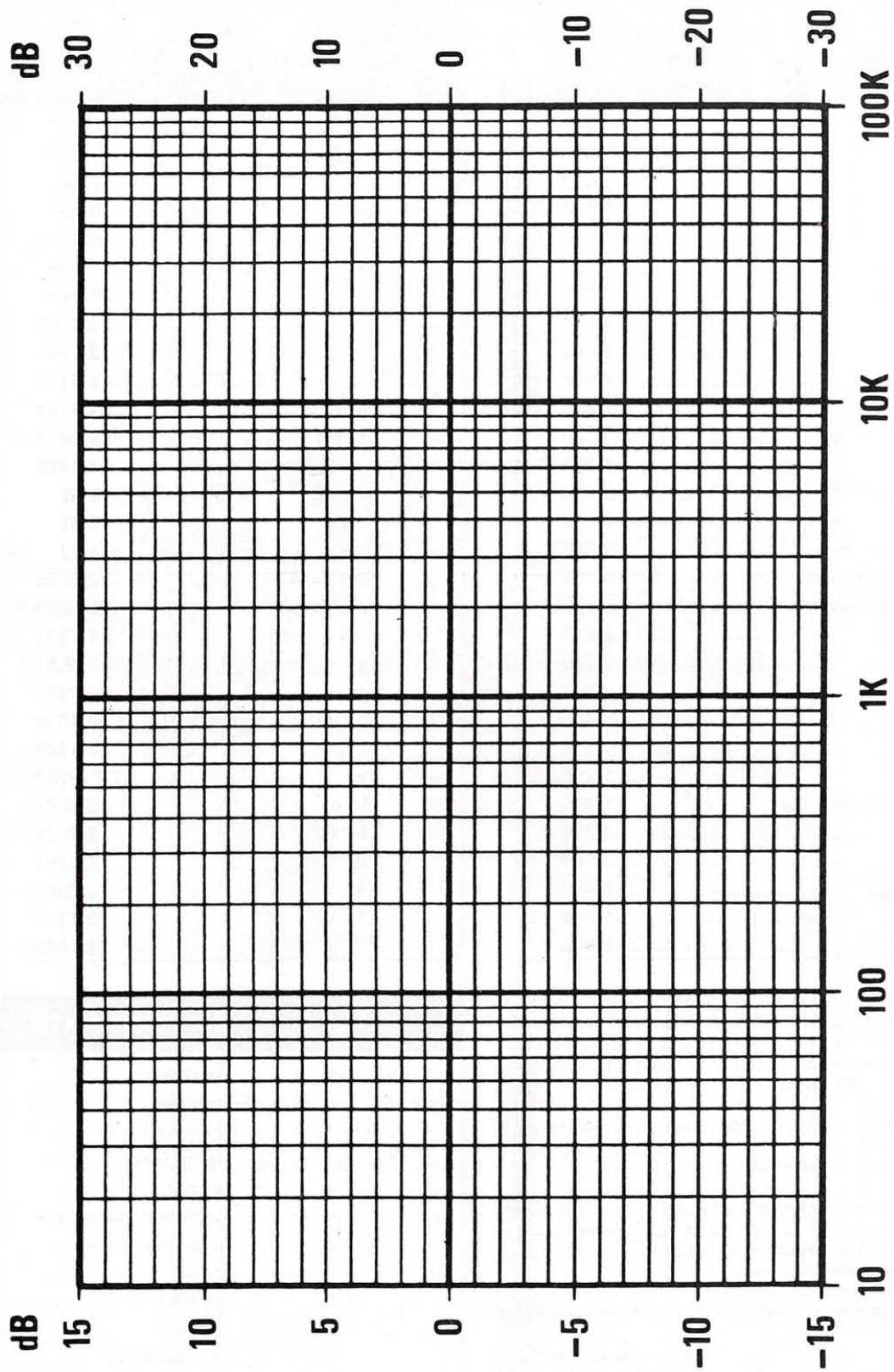


Fig.20

FREQUENZA



FREQUENZA

Fig.21

VELOCITÀ PROPAGAZIONE del SUONO

tramite	metri al secondo
Aria	340
Acqua	1.480
Acciaio	5.050
Alluminio	5.200
Azoto	338
Calcestruzzo	3.100
Elio	971
Ferrite	4.880
Ferro	5.000
Granito	3.950
Gomma dura	1.400
Gomma molle	70
Idrogeno	1.305
Legno di abete	3.320
Legno di olmo	1.013
Legno di pino	3.600
Legno di quercia	4.100
Legno di sughero	500
Marmo	3.810
Mattoni	3.600
Nichel	4.973
Ottone	3.400
Ossigeno	316
Piombo	1.250
Policarbonato	1.400
PVC duro	1.700
Rame	3.500
Stagno	2.490
Vetro	5.500
Zinco	2.680

COSTANTI NUMERICHE

Simbolo	Valore
π	3,141592
$\pi : 2$	1,5708
$\pi : 3$	1,0472
$\pi : 4$	0,7854
$1 : \pi$	0,3183
$2 : \pi$	0,6366
π^2	9,8696
π^3	31,0063
$1 : 2 \pi$	0,1591
$\sqrt{2}$	1,4142
$4 \times \pi^2$	39,4784
$\pi^2 : 4$	2,4674
$\pi \times \sqrt{2}$	4,4429
$\pi : \sqrt{2}$	2,2214
$\sqrt{2\pi}$	2,5066
$\sqrt{\pi}$	1,7724
$2 \pi \times 42$	263,89
$2 \pi \times 50$	314,16
$\sqrt{3}$	1,7321
g	9,81
g²	96,2361
1 : g	0,1019
\sqrt{g}	3,1321
e	2,718281
lg e	0,4343
ln 10	2,3026
e²	7,3891
1 : e	0,3679
1 : e²	0,1353
$\sqrt{10}$	3,1623

Nella Tabella qui in alto sono indicati i valori della velocità di propagazione del **suono** in **metri al secondo**, nella Tabella accanto, sulla destra, sono elencati i valori delle **costanti numeriche**, mentre qui di lato i più comuni **simboli matematici** con il relativo significato.

Per maggiore chiarezza, qui di seguito riportiamo la descrizione del significato dei simboli presenti nell'elenco delle **costanti numeriche**:

- e** = base dei logaritmi naturali o numero di Neper
- g** = costante di accelerazione di gravità in metro al secondo quadrato
- lg** = logaritmo decimale
- ln** = logaritmo naturale
- π** = costante usata in molte formule matematiche

Nota: Nell'uso pratico alcune di queste **costanti numeriche** non vengono usate "per esteso", ma soltanto fino al secondo decimale, vedi ad esempio $\pi = 3,14$ anziché **3,141592**.

SIMBOLI MATEMATICI e SIGNIFICATO

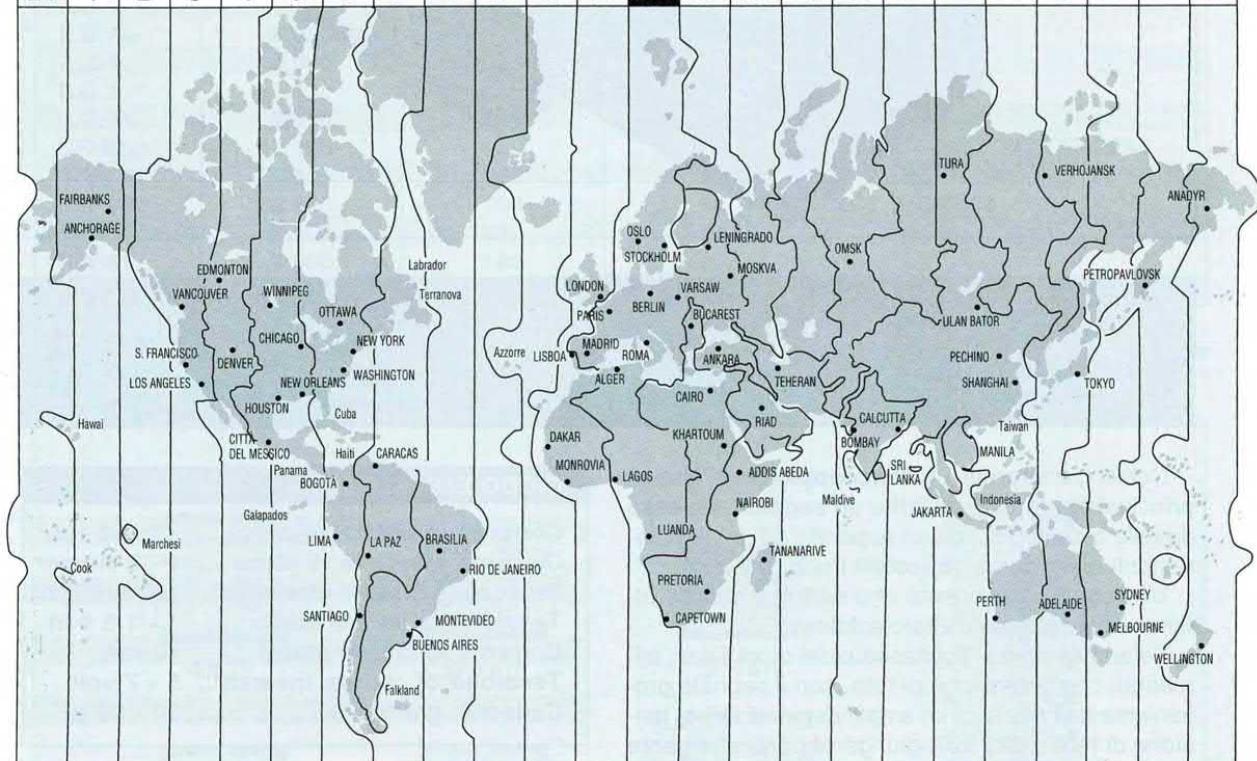
 	parallelo
=	uguale
≠	non uguale
>	maggiore
<	minore
≥	uguale o maggiore
≤	uguale o minore
~	circa
∞	infinito
/	diviso
·	moltiplicato
%	per cento
‰	per mille

FUSI ORARI

Orari del giorno precedente

Orari del giorno in corso

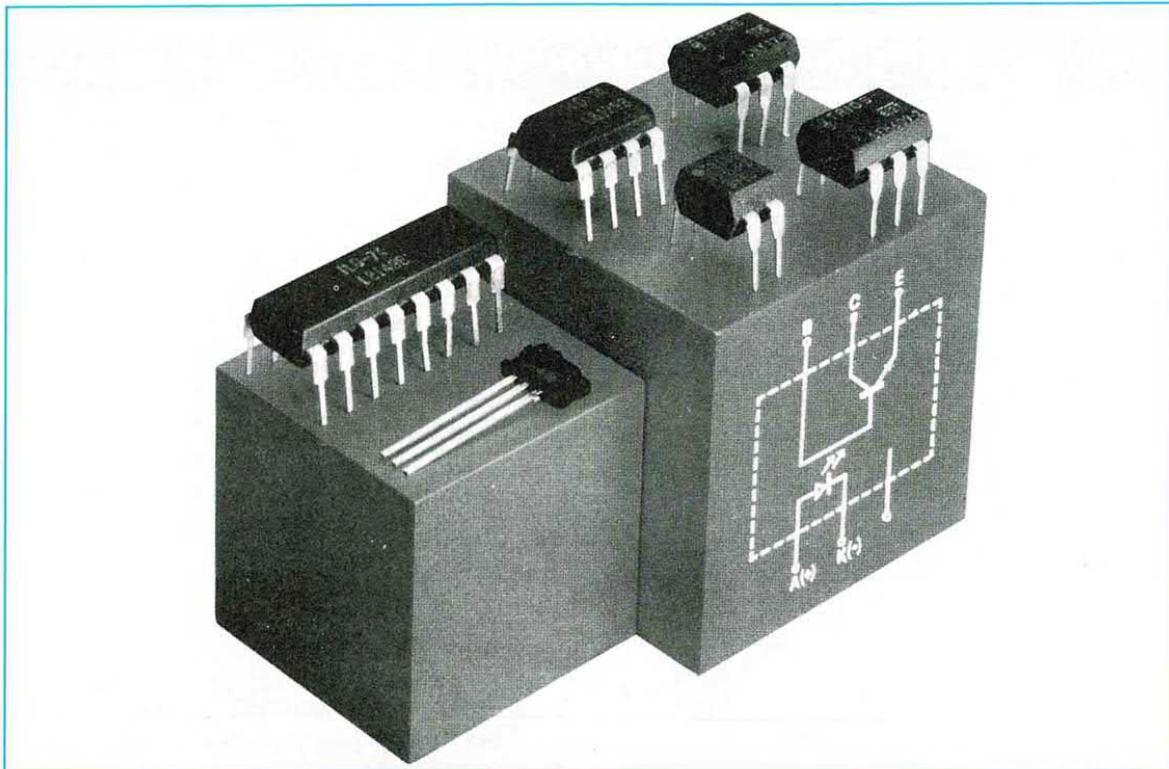
13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23



1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1
3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2
4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3
5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4
6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5
7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6
8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7
9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8
10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9
11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11

Orari del giorno in corso

Orari del giorno successivo



FOTOACCOPPIATORI

Come già saprete i **fotoaccoppiatori** si usano principalmente per trasferire un segnale, sia esso digitale o analogico, da un apparato ad un altro, tenendoli elettricamente **isolati** l'uno dall'altro.

Una condizione questa che sarebbe difficile ottenere senza questo "fotoisolatore".

Se ad esempio si eccitassero dei diodi Triac, alimentati con la tensione di rete, con il segnale proveniente dall'uscita di un amplificatore di BF, la tensione di rete a **220 volt** giungerebbe direttamente sull'amplificatore, per cui diventerebbe alquanto pericoloso toccare il mobile, il giradischi, ecc.

Così se si collegasse l'uscita di un computer ad un qualsiasi circuito esterno alimentato da una tensione continua o alternata, senza utilizzare dei **fotoaccoppiatori** questa tensione potrebbe rientrare nel computer e danneggiarlo.

Di solito questi fotoaccoppiatori sono garantiti per un isolamento da **1.000 a 5.000 volt**, ma ne esistono anche altri di dimensioni e forme diverse, per i quali viene garantito un isolamento di ben **15.000 volt**.

Poiché questi ultimi vengono utilizzati di rado nelle normali applicazioni hobbistiche, ci soffermeremo sui tipi più comuni e di più ampia diffusione.

DIODO EMITTENTE

Corrente massima continua ..	50 - 60 mA
Corrente massima di picco ...	2 - 3 Amper
Potenza massima dissipata ..	100 milliWatt
Tensione di lavoro media	1 - 1,5 volt
Corrente di lavoro media	10 mA
Tensione di rottura inversa ..	5 - 7 volt
Capacità giunzione	30 - 80 pF

TRANSISTOR RICEVENTE

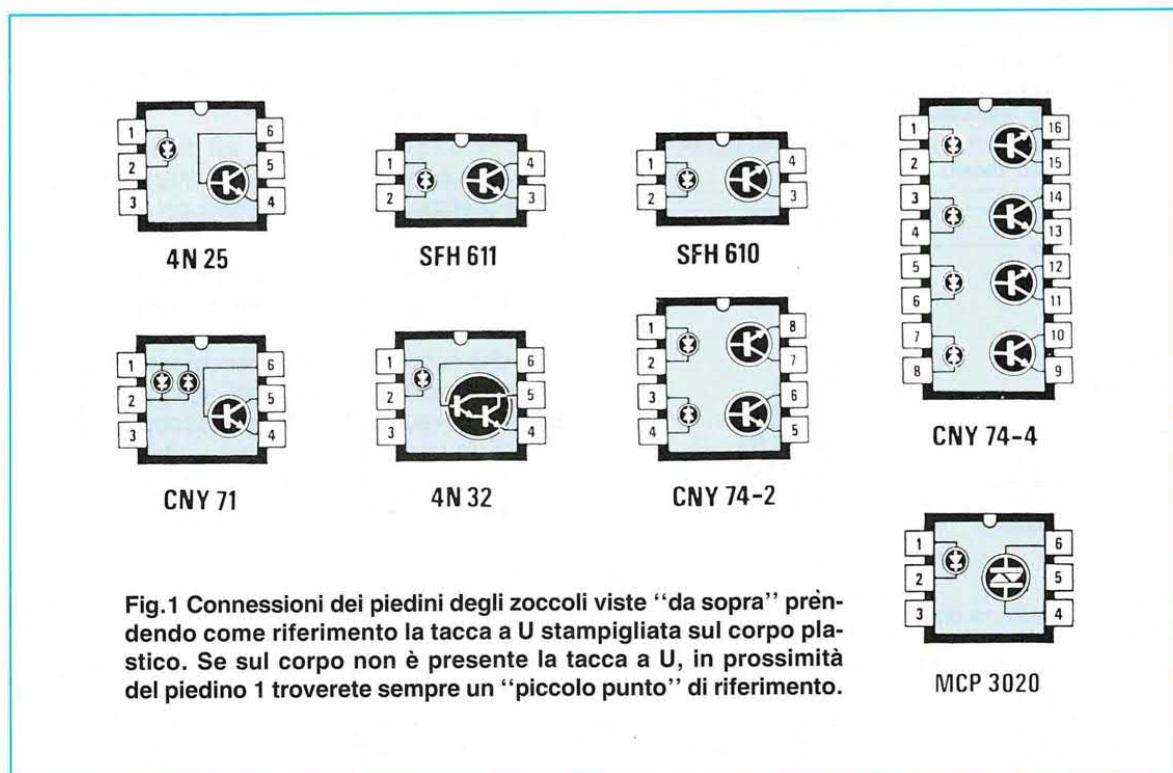
Volt max. Collet./Emett	30 - 70 volt
Corrente massima collettore .	50 mA
Potenza dissipata	100 - 200 mW
Velocità di commutazione	4-10 microsec

ISOLAMENTO DIODO/TRANSISTOR

Isolamento	1.000-5.000 volt
Capacità di accoppiamento	0,3 - 1 pF

SIGLA	Volt isolamento	Guadagno medio	Volt max fototransistor	EQUIVALENZE
4N25	2.500	20	30	FCD.810-OPI2251-TIL116
4N26	1.500	20	30	FCD.820-H11A2-TIL111-MCT2
4N27	1.500	10	30	FCD.810-MCT26-TIL111-TIL111
4N32	6.000	400	50	
4N33	6.000	400	50	TIL.113-TIL156
4N35	3.500	100	30	
4N36	2.500	100	30	
4N37	1.500	100	30	
CNY 17	4.400	180	70	TIL.153-TIL.155-MCT.271
CNY 17F	5.300	120	70	
CNY 75	5.300	100	80	
CQY 80	4.400	80	35	
IL 250	5.000	100	30	H11.AA1-OPI.2500
IL.CA230	6.000	100	30	
IL.CA255	6.000	100	55	
ILD.1	6.000	50	30	FCD.800
ILD.74	6.000	35	20	FCD.850
IL.CT6	6.000	35	30	
ILQ.1	6.000	20	30	
ILQ.74	6.000	15	20	
SFH600	2.800	100	70	FCD.825-MCT.777-OPI.2254
SFH601	5.300	100	70	FCD.830-TIL.125-TIL.126
SFH609	5.300	100	90	MCT.275-4N38
SFH610	2.800	180	70	
SFH611	2.800	180	70	
MCP.3020	7.500	—	400	

Nella Tabella qui sopra riportata le caratteristiche dei fotoaccoppiatori e dei fotodiad più comunemente reperibili in commercio.



IL DIODO EMITTENTE

L'errore più comune nel quale quasi tutti incorrono è quello di non saper valutare o calcolare quanta "corrente" bisogna far scorrere nel **diodo emittente**.

Come avrete certamente notato nei dati precedentemente riportati, questo diodo **emittente** accetta una corrente massima di 50-60 milliAmper, ma come per un qualsiasi altro semiconduttore è sempre consigliabile farlo lavorare con correnti notevolmente inferiori, cioè sui **10-15 milliAmper**.

Non lasciatevi nemmeno trarre in inganno dal valore della corrente di "picco", che, come potrete constatare, risulta sempre di valore elevato (circa **2-3 Amper**), perchè si tratta di una corrente che può scorrere nel diodo come valore **limite** e di **brevisima durata**, circa **10 microsecondi**.

Una **corrente di 10-15 milliAmper** si può far scorrere nel diodo emittente in continuità, mentre una **corrente di picco** può scorrere solo per un **brevisimo istante**, se non si vuole correre il rischio di danneggiare il diodo irrimediabilmente.

Per questo motivo è necessario applicare **sempre** in serie a tale diodo una "resistenza limitatrice", che andrà calcolata tenendo presente il valore della tensione massima che andrà applicata al fotodiodo (vedi fig.2).

Il valore di questa resistenza può essere calcolato utilizzando questa semplice formula:

$$R \text{ ohm} = (V_{cc} : 15) \times 1.000$$

dove:

R = resistenza in **ohm**

V_{cc} = tensione applicata sul diodo emittente

15 = corrente massima in milliAmper che abbiamo prefissato debba scorrere nel fotodiodo.

Ora che sapete che il valore di questa resistenza da porre in **serie** al diodo **emittente** non va scelto a caso, prendiamo in considerazione un altro "errore" che riscontriamo in parecchi schemi che appaiono in molte pubblicazioni, per la precisione quello di collegare il diodo fotoaccoppiatore all'uscita di un integrato TTL come visibile in fig.3.

Anche se tutti sanno che l'uscita di un integrato TTL passando dal **livello logico 0** al **livello logico 1** fornisce una tensione di **5 volt**, pochi sanno che la massima corrente che un TTL può erogare non supera mai i **2 milliAmper**, pertanto con una corrente così bassa il diodo lavora in condizioni anormali.

Per pilotare correttamente un diodo emittente tramite un integrato TTL, occorre usare una diversa configurazione (vedi fig.4), cioè collegare l'Anodo del diodo alla tensione positiva dei **5 volt** ed il Ca-

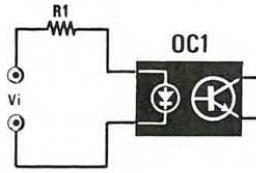


Fig.2 Per non danneggiare il diodo emittente dovreste limitare la corrente di lavoro con una resistenza posta in serie in modo da non superare mai il valore di 10-15 milliAmper.

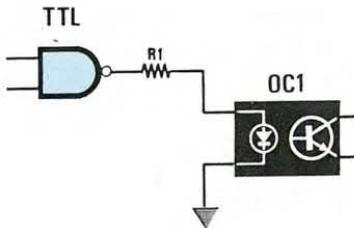


Fig.3 Modo errato di collegare un diodo emittente all'uscita di un integrato TTL. Infatti la massima corrente che un TTL può erogare non è sufficiente per pilotare questo diodo.

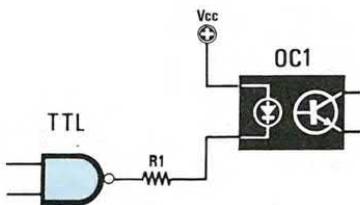


Fig.4 Solo collegando l'Anodo del diodo alla tensione positiva dei 5 volt ed il Catodo all'uscita del TTL riuscirete a far scorrere nel diodo la corrente richiesta. Con i TTL il valore di R1 è di 330 ohm.

todo all'uscita dell'integrato, collegando in serie una resistenza di limitazione, che potrà essere calcolata utilizzando la formula che già conosciamo:

$$R \text{ ohm} = (V_{cc} : 15) \times 1.000$$

Sapendo che la tensione che fornirà l'integrato TTL si aggira sui **5 volt**, il valore della resistenza da applicare in serie sarà pari a:

$$(5 : 15) \times 1.000 = 333 \text{ ohm}$$

Valore che potrà essere arrotondato a **330 ohm**.

La differenza tra l'accoppiamento di fig.3 e quello di fig.4 è rilevante.

Nello schema di fig.3 il fotoaccoppiatore viene eccitato a **livello logico 1** con la bassa corrente fornita dal TTL.

Nello schema di fig.4 il fotoaccoppiatore viene eccitato a **livello logico 0** dal TTL che, cortocircuitando a **massa** i 5 volt positivi applicati sull'Anodo, farà scorrere nel diodo la corrente richiesta.

Il fotoaccoppiatore si può collegare come visibile in fig.2, ma solo se l'integrato che pilota il fotoaccoppiatore è un **C/Mos** tipo CD.40106 - CD.4049 - CD.4011 - CD.4001 - CD.4029 - CD.4013 potrete disporre sull'uscita di una corrente di **15-20 milliAmper**.

Occorre però tenere presente che la tensione di alimentazione di un C/Mos, a differenza di quella di un integrato TTL, può variare da un minimo di **5 volt** ad un massimo di **15 volt**, pertanto il valore della resistenza limitatrice andrà calcolato in funzione di questa tensione.

Esempio = Ammettendo che il C/Mos che pilota il fotoaccoppiatore risulti alimentato a 9 volt, la resistenza da applicare in serie al diodo emittente dovrà essere scelta del seguente valore:

$$(9 : 15) \times 1.000 = 600 \text{ ohm}$$

valore che potrà essere arrotondato a **680 ohm**.

Esempio = Se lo stesso C/Mos venisse alimentato con una tensione di 12 volt, per non danneggiare il diodo emittente bisognerebbe inserire in serie una resistenza di diverso valore, più precisamente da:

$$(12 : 15) \times 1.000 = 800 \text{ ohm}$$

che anche in questo caso potrà essere arrotondata al valore standard di **820 ohm**.

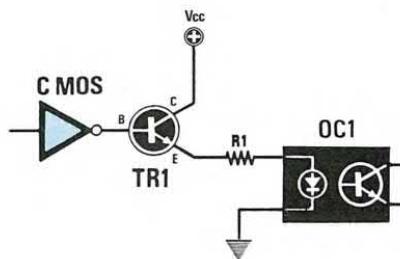


Fig.5 Per collegare un diodo emittente ad un integrato C/Mos consigliamo di utilizzare questo schema che impiega un transistor NPN e una resistenza che calcolerete come spiegato nell'articolo.

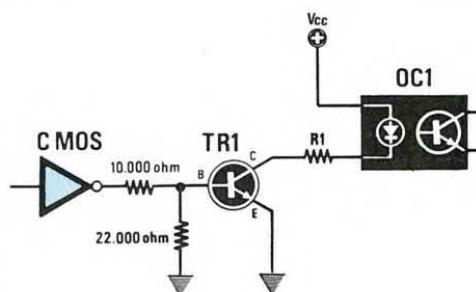


Fig.6 Per pilotare un diodo emittente con un C/Mos potete scegliere questo schema. Per la polarizzazione di Base si utilizzeranno i valori indicati, mentre la resistenza R1 dovrà essere calcolata.

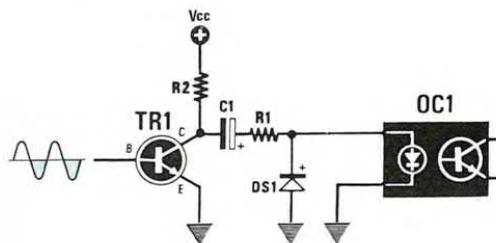


Fig.7 Per pilotare il diodo emittente con il segnale di BF, dovrete sempre applicare dopo il condensatore elettrolitico e la resistenza R1 un diodo al silicio così da eliminare le semionde negative.

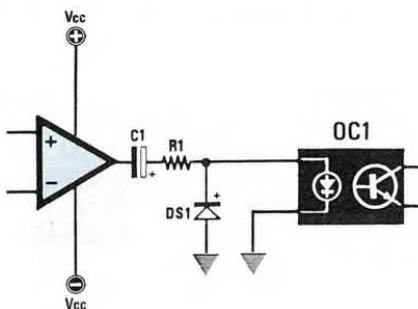


Fig.8 Anche se utilizzerete come pilota un integrato operazionale, dovrete inserire sempre un diodo al silicio (vedi DS1) di protezione dopo il condensatore elettrolitico C1 e la resistenza R1.

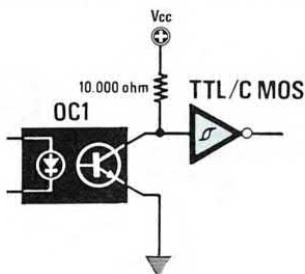


Fig.9 L'uscita del fototransistor ricevente si potrà collegare direttamente all'ingresso di un integrato TTL o C/Mos se alimenterete il Collettore con una resistenza da 10.000 ohm.

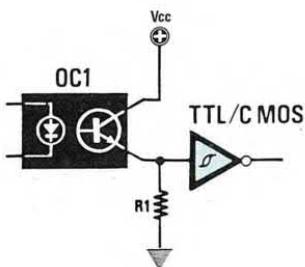


Fig.10 Se preferite collegare l'ingresso TTL o C/Mos all'Emettitore del fototransistor, dovrete scegliere per R1 un valore di 180 ohm con i TTL, un valore di 560 ohm con i TTL/LS un valore di 1.000 ohm o più con i C/Mos.

Usando altri tipi di C/Mos è sempre consigliabile pilotare il diodo emittente tramite un normale transistor al silicio **NPN** e a questo proposito possiamo indicarvi due diverse soluzioni.

1° Collegare direttamente la Base del transistor con l'uscita del C/Mos e pilotare il vostro fototransistor con l'Emettitore, calcolando il valore della resistenza R1 in funzione della tensione di alimentazione applicata sul Collettore del transistor (vedi fig.5).

2° Collegare il diodo emittente in serie al Collettore del transistor e pilotare la Base con un partitore resistivo composto da una resistenza da **10.000 ohm** e un'altra da **22.000 ohm** (vedi fig.6).

Il valore della resistenza da applicare in serie al vostro fotoaccoppiatore andrà calcolato come indicato in precedenza, cioè in funzione della tensione di alimentazione **Vcc**.

In pratica i due schemi sono perfettamente equivalenti e quindi la scelta dell'uno o dell'altro circuito è del tutto soggettiva.

Non sempre però il fototransistor viene utilizzato per trasferire dei segnali **digitali**, infatti se volete realizzare un circuito per luci psichedeliche dovrete prelevare il segnale dall'uscita di un transistor finale BF che potrebbe essere alimentato a 12 - 18 o 30 volt, oppure dall'uscita di un amplificatore operazionale alimentato con una tensione duale di 12 + 12 volt oppure di 15 + 15 volt.

In questi casi per accoppiare il diodo emittente con il circuito utilizzerete un condensatore elettrolitico come si vede in fig.7 e in fig.8.

Per calcolare il valore della resistenza da porre in serie al diodo emittente, dovrete conoscere il **valore massimo** della tensione di alimentazione del circuito.

Se per pilotare il fotoaccoppiatore utilizzerete un integrato **operazionale** alimentato con una tensione **duale**, ad esempio + 12/-12 volt o + 15/-15 volt, dovrete considerare solo il valore della tensione **positiva** cioè **12 o 15 volt**.

Per trasferire dei segnali di **BF** con dei fotoaccoppiatori dovrete utilizzare questa seconda formula:

$$R \text{ ohm} = (Vcc : 25) \times 1.000$$

Esempio = Volendo collegare all'uscita di un amplificatore alimentato a **12 volt** un fotoaccoppiatore, vi serve conoscere qual è il valore di resistenza che dovrete porre in **serie** al diodo emittente:

$$(12 : 25) \times 1.000 = 480 \text{ ohm}$$

perciò inserirete nel circuito una resistenza di valore standard da **470 ohm**.

Esempio = Se voleste invece collegare lo stesso fotoaccoppiatore all'uscita di un operazionale alimentato con una tensione **duale** di **30 + 30 volt**, dovrete prendere come valore di **Vcc = 30 volt**, quindi il valore della resistenza **R1** sarebbe di:

$$(30 : 25) \times 1.000 = 1.200 \text{ ohm}$$

Utilizzando una tensione alternata o un segnale di BF per eccitare il **fotodiodo** presente all'interno del fotoaccoppiatore, si presenta un altro inconveniente, cioè quello della semionda **NEGATIVA**.

Infatti se controllate le caratteristiche di un "diodo emittente", rileverete che la massima tensione **INVERSA** che si può applicare ad un diodo non deve superare i **5-7 volt negativi**, se vorrete evitare di "bruciarlo".

Per eliminare questo rischio è sempre consigliabile applicare in parallelo al diodo emittente un diodo al silicio, come visibile nelle figg.7-8.

Così facendo, tutte le **SEMIONDE NEGATIVE** verranno fugate a massa da questo diodo al silicio ed il diodo emittente all'infrarosso risulterà protetto da qualsiasi pericolosa tensione inversa.

Anche lavorando con tensioni "continue", inserire questo diodo al silicio in parallelo a quello emittente eviterà di metterlo subito fuori uso, nel caso venisse involontariamente invertita la polarità della pila o la tensione di alimentazione.

IL FOTOTRANSISTOR RICEVENTE

Come avrete certamente notato, anche se all'interno è presente un **fototransistor** ricevente, la sua Base non viene **mai utilizzata**.

In pratica la Base si potrebbe collegare a massa con una resistenza di 10-20 megaohm, ma poiché con o senza resistenza la sensibilità e le caratteristiche di funzionamento non subiscono alcuna variazione, si preferisce lasciarla "aperta".

Per pilotare integrati TTL o C/Mos, è sempre consigliabile applicare sull'uscita del fototransistor una porta **INVERTER Trigger** di Schmitt, quale ad esempio una 74LS14, per ottenere sulla sua uscita dei livelli logici ben definiti e perfettamente squadrati.

In fig.9 è rappresentato uno schema che collega l'ingresso dell'inverter TTL o C/Mos direttamente al Collettore del fototransistor.

La resistenza da **10.000 ohm**, inserita fra il Collettore del fototransistor ed il positivo di alimentazione, serve per fornire tensione al Collettore.

Il valore di questa resistenza, pur non essendo critico, influenzerà la velocità di commutazione del fototransistor, specialmente se in uscita risulta collegato un integrato TTL.

In pratica poiché questi circuiti lavorano sempre con segnali relativamente "lenti" (solitamente nell'ordine dei 15.000 - 20.000 Hz), si potrà scegliere un valore "standard" di 10.000 ohm.

Volendo renderlo più veloce potrete ridurre il valore di tale resistenza a circa **1.000 ohm** per i **TTL** ed a **3.300 ohm** per i **C/Mos**.

Precisiamo che non è possibile lavorare su frequenze maggiori di **50 Kilohertz**, perchè sia il diodo emittente sia il transistor ricevente risultano oltre questo limite decisamente critici da utilizzare.

Un'altra variante che si può utilizzare per trasferire dei segnali "digitali", consiste nel collegare l'ingresso della porta trigger all'Emettitore, come visibile in fig.10.

In questo caso, la resistenza posta tra l'Emettitore e la massa dovrà avere un valore ben definito, a seconda che l'inverter impiegato sia un TTL (come ad esempio un normale SN.7414) oppure un TTL tipo LS (come ad esempio un SN.74LS14) o un qualunque C/Mos (come ad esempio un CD.40106), perchè a seconda del caso prescelto, il valore di questa resistenza vi permetterà di pilotare correttamente l'ingresso dell'inverter.

Utilizzando un normale **TTL** tipo SN.7414, il valore di tale resistenza dovrà risultare di soli **180 ohm**.

Utilizzando un **TTL/LS**, tipo SN.74LS14, dovrete portare tale valore a **560 ohm**.

Utilizzando una porta logica **C/Mos**, tipo CD.40106, poiché la corrente di ingresso per questi integrati è sempre molto esigua, dovrete scegliere un qualsiasi valore compreso fra i **1.000 ohm** e i **10.000 ohm**.

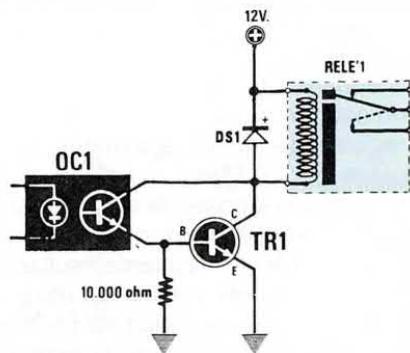
Quando si monta un circuito di questo tipo, utilizzando come **inverter** degli integrati TTL, sarebbe bene controllare che, in assenza di segnale, ai capi della resistenza non risulti mai presente una tensione maggiore di **0,4 volt**, diversamente non otterrete mai il richiesto **livello logico 0**.

Se il valore di tensione dovesse risultare maggiore di **0,4 volt**, occorrerà ridurre il valore ohmico della resistenza R1.

PER PILOTARE RELÈ o ALIMENTARE MOTORINI

Un fototransistor si può impiegare anche per eccitare dei relè oppure per pilotare dei piccoli motorini, dei teleruttori, ecc.

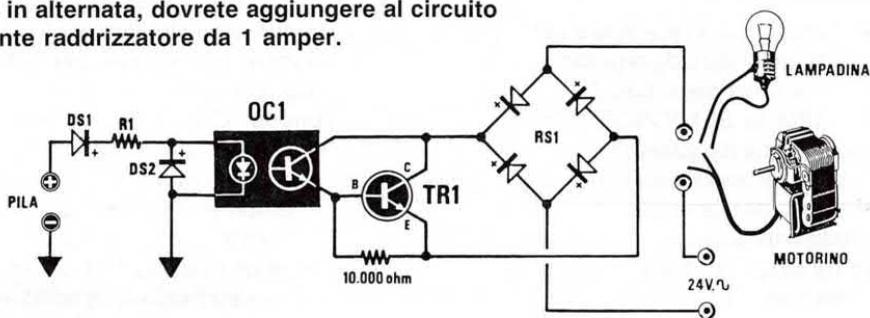
Per eccitare un relè tramite impulsi erogati in uscita da un qualsiasi computer, dovrete applicare, co-



OC1 = fotoaccoppiatore
 TR1 = transistor NPN
 DS1 = diodo 1N.4007
 Relè = da 12 volt

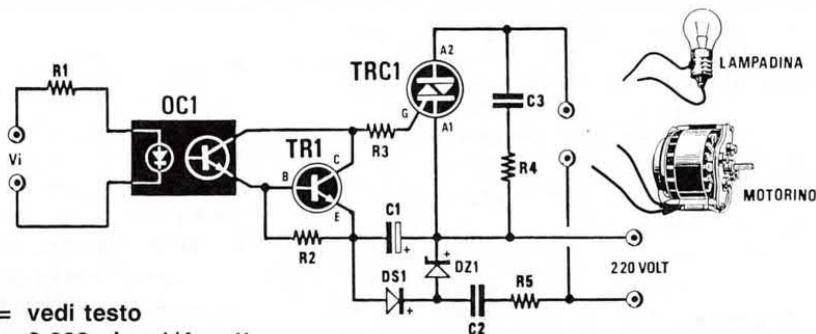
Fig.11 Per eccitare un relè tramite un fotoaccoppiatore dovrete sempre utilizzare un transistor di media potenza di tipo NPN (vedi TR1). Il valore di R1 andrà calcolato come indicato nell'articolo.

Fig.12 Per pilotare una lampada o un piccolo motorino in alternata, dovrete aggiungere al circuito un ponte raddrizzatore da 1 amper.



R1 = vedi testo
 DS1 = diodo 1N4150
 DS2 = diodo 1N4150

OC1 = fotoaccoppiatore
 TR1 = transistor media potenza
 RS1 = ponte da 1 amper



R1 = vedi testo
 R2 = 6.800 ohm 1/4 watt
 R3 = 220 ohm 1/4 watt
 R4 = 100 ohm 1 watt
 R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
 C1 = 47 mF elettr. 25 volt
 C2 = 150.000 pF 400 V. pol.
 C3 = 100.000 pF 400 V. pol.

DS1 = diodo 1N.4007
 DZ1 = zener 15 volt 1 watt
 OC1 = fotoaccoppiatore 4N.37 o FCD.810
 TR1 = NPN tipo BC.238 - BC.237
 TRC1 = Triac 400 volt 6 Amper

Fig.13 Per eccitare teleruttori, accendere lampade o alimentare motorini con tensioni di rete a 220 volt, dovrete necessariamente utilizzare un diodo Triac ed aggiungere un circuito di alimentazione per TR1.

- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 100.000 ohm
- R3 = 1 megaohm
- R4 = 5.600 ohm
- C1 = 100.000 pF poliestere
- OC1 = fotoaccoppiatore
- TR1 = NPN tipo BC.237 - BL.238
- IC1 = SN.74LS14
- DS1 = diodo 1N4150

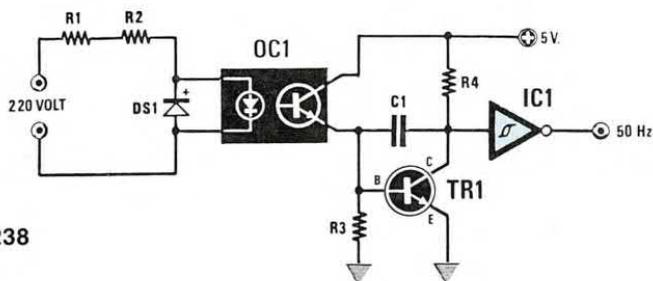
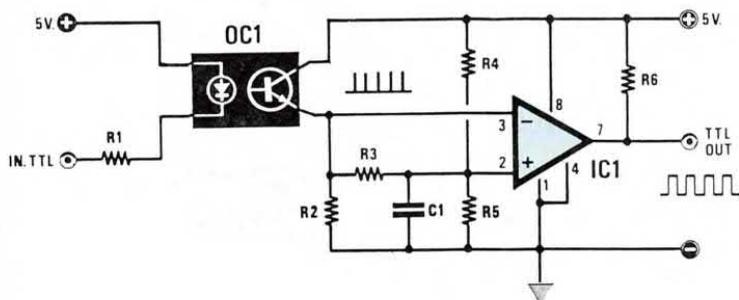


Fig.14 Circuito da utilizzare per prelevare dalla rete una frequenza di riferimento di 50 Hz o di 100 Hz, se sull'ingresso viene applicato un ponte raddrizzatore.



- R1 = 100 ohm
- R2 = 47.000 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 1.000 ohm
- R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 1.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 10.000 pF poliestere
- OC1 = fotoaccoppiatore
- IC1 = LM.311

Fig.15 Per trasferire tramite fotoaccoppiatore dei segnali TTL ad altri circuiti TTL, vi consigliamo lo schema visibile in figura.

- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 100.000 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 4.700 ohm trimmer
- R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 1 mF poliestere
- C2 = 1 mF poliestere
- OC1 = fotoaccoppiatore
- IC1 = TL.081

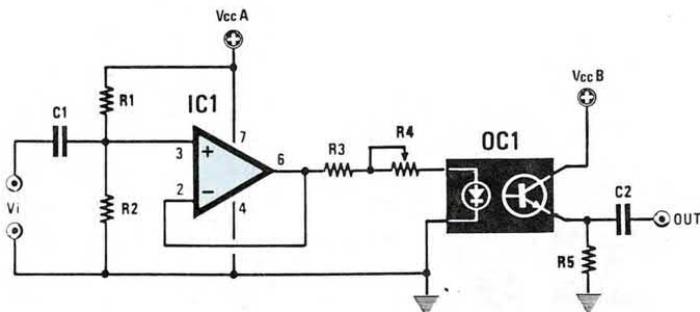


Fig.16 Per trasferire dei segnali lineari di BF senza eccessiva distorsione, potrete utilizzare questo schema che abbiamo collaudato. Potrete leggere nell'articolo come si tara il trimmer R4.

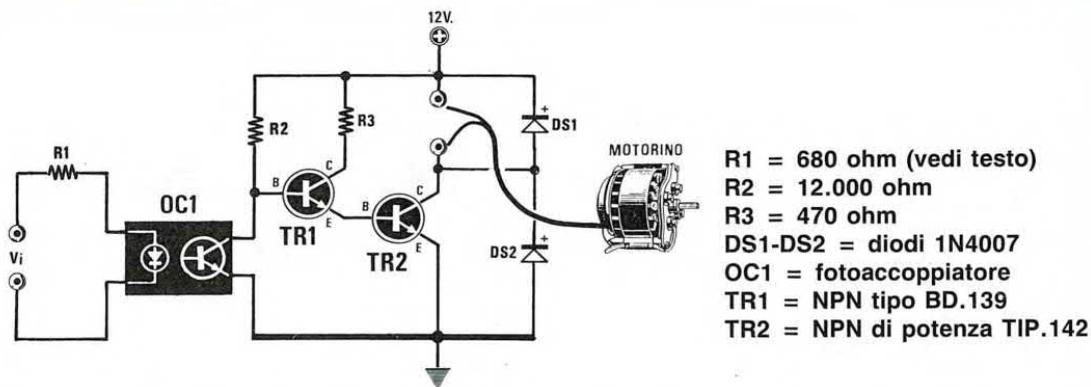


Fig.17 Per alimentare dei piccoli motorini in CC con tensioni comprese tra 10-20 volt potrete utilizzare questo schema. Il transistor TR2 va applicato sopra ad un'aletta di raffreddamento. I due transistor TR1-TR2 possono essere sostituiti con un Darlington di potenza.

Fig.18 Interfaccia per trasferire dei segnali lineari di Bassa Frequenza. Il trimmer R4 va tarato per la minima distorsione sull'uscita.

- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 100.000 ohm
- R3 = 56.000 ohm
- R4 = 10.000 ohm trimmer
- C1 = 10 mF elettrolitico
- C2 = 100.000 pF
- C3 = 100.000 pF
- C4 = 10 mF elettrolitico
- IC1 = integrato TL.081
- OC1 = fotoaccoppiatore

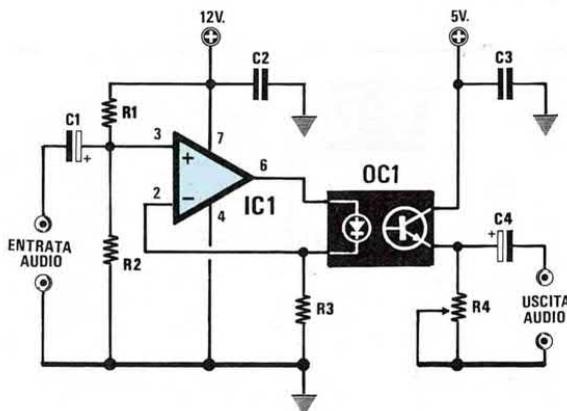
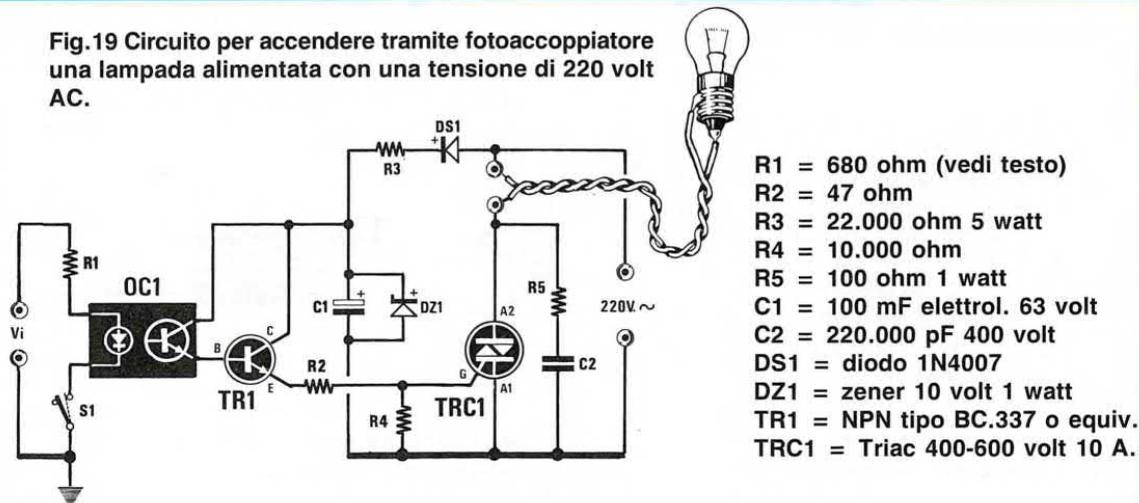


Fig.19 Circuito per accendere tramite fotoaccoppiatore una lampada alimentata con una tensione di 220 volt AC.



me si vede in fig. 11, una resistenza di circa **10.000 ohm** tra l'Emettitore del fototransistor e la massa, poi collegare su tale uscita la Base di un transistor di media potenza, come ad esempio un BD.137, in grado di erogare un massimo di **0,5 Amper**.

Il relè da applicare in serie al Collettore di questo BD.137 andrà scelto ovviamente in funzione della tensione di alimentazione, cioè se alimenterete questo transistor con 12 volt, utilizzerete un relè da 12 volt, se lo alimenterete con 24 o 28 volt, dovrete inserire un relè idoneo a lavorare con tale tensione.

Il diodo led collegato in parallelo alla bobina del relè ed al diodo al silicio **DS1** di protezione, vi permetterà di appurare quando il relè risulta eccitato (led acceso) o diseccitato (led spento).

In tale schema non è riportato il valore della resistenza R1, posta in serie al diodo led, in quanto esso dipende dalla tensione di alimentazione utilizzata.

Per calcolare il valore di questa resistenza, potrete utilizzare la seguente formula:

$$R \text{ in ohm} = (V_{cc} : 15) \times 1.000$$

Esempio = Ammesso che la tensione di alimentazione **V_{cc}** risulti di **12 volt**, il valore della resistenza da porre in serie a questo diodo led risulterà pari a:

$$(12 : 15) \times 1.000 = 800 \text{ ohm}$$

Se vorrete ottenere da tale diodo una maggiore luminosità, utilizzerete una resistenza da **680 ohm**, se invece vorrete minore luminosità, ne sceglierete una da **820 ohm**.

Nello stesso circuito in sostituzione del relè potrete collegare anche un qualsiasi motorino in **CC**.

Se tale motorino assorbisse una corrente maggiore di **0,5 Amper**, anziché utilizzare come transistor un comune **BD.137**, dovrete utilizzare un "darlington" di potenza.

Se il motorino da collegare in uscita anziché risultare in **CC**, fosse in alternata, lo schema andrebbe modificato come visibile in fig.12, cioè inserendo tra Emettitore e Collettore del BD.137 un ponte raddrizzatore da 1 Amper massimo.

Anche in questo caso se la corrente assorbita dal motorino risultasse superiore a 0,5 Amper, dovrete sostituire il transistor BD.137 con un darlington di potenza ed utilizzare un ponte raddrizzatore (o quattro diodi raddrizzatori posti a ponte), capace di fornire la massima corrente richiesta.

Come tensione massima di alimentazione sarà bene non superare i 28 - 29 volt.

Sostituendo nello schema di fig.12 il motorino con l'elettrocalamita di un tiro porta, potrete realizzare una semplice "serratura elettronica".

Per eccitare dall'esterno il vostro relè sarà sufficiente toccare con una pila da **9 volt** i due terminali d'ingresso +/- indicati con la scritta **pila**, come si vede in fig.12.

Il diodo al silicio DS1, posto sull'ingresso, serve per evitare di bruciare il fotodiodo se la pila viene collegata, per errore, in senso inverso.

PER ECCITARE DEI TRIAC

Per pilotare dei Triac si potrebbe sfruttare lo schema universale riportato in fig.13.

Come è possibile constatare, il transistor NPN di bassa potenza, collegato all'uscita del fotoaccoppiatore, viene alimentato direttamente dalla tensione di rete a 220 volt tramite la resistenza **R5** da **1.000 ohm** 1 watt ed il condensatore **C2** da **150.000 pF** 400 volt lavoro.

La tensione raddrizzata dal diodo al silicio **DS1** ed infine stabilizzata sui **15 volt** dal diodo zener **DZ1** serve per alimentare il transistor.

In presenza di Triac che richiedono elevate correnti di **Gate** per eccitarsi, potrete sostituire la resistenza **R3** da **220 ohm** con una da **150 ohm**, in modo da aumentare la corrente di innesco.

FREQUENZA DI RIFERIMENTO A 50 Hz

Per far funzionare degli orologi con la frequenza di rete a **50 Hz** oppure per ottenere dei segnali di sincronismo sempre a **50 Hz**, potrete prelevare questa frequenza direttamente dalla rete con lo schema riportato in fig.14.

Il transistor NPN, collegato sull'uscita del fotoaccoppiatore, ed il condensatore da 100.000 pF, collegato fra la Base ed il Collettore di tale transistor, servono per filtrare la frequenza di rete ed eliminare così da questa eventuali impulsi spuri.

Il segnale a 50 Hz così ottenuto giungerà dal Collettore del transistor sull'ingresso di un inverter a trigger di Schmitt, sulla cui uscita potrete prelevare un segnale ad onda quadra amplificato e perfettamente squadrato.

LINEA DI TRASFERIMENTO da TTL a TTL

Come abbiamo precedentemente accennato, poiché i fotoaccoppiatori sono in grado di trasferire senza alcuna difficoltà segnali la cui frequenza non superi normalmente i **50 Kilohertz**, si potrebbe supporre che questo sia il loro limite massimo.

Al contrario collegando sull'uscita del fotoaccoppiatore un comparatore tipo **LM.311** (come si vede in fig.15), si riescono a raggiungere frequenze attorno ai **100 Kilohertz**.

Come potrete constatare, sull'**ingresso invertente** dell'integrato **LM.311** viene direttamente applicato il segnale presente sull'Emettitore del fototransistor, mentre sull'**ingresso non invertente** tale segnale giunge tramite un "integratore" composto dalla resistenza R3 e dal condensatore C1.

Questo circuito vi permette di ottenere sull'uscita dell'integrato LM.311 degli impulsi "più larghi", perfettamente idonei a pilotare integrati TTL.

Modificando il valore del condensatore C1, potrete variare proporzionalmente la larghezza di tali impulsi, così con 10.000 pF o 12.000 pF otterrete degli impulsi molto **larghi**, mentre, diminuendo tale valore a 8.200 pF o a 6.800 pF, otterrete degli impulsi più **stretti**.

TRASFERIMENTO SEGNALI LINEARI

Negli esempi fin qui presi in esame abbiamo considerato solo segnali logici, cioè trasmissioni di impulsi a **livelli logici 1 o 0**, ma non abbiamo ancora indicato come sia possibile utilizzare questi fotoaccoppiatori per segnali "lineari", cioè per trasferire dei segnali di BF dal fotodiodo al fototransistor.

Siamo certi che finora avete visto pochi schemi per questo tipo di applicazione perchè, avendo il fotoaccoppiatore il difetto di **non risultare** lineare, se nel trasferimento di un segnale sinusoidale non si adottano dei semplici, ma necessari accorgimenti, si avranno delle notevoli distorsioni.

Lo schema che vi proponiamo, visibile in fig.16, vi permetterà di trasferire dal diodo emittente al transistor ricevente un qualsiasi segnale di BF, da un minimo di **20 Hz** ad un massimo di **20.000 Hz**, senza alcuna distorsione.

Come potrete constatare, il diodo emittente dovrà essere pilotato con un operazionale tipo **TL.081**, alimentato con una **tensione singola** che da un minimo di **10 volt** non vada oltre i **15 volt** (vedi **VccA**).

Ovviamente il fototransistor ricevente andrà alimentato con una tensione separata dalla precedente (vedi **VccB**), perchè un fotoaccoppiatore serve appunto per isolare elettricamente lo stadio d'ingresso da quello d'uscita.

Una volta montato il circuito, per ottenere un **trasferimento lineare** dovrete semplicemente ruotare il **trimmer R4**, posto in serie al fotoaccoppiatore, fino a leggere sulla resistenza **R5**, posta in serie all'Emettitore del transistor, una tensione pari alla **METÀ** della tensione di alimentazione **VccB** applicata sul Collettore.

Se alimentaste il fototransistor con una tensione **VccB** di 9 volt, dovrete regolare il **trimmer R4** fino a leggere ai capi della **R5** una tensione di **4,5 volt**.

Se invece alimentaste il fototransistor con una tensione di **15 volt** è intuitivo che il **trimmer R4** andrebbe regolato fino a leggere ai capi della resistenza **R5** una tensione di **7,5 volt**.

Il segnale di BF presente ai capi di questa resistenza andrà poi applicato ad un amplificatore tramite un condensatore di disaccoppiamento che abbia una capacità di **1 microFarad**, se si desidera che i segnali a frequenza più bassa, cioè inferiori a 100 Hz, vengano trasferiti senza un'apprezzabile attenuazione.

FOTODIAC per SCR e TRIAC

Per eccitare dei diodi SCR e TRIAC perfettamente in fase con la tensione di rete anzichè utilizzare dei comuni fotoaccoppiatori è preferibile utilizzare dei **fotodiad** contenenti al loro interno un **fotodiodo emittente** ed un **fotodiad ricevente**.

Sul **fotodiodo emittente** applicherete la resistenza R1 che calcolerete con la solita formula:

$$R \text{ in ohm} = (V_{cc} : 15) \times 1.000$$

Come visibile in fig.21, il piedino 6 del **fotodiad** dovrà essere collegato all'Anodo del Triac tramite le due resistenze R2-R3 ed il condensatore al poliestere C1 da **1 microFarad 400 volt lavoro**.

Le connessioni dello zoccolo di questo **fotodiad** potete vederle in fig.1.

LE DIVERSE ZOCCOLATURE

Per completare questo articolo abbiamo riportato in fig.1 le connessioni e la zoccolatura dei più comuni fotoaccoppiatori utilizzati in campo industriale ed hobbistico.

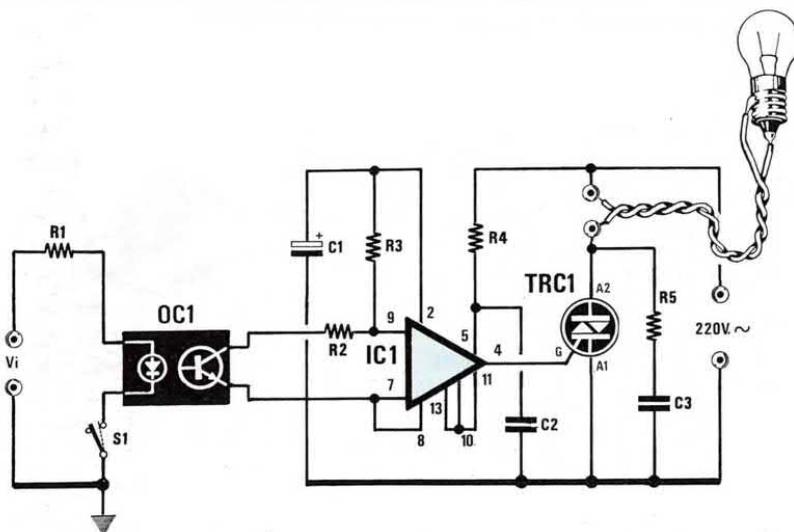
A questi abbiamo aggiunto altri tipi di fotoaccoppiatori, meno diffusi, ma che comunque è utile conoscere anche solo a titolo informativo.

Esistono infatti anche dei fotoaccoppiatori bidirezionali ed altri con il fototransistor collegato internamente in darlington con un transistor preamplificatore (vedi fig.1).

In altri modelli, dentro lo stesso involucro, sono presenti due fotoaccoppiatori oppure quattro, come si vede in fig.1.

Vi sono ancora dei minuscoli contenitori plastici provvisti di soli 4 piedini, due per il diodo emittente e due per il fototransistor, con la Base scollegata.

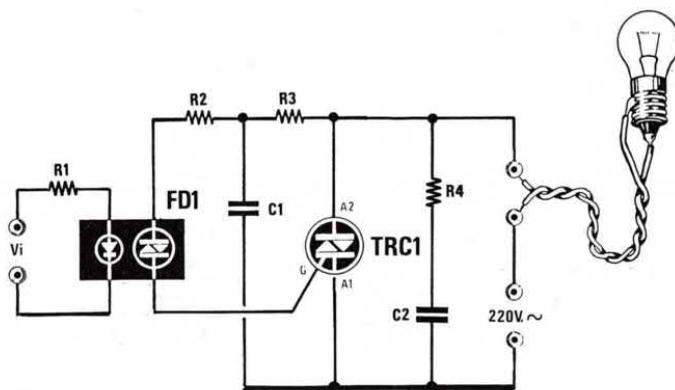
Quando inserirete nello zoccolo un fotoaccoppiatore, dovrete fare molta attenzione al "punto di riferimento" posto sul suo corpo, quasi sempre riportato vicino al piedino 1.



R1 = 680 ohm (vedi testo)
R2 = 47.000 ohm
R3 = 10.000 ohm
R4 = 22.000 ohm 2 watt
R5 = 100 ohm 1 watt

C1 = 100 mF elettrol. 63 volt
C2 = 10.000 pF 400 volt
C3 = 220.000 pF 400 volt
OC1 = fotoaccoppiatore
IC1 = integrato CA.3059 RCA
TRC1 = Triac 400-600 volt 10 A.

Fig.20 Circuito con Triac sincronizzato sulla frequenza di rete a 50 Hz.



R1 = 560 ohm (vedi testo)
R2 = 100 ohm
R3 = 1.000 ohm
R4 = 100 ohm 2 watt

C1 = 100.000 pF 400 volt
C2 = 220.000 pF 400 volt
FD1 = fotodiad MCP.3020
TRC1 = Triac 400-600 volt 10 A.

Fig.21 Circuito che utilizza come accoppiatore un FOTODIAC direttamente collegato alla tensione di rete dei 220 volt.

COME CALCOLARE le RESISTENZE di POLARIZZAZIONE di un TRANSISTOR

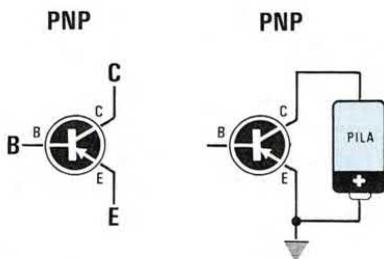
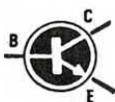


Fig.1 Il transistor PNP si riconosce perchè in ogni schema elettrico la freccia dell'Emettitore è rivolta verso la Base. Il Collettore di questo transistor dovrà sempre essere alimentato da una tensione "negativa".

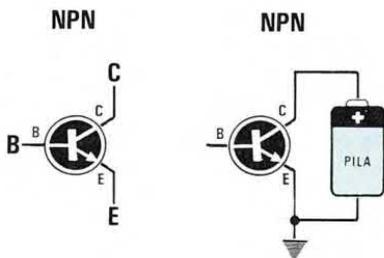


Fig.2 Il transistor NPN si riconosce perchè in ogni schema elettrico la freccia dell'Emettitore è rivolta verso l'esterno. Il Collettore di questo transistor dovrà sempre essere alimentato con una tensione "positiva".

Come già saprete esistono due categorie di transistor, quelli classificati **NPN** e quelli classificati **PNP**.

Dalla sigla del transistor non è possibile dedurre se si tratta di un **NPN** o di un **PNP**, mentre guardando uno schema elettrico è facile scoprirlo perchè, convenzionalmente, il **PNP** viene disegnato con la **freccia** dell'Emettitore rivolta verso l'interno (vedi fig.1), mentre l'**NPN** con la **freccia** rivolta verso l'esterno (vedi fig.2).

In un transistor **PNP** il **negativo** di alimentazione va applicato sul **Collettore** ed il positivo a **Massa** come visibile in fig.1.

In un transistor **NPN** il **positivo** di alimentazione va applicato sul **Collettore** ed il **negativo** a **Massa** (vedi fig.2).

Per stabilire con quale polarità di alimentazione occorra alimentare un transistor, si potrà quindi seguire questa regola:

- La prima lettera **P** o **N** rappresenta la polarità della tensione da applicare sull'**Emettitore** del transistor e la seconda lettera **PN** - **NP** quella da applicare sul **Collettore**.

Nel caso del transistor **PNP**, risultando la prima lettera una **P** = **positivo**, si dovrà collegare a **massa** il **positivo** della pila ed al **Collettore** il **negativo** (vedi fig.1).

Nel caso di un transistor **NPN**, risultando la prima lettera una **N**, si dovrà collegare a **massa** il **negativo** della pila ed al **Collettore** il **positivo** (vedi fig.2).

Risolto il problema della polarità di alimentazione, le formule che riporteremo per calcolare il valore delle resistenze di polarizzazione, il guadagno, ecc., risulteranno valide sia per i transistor **NPN** che per i transistor **PNP**.

SIMBOLOGIA E SIGNIFICATO

Prima di procedere sarà utile indicare la simbologia utilizzata nelle formule che riporteremo:

Vcc = tensione di alimentazione in volt
Vc = tensione sul Collettore in volt
Vb = tensione sulla Base in volt
Ve = tensione sull'Emettitore in volt
Vbe = tensione tra Base ed Emettitore in volt

Ic = corrente di Collettore in milliamper
Ib = corrente di Base in milliamper
Ie = corrente di Emettitore in milliamper
Ip = corrente Partitore di Base in milliamper

Rc = resistenza di Collettore in Kiloohm
Re = resistenza di Emettitore in Kiloohm
Zi = impedenza d'ingresso in Kiloohm
Zc = impedenza di carico in Kiloohm

IL TRANSISTOR AMPLIFICATORE

Il transistor è un dispositivo che **amplifica in corrente**, quindi una piccola variazione della corrente di Base darà come risultato una elevata variazione di corrente sul suo Collettore.

Se possedete un comune transistor preamplificatore di BF, potrete subito rendervi conto di quanto affermiamo, realizzando il circuito riprodotto in fig.3.

Se ruoterete il cursore del trimmer **R5** in modo da leggere tra Collettore e Massa una tensione di circa 6 volt, potrete constatare quanto segue:

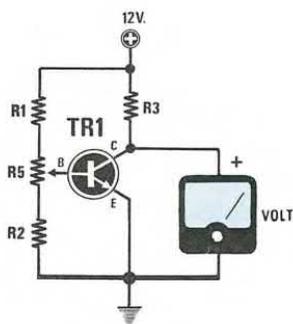


Fig.3 Schema da usare come test:

R1 = 150 Kiloohm
R2 = 15 Kiloohm
R3 = 2,2 Kiloohm
R5 = 4,7 Kiloohm trimmer
TR1 = NPN di qualsiasi tipo

- Se ruoterete il cursore del trimmer **R5** verso la resistenza **R1**, aumenterà la tensione sulla Base del transistor e di conseguenza questa assorbirà **maggiore** corrente.

Aumentando la corrente di Base, **aumenterà** proporzionalmente la corrente di Collettore e ciò provocherà una **maggiore** caduta di tensione sulla resistenza **R3**.

- Se ruoterete il cursore del trimmer **R5** verso la resistenza **R2**, diminuirà la tensione sulla Base del transistor e di conseguenza questo assorbirà **minore** corrente.

Riducendo la corrente di Base, si **abbasserà** proporzionalmente la corrente di Collettore e ciò provocherà una **minore** caduta di tensione sulla resistenza **R3**.

Infatti, più corrente scorrerà ai capi della resistenza **R3** posta in serie al Collettore, più alta risulterà la caduta di tensione, come è possibile rilevare con la nota **Legge di Ohm**:

$$\text{Volt} = R3 \times Ic$$

NOTA: il valore della resistenza **R3** è espresso in **Kiloohm** e quello della corrente **Ic** in **milliamper**.

Pertanto, se con il trimmer a metà corsa nel Collettore del transistor scorrerà una corrente di **2 milliamper**, sulla resistenza **R3** da **3,3 Kiloohm** collegata tra il Collettore ed il Positivo di alimentazione si otterrà una caduta di tensione pari a:

$$3,3 \times 2 = 6,6 \text{ volt}$$

Poichè la tensione di alimentazione risulta di **12 volt**, sul Collettore sarà presente una tensione di:

$$12 - 6,6 = 5,4 \text{ volt}$$

Se ruotando il trimmer **R5** verso la **R1** faremo salire la corrente di Collettore a **3 milliamper**, la resistenza **R3** provocherà una caduta di tensione pari a:

$$3,3 \times 3 = 9,9 \text{ volt}$$

pertanto tra Collettore e massa risulterà presente una tensione di:

$$12 - 9,9 = 2,1 \text{ volt}$$

Se a questo punto ruoteremo il trimmer **R5** verso la resistenza **R2**, ridurremo la corrente di Collettore a circa **1 milliamper** e, così facendo, la resistenza **R3** provocherà una caduta di tensione di:

$$3,3 \times 1 = 3,3 \text{ volt}$$

pertanto tra Collettore e massa risulterà presente una tensione di:

$$12 - 3,3 = 8,7 \text{ volt}$$

Per conoscere le variazioni di **tensione** presenti sul Collettore al variare della corrente assorbita, potremo tracciare su un foglio di carta a quadretti una **retta** come quella visibile in fig.4.

Conoscendo la **Vcc** che nel nostro esempio sappiamo risultare di **12 volt**, dovremo calcolare la **corrente massima** di saturazione, che potremo ricavare da questa semplice formula:

$$I_c = (V_{cc} : R_3 \text{ in Kiloohm})$$

quindi avremo:

$$12 : 3,3 = 3,63 \text{ milliamper}$$

Tracciata questa retta, in funzione della tensione presente sul Collettore potremo conoscere la corrente assorbita dal transistor o viceversa.

Se ruotando il trimmer **R5** leggeremo sul Collettore una tensione di **2,1 volt**, il transistor assorbirà **3 mA** (vedi fig.4), se invece leggeremo **8,7 volt**, il transistor assorbirà solo **1 mA** (vedi fig.5).

Se regoleremo il trimmer **R5** in modo da leggere sul Collettore una tensione di circa **8 volt**, avvicinando al corpo del transistor la punta di un saldatore, noteremo che più il transistor si **scalda**, più **aumenta la corrente** di Collettore.

Se il corpo di un transistor si **scalda** esageratamente, s'innesca un fenomeno chiamato **effetto valanga**, che determina la sua autodistruzione.

Per evitare questo **effetto valanga** occorre raffreddare il transistor con una aletta di raffreddamen-

to o applicare in serie all'Emettitore una **resistenza di reazione** (vedi **R4** in fig.6).

Questa resistenza permette di determinare il **massimo guadagno** e di controllare la stabilità termica del transistor.

In altre parole se prendiamo tre identici transistor con un **beta** (guadagno) di **100-200-300 volte**, inserendo questa resistenza **R4 di reazione**, anche se questi tre transistor dispongono di un **guadagno** diverso, potremmo fare in modo che essi **amplifichino** un segnale secondo un valore che potremo noi stessi prefissare.

GUADAGNO in CC

Per calcolare il **guadagno** di un qualsiasi stadio preamplificatore provvisto della **resistenza di reazione** (vedi fig.6), è sufficiente eseguire questa semplice operazione:

$$\text{Guadagno} = R_3 : R_4$$

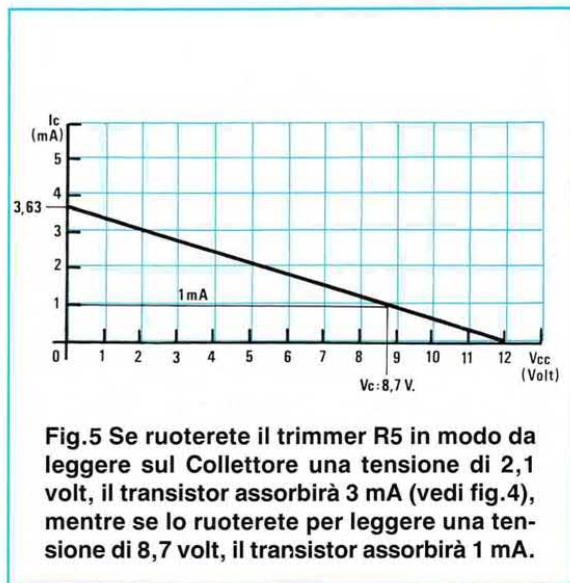
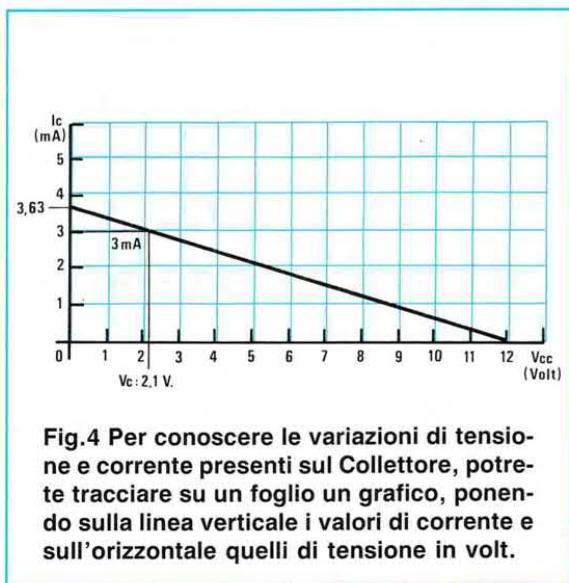
Dove la **R3** è la resistenza posta sul **Collettore** e la **R4** la resistenza posta sull'**Emettitore**, entrambe espresse in **Kiloohm**.

Quindi se **R3** risulta da **4,7 Kiloohm** ed **R4** da **0,22 Kiloohm** (cioè 220 ohm), il guadagno di questo stadio risulterà pari a:

$$4,7 : 0,22 = 21,36 \text{ volte}$$

Variando i valori di una delle due resistenze potremo modificare il guadagno, ad esempio, lasciando invariata la **R4** sugli **0,22 Kiloohm** ed elevando il valore della **R3 a 10 Kiloohm**, otterremo un guadagno di:

$$10 : 0,22 = 45,45 \text{ volte}$$



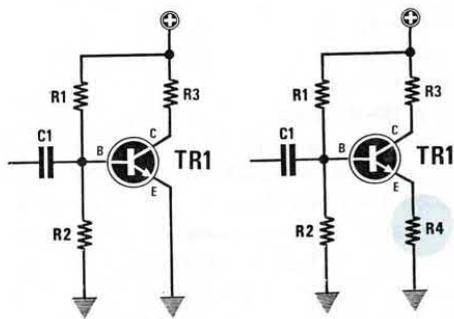


Fig.6 Inserendo in serie all'Emettitore una resistenza di reazione (vedi R4), potrete prefissare il massimo "guadagno" di questo stadio amplificatore.

Lasciando invece invariato il valore della resistenza $R3 = 4,7$ Kiloohm ed abbassando il valore della $R4$ a $0,15$ Kiloohm (pari a 150 ohm), otterremo un guadagno di:

$$4,7 : 0,15 = 31,33 \text{ volte}$$

BASSO GUADAGNO + VANTAGGI

Prima di passare a spiegarvi come dimensionare un preamplificatore a transistor, riteniamo opportuno soffermarci sul fattore **guadagno**.

È normale che, possedendo un transistor con elevato **guadagno** si cerchi di farlo preamplificare per il **massimo** consentito, perchè, disponendo di un transistor con un **Beta** di **500**, usarlo per amplificare un segnale solo di **20** **volte** sembrerebbe spreco.

In pratica conviene sempre tenere il guadagno di uno stadio amplificatore **molto basso** per i seguenti motivi:

- si riduce il **rumore**
- si ottiene una larghezza di banda più **elevata**
- si aumenta la **stabilità termica** del transistor
- si possono utilizzare dei valori di resistenza **standard** ben diversi da quelli calcolati con le formule.

A proposito della **larghezza di banda**, se vorrete realizzare degli stadi preamplificatori Hi-Fi vi converrà far guadagnare al transistor meno di **20** **volte**, perchè, come evidenziato in fig.7, più aumenta il **guadagno** più si riduce la banda passante sulle frequenze **acute**.

Per quanto concerne la stabilità **termica** è abba-

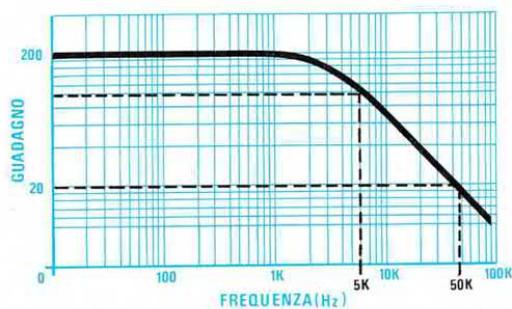


Fig.7 Più alto risulta il "guadagno" più ristretta risulterà la banda passante. Per realizzare degli stadi Hi-Fi, vi consigliamo di far guadagnare ogni stadio non più di 20 volte.

stanza intuitivo che, applicando sull'Emettitore una resistenza, si **riduce** il guadagno e, in tal modo, essendo **minore** la corrente che scorrerà nel suo Collettore il transistor **scaldere** meno.

Calcolando i valori delle resistenze di Collettore e di Base, il più delle volte vi accadrà di ottenere valori che mai troverete in commercio, per cui sarete costretti ad inserire valori **standard** e ciò determinerà una variazione sia della corrente di Collettore che di quella di Base.

Se il **guadagno** dello stadio è **basso**, anche utilizzando valori di resistenza non perfettamente **identici** a quelli richiesti, non modificherete mai le caratteristiche del vostro preamplificatore.

Pertanto, se vi trovaste nella necessità di dover preamplificare un segnale di **50-100** **volte**, vi converrà sempre **utilizzare due stadi preamplificatori** anzichè uno solo.

Se desidererete ottenere un'amplificazione di **50** **volte**, vi converrà far guadagnare il primo stadio **10** **volte** ed il secondo stadio **5** **volte** e, così facendo, otterrete un guadagno totale di $10 \times 5 = 50$ **volte**.

Se desidererete raggiungere un'amplificazione di **100** **volte**, vi converrà realizzare due stadi con un guadagno di **10** **volte** e, così facendo, otterrete un totale di $10 \times 10 = 100$ **volte**.

Altre regole fondamentali per realizzare dei semplici **stadi preamplificatori** (non valide per stadi finali), sono le seguenti:

- Cercate di prefissare la **tensione di riposo** del Collettore quasi sempre a **metà valore** rispetto la tensione di alimentazione **Vcc**.

Pertanto, se alimenterete il transistor a **9** **volte**, prefissate la tensione di riposo a **4,5** **volte**, se lo alimenterete a **12** **volte**, prefissate la tensione di riposo a **6** **volte**, ecc.

- Non cercate di ottenere segnali amplificati la cui tensione **volt picco-picco** raggiunga il valore dei volt di **alimentazione**, perchè otterreste dei segnali **distorti**.

Se vorrete ottenere un segnale in uscita di **10 volt picco-picco**, sarà bene che alimentiate il transistor con una tensione di **15 volt**.

Se disponete di un'alimentazione di **9 volt**, vi consigliamo di limitare l'ampiezza del segnale amplificato sul valore di **6 volt picco-picco**.

In pratica, se il segnale non supera il **70%** del valore della tensione **Vcc**, il vostro amplificatore **non distorcerà** mai, sempre inteso che la tensione di **riposo** di Collettore risulti prefissata a **metà tensione** di alimentazione, diversamente, dovrete limitare ancor più l'ampiezza massima dei volt picco-picco (vedi figg.12-13).

UN CONTROLLO SENZA OSCILLOSCOPIO

Anche se non possedete un oscilloscopio, potrete facilmente rendervi conto di quanto poc'anzi abbiamo detto guardando le figg.8-9-10.

Se la **Vcc** (tensione di alimentazione) risulta di **12 volt** e la **Vc** (tensione di riposo del Collettore) risulta identica a **metà** tensione di alimentazione, potrete benissimo amplificare fino ad ottenere una sinusoide di **10 volt picco-picco**, cioè, partendo dai **6 volt** di riposo del Collettore, potrete far giungere la semionda positiva fino ad un **massimo di 11 volt** e la semionda negativa fino ad un **minimo di 1 volt** (vedi fig.8).

Poichè raramente la tensione di Collettore risulterà **metà** della tensione di alimentazione, per il semplice motivo che per la polarizzazione di Base abbiamo dovuto forzatamente usare delle resistenze di valore **standard**, se questa tensione risulterà **minore**, amplificando esageratamente verranno mozzate le semionde **negative** (vedi fig.9).

Se la tensione di Collettore risulterà **maggiore** (vedi fig.10), amplificando esageratamente verranno mozzate le semionde **positive**.

Se calcolerete il transistor per un guadagno notevolmente **inferiore** al massimo raggiungibile, la sinusoide non verrà mai **tagliata** sulle due estremità, positiva e negativa (vedi figg.12-13), anche se la tensione di riposo del Collettore non risulterà esattamente centrata a **metà** tensione di alimentazione.

SEMPLICE SISTEMA DI CALCOLO

Il sistema che vi proponiamo vi permetterà di ottenere, a calcolo ultimato, uno stadio che funzionerà in modo perfetto senza alcuna distorsione.

Il primo dato che ci necessita è lo **Zc**, cioè il va-

lore del **carico** applicato sul Collettore.

Infatti, il segnale presente sul Collettore verrà necessariamente collegato ad un secondo stadio amplificatore (vedi fig.14), che dispone sempre di una **resistenza** collegata tra Base e massa.

Questa **resistenza**, anche se disaccoppiata da un condensatore, altera il **guadagno** del nostro stadio preamplificatore, quindi se la ignoreremo nei nostri calcoli il preamplificatore potrà **distorcere**.

Per evitare questo inconveniente, è importante che la resistenza **R3** che applicheremo sul Collettore risulti **minore** di almeno **10 volte** rispetto il valore dell'impedenza di carico, oppure che la **Zc** risulti **10 volte maggiore** della resistenza **R3**.

Perciò, se la resistenza **Base/massa** del secondo stadio risulterà, ad esempio, di **47 Kiloohm**, nel Collettore del nostro transistor dovremo inserire una resistenza che non risulti mai maggiore di:

$$47 : 10 = 4,7 \text{ Kiloohm}$$

Se nel Collettore è presente una resistenza **R3** da **2,2 Kiloohm**, non potremo mai collegare un **secondo** stadio amplificatore che abbia una resistenza tra **Base/massa** minore di:

$$2,2 \times 10 = 22 \text{ Kiloohm}$$

Detto questo, supponiamo che il preamplificatore che desideriamo costruire debba avere queste caratteristiche:

Guadagno medio	= 15 volte
Alimentazione (Vcc)	= 12 volt
Impedenza (Zc)	= 47 Kiloohm

Con questi dati potremo già iniziare a calcolare tutti i valori delle resistenze richieste per la polarizzazione di **Base** e di **Collettore**.

CALCOLO RESISTENZA COLLETTORE = R3

Sapendo che lo **Zc** è di **47 Kiloohm**, dovremo scegliere per la resistenza di Collettore **R3** un valore **minore** di **10 volte**, cioè di:

$$R3 = 47 : 10 = 4,7 \text{ Kiloohm}$$

CALCOLO RESISTENZA EMETTITORE = R4

Volendo che il nostro transistor **guadagni 15 volte**, calcoleremo il valore della resistenza **R4** di Emettitore, eseguendo questa semplice operazione:

$$R3 : \text{Guadagno}$$

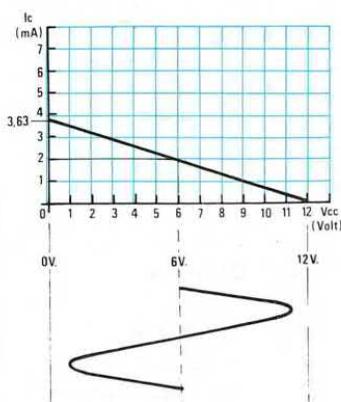


Fig. 8 In teoria, un segnale si può amplificare fino ad ottenere una sinusoide la cui semionda positiva raggiunga il massimo della tensione di alimentazione e la semionda negativa gli 0 volt. Nel nostro esempio la sinusoide potrebbe raggiungere un'ampiezza di 9 volt "picco-picco".

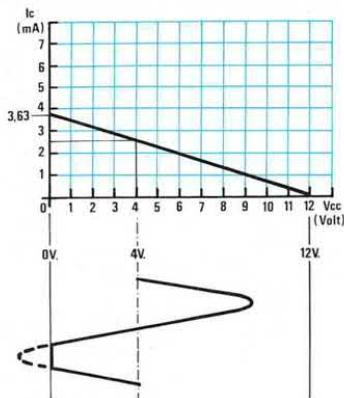


Fig. 9 Poichè raramente la tensione di Collettore, in assenza di segnale, si troverà sull'esatta metà della tensione di alimentazione, se questa dovesse risultare minore, amplificando un segnale per il suo massimo guadagno, si otterrebbero tutte le semionde negative troncate.

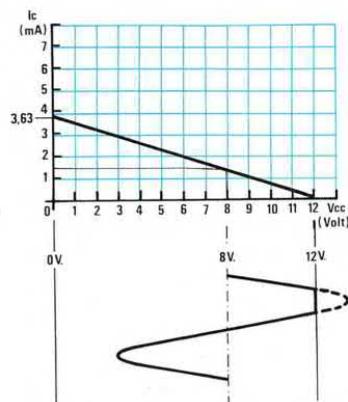


Fig. 10 Se, sempre in assenza di segnale, la tensione presente sul Collettore "Vc" risultasse maggiore rispetto alla metà di alimentazione, si otterrebbe una condizione opposta a quella visibile in fig. 9, cioè risulterebbero troncate nella parte superiore tutte le semionde positive.

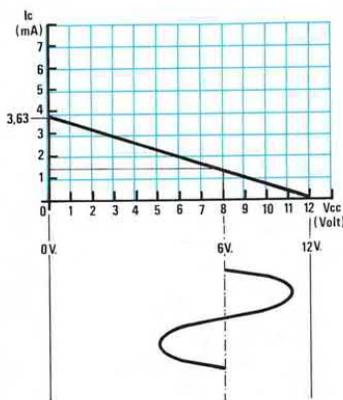


Fig. 11 Poichè sarete sempre costretti ad utilizzare nel circuito dei valori di resistenza standard, vale a dire valori ben differenti da quelli ricavati dai nostri calcoli, difficilmente la tensione di riposo risulterà esattamente pari alla metà della tensione di alimentazione.

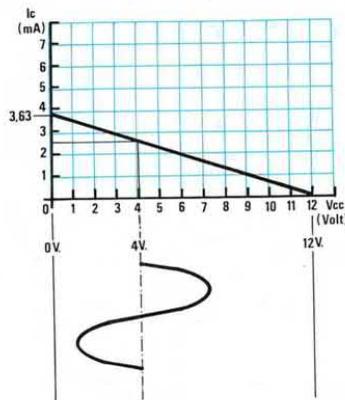


Fig. 12 Se per ipotesi la tensione "Vc" anzichè risultare di 4,5 volt (valore necessario per una Vcc di 9 volt), fosse di soli 3 volt, se avrete prefissato un guadagno medio di 20 volte, non correrete più il rischio di ottenere in uscita una sinusoide con le semionde negative troncate.

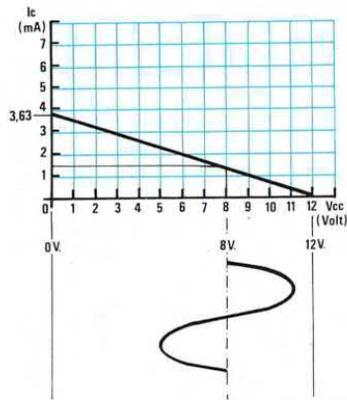


Fig. 13 Lo stesso dicasi se la "Vc" risultasse di 6 volt anzichè di 4,5. Come evidenziato in questo grafico, la nostra sinusoide potrebbe benissimo raggiungere con le semionde positive gli 8,5 volt e con quelle negative i 3,5 volt, senza che nessun estremo venga troncato.

quindi nell'Emettitore dovremo inserire una resistenza da:

$$4,7 : 15 = 0,313 \text{ Kiloohm}$$

Poichè anche questo valore non risulta standard, dovremo necessariamente utilizzare il valore più prossimo, cioè **0,33 Kiloohm** pari a **330 ohm**.

Con questa resistenza il transistor guadagnerà un qualcosa in meno, infatti:

$$\text{Guadagno} = R3 : R4$$

per cui avremo un guadagno di:

$$4,7 : 0,33 = 14,24 \text{ volte}$$

Per far assorbire questa corrente, dovremo calcolare i valori di **R4-R1-R2** come qui di seguito indicato.

CALCOLO CORRENTE DI COLLETTORE = I_c

Per fare in modo che la tensione a **riposo**, cioè la **Vc**, risulti uguale alla **metà** della tensione di alimentazione **Vcc**, dovremo far assorbire al Collettore una corrente **Ic** pari a:

$$I_c = (V_{cc} : 2) : R3$$

Inserendo i valori già noti otterremo:

$$(12 : 2) : 4,7 = 1,27 \text{ milliamper}$$

CALCOLO TENSIONE DI EMETTITORE = V_e

Conoscendo la corrente **Ic** di Collettore (1,27 mA) ed il valore della **R4** pari a **0,33 ohm**, potremo calcolare la tensione presente sull'Emettitore, cioè la **Ve**, usando questa semplice formula:

$$V_e = (I_c \times R4 \text{ in Kiloohm})$$

Pertanto, inserendo in questa formula i dati già in nostro possesso, otterremo:

$$1,27 \times 0,33 = 0,42 \text{ volt}$$

CALCOLO TENSIONE DI BASE = V_b

La tensione di Base **Vb** si ricava sommando il numero fisso **0,7 volt** alla **Ve** precedentemente calcolata:

$$V_b = 0,7 + V_e$$

Perciò, la tensione di Base di questo stadio dovrà risultare pari a:

$$0,7 + 0,42 = 1,12 \text{ volt}$$

tensione che potremo tranquillamente arrotondare togliendo l'ultimo decimale, quindi **Vb = 1,1 volt**.

NOTA: Non tentate di leggere questa tensione di **Base** con un comune tester, perchè la sua bassa resistenza interna posta in parallelo alla **R2**, **modificherà** il valore della tensione di Base.

Questa tensione si potrà soltanto leggere con un **tester digitale** ad alta impedenza o, ancor meglio, con un oscilloscopio.

CALCOLO CORRENTE DI BASE = I_b

Per calcolare la corrente di Base **Ib** è necessario conoscere il **Beta** del transistor, cioè un valore che potremo trovare in un qualsiasi Handbook.

Se nell'Handbook è riportato che l'**hfe** del transistor da noi utilizzato risulta compreso tra **300-500**, dovremo prendere in considerazione il valore più basso, cioè **300**, perchè in questo modo eviteremo di incorrere in grossolani errori.

Conoscendo la **Ic** (nel nostro esempio questo valore è di 1,27 milliamper), potremo ricavare la corrente di Base utilizzando la seguente formula:

$$I_b = I_c : hfe$$

Nel nostro caso avremo:

$$1,27 : 300 = 0,0042 \text{ milliamper}$$

valore che potremo tranquillamente arrotondare a **0,004 milliamper**.

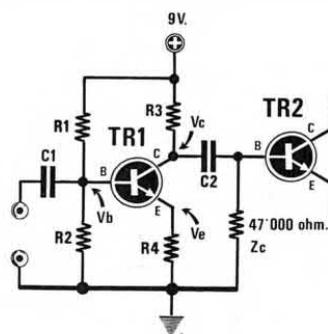


Fig. 14 Per calcolare i valori delle resistenze di polarizzazione di uno stadio preamplificatore, il primo dato che dovrete subito conoscere è lo "Zc", cioè il valore in ohm del carico che verrà in seguito applicato sul Collettore.

CALCOLO CORRENTE SU R1-R2 = Ip

Per calcolare il valore della resistenza di polarizzazione di Base dovremo sempre scegliere per **Ip** (cioè per la corrente che dovremo far scorrere nelle resistenze **R1-R2**) un valore che risulti **10 volte maggiore** rispetto alla **Ib** (corrente di Base), quindi dovremo eseguire questa semplice operazione:

$$I_p = I_b \times 10$$

Sapendo che la **Ib** è uguale a **0,004 mA**, la **Ip** dovrà risultare di:

$$0,004 \times 10 = 0,04 \text{ mA}$$

CALCOLO RESISTENZA BASE = R1

Per calcolare il valore della resistenza **R1** da applicare tra la Base del transistor ed il **positivo** di alimentazione, potremo utilizzare la seguente formula:

$$R1 = (V_{cc} - V_b) : I_p$$

Conoscendo i valori di:

$$V_{cc} = 12 \text{ volt}$$

$$V_b = 1,1$$

$$I_p = 0,04 \text{ mA}$$

li potremo inserire in tale formula ottenendo:

$$(12 - 1,1) : 0,04 = 272,5 \text{ Kiloohm}$$

Poichè anche questo valore ohmico non rientra in quelli **standard**, sceglieremo quello più prossimo, cioè **270 Kiloohm**.

CALCOLO RESISTENZA BASE = R2

Per calcolare il valore della **R2** da applicare tra la Base del transistor e la **massa**, dovremo utilizzare questa seconda formula:

$$R2 = V_b : I_p$$

Perciò, inserendo i dati già in nostro possesso otterremo:

$$1,1 : 0,04 = 27,5 \text{ Kiloohm}$$

e poichè anche questo valore non risulta **standard**, cercheremo il valore più prossimo che, come noto, è **27 Kiloohm**.

IMPEDENZA D'INGRESSO = Zi

L'impedenza d'ingresso **Zi** di un transistor risulta sempre **minore** rispetto al valore della resistenza **R2**, collegata tra Base e Massa.

Poichè la formula per ricavare l'esatto valore della **Zi** sarebbe molto più complessa:

$$Z_i = 1 \left((1 : R_1 + 1 : R_2 + 1 : (R_4 \times h_{fe})) \right)$$

il nostro consiglio è quello di utilizzare questa seconda e più semplice formula:

$$Z_i = R_2 \times 0,7$$

Sapendo che la resistenza **R2** risulta di **27 Kiloohm**, potremo affermare che l'impedenza d'ingresso del nostro circuito si aggira intorno ad un valore di:

$$27 \times 0,7 = 18,9 \text{ Kiloohm}$$

LE CAPACITÀ DI ACCOPPIAMENTO

Per applicare sulla Base di un transistor preamplificatore un segnale di BF prelevato da un microfono magnetico, oppure per trasferire il segnale dal Collettore di un primo transistor preamplificatore alla Base di un secondo stadio preamplificatore, dovremo necessariamente utilizzare un **condensatore**.

Infatti questo componente è in grado di lasciar passare un qualsiasi **segnale alternato**, ma non la tensione continua.

Senza questo condensatore, se applicassimo sulla Base del transistor un microfono magnetico dotato di una resistenza interna di **500-1.000 ohm**, ponendola in parallelo alla **R2** da **27 Kiloohm**, modificheremmo la polarizzazione di Base del transistor e di conseguenza il nostro stadio non sarebbe più in grado di amplificare.

Lo stesso dicasi se collegassimo direttamente il Collettore alla Base del secondo transistor preamplificatore (vedi fig. 15), perchè la tensione di **6 volt** circa presente sul Collettore si riverserebbe sulla Base del secondo transistor **saturandolo**.

Se i condensatori che applicheremo sia sull'ingresso che sull'uscita, sono degli **elettrolitici** dovremo collegarli in modo corretto, rispettando la **polarità** dei due terminali a seconda che il transistor sia un PNP o un NPN (vedi figg. 17-18).

Per questi accoppiamenti **non potremo** utilizzare una qualsiasi capacità, ma un valore adeguato in grado di lasciar passare la **minima frequenza**

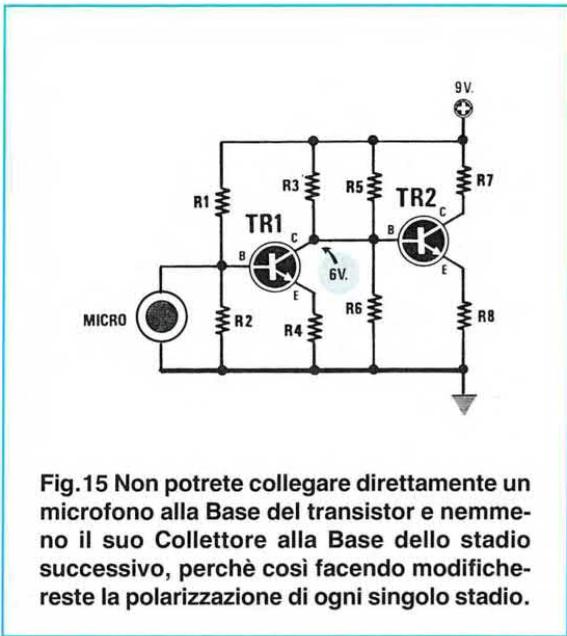


Fig. 15 Non potrete collegare direttamente un microfono alla Base del transistor e nemmeno il suo Collettore alla Base dello stadio successivo, perchè così facendo modifichereste la polarizzazione di ogni singolo stadio.

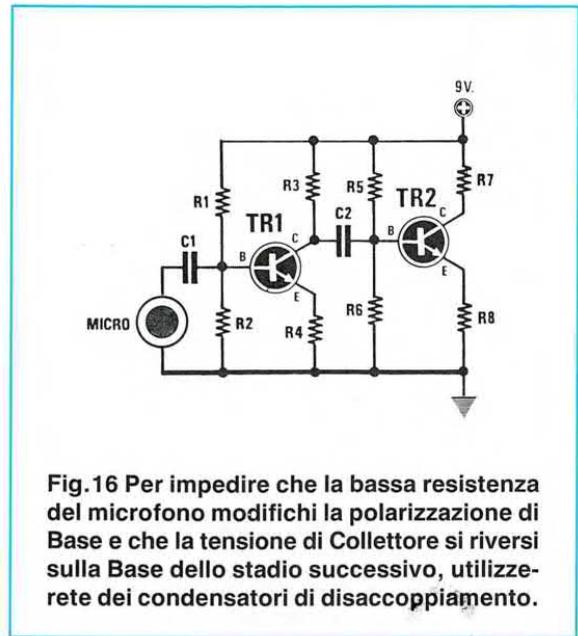


Fig. 16 Per impedire che la bassa resistenza del microfono modifichi la polarizzazione di Base e che la tensione di Collettore si riversi sulla Base dello stadio successivo, utilizzerete dei condensatori di disaccoppiamento.

che desideriamo amplificare senza attenuarla.

Infatti, qualsiasi capacità presenta una propria **reattanza**, vale a dire che si comporta in pratica come una resistenza ohmica, il cui valore aumenta al ridursi della frequenza di lavoro.

Per conoscere la reattanza **RCX** in Kiloohm di un condensatore potremo usare la seguente formula:

$$RCX = 159 : (mF \times Hz)$$

Volendo conoscere quale **reattanza** presenti un condensatore da **47.000 picroFarad** su una frequenza di **30 Hz**, la prima operazione che dovremo eseguire sarà quella di convertire i **47.000 pF** in **microFarad** e per far questo dovremo dividere questa capacità per **1.000.000**, ottenendo:

$$47.000 : 1.000.000 = 0,047 \text{ mF}$$

Inserendo tutti questi dati nella nostra formula otterremo:

$$159 : (0,047 \times 30) = 112,76 \text{ Kiloohm}$$

perciò, questo condensatore per una frequenza di **30 Hz** equivale ad una resistenza da **112.760 ohm** posta in serie sull'ingresso della Base.

Per una frequenza di **10.000 Hz** la stessa capacità di **0,047 mF** presenterebbe una reattanza pari a:

$$159 : (0,047 \times 10.000) = 0,338 \text{ Kiloohm}$$

vale a dire di soli **338 ohm**.

Come vedesi, variando la frequenza del segnale da amplificare varia il valore ohmico di questa **resistenza** e poichè essa si trova in serie alla Base del transistor, ne consegue che più aumenta questo valore, **meno segnale** giunge sulla Base.

In pratica, è come se su tale ingresso fosse presente un potenziometro di **volume** che abbassasse il **segnale** in presenza di frequenze Basse e lo alzasse in presenza di frequenze Alte.

Per evitare questa attenuazione su tutte le frequenze più **basse**, dovremo scegliere per l'accoppiamento una capacità di valore adeguato.

CALCOLO CAPACITÀ D'INGRESSO C1

La formula da utilizzare per conoscere la capacità del condensatore **C1** in **microFarad** è la seguente:

$$C1 = 159 : (R2 \times 0,7 \times Hz)$$

Perciò, desiderando amplificare una frequenza **minima di 20 Hz**, per conoscere la capacità di **C1** (sapendo che il valore di **R2** è di **27 Kiloohm**) dovremo eseguire la seguente operazione:

$$159 : (27 \times 0,7 \times 20) = 0,42 \text{ microFarad}$$

Con tale capacità la frequenza di **20 Hz** subirà un'attenuazione di **3 dB**, vale a dire che il segnale risulterà attenuato in tensione di **1,41 volte**; infatti, verificando la sua reattanza a questa frequenza, otterremo:

$$RCX = 159 : (mF \times R2 \times 0,7)$$

cioè:

$$159 : (0,42 \times 27 \times 0,7) = 20 \text{ Kiloohm}$$

per limitare questa attenuazione conviene sempre usare una capacità **10 volte maggiore**, cioè:

$$0,42 \times 10 = 4,2 \text{ microFarad}$$

In pratica utilizzeremo una capacità di **4,7 mF**. Con questo valore otterremo una reattanza di:

$$159 : (4,7 \times 27 \times 0,7) = 1,78 \text{ Kiloohm}$$

che corrisponde ad un valore di soli **1.780 ohm**.

CALCOLO DELLA CAPACITÀ C2

Anche per il calcolo del condensatore **C2** è valida la formula sopraripotata.

In questo secondo caso, sappiamo che l'impedenza da utilizzare è quella di uscita, cioè quella della resistenza **R6** che, nello schema da noi proposto, risulterebbe pari a **47 Kiloohm**.

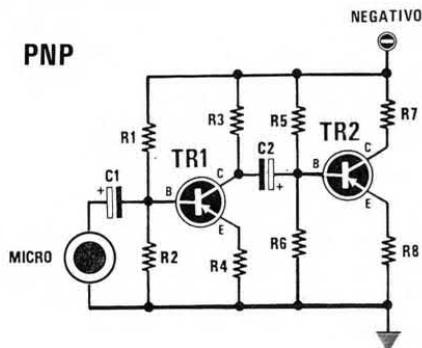


Fig.17 Poichè questi condensatori di disaccoppiamento sono quasi sempre degli "elettrolitici", se lo stadio utilizza dei transistor PNP dovrete rivolgere il terminale "positivo" come visibile in figura.

Conoscendo la frequenza minima di lavoro pari a **20 Hz**, calcoleremo il valore della capacità **C2**:

$$C2 = 159 : (47 \times 0,7 \times 20) = 0,24 \text{ microF}$$

Anche in questo caso ci conviene usare una capacità **10 volte maggiore**, per cui otterremo un valore di **2,4 microFarad**.

Qui si potrebbe usare una capacità standard da **4,7 microFarad**.

IL CONDENSATORE SULL'EMETTITORE

Applicando in parallelo alla resistenza di Emittore un condensatore elettrolitico (vedi fig.19), il **guadagno** sul segnale **alternato** non risulterà più quello che noi abbiamo in precedenza calcolato con la formula:

$$\text{Guadagno} = R3 : R4$$

vale a dire:

$$4,7 : 0,33 \text{ Volt} = 14,24 \text{ volte}$$

ma aumenterà **enormemente**.

Per limitare il guadagno sul segnale **alternato** di circa **30 volte**, dovremo porre in serie al condensatore elettrolitico una resistenza (vedi R4/A in fig.20).

Per calcolare il valore da assegnare alla **R6**, dovremo eseguire queste semplici operazioni:

1° Calcolare la differenza di **guadagno AC e CC**, utilizzando questa semplice formula:

$$(\text{guadagno AC} : \text{Guadagno CC}) - 1$$

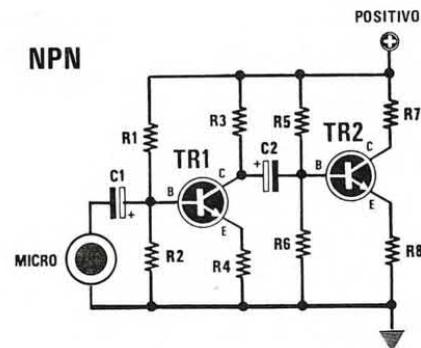


Fig.18 Se lo stadio utilizza dei transistor NPN, i condensatori elettrolitici collegati al microfono dovranno essere rivolti, come evidenziato in figura, con la polarità "positiva" in senso inverso.

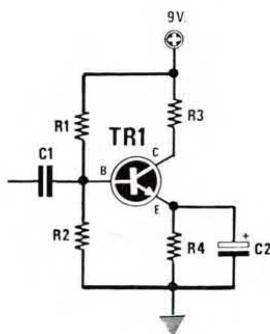


Fig.19 Applicando in parallelo alla resistenza di Emittore R4 un condensatore elettrolitico, il guadagno del transistor sul segnale di "BF" aumenterà notevolmente fino a raggiungere il massimo consentito.

Nel nostro esempio avremo:

$$(30 : 14,24) - 1 = 1,1$$

2° Dividere il valore della resistenza R4 che abbiamo calcolato in precedenza per il numero ottenuto.

Sapendo che il valore della R4 risulta di **0,33 Kiloohm**, quello della R4/A dovrà risultare pari a:

$$0,33 : 1,1 = 0,363 \text{ Kiloohm}$$

valore che potremo arrotondare a **0,33 Kiloohm**, pari a **330 ohm**.

3° Per conoscere la frequenza minima da cui tale stadio inizierà a guadagnare **30 volte**, potremo usare quest'ultima formula:

$$\text{Hz} = 159 : (R4/A \times \text{mF})$$

Amnesso che si sia posta in serie alla resistenza R4/A da **330 ohm** una capacità di **10 mF** (vedi C2 in fig.20), avremo:

$$159 : (0,33 \times 10) = 48 \text{ Hertz}$$

Perciò tutte le frequenze da **0** a **48 Hz** verranno amplificate di **15 volte** e tutte le frequenze superiori a **48 Hz** verranno amplificate di **30 volte**.

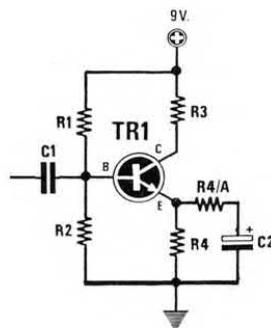


Fig.20 Collegando in serie a tale condensatore una resistenza (vedi R6) di valore appropriato, potrete modificare il guadagno sulle frequenze più acute della gamma audio come spiegato nell'articolo.

CONTROLLO con OSCILLOSCOPIO

Se disponete di un oscilloscopio e desiderate verificare se il segnale presente sull'uscita del preamplificatore risulta perfetto, dovrete ricordare di prelevare da quest'ultima tramite un condensatore collegato ad una resistenza di valore analogo a quello che risulterà presente sulla Base del transistor che la segue (vedi in fig.14 C2 e Zc).

Se lo stadio funziona correttamente, in uscita otterrete delle sinusoidi perfettamente simmetriche (vedi fig.21).

Se le sinusoidi dovessero risultare **mozzate** sopra oppure sotto, le cause potrebbero essere soltanto le seguenti:

- il transistor guadagna in modo esagerato
- sull'ingresso è presente un segnale elevato
- il valore della resistenza di Collettore non è stato calcolato correttamente (vedi da fig.8 a fig.13).

Se notate che la sinusoide risulta **sfocata** come visibile in fig.22, potete essere certi che nella Base entra del ronzio a **50 Hz**. Se userete per il collegamento di Base del cavetto schermato il difetto sparirà.

Se notate sulle sinusoidi dei tratti leggermente più **grossi** (vedi figg.23-24), significa che il transistor tende ad **autooscillare**.

Per eliminare questo difetto sarà sufficiente collegare direttamente tra Collettore e Base un piccolo condensatore ceramico da **22-33-47 pF** (vedi fig.25).

Tenete presente che più aumenta il valore di questa capacità più si riduce il **guadagno** sulle frequenze più elevate, quindi inserendo dei valori di **120-150 pF** si attenueranno tutte le frequenze acute.

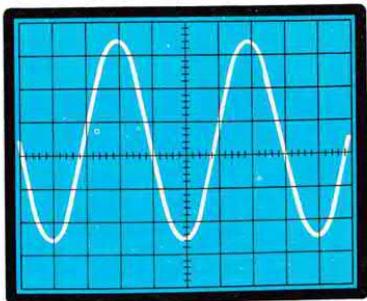


Fig.21 Se uno stadio amplificatore funziona correttamente, la sinusoide amplificata dovrà risultare sempre con contorni ben definiti e perfettamente simmetrici. Qualsiasi deformazione presente sulla sinusoide significa un'anomalia sullo stadio preamplificatore, pertanto se ne dovrà ricercare la causa.

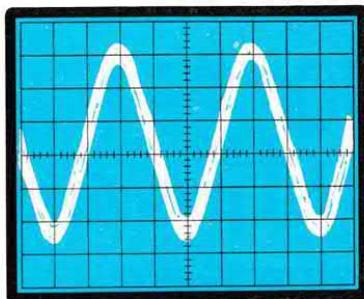


Fig.22 Ad esempio, se notate che l'onda risulta "sfocata" e non rimane immobile sullo schermo, potete essere certi che il preamplificatore capta ed amplifica, assieme al segnale, anche la frequenza di rete a 50 Hz. Schermando l'ingresso ed allontanando il preamplificatore da fonti alterna- te, il difetto sparirà.

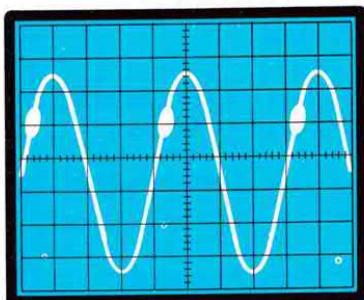


Fig.23 Se notate che la traccia risulta in un qualsiasi punto leggermente più marcata, potete essere certi che il vostro transistor amplificatore autooscilla in alta frequenza.

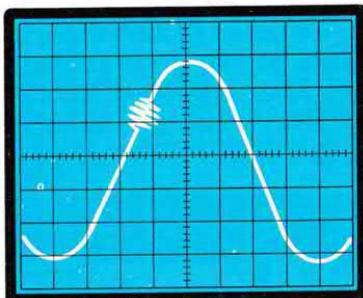


Fig.24 Infatti, se provate a modificare il Time/Base dell'oscilloscopio in modo da far apparire sullo schermo una sola semionda, potrete notare che in quel punto "leggermente più marcato" esistono delle piccole sinusoidi.

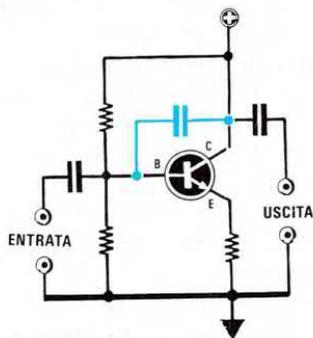


Fig.25 Se notate questa autooscillazione su un qualsiasi stadio preamplificatore o finale di potenza, potrete eliminare tale difetto inserendo un piccolo condensatore tra base e collettore.

Conoscere il MOSFET un fet provvisto di due Gate



La parola **Mosfet** significa **Metal Oxide Substrate Field Effect Transistor**.

In qualche manuale questo semiconduttore viene chiamato anche **Mosfet Tetrode** o **Tetrodo Fet** perchè, a differenza dei comuni Fet, dispone di due terminali di Gate.

I **Mosfet** in uno schema elettrico vengono raffigurati graficamente come visibile in fig.1 e poichè sono solo a canale **N**, il terminale **Source** viene sempre collegato a **massa** ed il terminale **Drain** al **positivo** della tensione di alimentazione.

Sul terminale **Gate 1**, quasi sempre polarizzato **negativamente** rispetto al suo **Source**, viene applicato il segnale da amplificare, mentre sul terminale **Gate 2**, utilizzato come terminale di controllo,

viene applicata una tensione **positiva** di polarizzazione.

I **Mosfet** sono dei semiconduttori da usare esclusivamente sulle gamme **OC-VHF-UHF** per preamplificare e miscelare segnali di **alta frequenza**.

I parametri più importanti di un **Mosfet** sono i seguenti:

PD mW = indica la massima potenza in **milliwatt** dissipabile dal **Mosfet** ad una temperatura ambiente di **25 gradi**.

Vds = indica la massima **tensione** in **volt** applicabile tra il **Drain** ed il **Source**.

IDss = indica la corrente in **milliamper** che scorre sul **Drain** nelle seguenti condizioni:

- **Gate 1** collegato a **massa**
- **Gate 2** polarizzato con **4 volt** positivi
- **Drain** alimentato con **15 volt** positivi

Igss = indica la corrente di fuga del **Gate 1** che è sempre molto bassa in quanto si aggira intorno a pochi **nanoamper**.

Vgs = indica la differenza di tensione presente tra **Gate 1** e **Source**. In pratica questa sarebbe la tensione **negativa** utilizzata per polarizzare il **Gate 1**, che potrete rilevare misurando la tensione presente ai capi della **resistenza** posta tra il terminale **Source** e la **massa**.

Yfs o **gm** o **RE (Yfs)** = indica la **transconduttanza** in configurazione di amplificatore **Common Source** del **Mosfet**.

Il suo valore può essere espresso indifferentemente in **millimho** (abbreviato **mmho**) o **milliSiemens** (abbreviato **mS**). Questo parametro varia al variare della tensione **positiva** applicata sul **Gate 2**.

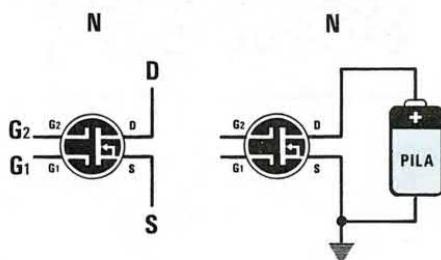


Fig.1 Disegno grafico dei Mosfet. Il positivo di alimentazione va collegato sul Drain.

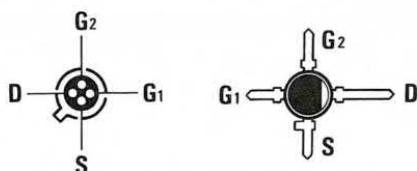


Fig.2 Connessioni dei Mosfet. Nella figura di sinistra, le connessioni sono viste da sotto.

Nella **Tabella n.1** sono indicate le caratteristiche principali dei più comuni **Mosfet**.

TABELLA N.1

Mosfet	PD mW	Vds Volt	IDss mA	Yfs mS
BF.964/S	225	20	30	18 VHF
BF.965	225	20	30	18 VHF
BF.966/S	225	20	30	18 UHF
BF.988	200	12	30	24 UHF
BFR.84	300	20	50	15 UHF
MFE.132	300	25	30	20 VHF
3N.203	360	25	50	20 VHF
3N.211	360	27	50	40 VHF
MFE.130	300	25	30	20 VHF
MFE.521	300	30	10	20 VHF
MFE.3004	200	20	10	20 UHF

Nota = L'abbreviazione **mS** = milliSiemens è equivalente a **millimho**.

Nei manuali non viene indicata la massima frequenza di lavoro, comunque possiamo precisare che i Mosfet per **VHF** possono amplificare segnali fino a **400-500 MHz**, mentre quelli per **UHF** possono amplificare anche segnali oltre i **1.000-1.200 MHz**.

LA TENSIONE sul GATE 2

I dati di **IDss** e di **Yfs** riportati nella **Tabella n.1** sono quelli che si rilevano collegando il **Mosfet** come visibile in fig.3, cioè:

- G1** = collegato a massa
- G2** = polarizzato con 3,9 volt positivi
- Source** = collegato a massa con 470 ohm
- Drain** = alimentato a 15 volt

Modificando la tensione sul terminale **Gate 2**, varierà la corrente di **Drain (IDss)** e di conseguenza anche la sua transconduttanza (**Yfs**), vale a dire il suo **guadagno**.

Ammetto di prendere un **Mosfet** che abbia queste caratteristiche:

- IDss** = 20 milliamper
- Yfs** = 18 milliSiemens

se varierete la tensione sul **Gate 2** dal suo **massimo** di circa **4 volt positivi** al suo **minimo** di **0 volt** (vedi fig.4), noterete le variazioni indicate nella **Tabella n.2**.

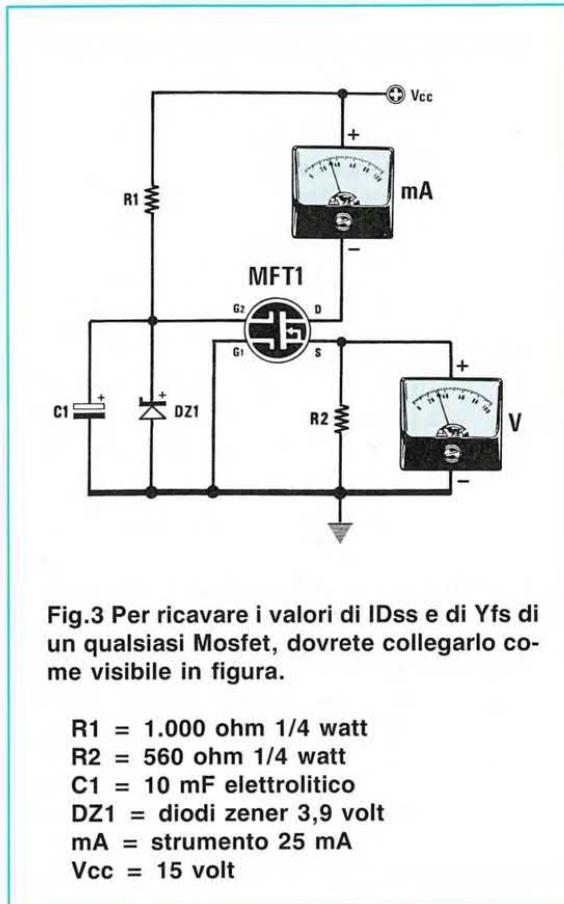


Fig.3 Per ricavare i valori di **IDss** e di **Yfs** di un qualsiasi Mosfet, dovrete collegarlo come visibile in figura.

- R1** = 1.000 ohm 1/4 watt
- R2** = 560 ohm 1/4 watt
- C1** = 10 mF elettrolitico
- DZ1** = diodi zener 3,9 volt
- mA** = strumento 25 mA
- Vcc** = 15 volt

TABELLA N.2

Gate 2 volt	IDss mA	Yfs mS.	Guadagno massimo
4	20	18	20 dB
3	16	14	16 dB
2	12	10	12 dB
1	8	6	8 dB
0	4	2	4 dB

Come potrete notare, più si abbassa la tensione **positiva** sul **Gate 2** più si riduce il **guadagno**.

Polarizzando il **Gate 2** con una tensione **negativa** di **1 volt**, il Mosfet guadagnerà **0 dB**, polarizzandolo con una tensione **negativa** di **2 volt**, il segnale applicato sull'ingresso subirà una **attenuazione**.

Per ottenere questa tensione **negativa** di polarizzazione, tra il **Source** e la **massa** si deve applicare una resistenza di caduta.

Se nello schema di fig.4 ruoterete il trimmer **R2** verso **massa**, tra il **Gate 2** ed il **Source** risulterà presente una tensione di **0 volt**.

Nel caso dello schema di fig.5, dove tra il **Source** e la **massa** appare inserita una resistenza, dovrete sempre sottrarre alla tensione presente sul **Gate 2** la tensione presente ai capi di **R3**.

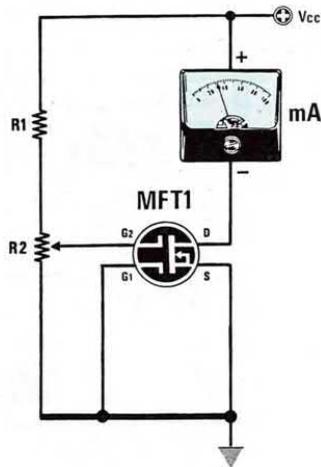


Fig.4 Ruotando il trimmer R2 da un estremo all'altro, varierete la tensione di polarizzazione sul Gate 2 e la corrente di Drain.

R1 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R2 = 22.000 ohm 1/4 watt
 Vcc = 15 volt

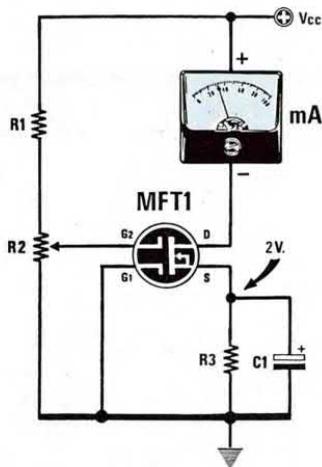


Fig.5 Se tra il Source e la massa risulta collegata una resistenza, la tensione presente ai capi di R3 va sottratta alla tensione positiva presente sul Gate2. Ruotando il trimmer R2 verso massa, il Gate2 verrà polarizzato con una tensione negativa.

R3 = da 560 a 4.700 ohm
 C1 = 10 mF elettrolitico

Ammetto che ai capi di questa resistenza risulti presente una tensione di **2 volt** e che tra il **Gate 2** e la **massa** risulti presente una tensione di **3,5 volt**, la tensione di polarizzazione risulterà di:

$$3,5 - 2 = 1,5 \text{ volt positivi}$$

Ruotando il cursore del trimmer **R2** in modo da leggere tra il **Gate 2** e la **massa** una tensione di **0,5 volt**, la tensione di polarizzazione risulterà di:

$$0,5 - 2 = -1,5 \text{ volt negativi}$$

A questo proposito dobbiamo far presente che la tensione di polarizzazione del **Gate 2** ed anche del **Gate 1** si misura prendendo come riferimento il terminale di **Source** e non la **massa**.

Infatti, misurando con un tester digitale la tensione presente tra il **Gate 2** e la **massa** leggerete **0,5 volt positivi**, mentre misurando la tensione presente tra il **Gate 2** ed il **Source** leggerete **- 1,5 volt negativi**.

Polarizzando **negativamente** il **Gate 2**, il Mosfet non riuscirà più a preamplificare i segnali che vengono applicati sul **Gate 1**.

MOSFET amplificatore in CLASSE A

Per realizzare un amplificatore in **classe A** (vedi fig.6) in primo luogo bisogna calcolare il valore della resistenza di **Source** siglata **R5** e quella di **Drain** siglata **R4** e per far questo si potrebbero usare queste due formule:

$$R5 \text{ in ohm} = (V_{gs} : \text{mA Drain}) \times 1000$$

$$R4 \text{ in ohm} = (V_{cc} : 2) : \text{mA Drain} \times 1000$$

Poichè anche i **Mosfet**, come qualsiasi altro componente, hanno delle **tolleranze**, con queste formule ricaverete dei valori **teorici** ben diversi dai valori reali che dovrete utilizzare.

Per ovviare a questo inconveniente, vi consigliamo di tralasciare queste formule e di seguire questo valido sistema pratico:

1° - Prendete il **Mosfet** e collegatelo come visibile in fig.3 cioè:

Gate 1 collegato a **massa**

Gate 2 polarizzato con **R1/DZ1**

Sul **Drain** collegate uno strumento milliamperometro da **5 mA** fondo scala, oppure un **tester** posto in **CC** e commutato sulla portata **5 mA** fondo scala.

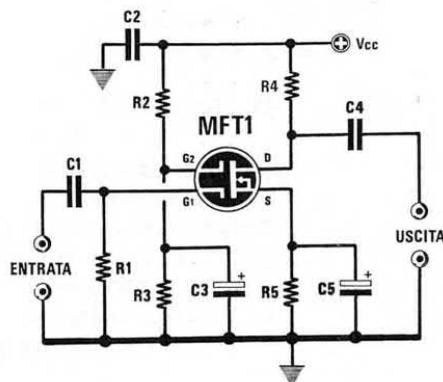


Fig.6 Schema di un amplificatore in classe A. Nell'articolo viene spiegato come calcolare i valori delle due resistenze R4-R5. Per variare il guadagno si può modificare il valore di R3 oppure quello di R4.

- R1 = 470.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 180.000 ohm (vedi Tabella n.3)
- R3 = 68.000 ohm (vedi Tabella n.3)
- R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
- C1-C2 = 100.000 pF poliestere
- C3 = 10 mF elettrolitico
- C4 = 100.000 pF poliestere
- C5 = 10 mF elettrolitico

2° - Applicate sul terminale **Drain** una tensione **positiva** di valore identico a quello che userete in seguito per alimentare il **Mosfet**, vale a dire che se utilizzerete questo preamplificatore in un circuito alimentato a **12 volt**, sul **Drain** applicherete **12 volt**. Se utilizzerete il preamplificatore in un circuito alimentato a **15 volt**, sul **Drain** applicherete una tensione di **15 volt**.

3° - A questo punto prendete una resistenza da:

4.700 - 3.900 - 3.300 - 2.700 - 2.200 - 1.800
1.500 - 1.200 - 1.000 - 820 - 680 - 560 ohm

4° - Inserite tra il **Source** e la **massa** queste resistenze, partendo dal valore più alto, cioè **4.700 - 3.900 - 3.300 ohm**, poi scendete sugli altri valori inferiori, controllando attentamente la **corrente assorbita dal Drain** (vedi fig.3).

5° - Se volete realizzare uno stadio **preamplificatore** con un **elevato guadagno**, dovrete scegliere una resistenza di **Source** che faccia assorbire al **Mosfet** una corrente di valore compreso tra **0,2** e **0,5 milliamper**.

6° - Se volete realizzare uno stadio **pilota** che abbia un **guadagno medio**, dovrete scegliere una resistenza di **Source** che faccia assorbire al **Mosfet** una corrente di valore compreso tra **1,5** e **2 milliamper**.

7° - Trovato il valore di **R5**, che fa assorbire al **Mosfet** la corrente richiesta, potrete calcolare il valore della resistenza **R4** da applicare sul **Drain**.

8° - Ammesso che nel **Source** risulti inserita una resistenza da **1.000 ohm** e che con questo valore il **Mosfet** assorba **0,9 milliamper**, per calcolare il valore della resistenza **R4** potrete utilizzare questa formula:

$$R4 \text{ ohm} = (Vcc : 2) : \text{mA} \times 1.000$$

Se avete alimentato il **Mosfet** con una tensione di **15 volt**, conoscendo il valore della **Vcc** da inserire nella formula otterrete:

$$(15 : 2) : 0,9 \times 1.000 = 8333,33 \text{ ohm}$$

Poichè questo valore non è **standard**, potrete tranquillamente utilizzare il valore più prossimo che, in questo caso, potrete scegliere tra **8.200 ohm** oppure **10.000 ohm**.

Se userete **8.200 ohm**, il **Mosfet** assorbirà:

$$(15 : 2) : 8.200 \times 1.000 = 0,91 \text{ milliamper}$$

Se userete **10.000 ohm**, il **Mosfet** assorbirà:

$$(15 : 2) : 10.000 \times 1.000 = 0,75 \text{ milliamper}$$

Variando la corrente di **Drain** modificherete solo il **guadagno** dello stadio preamplificatore, che potrete calcolare come ora vi spiegheremo.

CONOSCERE IL GUADAGNO

Per calcolare il **guadagno** di un preamplificatore a **Mosfet** collegato come visibile in fig.6, potrete

utilizzare una di queste quattro formule:

Se il Drain assorbe da 0,2 a 0,5 mA

$$\text{Guadagno} = (R4 \text{ in ohm} \times 1,5) : 1.000$$

Se il Drain assorbe da 0,55 a 1,0 mA

$$\text{Guadagno} = (R4 \text{ in ohm} \times 2) : 1.000$$

Se il Drain assorbe da 1,1 a 1,5 mA

$$\text{Guadagno} = (R4 \text{ in ohm} \times 2,5) : 1.000$$

Se il Drain assorbe da 1,55 e 2,2 mA

$$\text{Guadagno} = (R4 \text{ in ohm} \times 3) : 1.000$$

Nota = il **guadagno** che ricaverete con queste formule, è valido soltanto se in parallelo alla resistenza **R5** di **Source** risulta collegato un condensatore elettrolitico o al poliestere (vedi **C5** in fig.6).

Tenete presente che, a causa delle tolleranze delle resistenze, potrete ottenere delle differenze di **guadagno**, in +/-, di circa un **15%**.

Esempio = Si desidera conoscere quale differenza di **guadagno** si ottiene con lo stadio di fig.6, ponendo sul **Drain** una resistenza da **8.200 ohm** o **10.000 ohm** ed alimentando i **Mosfet** con una tensione di **12 volt**.

Avendo precedentemente appurato che utilizzando questi due diversi valori di resistenza la corrente di **Drain** varia da **0,75** a **0,91 milliamper**, per calcolare il **guadagno** potrete usare la formula:

$$\text{Se il Drain assorbe da } 0,6 \text{ a } 1,0 \text{ mA} \\ \text{Guadagno} = (R4 \text{ in ohm} \times 2) : 1.000$$

Se utilizzerete la resistenza da **8.200 ohm**, il **Mosfet** amplificherà in tensione:

$$(8.200 \times 2) : 1.000 = 16,4 \text{ volte}$$

Se utilizzerete la resistenza da **10.000 ohm**, il **Mosfet** amplificherà in tensione:

$$(10.000 \times 2) : 1.000 = 20 \text{ volte}$$

Anche se il calcolo teorico consigliava di utilizzare una resistenza da **8.333,33 ohm**, questo esempio vi ha dimostrato che usando una resistenza da **8.200 ohm** oppure da **10.000 ohm**, la differenza di **guadagno** che ne deriva non è molto elevata.

SENZA il CONDENSATORE sul SOURCE

Togliendo nel **Source** il condensatore posto in parallelo alla resistenza **R5** (vedi fig.7), il **guadagno** scenderà notevolmente.

La formula da utilizzare per calcolare il **guadagno** senza questo condensatore è la seguente:

$$\text{Guadagno} = R4 : R5$$

Dove **R4** è la resistenza applicata sul **Drain** ed **R5** è quella applicata sul **Source**.

Poichè negli esempi precedenti abbiamo inserito nel **Source** una resistenza da **1.000 ohm** e nel **Drain** una resistenza da **8.200 ohm** oppure da **10.000 ohm**, potrete facilmente calcolare il **guadagno** con questi due diversi valori sul **Drain**:

$$8.200 : 1.000 = 8,2 \text{ volte} \\ 10.000 : 1.000 = 10 \text{ volte}$$

Facciamo presente che questo è un **guadagno** in **tensione**, quindi chi volesse convertire questo valore in **dB** potrà consultare la **Tabella dei dB** pubblicata in questo stesso volume per trovare il valore corrispondente.

Importante = Facciamo presente che negli amplificatori in **classe A** non è mai consigliabile modificare il **guadagno** variando la tensione **positiva** sul **Gate 2**, perchè si può correre il rischio di modificare la polarizzazione dello stadio preamplificatore. Per aumentare il guadagno occorre aumentare il valore delle due resistenze **R4-R5**, in modo da far assorbire al **Mosfet** delle correnti comprese tra **0,2 - 0,5 milliamper**.

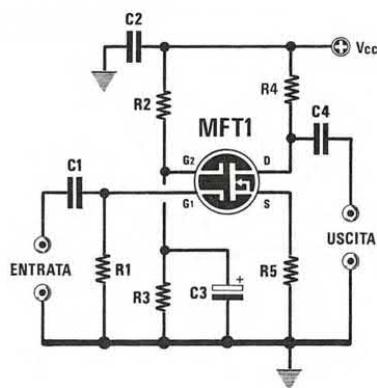


Fig.7 Se nello schema di fig.6 toglierete il condensatore **C5** in parallelo alla **R5**, potrete calcolare il **guadagno** con la formula:

$$\text{Guadagno} = R4 : R5$$

Esempio = Supponiamo che, realizzato lo schema di fig.6, abbiate alimentato il **Mosfet** con una tensione di **15 volt**, poi, applicando sul **Source** una resistenza da **4.700 ohm** (vedi **R5**), abbiate constatato che il **Mosfet** assorbe una corrente di **0,25 milliampere**.

Desiderate quindi calcolare il valore della resistenza **R4** da inserire nel **Drain** ed il **guadagno** con o senza il condensatore **C5** in parallelo alla **R5**.

- Per calcolare la resistenza di **Drain** bisognerà usare la formula:

$$R4 \text{ in ohm} = (V_{cc} : 2) : \text{mA} \times 1.000$$

inserendo i dati già in vostro possesso otterrete:

$$(15 : 2) : 0,25 \times 1.000 = 30.000 \text{ ohm}$$

Poichè questo non è un valore **standard**, potrete tranquillamente utilizzare il valore più prossimo, che in questo caso potrebbe essere **27.000 ohm** oppure **33.000 ohm**.

Ammessi di scegliere **33.000 ohm**, potrete calcolare il **guadagno** usando la formula:

$$\text{Se il Drain assorbe da } 0,2 \text{ a } 0,5 \text{ mA} \\ \text{Guadagno} = (R4 \text{ in ohm} \times 1,5) : 1.000$$

pertanto avrete:

$$(33.000 \times 1,5) : 1.000 = 49,5 \text{ volte}$$

In **teoria** questo stadio dovrebbe preamplificare un segnale di **49,5 volte**, ma in **pratica** dovrete sempre considerare una differenza +/- di un **15%** introdotta dalle **tolleranze**.

Quindi, calcolando il **15%** di **49,5**, otterrete:

$$49,5 \times 15 : 100 = 7,4$$

Pertanto il **guadagno** di questo stadio risulterà compreso tra:

$$49,5 - 7,4 = 42,1 \text{ (valore minimo)} \\ 49,5 + 7,4 = 56,9 \text{ (valore massimo)}$$

Se a questo circuito **toglierete** il condensatore **C5** posto in parallelo alla resistenza **R5** del **Source**, per calcolare il **guadagno** dovrete utilizzare la formula: **Guadagno = R4 : R5**

quindi otterrete un **guadagno** di soli:

$$33.000 : 4.700 = 7 \text{ volte}$$

IL PARTITORE RESISTIVO per il GATE 2

In fig.3 per polarizzare con una **tensione positiva** di circa **4 volt** il **Gate 2** abbiamo applicato tra questo terminale e la **massa** un diodo zener da **3,9 volt**.

Questa soluzione si deve utilizzare **solo** per ricavare la corrente di **Drain**.

Vi sono dei progettisti, non molto esperti, che per polarizzare il **Gate 2** applicano su un circuito preamplificatore questo **diodo zener**, non sapendo che **genera del rumore** che verrà poi amplificato dal **Mosfet**.

Per avere un **preamplificatore** il meno possibile **rumoroso**, è necessario polarizzare il **Gate 2** solo ed esclusivamente con un **partitore resistivo** come evidenziato in fig.6.

I valori di **R2-R3** più idonei da utilizzare per **polarizzare** il **Gate 2**, tenendo presente il valore della tensione utilizzata per alimentare il **Mosfet**, si possono calcolare con la formula:

$$\text{Volt Gate 2} = R3 : (R2 + R3) \times V_{cc}$$

Nella **Tabella n.3** sono indicati i valori ohmici che potrete utilizzare con diverse tensioni di alimentazione **Vcc**.

TABELLA N.3 valori del partitore R2/R3

Tensione	R2 ohm	R3 ohm	Gate 2
25 volt	220.000	47.000	4,40 volt
20 volt	180.000	47.000	4,14 volt
18 volt	180.000	56.000	4,27 volt
15 volt	180.000	68.000	4,11 volt
12 volt	120.000	68.000	4,34 volt
9 volt	82.000	68.000	4,08 volt

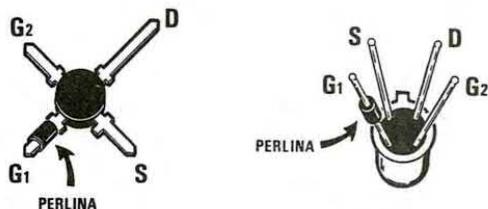
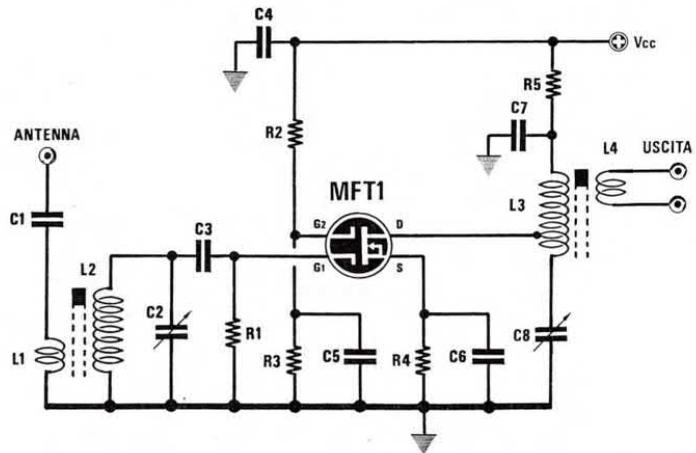


Fig.8 Polarizzando il Gate 2 per la massima amplificazione, il Mosfet può in molti casi autooscillare. Per eliminare queste autooscillazioni bisogna inserire nel terminale del Gate 1 una piccola perla in ferrite.

PREAMPLIFICATORE RF con USCITA a LINK (fig.9)

- R1 = 330.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 33.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 560 ohm 1/4 watt
- R5 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 10.000 pF poliestere
- C2 = 10/40 pF compensatore
- C3 = 100 pF ceramico
- C4 = 100.000 pF poliestere
- C5 = 47.000 pF ceramico
- C6-C7 = 10.000 pF ceramico
- C8 = 10/40 pF compensatore
- L2-L3 = bobine di sintonia
- L1-L4 = link



Schema di un preamplificatore RF molto **selettivo**.

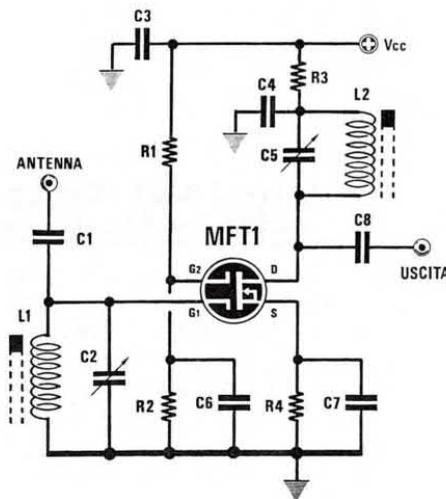
Come noterete, il link d'ingresso (bobina L1) è composto da poche spire che andranno avvolte sopra L2 dal lato della **massa**, mentre il link d'uscita (bobina L4) è sempre compo-

sto da poche spire, che andranno avvolte sopra alla L3 verso il lato **positivo** di alimentazione.

La presa sulla bobina L3 per collegare il terminale **Drain** andrà ricercata sperimentalmente.

Variando il valore della resistenza R3 si potrà modificare il **guadagno**.

PREAMPLIFICATORE RF con USCITA capacitiva (fig.10)



- R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 33.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 100 ohm 1/4 watt
- R4 = 560 ohm 1/4 watt
- R5 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 3,3 - 4,7 pF ceramico
- C2 = 10/40 pF compensatore
- C3 = 100.000 pF poliestere
- C4 = 10.000 pF ceramico
- C5 = 10/40 pF compensatore
- C6 = 47.000 pF ceramico
- C7 = 10.000 pF ceramico
- C8 = 4,7 - 8,2 pF ceramico
- L1-L2 = bobine di sintonia

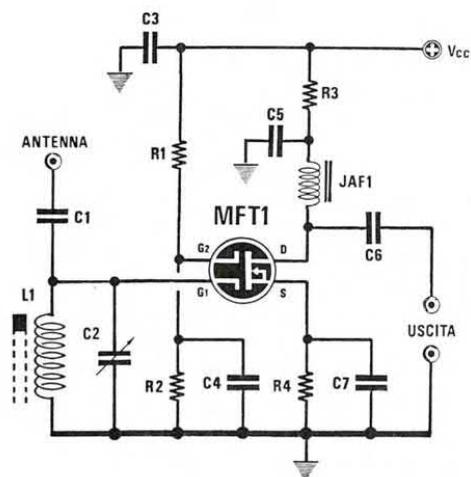
Schema di un preamplificatore RF con uscita capacitiva. Il circuito di sintonia d'ingresso L1/C2 e quello di uscita L2/C5 debbono essere calcolati per potersi sintonizzare sulla gamma di lavoro. Per modificare il guadagno di questo stadio occorre soltanto aumentare o ridurre il va-

lore della resistenza R2.

Se il circuito ha tendenza ad autooscillare, collegate al terminale del **Gate 1** una perlina in ferrite come visibile in fig.8 o applicate in parallelo alla bobina L2 una resistenza di valore compreso tra **2.200 ohm** e **10.000 ohm**.

AMPLIFICATORE RF con USCITA aperiodica (fig.11)

- R1 = 220.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 100 ohm 1/4 watt
- R4 = 220 ohm 1/4 watt
- C1 = 3,3 - 4,7 pF ceramico
- C2 = 10/40 pF compensatore
- C3 = 100.000 pF poliestere
- C4 = 47.000 pF ceramico
- C5 = 10.000 pF ceramico
- C6 = 100 pF ceramico
- C7 = 10.000 pF ceramico
- L1 = bobina di sintonia
- JAF1 = impedenza 47 microHenry

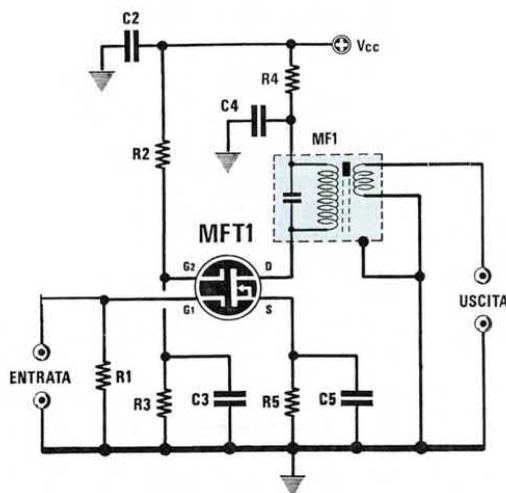


Schema di un preamplificatore RF con uscita **aperiodica**. Per evitare autooscillazioni è necessario che il condensatore **C5** posto sulla giunzione **JAF1-R3** risulti collegato sulla stessa pista di **massa** alla quale collegherete **R4-C7**.

I valori della bobina **L1** e del compensatore **C2** vanno scelti in modo da potersi sintonizzare sulla frequenza che vi interessa.

Per variare il **guadagno** si potrà aumentare o ridurre il valore della resistenza **R2**.

AMPLIFICATORE per MF 455 KHz - 10,7 MHz (fig.12)



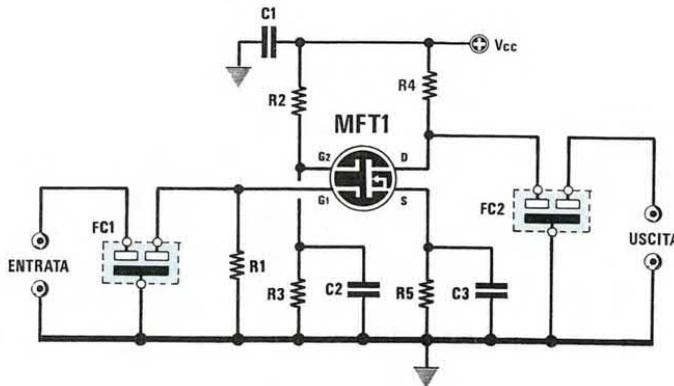
- R1 = 220.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 330.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 82.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 100 ohm 1/4 watt
- R5 = 680 ohm 1/4 watt
- C1 = 100 pF ceramico
- C2 = 100.000 pF poliestere
- C3 = 10.000 pF ceramico
- C4 = 47.000 pF ceramico
- C5 = 10.000 pF ceramico
- MF1 = Media Frequenza

Per realizzare un amplificatore di **media frequenza** potrete utilizzare lo schema visibile in figura.

Come già saprete, per variare il **guadagno** di questo stadio è sufficiente modificare la tensio-

ne di polarizzazione del **Gate 2**, quindi se volete aumentare il guadagno dovrete aumentare il valore della resistenza **R3**, se volete ridurlo dovrete abbassare il valore ohmico di questa sola resistenza.

AMPLIFICATORE PER FILTRI CERAMICI (fig.13)



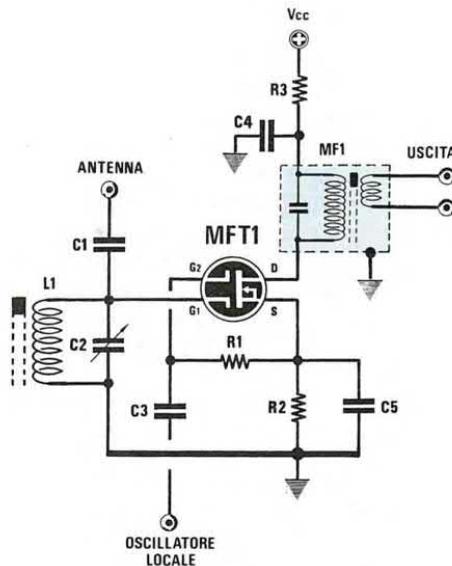
- R1 = 1.500 ohm 1/4 watt
- R2 = 330.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 82.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 470 ohm 1/4 watt
- R5 = 150 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 10.000 pF ceramico
- C3 = 10.000 pF ceramico
- FC1 - FC2 = Filtri ceramici

Per preamplificare dei segnali prelevati sull'uscita di un filtro ceramico (vedi FC1) da 455 KHz o da 10,7 MHz, potrete collegare direttamente la sua uscita all'ingresso Gate 1 del Mosfet. Il filtro d'uscita FC2 andrà collegato direttamente sul Drain come visibile in figura. Se l'amplificatore ha tendenza ad autooscillare, dovrete provare a collegare tra l'estremità della resistenza

R4 (lato rivolto verso il positivo di alimentazione) e la massa un condensatore da 10.000 pF ceramico, oppure una resistenza da 1.000 - 1.500 ohm sui due terminali d'uscita del filtro FC2.

Provate anche ad abbassare, sperimentalmente, il valore della resistenza R3 per ridurre il guadagno dello stadio preamplificatore.

STADIO CONVERTITORE di FREQUENZA (fig.14)



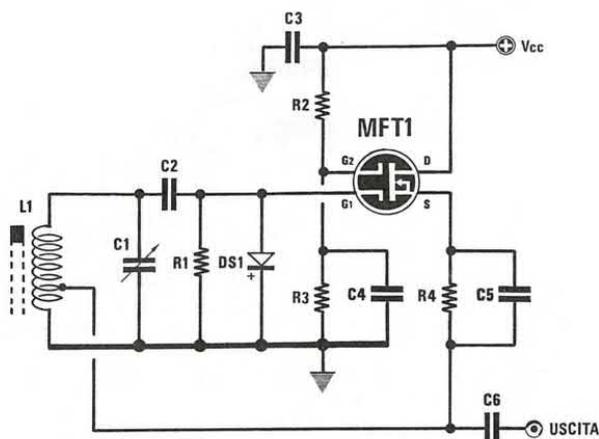
Volendo utilizzare un Mosfet come stadio miscelatore/convertitore, vi consigliamo di utilizzare lo schema riprodotto qui accanto.

Sul Gate 1 si applicherà la frequenza sintonizzata da L1/C2, mentre sul Gate 2 la frequenza generata da un oscillatore locale.

Entrando nei due Gate con due diverse frequenze, sul Drain del Mosfet potrete prelevare una terza frequenza che risulterà pari alla somma o alla sottrazione delle due frequenze applicate sul Gate 1 e sul Gate 2.

- R1 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 100 ohm 1/4 watt
- R3 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 100 pF ceramico
- C2 = 10/40 pF compensatore
- C3 = 1.000 pF ceramico
- C4 = 10.000 pF ceramico
- C5 = 10.000 pF ceramico
- MF1 = qualsiasi tipo di MF
- L1 = bobina di sintonia

OSCILLATORE RF VARIABILE (fig.15)



- R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 220.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 68.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = compensatore di accordo
- C2 = 100 pF ceramico
- C3 = 100.000 pF poliestere
- C4 = 10.000 pF ceramico
- C5 = 10.000 pF ceramico
- C6 = 22-47 pF ceramico
- DS1 = diodo 1N4148 o 1N4150
- L1 = bobina di sintonia

In questo oscillatore variabile, il **Source** viene collegato alla bobina di sintonia **L1** tramite **R4-C5**.

La frequenza di lavoro dipende dal numero di spire della bobina **L1** e dalla capacità del compensatore **C1**.

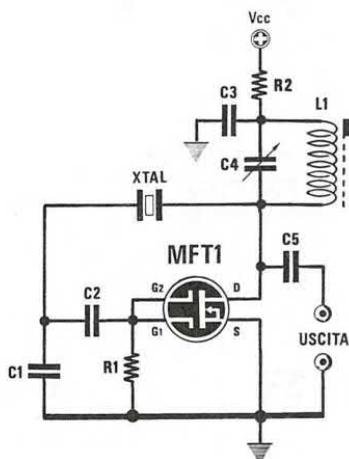
La presa sulla bobina **L1** alla quale dovrete collegare il **Source**, andrà effettuata a circa **1/3** delle spire totali partendo da **massa**.

Pertanto se questa bobina ha un totale di **30 spire**, la presa andrà effettuata sulla **10° spira** dal lato rivolto verso massa.

Facciamo presente che questa presa non è critica, quindi potrete anche effettuarla sulla **8° spira** oppure sulla **15° spira**.

Se il circuito ha difficoltà ad oscillare, potrete **aumentare** il valore della resistenza **R3** in modo da far guadagnare il Mosfet per il suo massimo.

OSCILLATORE RF QUARZATO (fig.16)



Volendo realizzare uno stadio oscillatore **quarzo** a Mosfet, potrete utilizzare questo schema. Il circuito di accordo **L1/C4** andrà sintonizzato sulla frequenza del **quarzo**, diversamente questo non oscillerà.

In questo circuito può risultare critica la capacità del condensatore **C1**, quindi inizialmente inserite una capacità di **18 pF**, poi provate ad aumentarla fino a **100-120 pF**.

- R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 18-100 pF ceramico
- C2 = 10.000 pF ceramico
- C3 = 10.000 pF ceramico
- C4 = 10/60 pF compensatore
- C5 = 18 pF ceramico
- L1 = bobina di sintonia

Conoscere i FET = JFET transistors con giunzione ad effetto di campo



La sigla **FET**, che ormai tutti usano in sostituzione di quella **JFET**, significa **Junction Field Effect Transistor**, ossia transistor con giunzione ad effetto di campo.

Il simbolo grafico utilizzato per distinguere questo componente dagli altri semiconduttori è visibile nelle figg.1-2.

Il **fet a canale N**, schematizzato in fig.1, ha la **freccia del Gate** rivolta verso l'interno, mentre il **fet a canale P** schematizzato in fig.2 ha la **freccia del Gate** rivolta verso l'esterno.

Come per i comuni transistor, il **fet a canale N** viene alimentato applicando la tensione **positiva** sul **Drain** e la tensione **negativa** sul **Source**, mentre il **fet a canale P** viene alimentato applicando la tensione **positiva** sul **Source** e la tensione **negativa** sul **Drain**.

Il **fet** amplifica in **tensione** i segnali applicati sul suo **Gate**, allo stesso modo di una **valvola termoionica**, quindi si differenzia dai comuni **transistor** che amplificano i segnali in **corrente**.

Altre caratteristiche del fet da non sottovalutare sono quella di presentare una elevata **impedenza** d'ingresso (che si aggira sui **10 Megaohm**) e di risultare molto meno **rumoroso** di un transistor o di un amplificatore operazionale, e per questo motivo viene frequentemente utilizzato nei preamplificatori **Hi-Fi** di qualità e nei preamplificatori di **radiofrequenza**.

Il **rumore** è un **fruscio** generato dagli elettroni in movimento all'interno di ogni semiconduttore che, venendo amplificato dagli stadi successivi assieme al segnale di **BF**, si sente, anche se debolmente, nell'altoparlante.

Ad esempio, gli **amplificatori operazionali** tipo **TL.081** generano un rumore di circa **3 microvolt**, che in molti casi può raggiungere i **5 microvolt**.

Un comune **transistor** preamplificatore genera invece un rumore di circa **0,4 microvolt**, cioè un valore **otto/dieci** volte inferiore a quello prodotto da un operazionale.

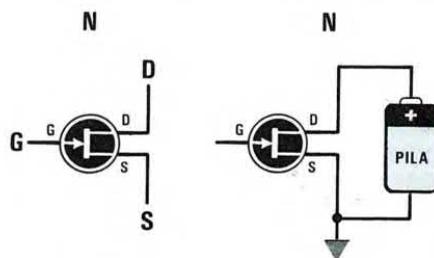


Fig.1 Nei fet a canale N, la freccia del Gate è rivolta verso l'interno. In questi fet, la tensione positiva va applicata sul Drain.

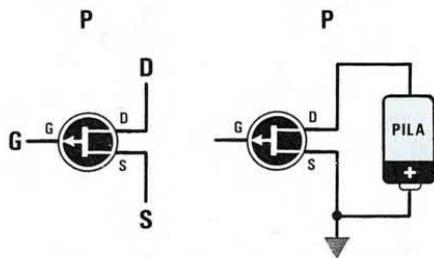


Fig.2 Nei fet a canale P, la freccia del Gate è rivolta verso l'esterno. In questi fet, la tensione positiva va applicata sul Source.

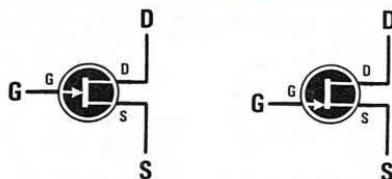


Fig.3 Se la linea del Gate è posta al centro, il Source ed i Drain si potrebbero anche invertire, ma in pratica è meglio non farlo.

Un comune **fet** preamplificatore genera un rumore di soli **0,2 microvolt**, cioè la **metà** di quello generato da un transistor e **quindici/venticinque** volte inferiore a quello di un operazionale.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Alcune delle caratteristiche dei **fet** sono indicate con delle sigle che non tutti forse sono in grado di decifrare, quindi prima di proseguire ci soffermiamo a spiegarne il significato:

PD mW = indica la massima potenza in **milliwatt** dissipabile dal **fet** ad una temperatura ambiente di **25 gradi**.

Vds = indica la massima **tensione** in **volt** applicabile tra il **Drain** ed il **Source**.

IDss = indica la corrente in **milliamper** che scorre sul **Drain** del fet quando il **gate** è collegato a massa.

Igss = indica la corrente di fuga che è sempre molto bassa in quanto si aggira intorno a pochi **naoamper**.

Vgs = indica la differenza di tensione presente tra i terminali **Gate** e **Source**. Questa tensione è quella che appare ai capi della **resistenza** posta tra il terminale **Source** e la **massa**.

Vds = indica la **tensione** presente tra i terminali **Drain** e **Source**.

Yfs o gm o RE (Yfs) = indica la **transconduttanza Gate - Source** del fet espressa in **millimho** (abbreviato **mmho**), equivalenti ai **milliSiemens** (abbreviato **mS**), che consente di calcolare il massimo **guadagno** che è possibile ottenere dallo stadio preamplificatore conoscendo il valore ohmico della **resistenza** applicata sul **Drain** e sul **Source**.

TABELLA N.1

Fet	tipo	PD mW	Vds V	IDss mA	Yfs mS	MHz
BF.244	N	200	30	20	5,0	100
BF.245 *	N	300	30	6,0	5,0	100
BF.256 *	N	300	30	10	5,0	800
BC.264 *	N	300	30	6,0	3,5	100
J.174 *	P	360	30	100	10	140
J.310	N	360	25	50	12	450
U.310	N	500	25	30	15	450
MPF.102	N	360	25	20	1,6	100
PN.4416	N	360	30	15	7,5	400
2N.3819 *	N	200	25	10	6,5	100

NOTA: In tutti i fet contrassegnati da un asterisco è possibile invertire il Drain con il Source.

Nella Tabella n.1 sono elencate le caratteristiche dei fet più noti attualmente reperibili in commercio.

Nota: Vi sono molti fet in cui è possibile utilizzare indifferentemente il Source come Drain o viceversa (vedi fig.3).

Questa particolarità è in genere specificata dalla Casa Costruttrice con la nota:

“Simmetrical geometry, Drain and Source interchangeable”.

Tra quelli indicati nella **Tabella n.1**, i fet con **Drain** e **Source** interscambiabili sono quelli contrassegnati con un **asterisco**.

Da prove pratiche da noi effettuate abbiamo però constatato che ciò **non** sempre è **vero**, infatti alcuni fet hanno mantenuto le stesse caratteristiche specificate dalla Casa Costruttrice, mentre in altri invertendo il **Source** con il **Drain**, il segnale **non** viene amplificato.

Detto questo, vi consigliamo di **non** fidarvi troppo di questa caratteristica, quindi utilizzate sempre il fet rispettando i due terminali **Drain** e **Source** come indicato dall'applicazione.

Il Fet come AMPLIFICATORE

Lo schema base per realizzare uno stadio preamplificatore è riportato in fig.4.

Nel caso di uno stadio con **Source** a **massa**, le formule normalmente utilizzate per calcolare il valore delle resistenze **R2 - R3** ed il **guadagno** sono le seguenti:

$$R2 \text{ in ohm} = (Vgs : \text{mA Drain}) \times 1000$$

$$R3 \text{ in ohm} = (Vcc : 2) : \text{mA Drain} \times 1000$$

$$\text{Guadagno} = (Yfs \times R3) : 1.000$$

Poichè anche i **fet**, come qualsiasi altro componente, hanno delle **tolleranze**, queste formule vi daranno dei valori per **R2-R3** che all'atto pratico servono a ben poco.

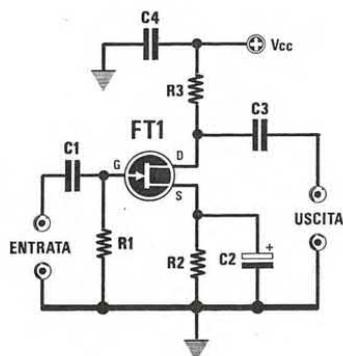


Fig.4 Schema di un preamplificatore a Fet.

R1 = 1 megaohm 1/4 watt
 R2-R3 = leggere articolo
 C1-C4 = 100.000 pF poliestere
 C2 = 10 microF. elettrolitico
 C3 = 1 microF. poliestere
 GUADAGNO = $Y_{fs} \times (R3-R2) : 1.000$

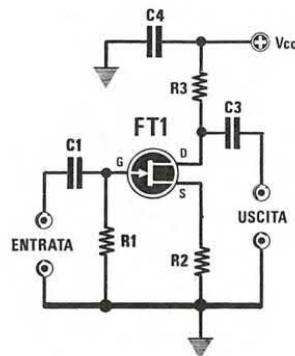


Fig.5 Se nel circuito di fig.4 viene tolto il condensatore elettrolitico C2 posto in parallelo alla resistenza di Source, il guadagno si calcola utilizzando la formula:

$$\text{GUADAGNO} = R3 : R2$$

Per ricavare il valore di R3-R2 vedere gli esempi riportati nell'articolo.

Se poi del fet che volete utilizzare non conoscete nessuna delle caratteristiche fondamentali, vi chiederete come sia necessario procedere per calcolare il valore delle due resistenze R2-R3 ed il guadagno.

Vi indicheremo perciò la soluzione più semplice per ricavare il valore di R2-R3 senza conoscere le caratteristiche del fet.

SISTEMA per ricavare il valore di R2-R3

1° Prendete il fet ed in serie al Drain collegate un milliamperometro (oppure un tester) commutato sulla portata di 5 milliamper fondo scala e, a massa, il terminale di Gate (vedi fig.6).

2° Applicate sul Drain la tensione di alimentazione che verrà utilizzata nello stadio preamplificatore. Quindi per realizzare uno stadio da alimentare a 9 volt, dovrete applicare sul Drain una tensione di 9 volt, se volete realizzare uno stadio da alimentare a 24 volt, dovrete applicare sul Drain una tensione di 24 volt.

3° A questo punto procuratevi delle resistenze che abbiano i seguenti valori:

4.700 - 3.900 - 3.300 - 2.700 - 2.200 - 1.800
 1.500 - 1.200 - 1.000 - 820 - 680 - 560 ohm

4° Iniziate ad inserire queste resistenze tra il Source e la massa, partendo dal valore più

alto, cioè 4.700 ohm, poi scendete sui valori inferiori, controllando attentamente la corrente assorbita.

5° Per realizzare uno stadio preamplificatore con un guadagno elevato, dovrete scegliere una resistenza di Source che faccia assorbire al fet una corrente compresa tra 0,5 e 1,2 milliamper.

6° Per realizzare uno stadio pilota con un guadagno medio, dovrete scegliere una resistenza di Source che faccia assorbire al fet una corrente compresa tra 1,5 e 2,5 milliamper.

7° Determinato il valore ohmico da utilizzare per la resistenza R2 da collegare tra il Source e la massa, potrete calcolare il valore della R3.

8° Per calcolare il valore della R3 da applicare sul Drain, dovrete conoscere il valore della tensione di alimentazione che siglerete Vcc. Ammesso che questa tensione risulti di 18 volt, che la resistenza applicata sul Source sia da 2.200 ohm e che con questo valore il fet assorba 0,9 milliamper, la formula da utilizzare sarà la seguente:

$$R3 \text{ ohm} = (Vcc : 2) : \text{mA} \times 1.000$$

inserendo i dati in vostro possesso otterrete:

$$(18 : 2) : 0,9 \times 1.000 = 10.000 \text{ ohm}$$

In questo caso, risultando 10.000 ohm un valore standard non avrete problemi.

CONOSCERE il GUADAGNO

Per conoscere quante **volte** viene amplificato il segnale applicato sul **Gate**, potrete utilizzare la formula:

$$\text{Guadagno} = (Y_{fs} \times R_3) : 1.000$$

Ammetto che si sappia che il **fet** prescelto ha una **Yfs** di **2,2 mS (microSiemens)** e che la resistenza **R3** risulta da **10.000 ohm**, in teoria si dovrebbe ottenere un **guadagno** di:

$$(2,2 \times 10.000) : 1.000 = 22 \text{ volte}$$

Dalle nostre esperienze pratiche abbiamo dedotto che la formula che ci permette di ottenere un valore molto più vicino alla **realtà** è la seguente:

$$\text{Guadagno} = Y_{fs} \times (R_3 - R_2) : 1.000$$

Quindi con i valori sopra riportati il circuito amplificherà un segnale di:

$$2,2 \times (10.000 - 2.200) : 1.000 = 17 \text{ volte}$$

e, come potrete constatare, da **22 volte** siamo scesi a **17 volte**.

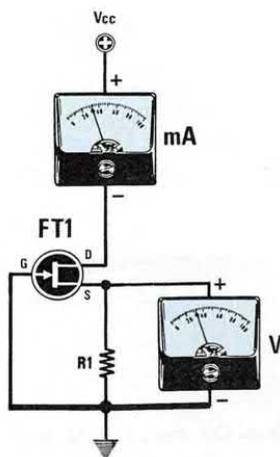


Fig.6 Per conoscere quanti mA scorrono sul Drain si potrà utilizzare questo schema. Modificando il valore della resistenza di Source varierà la corrente di Drain, ma non varierà la tensione ai capi della resistenza R1, che rimarrà costante su valori compresi tra 1 e 3 volt circa.

Nota = Questo **guadagno** si ottiene soltanto se ai capi della resistenza di **Source** risulta collegato un **condensatore elettrolitico** (vedi fig.4), ma se realizzerete questo circuito vi accorgete che il guadagno risulta **minore**.

Se toglierete il **condensatore elettrolitico** posto in parallelo alla resistenza **R2**, il guadagno **scenderà** e la formula che vi permetterà di ottenere un valore più vicino alla **realtà** è la seguente:

$$\text{Guadagno} = R_3 : R_2$$

Nel caso preso in esame otterrete un **guadagno** di sole:

$$10.000 : 2.200 = 4,5 \text{ volte}$$

Abbiamo detto che questi sono i valori che più si avvicinano alla **realtà**, perchè bisogna sempre tener presente le **tolleranze** delle resistenze e della **Yfs**.

Esempio = Ammettiamo che si desideri realizzare un amplificatore **pilota** da alimentare con una tensione di **12 volt** e che per questo stadio si sia scelto un **fet** che i manuali confermano avere una **Yfs** di **12 mS**.

Facendo assorbire al circuito **2 milliamper**, si desidera calcolare il valore delle resistenze **R2-R3** e conoscere anche quante volte viene amplificato il segnale applicato sul **Gate** con e senza il **condensatore elettrolitico** applicato in parallelo alla resistenza **R2**.

- La prima operazione che dovrete effettuare sarà quella di controllare quale resistenza collegare tra **Source** e **massa** (vedi fig.6) per ottenere un assorbimento che si avvicini il più possibile ai **2 milliamper** prefissati.

- Se, ad esempio, collegaste sul **Source** di un fet che assorbe 1,95 mA una resistenza da **1.000 ohm**, questo valore risulterà molto vicino a quello richiesto, quindi lo potrete scegliere per la **R2**.

- A questo punto potrete calcolare il valore della resistenza **R3** usando la formula:

$$R_3 \text{ ohm} = (V_{cc} : 2) : \text{mA} \times 1.000$$

$$(12 : 2) : 1,95 \times 1.000 = 3.076 \text{ ohm}$$

Poichè questo valore non è **standard**, potrete tranquillamente utilizzare una resistenza da **3.300 ohm** oppure da **2.700 ohm**, tenendo presente che:

- se userete una resistenza da **3.300 ohm**, il fet assorbirà una corrente leggermente **minore** e otterrete un **guadagno** leggermente **maggiore**.

- se userete una resistenza da **2.700 ohm**, il fet assorbirà una corrente leggermente **maggiore** e otterrete un **guadagno** leggermente **minore**.

- applicando in parallelo alla resistenza **R2** di **Source** un condensatore elettrolitico (vedi fig.4), potrete conoscere il guadagno che otterrete usando una resistenza da **3.300 ohm** oppure da **2.700 ohm**, utilizzando la formula:

$$\text{Guadagno} = Y_{fs} \times (R3 - R2) : 1.000$$

$$12 \times (3.300 - 1.000) : 1.000 = 27,6 \text{ volte}$$

$$12 \times (2.700 - 1.000) : 1.000 = 20,4 \text{ volte}$$

- se toglierete il condensatore elettrolitico posto in parallelo alla resistenza **R2** (vedi fig.4), otterrete i seguenti **guadagni**:

$$\text{Guadagno} = R3 : R2$$

$$3.300 : 1.000 = 3,3 \text{ volte}$$

$$2.700 : 1.000 = 2,7 \text{ volte}$$

Si noti la differenza di **guadagno** che si ottiene con e senza il **condensatore elettrolitico** applicato in parallelo alla resistenza **R2** di **Source**.

Conoscendo il **guadagno** in **tensione**, potrete convertirlo in un **guadagno** in **dB** con l'aiuto della **Tabella dei dB** pubblicata in questo stesso volume.

Ritornando allo schema riportato in fig.4, noterete che la resistenza **R1** applicata tra il **Gate** e la **massa** risulta da **1 Megaohm**.

Questa resistenza determina l'**impedenza d'ingresso**, quindi questo stadio preamplificatore avrà un'impedenza di **1 Megaohm**.

Nel **fet** questo valore di resistenza può essere modificato senza che il **guadagno** subisca variazioni.

Se per **R1** utilizzerete una resistenza da **100.000 ohm**, otterrete una **impedenza d'ingresso** di **100.000 ohm**, se utilizzerete una resistenza da **47.000 ohm** otterrete una **impedenza d'ingresso** di **47.000 ohm** e il **guadagno** dello stadio preamplificatore rimarrà identico.

Completato uno stadio preamplificatore, se misurerete la **tensione** tra il terminale **Drain** e la **massa** troverete un valore di tensione molto prossimo a **metà** della tensione di alimentazione, quindi se avete alimentato il circuito con una tensione di **12 volt**, sul **Drain** troverete circa **6 volt** e se avete alimentato il circuito con **18 volt**, sul **Drain** troverete circa **9 volt**.

Dovrete sempre ricordare di non **amplificare** esageratamente un segnale per evitare che le due estremità dell'**onda sinusoidale** vengano **distorte** (vedi figg.7-8).

Quindi se alimenterete uno stadio con una tensione di **12 volt**, la massima ampiezza del segnale **amplificato** non dovrà mai superare gli **8 volt picco/picco**, mentre se alimenterete il circuito con **18 volt** la massima ampiezza del segnale **amplificato** potrà raggiungere anche i **14 volt picco/picco**.

Nota = La tensione di alimentazione può essere variata in **più** o in **meno** di un **20%**, senza modificare i valori delle due resistenze **R2-R3**. Pertanto, se calcolerete queste due resistenze per una tensione di alimentazione di **15 volt**, potrete tranquillamente alimentare il circuito sia a **12** che a **18 volt**.

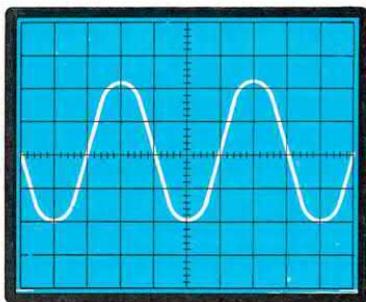


Fig.7 Per evitare distorsioni non amplificate un segnale in modo esagerato. L'ampiezza massima che potrete raggiungere deve risultare inferiore al valore della tensione di alimentazione.

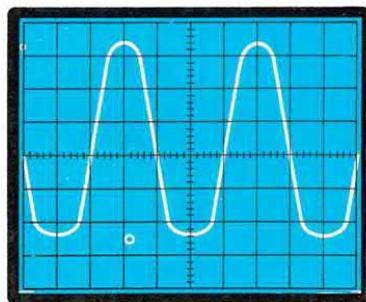


Fig.8 Se il segnale in ingresso presenterà un'ampiezza troppo elevata, la sinusoida che preleverete sul Drain risulterà "schacciata" sull'estremità inferiore o su quella superiore.

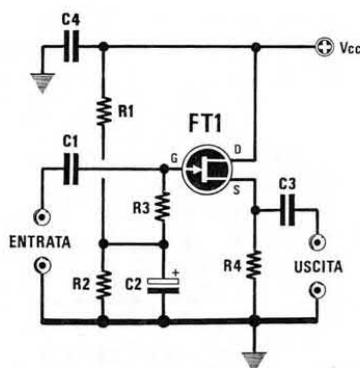


Fig.9 Schema di uno stadio buffer per BF.

- R1-R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 1 megaohm 1/4 watt
- R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 10 microF. elettrolitico
- C3 = 1 microF. poliestere
- C4 = 100.000 pF poliestere

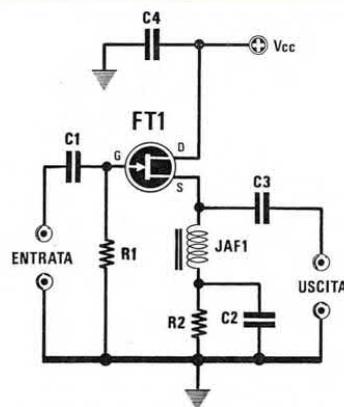


Fig.10 Schema di uno stadio buffer per RF.

- R1 = 1 megaohm 1/4 watt
- R2 = 220 ohm 1/4 watt
- C1 = 1.000 pF ceramico
- C2 = 1.000 pF ceramico
- C3 = 1.000 pF ceramico
- C4 = 10.000 pF ceramico
- JAF1 = impedenza da 10 microhenry

II FET come STADIO SEPARATORE

Sul **Drain** di uno stadio preamplificatore potrete prelevare un segnale di **BF** con una **impedenza**, che difficilmente potrà scendere sotto ai **1000 ohm**.

Per disporre di un segnale **BF** a **bassa impedenza**, potrete utilizzare uno stadio **separatore**, chiamato anche **buffer** (vedi fig.9) ed in questo caso il segnale verrà prelevato sul terminale **Source** anzichè sul **Drain**.

In questa configurazione il fet **non amplifica**, quindi il segnale che applicherete sul **Gate** lo ritroverete sul **Source** con la stessa ampiezza.

La resistenza applicata tra il **Source** e la **massa** determina l'impedenza di **uscita** del fet, che sarà indicativamente pari al suo valore ohmico.

In pratica se utilizzerete per **R4** una resistenza da **1.000 ohm**, l'impedenza di uscita risulterà di circa **1.000 ohm**.

Se applicherete una resistenza di valore inferiore, ridurrete il valore ohmico dell'impedenza di uscita, ma dovrete tener presente che riducendo il valore di questa resistenza il fet assorbirà più **corrente**, quindi dovrete controllare con un tester che la corrente di **Drain** non superi mai i **5 milliamper**.

Le resistenze **R1-R2** di identico valore servono per polarizzare il **Gate** a **metà** tensione di alimentazione, quindi tra il terminale **Source** e la **massa** sarà presente circa **metà** tensione di alimentazione.

Sul **Gate** di questo stadio separatore potrete applicare qualsiasi segnale di **BF**, purchè la sua ampiezza **picco/picco** risulti **minore** del valore della

tensione di alimentazione.

Pertanto, se alimenterete questo stadio con una tensione di **9 volt**, potrete applicare un segnale **massimo** di circa **6 volt picco/picco**, mentre se lo alimenterete con una tensione di **24 volt**, potrete applicare un segnale **massimo** di circa **20 volt picco/picco**.

BUFFER per RADIOFREQUENZA

Anche in **radiofrequenza** può risultare utile disporre di un **buffer** che converta un segnale ad **alta impedenza** in uno a **bassa impedenza**.

Lo schema che consigliamo di usare in **RF** è visibile in fig.10 e si differenzia da quello di **BF** per la mancanza della tensione di polarizzazione sul **Gate** e per la presenza tra il **Source** e la resistenza di **massa** di una impedenza di **blocco** per l'alta frequenza siglata **JAF1**.

L'impedenza siglata **JAF1** potrà essere una normale **VK.200** o una minuscola impedenza a bastoncino (vedi fig.11) da **10 microHenry**.



Fig.11 L'impedenza JAF1 di blocco per la RF può essere una VK.200 o a bastoncino.

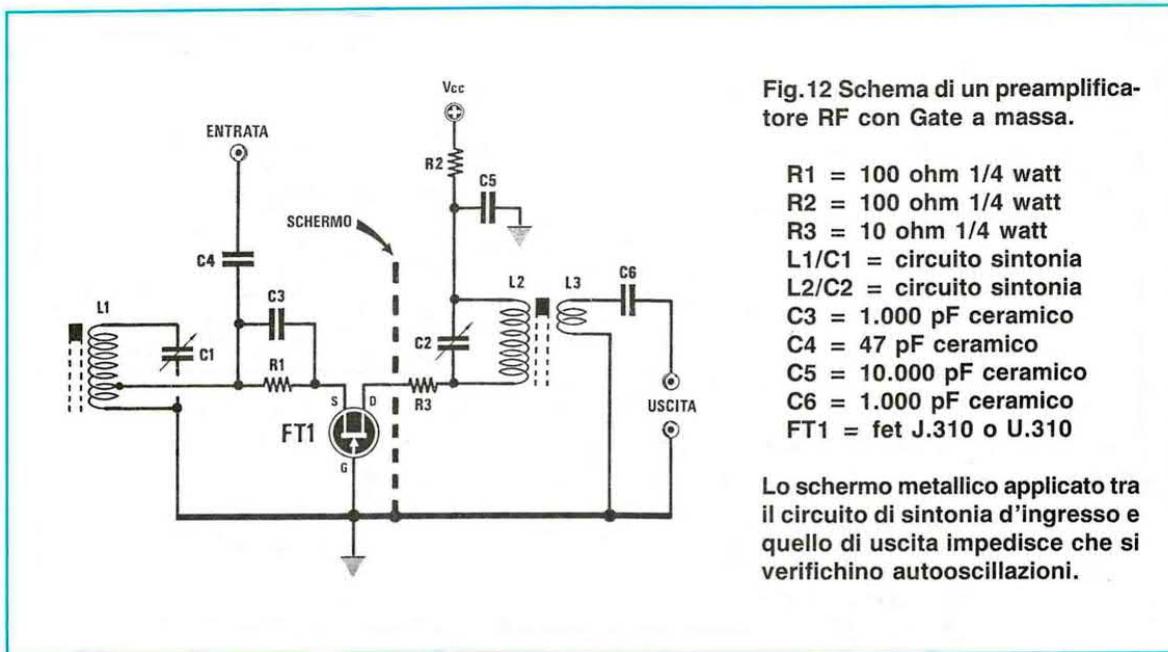


Fig.12 Schema di un preamplificatore RF con Gate a massa.

- R1 = 100 ohm 1/4 watt
- R2 = 100 ohm 1/4 watt
- R3 = 10 ohm 1/4 watt
- L1/C1 = circuito sintonia
- L2/C2 = circuito sintonia
- C3 = 1.000 pF ceramico
- C4 = 47 pF ceramico
- C5 = 10.000 pF ceramico
- C6 = 1.000 pF ceramico
- FT1 = fet J.310 o U.310

Lo schermo metallico applicato tra il circuito di sintonia d'ingresso e quello di uscita impedisce che si verifichino autooscillazioni.

PREAMPLIFICATORE per RADIOFREQUENZA

Per preamplificare dei segnali di **RF** consigliamo di usare la configurazione con **Gate a massa** (vedi fig.12), perchè oltre a risultare meno **critica** ha meno tendenza ad **autooscillare**.

I fet più idonei per la **RF** sono i **J.310** e **U.310**, comunque è possibile usare altri tipi di fet, i quali dovranno essere in grado di lavorare almeno su una frequenza **doppia** di quella che si desidera preamplificare.

Il circuito d'ingresso **L1/C1** verrà calcolato sulla frequenza da amplificare.

Il **Source** andrà collegato alla bobina **L1** tramite la resistenza **R1** ed un terminale del condensatore **C3** dovrà essere collegato ad una o due spire verso massa per poter prelevare un segnale a **bassa impedenza**.

Il circuito d'uscita **L2/C2**, sempre calcolato sulla frequenza di lavoro, andrà tenuto separato dal circuito d'ingresso per mezzo di un lamierino di schermo, diversamente il circuito potrebbe autooscillare.

La bobina di **link**, siglata **L3** e composta di 1-2 spire, andrà avvolta sopra **L2** dal lato di alimentazione, cioè verso la resistenza **R2**.

Il **guadagno** di questo stadio si aggira intorno ai **20-23 dB** in **potenza** e in questa configurazione il fet assorbe circa **5 milliamper**.

PREAMPLIFICATORI CASCODE

Per realizzare uno stadio preamplificatore che possa **guadagnare** oltre il **doppio** rispetto a quello

di fig.4, la configurazione più raffinata è quella denominata **Cascode** che, come visibile in fig.13, utilizza due identici **fet** posti in **serie**.

Il primo fet siglato **FT1** viene utilizzato come stadio preamplificatore in configurazione **Source a massa**, mentre il secondo fet, siglato **FT2**, viene utilizzato come preamplificatore in configurazione **Gate a massa**.

Per far sì che questo **Cascode** possa funzionare correttamente, dovrete polarizzare il **Gate** del fet **FT2** con **metà** tensione di alimentazione, pertanto le due resistenze **R4-R5** dovranno necessariamente risultare dello stesso valore.

Per calcolare il valore delle resistenze da applicare sul **Source** e sul **Drain**, potrete utilizzare il metodo descritto nel paragrafo "**SISTEMA per ricavare il valore di R2-R3**".

Per calcolare il **guadagno** di uno stadio **Cascode** dovrete utilizzare la formula:

$$\text{Guadagno} = (Yfs \times 2) \times (R3 - R2) : 1.000$$

Esempio = Ammettiamo che abbiate realizzato un **Cascode** utilizzando due fet identici con una **Yfs** di **3 mS** ed applicando sul **Source** una resistenza da **1.000 ohm (R2)** e sul **Drain** una resistenza da **3.900 ohm**.

Per conoscere di quante **volte** verrà amplificato il segnale applicato sull'ingresso, potrete eseguire queste semplici operazioni:

- **moltiplicate** per **2** il valore della **Yfs** e così facendo otterrete **3 x 2 = 6**.

- **sottraete** alla **R3** il valore della **R2**, ottenendo così **3.900 - 1.000 = 2.900 ohm**.

- avendo già eseguito le due operazioni **Yfs x 2** e **R3 - R2**, nella formula inserirete questi due risultati e così facendo otterrete:

$$(6 \times 2.900) : 1.000 = 17 \text{ volte}$$

Poichè la formula per calcolare il **guadagno** di un **Cascode** si differenzia da quella riportata nel paragrafo "**CONOSCERE IL GUADAGNO**", solo dopo aver moltiplicato **x2** il valore della **Yfs** si potrà affermare che un **Cascode** guadagna circa il **doppio** rispetto allo stadio di fig.4, purchè si utilizzino gli stessi fet.

Infatti, se in un **Cascode** inserirete dei fet con una **Yfs** di **12 mS**, il **guadagno** salirà vertiginosamente.

Conoscendo il **guadagno** in **tensione**, potrete convertirlo in un **guadagno** in **dB** con l'aiuto della **Tabella dei dB** pubblicata in questo stesso volume.

CASCODE tipo MICROAMP

Una configurazione poco conosciuta, ma molto interessante per applicazioni **Hi-Fi**, è il **Cascode** denominato **Microamp**.

Come visibile in fig.14, le differenze che esistono tra questo stadio e quello visibile in fig.13 sono irrilevanti, ma aumentano invece le prestazioni.

In questo **Cascode**, che può essere alimentato da una qualsiasi tensione da un **minimo** di **9 volt** ad un **massimo** di **30 volt**, non occorre applicare nessuna resistenza nè sul **Source** nè sul **Drain**.

Il **Gate** del fet **FT2** andrà sempre alimentato a **metà** tensione di alimentazione, pertanto le due resistenze **R2-R3** dovranno necessariamente risultare dello stesso valore.

Sulla giunzione del partitore resistivo **R2-R3** e sulla giunzione del **Drain/Source** dei due fet, andrà collegato un condensatore **poliestere** da **1 microFarad**.

Il segnale preamplificato verrà prelevato sulla giunzione **Drain/Source** da un condensatore al **poliestere** da **1 microFarad**, per poter ridurre al minimo la reattanza capacitiva sulle frequenze molto basse della gamma **audio**.

Questo **Cascode** ha una banda passante perfettamente lineare da **10 Hz** a circa **2 Megahertz** e poichè ha anche un **bassissimo rumore**, trova un largo impiego nel campo dell'**Hi-Fi**.

Il valore della resistenza **R1** determina l'impedenza d'**ingresso**, mentre l'impedenza d'**uscita** è nell'ordine dei **2.000 ohm**.

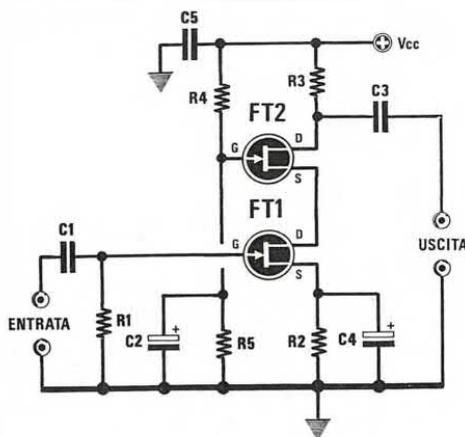


Fig.13 Preamplificatore Cascode per BF.

$$\text{GUADAGNO} = (Y_{fs} \times 2) \times (R3 - R2) : 1.000$$

$$R1 = 1 \text{ megaohm } 1/4 \text{ watt}$$

$$R2 = (V_{gs} : \text{mA Drain}) \times 1.000$$

$$R3 = (V_{cc} : 2) : \text{mA Drain} \times 1.000$$

$$R4-R5 = 47.000 \text{ ohm } 1/4 \text{ watt}$$

$$C1-C5 = 100.000 \text{ pF poliestere}$$

$$C2-C4 = 10 \text{ mF elettr. } 25 \text{ volt}$$

$$C3 = 1 \text{ mF poliestere}$$

$$FT1 - FT2 = \text{qualsiasi fet a canale N}$$

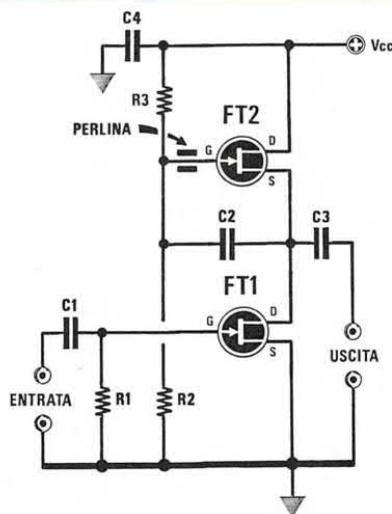


Fig.14 Preamplificatore Microamp per BF.

$$R1 = 1 \text{ megaohm } 1/4 \text{ watt}$$

$$R2-R3 = 100.000 \text{ ohm } 1/4 \text{ watt}$$

$$C1-C4 = 100.000 \text{ pF poliestere}$$

$$C2-C3 = 1 \text{ mF poliestere}$$

$$FT1 - FT2 = \text{qualsiasi fet a canale N}$$

Nota = Per evitare autooscillazioni in RF, applicate sul Gate di FT2 una perlina in ferrite.

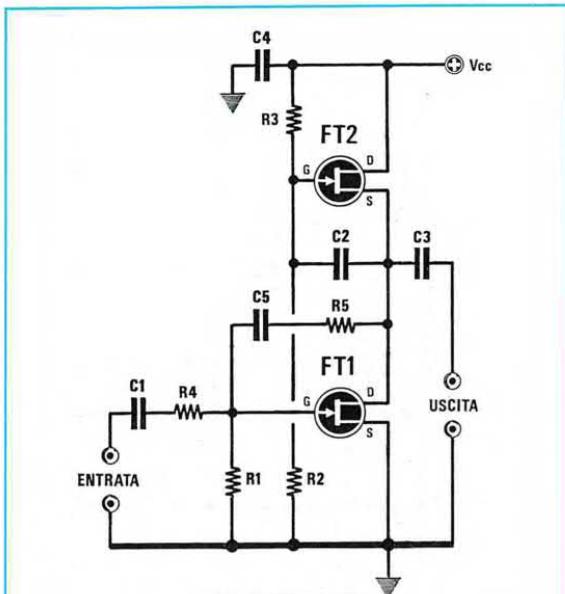


Fig.15 Schema di fig.14 modificato.

R1 = 1 megaohm 1/4 watt
 R2-R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R4 = vedi testo
 R5 = vedi testo
 C1-C2-C3-C5 = 1 mF poliestere
 C4 = 100.000 pF poliestere
 FT1 - FT2 = qualsiasi fet a canale N

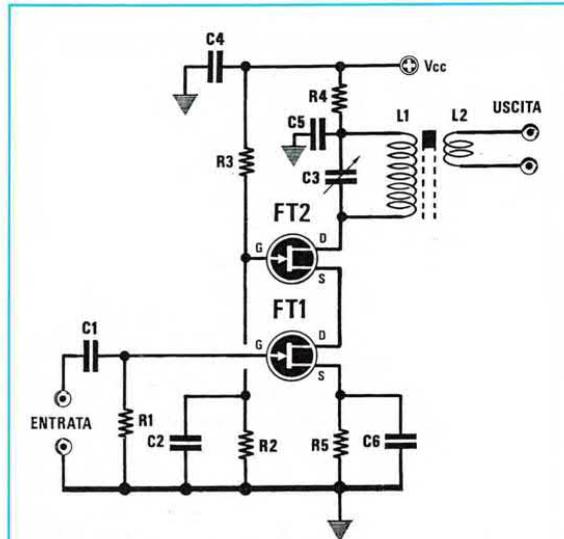


Fig.16 Schema di un Cascode alta frequenza.

R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R2-R3 = 10.000 ohm 1/4 watt¹
 R4-R5 = 150 ohm 1/4 watt
 C1 = 1.000 pF ceramico
 C2 = 10.000 pF ceramico
 C3 = compensatore d'accordo
 C4-C5-C6 = 10.000 pF ceramico
 FT1 - FT2 = fet U.310 - J.310

Il **guadagno** di questo stadio varia al variare della tensione di alimentazione:

30 volt = guadagno 50 volte pari a 34 dB
 24 volt = guadagno 32 volte pari a 30 dB
 12 volt = guadagno 26 volte pari a 28 dB

Per **ridurre** il **guadagno** in un **Cascode Microamp**, si dovrà modificare lo schema come visibile in fig.15, cioè controeazionare il circuito utilizzando due resistenze ed un condensatore (vedi R4-R5-C5).

In questa configurazione il **guadagno** non dipenderà più dal valore della tensione di alimentazione, ma dal rapporto tra R4-R5 come qui sottoriportato:

$$\text{Guadagno} = R5 : R4$$

Ammessi di aver utilizzato per R5 una resistenza di 390.000 ohm e per la R4 una resistenza di 22.000 ohm, il segnale verrà amplificato di:

$$390.000 : 22.000 = 17,7 \text{ volte}$$

Per ridurre ulteriormente l'amplificazione, sarà sufficiente **aumentare** il valore della resistenza R5.

CASCODE per RADIOFREQUENZA

La configurazione **Cascode** si può usare anche per preamplificare dei segnali di RF (vedi fig.16).

Modificando il valore della resistenza R2 è possibile aumentare o ridurre il guadagno di questo Cascode.

Aumentando il valore di R2 portandolo dagli attuali 10.000 ohm a 15.000-18.000 ohm, aumenterà il guadagno, riducendo invece il valore di R2 portandolo dagli attuali 10.000 ohm a 4.700-3.900 ohm, il guadagno si ridurrà.

Con i valori indicati nello schema elettrico di fig.16 si ottiene un guadagno di circa 20 dB.

Facciamo presente che, aumentando il guadagno, lo stadio potrebbe facilmente autooscillare.

Il circuito di accordo L1/C3 collegato sul Drain del fet FT2, andrà calcolato per sintonizzarsi sulla frequenza da amplificare.

La bobina di link siglata L2 composta da 1-2 spire, andrà avvolta sulla bobina L1 dal lato dell'alimentazione **positiva**.

Vi ricordiamo che per realizzare un **Cascode** bisogna usare due fet identici.

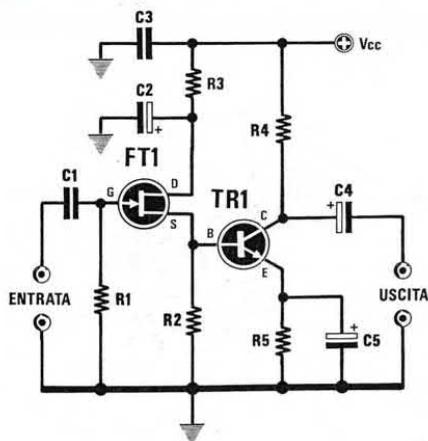


Fig.17 Schema di un preamplificatore di BF.

- R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 560 ohm 1/4 watt
- R3 = 100 ohm 1/4 watt
- R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 270 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2-C4-C5 = 4,7 mF elettr. 25 volt
- C3 = 100.000 pF poliestere
- FT1 = qualsiasi fet a canale N
- TR1 = NPN BC.239, BC.237 o equivalenti

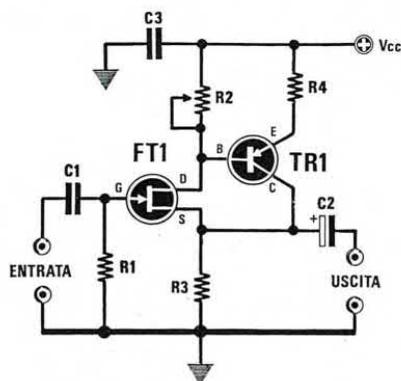


Fig.18 Schema di un buffer che utilizza un Fet ed un transistor PNP. Il trimmer R2 andrà tarato fino a leggere sul Collettore di TR1 1/2 tensione di alimentazione.

- R1 = 1 megaohm 1/4 watt
- R2 = 4.700 ohm trimmer
- R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 4,7 mF elettr. 25 volt
- C3 = 100.000 pF poliestere
- FT1 = qualsiasi fet a canale N
- TR1 = PNP BC.309, BC.307 o equivalenti

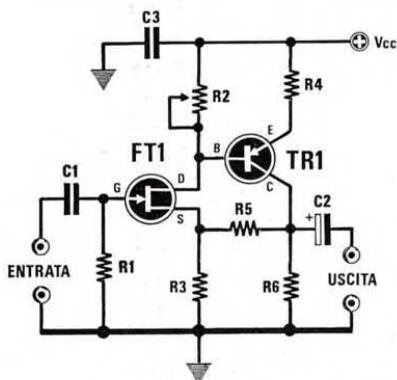


Fig.19 In questo stadio il guadagno si calcola con la formula sottoriportata:

$$\text{GUADAGNO} = R5 : R3$$

- R1 = 1 megaohm 1/4 watt
- R2 = 4.700 ohm trimmer
- R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 100 ohm 1/4 watt
- R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 1.000 ohm 1/4 watt
- C1-C3 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 10 mF elettr. 25 volt
- FT1 = qualsiasi fet a canale N
- TR1 = PNP BC.309, BC.307 o equivalenti

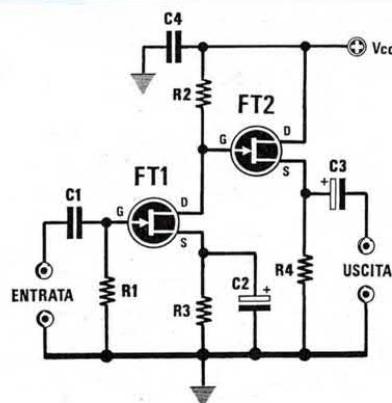


Fig.20 Schema di un buffer che utilizza due Fet. Il guadagno si calcola con la formula:

$$\text{GUADAGNO} = Y_{fs} \times (R2 - R3) : 1.000$$

- R1 = 1 megaohm 1/4 watt
- R2 = $(V_{cc} : 2) : \text{mA Drain} \times 1.000$
- R3 = $(V_{gs} : \text{mA Drain}) \times 1.000$
- R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 10 mF elettr. 25 volt
- C3 = 10 mF elettr. 25 volt
- C4 = 100.000 pF poliestere
- FT1 - FT2 = qualsiasi fet a canale N

Conoscere i GaAs-fet transistors per UHF e SHF



La sigla **GaAs-fet** significa **Gallium Arsenide Field Effect Transistor**, ovvero Transistor ad effetto di campo all'Arseniuro di Gallio.

Questo componente viene utilizzato per realizzare **amplificatori RF** o **mixer** in gamma **UHF - SHF** perchè, risultando la velocità di transito degli elettroni in un cristallo all'**Arseniuro di Gallio** quasi tre volte maggiore rispetto a quella in un cristallo al **Silicio**, questa caratteristica gli permette di lavorare fino ed oltre i **20 Gigahertz**.

Come contropartita il cristallo di **Arseniuro di Gallio**, risultando più difficile da riprodurre ed anche molto fragile, fa salire il costo di questo semiconduttore.

Il **GaAs-fet** si può paragonare a **due fet** posti in cascata come visibile in fig.3, quindi, oltre ai due terminali di **Source** e **Drain** è provvisto, come il **Mosfet**, di due ingressi indicati **Gate 1** e **Gate 2**.

Il simbolo grafico del **GaAs-fet** è riprodotto in fig.1 e, poichè viene costruito solo a canale **N**, il suo **Drain** andrà sempre rivolto verso la tensione **positiva** di alimentazione.

Sul **Gate 1** verrà sempre applicato il segnale da preamplificare, mentre sul **Gate 2** verrà applicata una tensione **positiva** che servirà a controllare il **guadagno** del **GaAs-fet**.

Il **massimo** guadagno si ottiene applicando sul **Gate 2** una tensione positiva di circa **2-3 volt** ed il **minimo** guadagno collegando a **massa** tale terminale.

I parametri più importanti di un **GaAs-fet** sono i seguenti:

Vds = massima tensione applicabile tra Drain e Source espressa in **volt**.

IDss = massima corrente di Drain ammissibile, espressa in **milliamper**, nelle seguenti condizioni:

Gate 1 = collegato a **massa**

Gate 2 = polarizzato con **2 volt** positivi

Yfs o gm o Re (Yfs) = indica transconduttanza nel modo **Common Source**, espressa indifferentemente in **millimho (mmho)** o in **milliSiemens (mS)**.

Power Gain o Gps = guadagno in potenza espresso in **dB** ad una frequenza nota su un carico resistivo puro di **50 ohm**.

Questo parametro viene indicato dalle Case Costruttrici assumendo come riferimento un circuito applicativo da esse collaudato sul quale vengono effettuate le misure, quindi non si tratta di un dato teorico ma pratico e riscontrato su un circuito funzionante.

NF = figura di rumore ad una **frequenza nota** espressa in **dB**.

f = frequenza massima di lavoro espressa in **Gigahertz**.

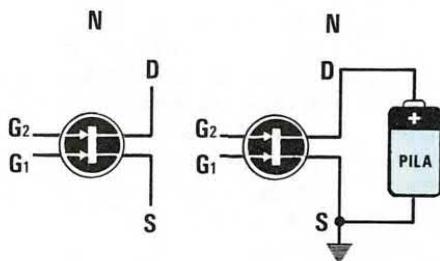


Fig.1 Il **GaAs-fet** viene disegnato negli schemi elettrici con questo simbolo grafico. Poichè tutti i **GaAs-fet** sono solo a canale **N**, il loro **Drain** andrà sempre rivolto verso il positivo di alimentazione ed il loro terminale **Source** verso massa.

Il parametro f indica fino a quale frequenza il **GaAs-fet** è in grado di amplificare circa **10 dB** in potenza con una bassa figura di rumore.

Nella **Tabella n.1** riportiamo le caratteristiche principali di alcuni GaAs-fet.

Vedendo in questi dati delle **Noise/Figure** di poco inferiori a **1,6 dB** su frequenze di lavoro di diversi **Gigahertz**, si potrebbe pensare che facendo lavorare il **GaAs-fet** su frequenze notevolmente **inferiori**, la **NF** rimanga costante o addirittura migliori.

Purtroppo la **NF** varia notevolmente al variare della frequenza di lavoro ed anche della corrente che si fa scorrere sul Drain.

In fig.5 abbiamo riportato il grafico della **NF** di un **GaAs-fet** tipo **MRF.966** e qui potrete vedere come varia la **NF** al variare della frequenza di lavoro.

Come noterete, la **minima** figura di rumore si ottiene sulla frequenza di circa **250 MHz** (**NF = 0,8 dB**).

Sulla frequenza di **1.000 MHz**, pari a **1 GHz**, abbiamo già una **NF** di **1,2 dB**.

Se facessimo lavorare il **GaAs-fet** sui **2.500 MHz**, pari a **2,5 GHz**, la figura di rumore salirebbe già a **3 dB**.

Lo stesso dicasi se utilizziamo il **GaAs-fet** per preamplificare frequenze inferiori a **250 MHz**, infatti sui **100 MHz** otterremmo già una figura di rumore di circa **3 dB**, quindi superiore a quella di un normale **Mosfet** che costa di meno ed è meno critico.

Dobbiamo anche far presente che sulle gamme **SHF** serve a ben poco scegliere un **GaAs-fet** con una bassa figura di rumore, se poi nel circuito vengono impiegate delle comuni resistenze che generano più rumore del semiconduttore.

Anche il **guadagno** di un **GaAs-fet**, sempre espresso in **dB**, non è costante su tutte le frequenze, ma tende a diminuire all'aumentare della frequenza.

Nel grafico di fig.6 potete vedere come varia il guadagno in potenza di un **GaAs-fet** tipo **MRF.966** da **250 MHz** fino a **2,5 GHz** alimentandolo con una

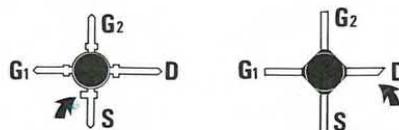


Fig.2 Connessioni dei terminali del GaAs-fet viste da sopra. Il Drain si riconosce perché più lungo (vedi disegno di sinistra) o perché tagliato in diagonale (vedi disegno di destra). Il terminale Source si riconosce perché ha una piccola sporgenza.

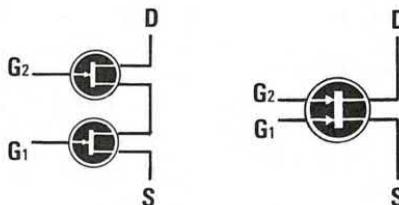


Fig.3 Un GaAs-fet è equivalente a due fet posti in cascata. Sul Gate 1 va applicato il segnale da amplificare e sul Gate 2 una tensione di polarizzazione.

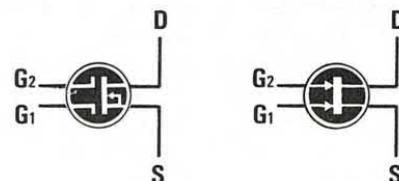


Fig.4 Per non confondere un GaAs-fet con un Mosfet i suoi due terminali Gate dovrebbero terminare con una freccia, ma in pratica questa regola viene spesso ignorata.

TABELLA N.1

GaAs-fet	PD mW	Vds Volt	IDss mA	Yfs mS	NF dB	Power Gain GPS	f GHz
CF.300P	200	10	40	25	da 1,2 a 1 GHz	23	2
CF.910	200	10	40	20	da 1,6 a 1 GHz	21	2
CFK.10	200	10	40	20	da 1,6 a 1 GHz	21	2
MRF.966	350	10	80	20	da 1,2 a 1 GHz	17	2,5
CFY.10	500	5	100	45	da 1,6 a 6 GHz	13	12
CFY.19	300	6	80	30	da 1,7 a 6 GHz	10	12
CFY.25	250	5	80	40	da 1,6 a 12 GHz	9,5	12
CFY.30	250	5	80	30	da 1,4 a 4 GHz	18	6
CFY.65	200	4	70	40	da 1,2 a 12 GHz	11,5	12
CFY.75	180	4	70	40	da 1,2 a 12 GHz	10,5	20

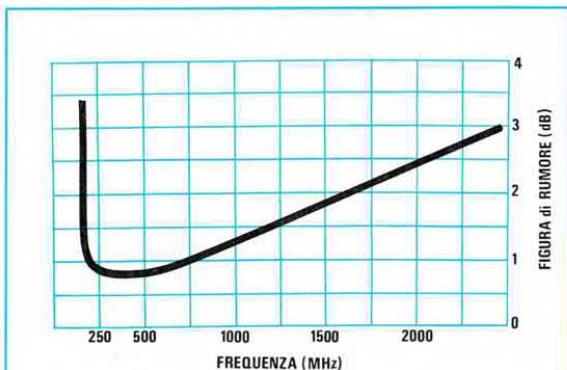


Fig.5 In questo grafico potete notare come varia la Noise/Figure di un GaAs-fet MRF.966 al variare della frequenza di lavoro. Sulle frequenze comprese tra 250-750 MHz, la NF risulta minore di 1 dB, ma scendendo sotto a 250 MHz o salendo sopra ad 1 GHz la NF sale vertiginosamente.

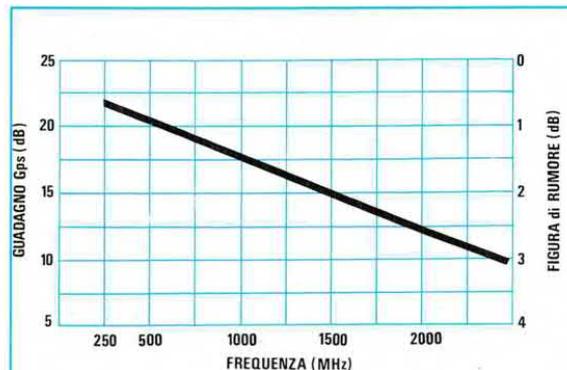


Fig.6 In questo secondo grafico potete notare come varia il guadagno di un GaAs-fet MRF.966 al variare delle frequenza di lavoro. Fino a 900 MHz il guadagno rimane entro un valore di 18 dB Gps, salendo di frequenza il guadagno si riduce, ma proporzionalmente aumenta la figura di rumore.

tensione di **5 volt** e con un assorbimento di **Drain** di circa **10 milliamper**.

Per conoscere di quante **volte** un valore espresso in **dB Gps**, risulterà amplificato in **potenza** o in **tensione**, potrete utilizzare la **Tabella n.2**.

TABELLA N.2

Guadagno Gps in dB	Guadagno in potenza	Guadagno in tensione
3	1,99	1,41
6	3,98	1,99
9	7,94	2,82
10	10,00	3,16
12	15,85	3,98
15	31,62	5,62
18	63,10	7,94
20	100,00	10,00
21	125,90	11,20
22	158,50	12,59

Ad esempio, se prendete il **GaAs-fet** tipo **MRF.966** che amplifica **22 dB** sui **500 MHz** e soli **10 dB** sui **2,5 GHz** (vedi fig.6) e sul suo ingresso applicate un segnale di **1,2 microvolt** a **500 MHz** e un identico segnale sui **2,5 GHz**, sul suo Drain otterrete questi due diversi segnali:

$$1,2 \times 12,59 = 15,1 \text{ microvolt a } 500 \text{ MHz}$$

$$1,2 \times 3,16 = 3,79 \text{ microvolt a } 2,5 \text{ GHz}$$

Infatti questo **GaAs-fet** è idoneo a lavorare fino ad un massimo di **1,5 GHz**, perchè superando questa frequenza il suo guadagno in potenza si riduce a **15 dB**.

IMPORTANTE

I **GaAs-Fet** sono molto sensibili alle scariche elettrostatiche, quindi, per non danneggiarli, dovrete adottare questi semplici accorgimenti:

- **Non passate** mai un **GaAs-fet** dalle vostre mani a quelle di un'altra persona, perchè se quest'ultima calza della scarpe con soles di gomma o indossa una camicia o una maglia di materiale sintetico, la differenza di potenziale esistente tra i due corpi si scaricherà all'interno della giunzione perforandola.

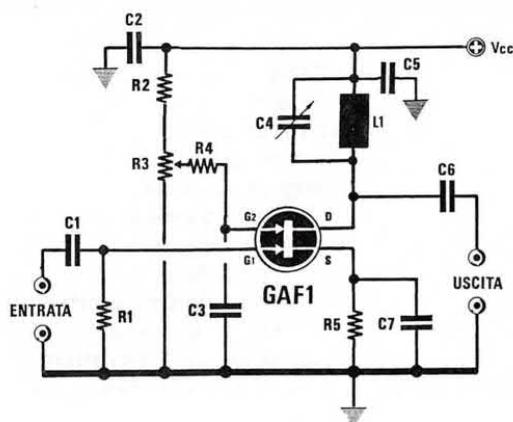
- **Non mettetevi** mai delle scarpe con soles in gomma o camicie di materiale sintetico, perchè il vostro corpo accumulerebbe un'elevata carica elettrostatica, che si scaricherà all'interno del **GaAs-fet** quando lo appoggerete sul circuito stampato o quando avvicinerete ad esso la punta del saldatore.

- **Non usate** saldatori alimentati direttamente dalla tensione dei **220 volt**, perchè basta una minima perdita o un accumulo di elettricità elettrostatica sulla sua punta per metterlo subito fuori uso non appena salderete uno dei quattro terminali.

- **Usate soltanto** saldatori a bassa tensione, **12-24-28 volt**, alimentati tramite un trasformatore riduttore e, per maggior sicurezza, collegate ad una **terra** il loro corpo metallico.

- **Non saldate** mai nessun componente sul circuito stampato, senza aver prima **scollegato** la sua tensione di alimentazione.

PREAMPLIFICATORE per SHF a guadagno VARIABILE (fig.7)



- R1 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 82.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 22.000 ohm trimmer
- R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 150 ohm 1/4 watt
- C1 = 100 pF ceramico
- C2 = 10.000 pF ceramico
- C3 = 1.000 pF ceramico
- C4 = 3 - 10 pF compensatore
- C5 = 1.000 pF ceramico
- C6 = 4,7 pF ceramico
- C7 = 1.000 pF ceramico
- L1 = induttanza stripline
- GAF1 = CF.300 - MRF.966

Schema elettrico di un preamplificatore per SHF a guadagno variabile con ingresso non accordato ed uscita accordata.

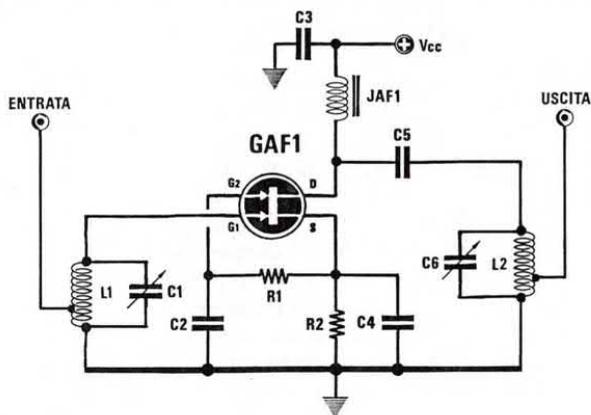
Ruotando il cursore del trimmer **R3** verso la resistenza **R2** il guadagno **aumenterà**, ruotandolo verso **massa** il guadagno **diminuirà**.

Il circuito di sintonia composto dalla bobina

L1 e dal compensatore **C4** andrà sintonizzato sulla frequenza che si desidera amplificare.

Poichè questi preamplificatori lavorano su frequenze molto elevate, solitamente non si usano delle induttanze **cilindriche**, ma delle **stripline**, cioè delle corte piste incise sul circuito stampato di lunghezza calcolata.

PREAMPLIFICATORE a GaAs-fet per 144-220-440 MHz (fig.8)



- R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 150 ohm 1/4 watt
- C1 = 3 - 10 pF compensatore
- C2 = 1.000 pF ceramico
- C3 = 10.000 pF ceramico
- C4 = 1.000 pF ceramico
- C5 = 10 pF ceramico
- C6 = 3 - 10 pF compensatore
- JAF1 = impedenza 1 microHenry
- L1 - L2 = bobine sintonia
- GAF1 = CF.300 - MRF.966

Schema elettrico di un preamplificatore per 144 - 220 - 440 MHz a guadagno fisso con ingresso ed uscita accordati.

In questo circuito la tensione positiva di polarizzazione di circa **1,5 volt** da applicare sul **Ga-te 2**, viene prelevata tramite la resistenza **R1** dal **Source**.

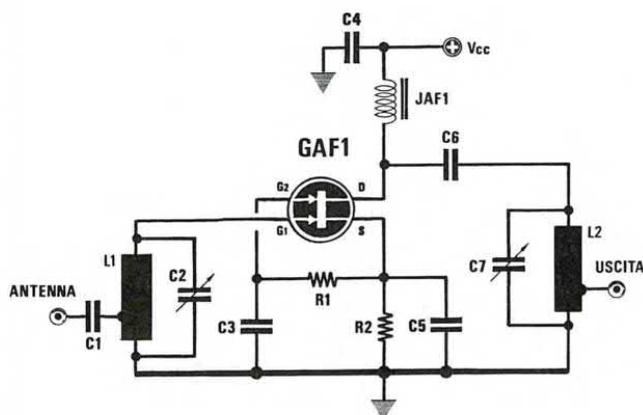
Le due bobine di sintonia **L1 - L2** dovranno

essere calcolate per accordarsi sulla frequenza da amplificare.

Le prese d'ingresso e di uscita andranno poste a metà spira o al massimo ad una spira dal lato **massa**.

I compensatori **C1 - C6** debbono essere posti vicinissimi ai due terminali delle bobine di accordo.

PREAMPLIFICATORE per SHF a guadagno FISSO (fig.9)



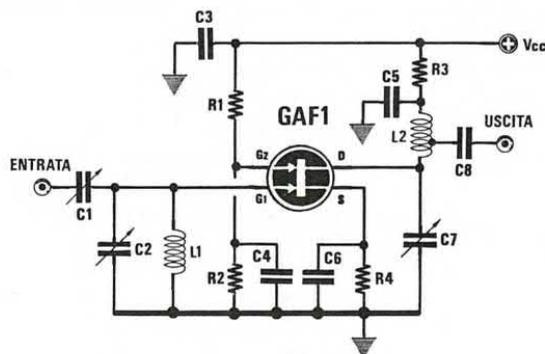
- R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 150 ohm 1/4 watt
- C1 = 10 pF ceramico
- C2 = 2 - 8 pF compensatore
- C3 = 1.000 pF ceramico
- C4 = 1.000 pF ceramico
- C5 = 1.000 pF ceramico
- C6 = 10 pF ceramico
- C7 = 3 - 10 pF compensatore
- C8 = 3 - 10 pF compensatore
- L1 - L2 = bobine stripline
- JAF1 = impedenza 1 microHenry
- GAF1 = CF.300 - MRF.966

Schema elettrico di un preamplificatore **SHF** a guadagno fisso con ingresso ed uscita accordati.

Anche in questo circuito la tensione positiva di polarizzazione di circa **1,5 volt** da applicare al **Gate 2** viene prelevata tramite la resistenza **R1** dal **Source**.

Lavorando su una gamma compresa tra i **900 MHz** e gli **1,5 Gigahertz** sarà necessario usare bobine **stripline**. Per queste frequenze sarebbe anche necessario usare condensatori e resistenze **SMD**, cioè sprovvisti di terminali per eliminare induttanze parassite.

PREAMPLIFICATORE a GaAs-fet per 144-500 MHz (fig.10)



- R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 100 ohm 1/4 watt
- R4 = 56 ohm 1/4 watt
- C1 = 3/10 pF compensatore
- C2 = 3/15 pF compensatore
- C3 = 22.000 pF ceramico
- C4 = 1.000 pF ceramico
- C5 = 4.700 pF ceramico
- C6 = 470 pF ceramico
- C7 = 3/15 pF compensatore
- C8 = 22 pF ceramico
- L1-L2 = bobine sintonia
- GAF1 = CF300 - MRF.966

Schema elettrico di un preamplificatore per gamme comprese tra **144 - 500 MHz** a guadagno fisso con ingresso e uscita accordati.

Per ottenere un elevato guadagno con la minima figura di rumore, conviene alimentare il GaAs-fet con una tensione compresa tra **5-6 volt**. Le due bobine **L1-L2** dovranno essere calcolate per accordarsi sulla gamma che si desidera amplificare, ad esempio **144-147 MHz**, oppure **400-430 MHz**, ecc.

Lavorando in gamma **UHF**, se non effettuerete dei collegamenti **cortissimi** il circuito non funzionerà o autooscillerà.

Il compensatore **C7** e la bobina **L2** dovranno essere collegati vicinissimo al terminale **Drain** ed il condensatore **C5** direttamente tra la giunzione **R3-L2** e la **massa**. Anche il condensatore ceramico **C4** dovrà essere collegato vicinissimo al terminale **Gate 2** per evitare autooscillazioni.

SIGLE CONTENITORI dei TRANSISTORS



TO 18



TO 72



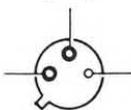
TO 39 TO 5



TO 92



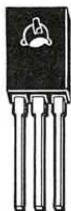
SO 94



SOT 48



SOT 37



TO 126 SOT 132



TO 152



TO 202 306-02



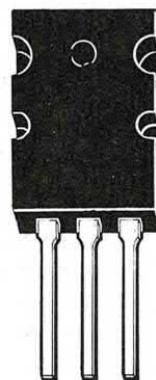
TO 220 TO 669



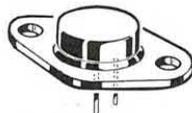
TOP 31 TO 3P



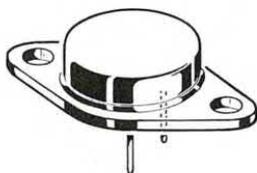
TO 218



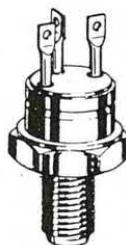
TO 3P(L)



TO 66 SOT 9



TO 3



TO 60



TO 59



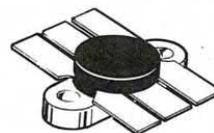
TO 117



SO 2 SOT 48

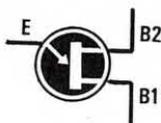


CB 305



500 6L FL

Conoscere gli UJT transistors unigiunzione



Il transistor **unigiunzione**, chiamato anche **UJT** (sigla formata con le iniziali di **Uni Junction Transistor**), è un semiconduttore che viene usato raramente, ma poichè potreste ancora trovarlo in alcuni circuiti applicativi pensiamo sia opportuno che ne conosciate le caratteristiche.

Il transistor **UJT** dispone di tre terminali chiamati **Emettitore - Base 1 - Base 2**, siglati negli schemi elettrici con **E - B1 - B2** (vedi fig.1).

Il simbolo grafico di un transistor **unigiunzione** è visibile in fig.2 e per non confonderlo con il simbolo grafico di un **fet**, ad esso assai simile, il suo terminale d'ingresso **E** viene disegnato inclinato.

Come potrete constatare osservando gli schemi elettrici che qui vi proponiamo, il terminale **Base 1** viene sempre collegato a **massa**, il terminale **Base 2** al **positivo** di alimentazione ed il terminale **Emettitore** ad una resistenza collegata al **positivo** e ad un condensatore collegato a **massa**.

Il funzionamento di un transistor **unigiunzione** è molto semplice e può essere così riassunto:

- Quando sull'**Emettitore** non è applicata nessuna tensione **positiva**, l'unigiunzione **non conduce**.

- Applicando sull'**Emettitore** una **resistenza** la cui estremità risulti collegata al positivo di alimentazione ed un **condensatore** la cui estremità risulti collegata a massa (vedi fig.3), quando si fornirà tensione al circuito questo condensatore lentamente si caricherà **positivamente** facendo così salire la tensione su tale terminale.

- Quando la tensione sull'**Emettitore** raggiungerà il suo valore di soglia compreso tra **2 - 4 volt**, l'**Emettitore** si **cortocircuiterà** internamente sulla **Base 1** e, così facendo, scaricherà verso **massa** la tensione presente sul **condensatore**.

- Quando il condensatore si sarà totalmente **scaricato** e sull'**Emettitore** risulterà presente una tensione di **0 volt**, verrà **automaticamente** eliminato il cortocircuito interno **Emettitore/Base 1**.

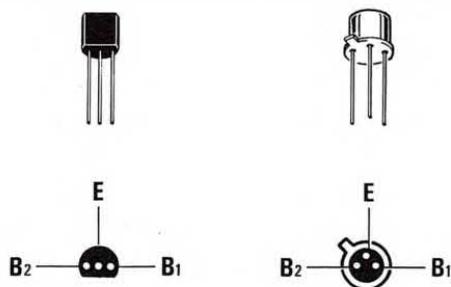


Fig.1 Disposizione dei terminali E-B1-B2 in un transistor unigiunzione con contenitore plastico o metallico, visti da sotto. Si noti nel contenitore metallico la sporgenza di riferimento posta tra B2 - E.

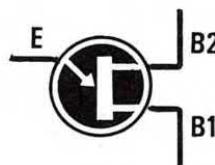
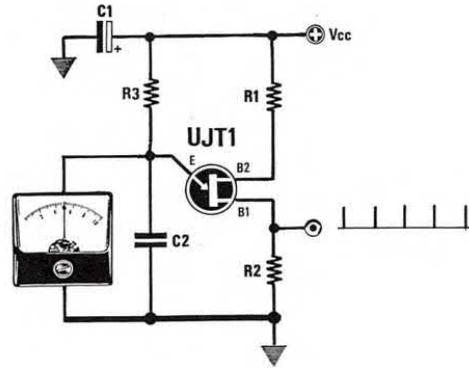


Fig.2 Per non confondere il simbolo grafico di un transistor unigiunzione con quello di un fet, il terminale d'ingresso E viene internamente disegnato inclinato. Il terminale B1 va collegato a massa e B2 al positivo.

Fig.3 Collegando al terminale d'ingresso E una resistenza collegata al positivo (vedi R3) ed un condensatore collegato a massa (vedi C2), quest'ultimo lentamente si caricherà. Quando ai suoi capi risulterà presente una tensione compresa tra 2-4 volt, l'Emettitore si cortocircuiterà con la Base 1 scaricando C2. Quando il condensatore C2 risulterà scarico, l'Emettitore si scollegherà dalla Base 1 e C2 potrà così ricaricarsi.



- Il condensatore non risultando più cortocircuitato a massa tramite la Base 1, potrà nuovamente ricaricarsi con la tensione positiva fornita dalla resistenza.

- Quando la tensione sul condensatore avrà nuovamente raggiunto il livello di soglia necessario per portare in conduzione l'Emettitore, il condensatore si scaricherà ed il ciclo precedentemente descritto si ripeterà all'infinito.

- Modificando il valore della resistenza R3 e del condensatore C2 potrete variare i tempi di carica e scarica.

Per R3 non è consigliabile utilizzare valori minori di 1.000 ohm o maggiori di 68.000 ohm.

Per C2 non è consigliabile utilizzare valori minori di 270 picoFarad o maggiori di 2.200 microFarad.

I tempi o la frequenza che otterrete con le formule riportate sono approssimativi, perchè le resistenze, i condensatori ed il valore di soglia dell'unigiunzione hanno delle tolleranze che influiscono sul valore calcolato.

Se si desiderano ottenere dei tempi o delle frequenze esatti, conviene sostituire la resistenza R3 con un trimmer.

Per questa sua caratteristica, il transistor unigiunzione viene prevalentemente utilizzato per realizzare dei semplici oscillatori a dente di sega, dei generatori d'impulsi o dei temporizzatori.

I parametri più importanti nei transistor unigiunzione sono i seguenti:

PD = indica la massima potenza dissipabile in milliwatt.

VB2B1 = indica la massima tensione in volt applicabile tra Base 1 e Base 2.

IE = indica la massima corrente in milliamper applicabile sull'Emettitore.

VEB1 = indica il valore di soglia, cioè la tensione richiesta per far cortocircuitare il terminale Emittitore verso la Base 1. Questo valore potrà variare da 2 a 4 volt a seconda delle caratteristiche del transistor unigiunzione.

VOB1 = indica i volt picco/picco degli impulsi prelevati sulla Base 1 in un circuito collegato come visibile in fig.3.

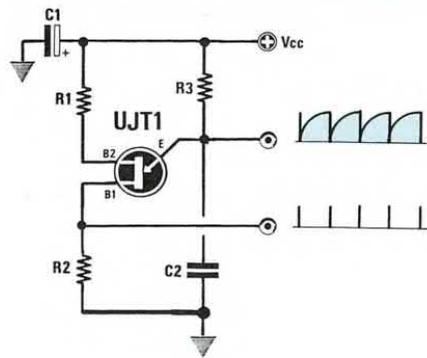
f (max) = indica la massima frequenza di oscillazione dell'UJT espressa in MHz.

Nella Tabella n.1 abbiamo elencato le caratteristiche principali dei più comuni UJT attualmente reperibili.

TABELLA N.1

tipo UJT	PD mW	VB2B1 volt	VEB1 volt	VOB1 volt	f(max) MHz
2N.2646	300	35	3,5	5,0	1,0
2N.3980	360	35	2,5	8,0	1,5
2N.4851	300	35	2,5	6,0	1,2
2N.4870	300	35	2,5	6,0	1,2
2N.4948	360	35	***	8,0	1,2
2N.5431	300	35	3,0	1,0	1,0

OSCILLATORE con UNIGIUNZIONE (fig.4)



R1 = 100 ohm 1/4 watt
R2 = 33 ohm 1/4 watt
R3 = vedi testo
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = vedi testo
UJT1 = unigiunzione
Vcc = 10 - 24 volt

Fig.4 Schema di base per realizzare un oscillatore astabile ad **impulsi** o a **denti di sega**.

Alimentando il circuito con una tensione di **12 volt**, dall'Emettitore potrete prelevare un segnale a **dente di sega** molto arrotondato (vedi fig.5) con un'ampiezza di circa **8 volt** picco/picco.

Dalla **Base 1** potrete invece prelevare degli **impulsi** di identica frequenza con un'ampiezza di circa **5 volt** picco/picco (vedi fig.6).

La **frequenza** di lavoro è determinata dal valore della resistenza **R3** e della capacità **C2**.

Poichè in nessun databook o manuale d'uso vengono riportate delle formule per ricavare la **frequenza** conoscendo il valore di **R3-C2** o viceversa, ne abbiamo preparata una che potrete utilizzare per conoscere con una buona approssimazione quale frequenza otterrete o quali valori di resistenza o di capacità dovrete scegliere per far oscillare l'unigiunzione sulla frequenza richiesta.

$$\text{Hertz} = 900 : (\text{R3 Kohm} \times \text{C2 microF.})$$

$$\text{Hertz} = 900.000 : (\text{R3 Kohm} \times \text{C2 nanoF.})$$

$$\text{R3 Kohm} = 900 : (\text{C2 microF.} \times \text{Hz})$$

$$\text{R3 Kohm} = 900.000 : (\text{C2 nanoF.} \times \text{Hz})$$

$$\text{C2 microF.} = 900 : (\text{R3 Kohm} \times \text{Hz})$$

$$\text{C2 nanoF.} = 900.000 : (\text{R3 Kohm} \times \text{Hz})$$

Facciamo presente che tra il calcolo teorico e quello pratico risconterete sempre delle differenze dovute alle **tolleranze** dei componenti. in particolar modo se userete dei condensatori **elettrolitici** che hanno delle tolleranze che raggiungono anche il **40%** del valore indicato sul loro corpo.

Per ottenere delle frequenze esatte, consigliamo di sostituire la resistenza **R3** con un **trimmer** che potrete tarare finemente fino ad ottenere la frequenza richiesta.

Se l'unigiunzione venisse utilizzato per realizzare dei **temporizzatori** anzichè per conoscere la frequenza, potrebbe risultare più utile conoscere il **tempo** in **secondi** ed in questo caso sarebbe necessario usare queste diverse formule:

$$\text{secondi} = 0,0011 \times (\text{R3 Kohm} \times \text{C2 microF.})$$

$$\text{R3 Kohm} = \text{secondi} : (0,0011 \times \text{C2 microF.})$$

$$\text{C2 microF.} = \text{secondi} : (0,0011 \times \text{R3 Kohm})$$

I **tempi** che ricaverete da queste formule sono puramente **indicativi**, quindi se desiderate ottenere dei tempi **precisi**, vi converrà sempre sostituire la resistenza **R3** con un **trimmer** di taratura per correggere tutte le **tolleranze**.

Per **R3** non è mai consigliabile utilizzare valori **inferiori** a **1.000 ohm** o **superiori** a **68.000 ohm**.

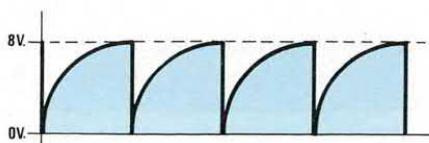


Fig.5 Sull'Emettitore potrete prelevare un segnale a **dente di sega** con un fronte di salita che risulta molto arrotondato.

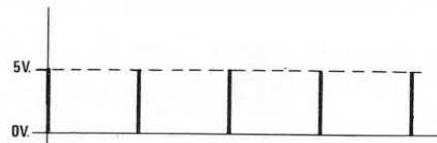
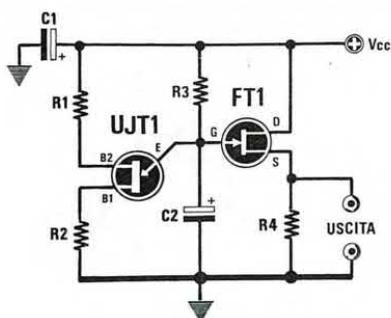


Fig.6 Sulla Base 1 potrete prelevare solo degli **impulsi positivi** la cui ampiezza si aggira normalmente intorno ai **5 volt**.

OSCILLATORE con UNIGIUNZIONE più un FET (fig.7)



R1 = 100 ohm 1/4 watt
R2 = 33 ohm 1/4 watt
R3 = vedi testo
R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = vedi testo
UJT1 = unigiunzione
FT1 = fet tipo BF.245
Vcc = 10 - 24 volt

Fig.7 Schema di un generatore a dente di sega che utilizza uno stadio separatore a fet.

Senza questo stadio separatore a fet, i tempi di carica e scarica del condensatore **C2** potrebbero venire influenzati dal carico esterno.

Le formule da usare per ricavare i valori di **frequenza - capacità - resistenza** sono le seguenti:

$$\text{Hertz} = 900 : (\text{R3 Kohm} \times \text{C2 microF.})$$

$$\text{Hertz} = 900.000 : (\text{R3 Kohm} \times \text{C2 nanoF.})$$

$$\text{R3 Kohm} = 900 : (\text{C2 microF.} \times \text{Hz})$$

$$\text{R3 Kohm} = 900.000 : (\text{C2 nanoF.} \times \text{Hz})$$

$$\text{C2 microF.} = 900 : (\text{R3 Kohm} \times \text{Hz})$$

$$\text{C2 nanoF.} = 900.000 : (\text{R3 Kohm} \times \text{Hz})$$

$$\text{secondi} = 0,0011 \times (\text{R3 Kohm} \times \text{C2 microF.})$$

$$\text{R3 Kohm} = \text{secondi} : (0,0011 \times \text{C2 microF.})$$

$$\text{C2 microF.} = \text{secondi} : (0,0011 \times \text{R3 Kohm})$$

Realizzato il circuito, potrete correggere le eventuali **tolleranze** di frequenza o di tempo modificando il valore della resistenza o quello del condensatore.

Esempio = Supponiamo desideriate realizzare l'oscillatore di fig.7 che oscilli ad una frequenza di circa **5.000 Hz** pari a **5 KHz** e che quindi vogliate calcolare quali valori di **capacità** e di **resistenza** dovrete utilizzare.

La prima operazione da effettuare sarà quella di scegliere una **capacità** ed in base a questa calcolare il valore della **resistenza**.

TABELLA N.2 capacità consigliate

Frequenza		Capacità C2	
1 - 10	Hz	47 - 10	microF.
10 - 100	Hz	4,7 - 1	microF.
100 - 1.000	Hz	39 - 100	nanoF.
1 - 10	KHz	3,9 - 10	nanoF.
10 - 100	KHz	33.000 - 1.000	picoF.
100 - 800	KHz	3.300 - 470	picoF.

Nota = nanoFarad : 1.000 = microFarad
picoFarad : 1.000.000 = microFarad

Nella **Tabella n.2** troverete che i valori più idonei sono compresi tra **3,9 nanoFarad** e **100 nanoFarad**, quindi potrete tentare di usare un valore medio di **4,7 nanoFarad** pari a **47.000 picoFarad**.

Scelta la capacità del condensatore, potrete calcolare il valore della resistenza utilizzando la formula:

$$\text{R3 Kohm} = 900.000 : (\text{C2 nanoF} \times \text{Hz})$$

Inserendo i dati in vostro possesso otterrete:

$$900.000 : (47 \times 5.000) = 3,829 \text{ Kiloohm}$$

Poichè questo non è un valore standard, potrete collegare in serie ad una resistenza da **2.200 ohm** un trimmer da **4.700 ohm**, oppure controllare se con una capacità **minore**, ad esempio di **22 nanoFarad** pari a **22.000 picoFarad**, si riesca ad ottenere per **R3** un valore di resistenza standard:

$$900.000 : (22 \times 5.000) = 8,181 \text{ Kiloohm}$$

Se vi interessa una frequenza di circa **5.000 Hz**, potrete usare una resistenza di **8.200 ohm** ed una capacità di **22.000 picoFarad**.

OSCILLATORE a DENTI di SEGA lineari (fig.8)

R1 = 100 ohm 1/4 watt
R2 = 33 ohm 1/4 watt
R3 = 8.200 ohm
R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
R5 = 2.200 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = vedi testo
DZ1 = zener 2,7 volt
TR1 = transistor PNP
UJT1 = unigiunzione
FT1 = BF.245B
Vcc = 12 volt

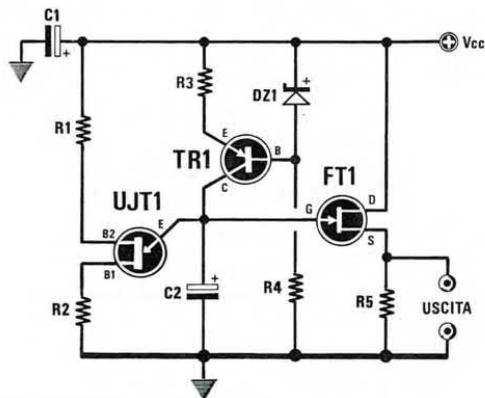


Fig.8 Schema di un generatore a dente di sega che fornisce in uscita un'onda con un fronte di salita perfettamente **lineare** (vedi fig.9).

Per ottenere questo fronte di salita perfettamente rettilineo e non curvo come quello riprodotto in fig.5, in serie alla resistenza **R3** viene applicato il transistor **TR1**, un **PNP** di piccola potenza di qualsiasi tipo, utilizzato come **generatore di corrente costante**.

Il segnale verrà prelevato dal condensatore **C2** tramite un **fet** per non modificare il suo tempo di carica e di scarica.

In questo circuito potrete calcolare il solo valore di **C2** utilizzando queste formule:

$$\text{Hertz} = 900 : (47 \times \text{C2 microF.})$$

$$\text{Hertz} = 900.000 : (47 \times \text{C2 nanoF.})$$

$$\text{C2 microF} = 900 : (47 \times \text{Hertz})$$

$$\text{C2 nanoF} = 900.000 : (47 \times \text{Hertz})$$

$$\text{secondi} = 0,0011 \times (47 \times \text{Hertz})$$

Questo circuito dovrà essere alimentato a **12 volt**, perchè se varierete questa tensione, dovrete variare il valore del diodo zener e della resistenza **R3**.

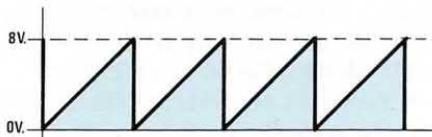


Fig.9 Realizzando lo schema di fig.8, sulla sua uscita otterrete un segnale a dente di sega con un fronte di salita lineare e non arrotondato come visibile in fig.5.

Esempio = Volendo realizzare lo schema del temporizzatore riportato in fig.10, che mantenga eccitato il relè per circa **50 secondi**, si vorrebbe conoscere quale valore scegliere per la resistenza **R3** e per il trimmer **R2**.

Per ottenere tempi così lunghi, dovrete necessariamente utilizzare un condensatore elettrolitico di elevata capacità.

In questi casi potrete scegliere un elettrolitico da **470 microFarad**, oppure da **1.000 microFarad**.

Ammessi di scegliere **470 microFarad**, potrete calcolare il valore di **R2 + R3** utilizzando la formula:

$$\text{R2 + R3 Kiloohm} = \text{sec} : (0,0011 \times \text{C2 microF.})$$

inserendo i dati in vostro possesso otterrete:

$$50 : (0,0011 \times 470) = 96,7 \text{ Kiloohm}$$

In questo caso potrete utilizzare per **R2** un trimmer da **22.000 ohm** e per **R3** una resistenza da **82.000 ohm**, oppure un trimmer da **47.000 ohm** ed una resistenza da **68.000 ohm** per poter compensare la **tolleranza** del condensatore elettrolitico.

Se voleste utilizzare una capacità di **1.000 microFarad**, dovrete scegliere per **R2 + R3** un valore di:

$$50 : (0,0011 \times 1.000) = 45,5 \text{ Kiloohm}$$

Per **R2** potrete utilizzare un trimmer da **22.000 ohm** e per **R3** una resistenza da **33.000 ohm**, oppure un trimmer da **10.000 ohm** ed una resistenza da **39.000 ohm**.

Il trimmer **R2** andrà tarato fino ad ottenere il tempo da voi desiderato.

TEMPORIZZATORE con UNIGIUNZIONE (fig.10)

R1 = 100 ohm 1/4 watt
R2 = trimmer o potenz.
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = vedi testo
DS1 = diodo silicio 1N.4148
UJT1 = unigiunzione
TR1 = transistor NPN
Relè = relè 12 volt 2 scambi
P1 = pulsante
Vcc = 12 volt

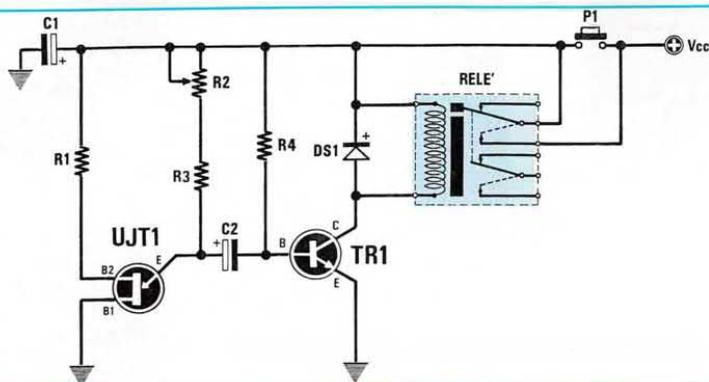


Fig.10 Premendo il pulsante **P1** la resistenza **R4** polarizzerà la **Base** del transistor **TR1** che, portandosi in conduzione, **ecciterà** il relè.

Eccitandosi, questo fornirà tensione al transistor unigiunzione, che inizierà così a caricare lentamente il condensatore elettrolitico **C2**.

Quando ai capi di questo condensatore la tensione avrà raggiunto un valore di **2-3 volt**, l'**Emettitore** dell'unigiunzione lo cortocircuiterà verso la **Base**

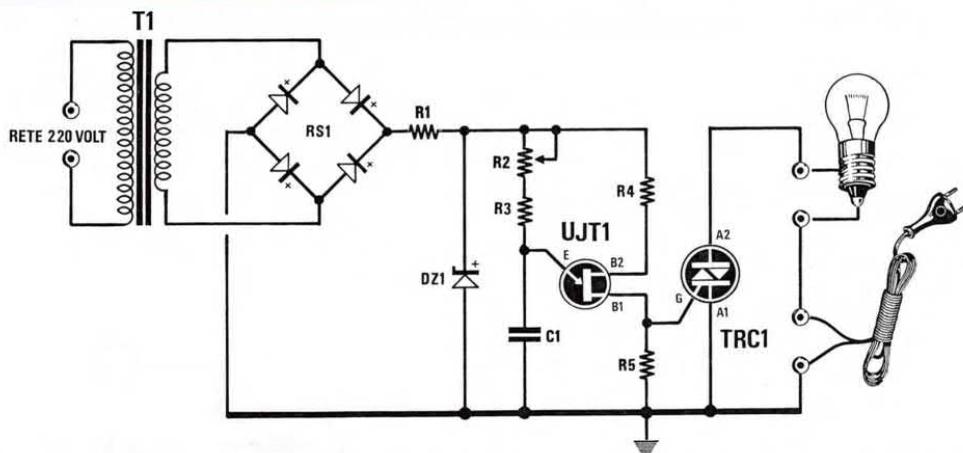
se 1 e, così facendo, toglierà la tensione di polarizzazione alla **Base** del transistor **TR1** che, cessando di condurre, **disecciterà** il relè.

Potrete calcolare i tempi usando la formula:

$$\text{sec.} = 0,0011 \times (R2 + R3 \text{ Kohm} \times C2 \text{ microF.})$$

$$R2 + R3 \text{ Kohm} = \text{sec} : (0,0011 \times C2 \text{ microF.})$$

VARIATORE di LUMINOSITÀ per lampade 220 Volt (fig.11)



R1 = 820 ohm 1/4 watt
R2 = 2.000 ohm pot. lin.
R3 = 560 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
R5 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 150.000 pF poliestere
UJT1 = unigiunzione
TRC1 = Triac 400/600 volt
DZ1 = diodo zener 12 volt
RS1 = ponte 50 volt 0,5 amper
T1 = trasformatore 3 watt
 secondario 15 volt 0,5 amper

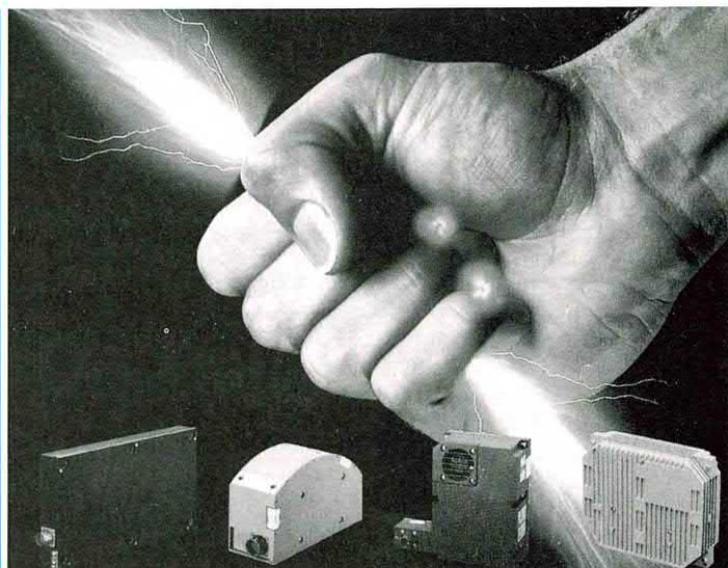
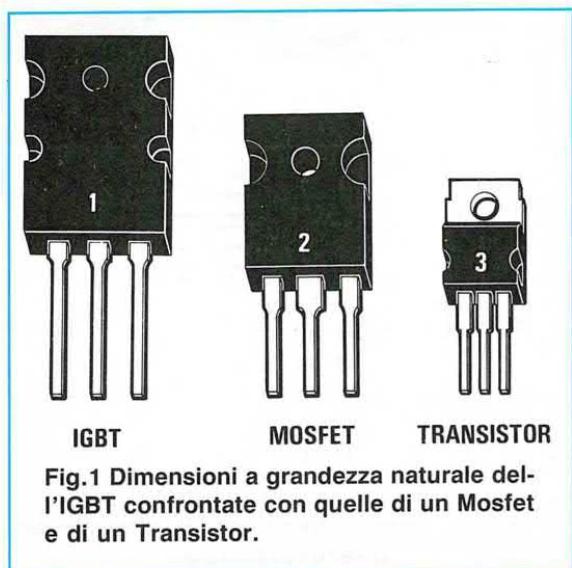
Fig.11 Schema di un variatore di luminosità per lampade a filamento a **220 volt**, che utilizza il transistor **unigiunzione** come generatore di impulsi.

Gli impulsi prelevati dalla **Base 1** verranno applicati sul **Gate** del **Triac** per poterlo eccitare.

La tensione prelevata dal secondario del trasformatore di alimentazione, verrà raddrizzata **ma non**

filtrata da alcun condensatore elettrolitico per poter ottenere una tensione **pulsante** a **100 Hertz**, necessaria per eccitare il **Triac** in **fase** con la tensione di rete dei **220 volt**.

Ruotando il potenziometro **R2** da un estremo all'altro, potrete ridurre o aumentare la **luminosità** della lampada collegata sull'**Anodo** del **Triac**.



IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor

Questo **nuovo** semiconduttore, di dimensioni leggermente superiori rispetto ad un comune transistor di potenza, è un componente in grado di:

- lavorare con elevate tensioni di **Collettore** (esistono degli IGBT in grado di lavorare con una tensione di oltre **1.000 volt**).

- erogare elevate **correnti** (esistono degli IGBT in grado di erogare anche **400 Amper**).

- risultare **molto veloce** (esistono IGBT che riescono a commutare **12 Amper** in meno di **150 nanosecondi**).

- richiedere per il suo **pilotaggio** delle correnti irrilevanti, perchè ha un ingresso ad **alta impedenza**.

- dissipare a parità di potenza meno **calore** rispetto a qualsiasi altro semiconduttore.

Questi **IGBT** vengono chiamati anche **Giant Transistor** (transistor giganti) e dicendo questo molti tra voi penseranno forse ad un componente di dimensioni mastodontiche.

In realtà questo componente ha delle dimensioni più che ragionevoli.

In fig.1 potete vedere un normale **IGBT** a grandezza reale messo a confronto con un Mosfet di potenza e con due transistor di bassa e media potenza.

I suoi tre terminali vengono siglati **G** (Gate), **E** (Emettitore) e **C** (Collettore).

In via teorica potremmo considerare un **IGBT** come un componente **ibrido**, formato cioè da più semiconduttori (vedi fig.2).

Sull'ingresso troviamo un **mosfet**, che richiede per il suo pilotaggio dei segnali a bassissima potenza, che a sua volta piloterà un **transistor finale** di **potenza**.

Negli schemi elettrici l'IGBT viene presentato graficamente come visibile in fig.3, cioè con una **dop-**

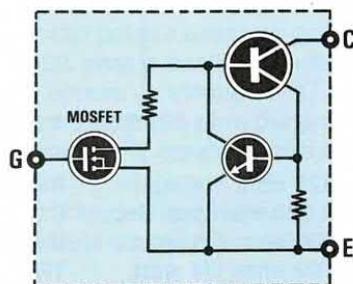


Fig.2 In via teorica possiamo considerare un transistor IGBT come un circuito ibrido provvisto di un ingresso a "mosfet", quindi ad alta impedenza. Il Drain di questo mosfet risulta collegato internamente alla Base di un transistor di potenza.

pia Base e con la freccia dell'Emettitore rivolta verso l'esterno se è un canale N o verso l'interno se è un canale P.

Esistono degli IGBT di bassa potenza di dimensioni ridotte e degli IGBT di alta potenza di dimensioni enormi, pari a quelle di un grosso relè di potenza con dei morsetti a vite che fanno capo internamente ai terminali G-E-C.

Poichè questi ultimi non sono ancora facilmente reperibili in Italia, abbiamo riportato questa notizia a solo titolo informativo.

ALTRE NOTIZIE UTILI

L'IGBT è un semiconduttore che va pilotato in tensione come se fosse un normale mosfet o fet e non in corrente come i transistor.

Un particolare molto importante da tenere presente quando si usano gli IGBT è la tensione di polarizzazione di Gate, perchè bastano piccole variazioni di tensione per far salire bruscamente la corrente di Collettore.

Se guardate la fig.6, potete vedere che fino ad una tensione di circa 2 volt di Gate (questa tensione è legata alle caratteristiche dell'IGBT), l'IGBT non si porta in conduzione, ma superata questa soglia si ottengono bruscamente delle ampie variazioni della corrente di Collettore.

Nell'esempio riportato nel grafico di fig.6 vedete che la curva di Gate risulta molto ripida.

Applicando sull'ingresso un segnale sinusoidale che abbia un'ampiezza di 0,5 volt, sul Colletto-

re è possibile ottenere una variazione di corrente da 4 a 10 Amper circa.

Se prendete un Transistor di potenza (vedi grafico di fig.7), dovrete necessariamente pilotarlo in corrente, quindi per ottenere sul suo Collettore delle variazioni di corrente di 3-5 Amper, dovrete applicare sulla Base dei segnali che possano fornire una corrente di 40-80 mA.

Se passiamo ai Mosfet di potenza (vedi grafico di fig.8), noterete che la curva risulta quasi analoga a quella di un IGBT con la sola differenza che questo inizia a condurre quando la tensione sul Gate supera i 4 volt.

La curva dei Fet, riportata in fig.9, è diversa da quella dei Transistor, dei Mospower e degli IGBT, perchè non esistono attualmente fet di potenza.

Infatti, piccole variazioni di tensione sul Gate del Fet portano a piccole variazioni di corrente sul suo Drain.

Altra importantissima caratteristica degli IGBT è la bassissima resistenza interna Emettitore/Collettore in condizioni di saturazione.

Confrontando il valore della resistenza interna degli IGBT con quello dei MOSPOWER e dei TRANSISTOR di potenza, potrete riscontrare queste differenze:

IGBT	0,008 ohm
Mospower	1,1 ohm
Transistor	3,0 ohm

AmMESSO di portare in saturazione questi tre semiconduttori su un carico che assorba 4 Amper, questi dissiperanno in calore queste potenze:

$$\text{Watt} = (\text{Amper} \times \text{Amper}) : \text{ohm}$$

16 x 0,008 =	0,12 watt per gli IGBT
16 x 1,1 =	17,6 watt per i Mospower
16 x 3,0 =	48 watt per i Transistor

Come potete constatare dai calcoli riportati, il Transistor va in ebollizione, il Mospower scalderà meno e l'IGBT rimarrà praticamente freddo.

Avendo una bassa resistenza di saturazione si ottiene un alto fattore di smorzamento sui carichi induttivi, relè, motori, altoparlanti, ecc.

Per spiegarvi cosa significa fattore di smorzamento, un termine molto utilizzato quando si parla di finali di potenza audio, vi proponiamo questo esempio.

Se inviamo ad un altoparlante un forte picco di segnale, la sua membrana verrà istantaneamente proiettata in avanti, poi ritornerà nella sua posizione di partenza il più velocemente possibile.

Se la resistenza Emettitore/Collettore risulta molto elevata, la membrana non si fermerà sulla posi-

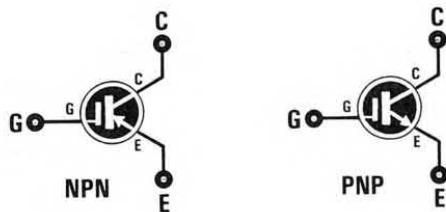


Fig.3 Negli schemi elettrici i transistor IGBT vengono graficamente disegnati così come visibile in queste figure. Nel caso degli NPN la freccia dell'Emettitore è orientata verso l'esterno, mentre nel caso dei PNP questa freccia è orientata verso l'interno.

zione di partenza, ma continuerà ad oscillare per un brevissimo tempo modificando il suono che ha riprodotto.

Utilizzando gli **IGBT**, che hanno una **bassissima** resistenza Emettore/Collettore, l'oscillazione della membrana viene immediatamente **smorzata**, quindi il suono riprodotto non subisce alterazioni.

A questo considerevole vantaggio, dobbiamo inoltre aggiungere che gli **IGBT** sono esenti dall'effetto **valanga**, comune invece a tutti i transistor.

Per chi non lo sapesse, l'effetto **valanga** è quel difetto comune a tutti transistor, causato dal progressivo aumento della **temperatura** del loro corpo.

Più aumenta questa temperatura, più aumenta la **corrente** di Collettore e se non si applica sui finali un **circuito di compensazione** ed un'adeguata aletta di raffreddamento, la loro **giunzione** si **fonde**.

Questo inconveniente non è presente negli **IGBT**, quindi il loro corpo può raggiungere anche elevate temperature.

Nel grafico di fig.4, potete confrontare l'aumento della corrente di **Collettore** in un **Transistor** e in un **IGBT** all'aumentare della **temperatura** dei loro corpi.

Molti a questo punto potrebbero chiedersi se è possibile collegare in **parallelo** due **IGBT** per **raddoppiare** la corrente di uscita e qui possiamo subito confermarvi che questa condizione è attuabile perchè noi l'abbiamo sperimentata praticamente.

L'unico avvertimento che vi diamo è quello di applicare in serie ai due **Gate** (vedi fig.5) una resisten-

za che potrà variare, a seconda dei progetti, da **47** a **220 ohm** per evitare autooscillazioni.

Anche se precedentemente abbiamo scritto che il corpo degli **IGBT** può raggiungere delle temperature elevate perchè non soggetto all'**effetto valanga**, dovrete comunque avere sempre l'accortezza di raffreddarlo con un'adeguata **aletta dissipatrice** di calore.

Come per qualsiasi altro semiconduttore, se la **temperatura** sulla sua giunzione interna dovesse raggiungere i **150 gradi** questa si **fonderebbe**.

Per dissipare velocemente il calore generato, prima di fissare il suo corpo sopra l'aletta, dovrete verificare che la superficie di quest'ultima risulti perfettamente **levigata**.

Se tra il corpo dell'**IGBT** e la superficie dell'aletta dovrete applicare una **mica isolante**, vi consigliamo di **scartare** le comuni **miche rigide** e di utilizzare solo delle morbide e flessibili miche tipo **SIL-PAD**.

Per il loro bloccaggio non usate mai delle **viti in plastica**, che presentano il difetto di dilatarsi con il calore, ma usate solo viti in ferro o in ottone del diametro di **3 mm**.

In fase di saldatura ricordatevi che il terminale **Gate** dell'**IGBT**, avendo un'**alta impedenza**, è molto sensibile alle **cariche elettrostatiche** ed alle tensioni **disperse**.

Quindi non usate saldatori provvisti di una resistenza riscaldante alimentata direttamente dai **220 volt** della rete, perchè potreste mettere subito fuori uso questi componenti.

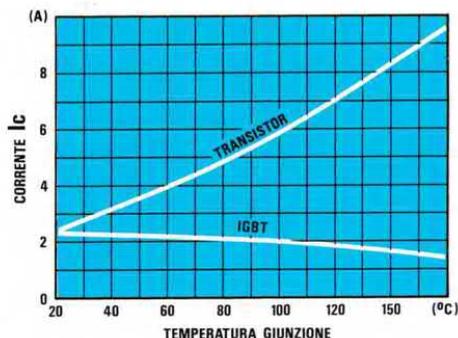


Fig.4 In questo grafico potete osservare come in un comune transistor più aumenta la temperatura, più aumenta la corrente, mentre in un IGBT questa rimane costante oppure scende.

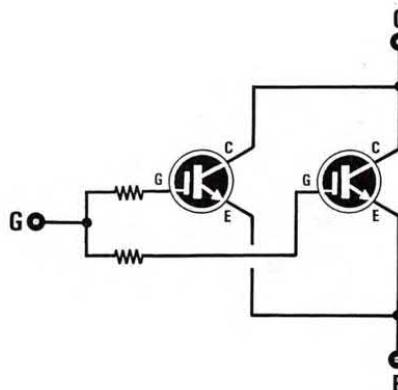


Fig.5 Per raddoppiare la potenza in uscita di un semiconduttore IGBT potete collegarne due o tre in parallelo, purchè in serie ad ogni Gate venga applicata una resistenza da 47 a 220 ohm.

CURVA di un IGBT

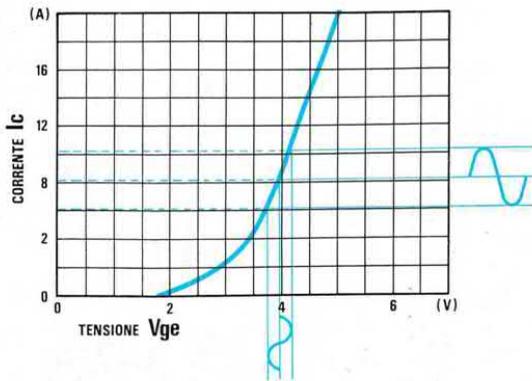


Fig.6 Una volta portato in conduzione l'IGBT con una giusta tensione di polarizzazione, bastano piccole variazioni di tensione sul Gate per ottenere delle ampie variazioni di corrente sul Collettore. Con un segnale di BF di soli 0,5 volt, è possibile ottenere correnti variabili da 4 a 10 Amper.

CURVA di un TRANSISTOR

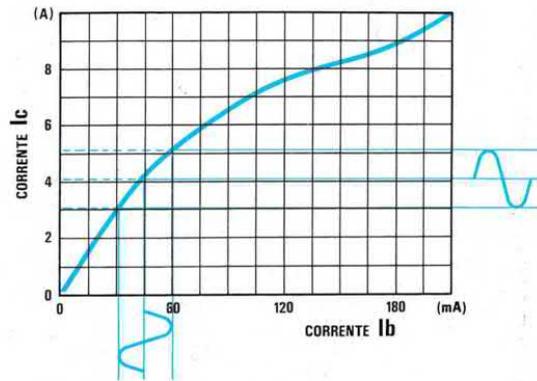


Fig.7 Un transistor di potenza, a differenza di un IGBT, deve essere pilotato in "corrente", quindi per ottenere sul Collettore delle variazioni di corrente di 3-5 Amper, bisogna applicare sulla Base un segnale che sia in grado di fornire una corrente di valore compreso tra 40-80 milliamper.

CURVA di un MOSFET

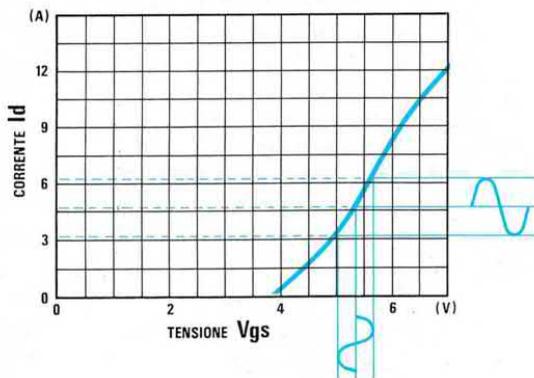


Fig.8 Per portare in conduzione i Mosfet di potenza, bisogna polarizzarli con una tensione di circa 4 volt. Poichè la curva di un Mosfet è meno ripida rispetto a quella dell'IGBT, non riuscirete mai ad ottenere le elevate correnti che può fornire un IGBT.

CURVA di un FET

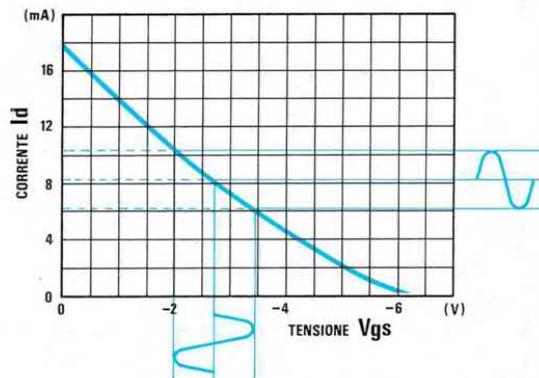
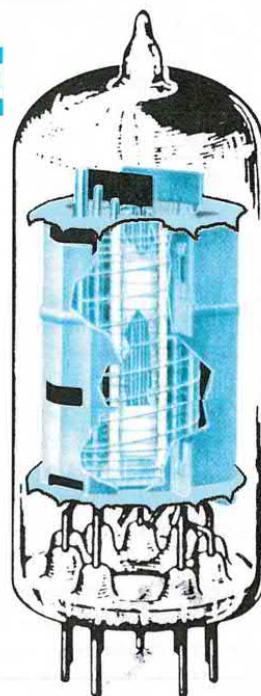
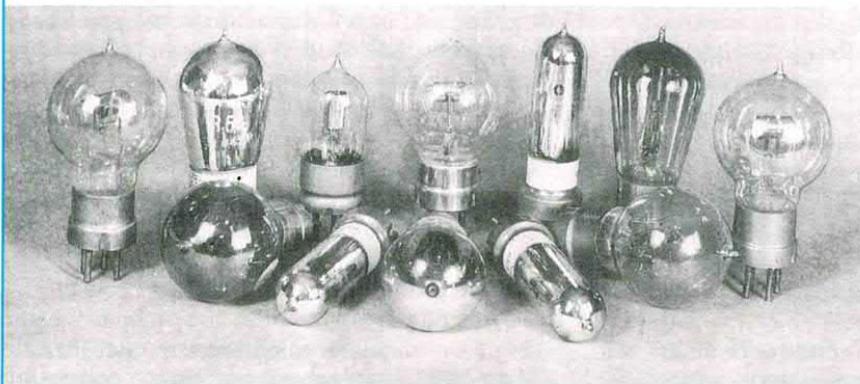


Fig.9 La curva di risposta di un Fet è molto diversa da quella dei Transistor-Mosfet-IGBT. Per portarlo in conduzione bisogna polarizzarlo con una tensione "negativa". Piccole variazioni di tensione sul Gate determinano variazioni di pochi mA sul Drain.

CONOSCERE le VALVOLE TERMOIONICHE



Spiegare in poche righe **tutto** sulle valvole non è facile, comunque ci proveremo e per farlo inizieremo dall'anno **1884**.

In quell'anno Thomas Edison, un inventore statunitense **autodidatta**, realizzando la sua prima lampadina ad **incandescenza** per l'illuminazione, notò che il vetro, dopo diverse ore di funzionamento, si **anneriva** internamente.

Inserendo all'interno di questa lampadina una piccola piastrina metallica si accorse che, collegando esternamente una **pila** con il **negativo** rivolto verso il filamento ed il **positivo** rivolto verso questa piastrina (vedi fig.2), vi era un passaggio di corrente attraverso il **vuoto** presente all'interno della lampada.

Poichè era la prima volta che una corrente elettrica **scorreva** nel vuoto e non su un normale filo di **rame**, questa scoperta prese il nome di **effetto termoelettronico** di **Edison**.

Fu chiamato effetto **termoelettronico** perchè, spegnendo la lampadina, la corrente cessava di scorrere e poichè l'inventore notò che invertendo la polarità della pila, cioè collegando il **negativo** alla piastrina metallica ed il **positivo** al filamento, la corrente **cessava** ugualmente di scorrere, questa lampada fu chiamata **valvola elettronica** perchè la corrente scorreva dal filamento alla piastrina e non viceversa.

Nell'anno 1904 lo scienziato **A. Fleming**, stimolato dalla scoperta di Edison, riuscì finalmente a fornire una spiegazione a questo fenomeno.

Quando un **filamento** viene portato in incandescenza, gli elettroni **negativi** che ruotano attorno al suo **nucleo** sfuggono dalla loro orbita, creando una **nube** di elettroni **negativi** che aumenta col crescere della temperatura.

Applicando a quella piastrina, posta in prossimità del filamento, una tensione **positiva**, gli elettroni di polarità **negativa** che erano sfuggiti dalla loro orbita ne venivano **attirati**.

Per far sì che il **filamento** emettesse un continuo flusso di elettroni **negativi**, occorreva rifornire al filamento gli **elettroni** che aveva perso e per questo motivo era necessario applicare esternamente una **pila** con il **negativo** collegato al **filamento** ed il **positivo** collegato alla **piastrina**.

Questa piastrina collegata al positivo della pila fu chiamata **placca raccogliitrice**, nome abbreviato in seguito a solo **placca**.

Per farvi comprendere meglio l'effetto **termoionico**, vi proponiamo un esempio in cui al posto degli **elettroni** useremo semplicemente dell'**acqua**.

Se all'interno di un palla di vetro si versa dell'**acqua** (vedi fig.3), per farla fuoriuscire senza capovolgere il contenitore si può utilizzare soltanto il **calore**.

Infatti se si ponesse questa palla sopra un fornello acceso, si potrebbe notare che man mano che la temperatura aumenta, l'**acqua** si trasforma in **vapore** e può così fuoriuscire dal collo del recipiente fino al suo completo esaurimento.

Se questo vapore venisse raffreddato per farlo ritornare acqua e si rimettesse l'acqua all'interno del-

la palla di vetro, si creerebbe una circolazione continua alla quale sarebbe possibile porre termine soltanto spegnendo il fornello.

DIODO

Questa valvola, composta da due soli elettrodi **filamento - placca**, fu chiamata dal fisico Fleming **diodo termoionico** (vedi fig.2).

Si cercò subito di impiegarla per rivelare i segnali **radio**, ma con scarso successo perchè decisamente poco sensibile, molto ingombrante e più costosa dei comuni e più diffusi rivelatori a **galena**.

TRIODO

Il **diodo termoionico** diventò improvvisamente interessante quando nel **1907** il fisico americano **Lee de Forest** collocò tra il filamento e la placca un terzo elettrodo chiamato **griglia**.

Questa griglia riusciva ad aumentare il flusso degli elettroni se veniva polarizzata positivamente o a ridurlo se veniva polarizzata **negativamente**.

In pratica **Lee de Forest** si accorse che poteva **aumentare** o **ridurre** la corrente di **placca** modificando la tensione sulla griglia stessa.

Infatti gli elettroni **negativi** emessi dal filamento ed attirati dalla **placca** di polarità **positiva** erano costretti a passare attraverso questa griglia (vedi fig.4).

Se alla **griglia** non veniva applicata nessuna tensione, la **placca** riusciva ad attirare verso di sé tutti gli elettroni emessi dal **filamento**.

Applicando alla **griglia** una tensione più o meno **negativa** (vedi fig.5), gli elettroni emessi dal filamento venivano **respinti** perchè di identica polarità, quindi sulla **placca** ne giungevano in numero **inferiore**.

Poichè piccole variazioni della tensione di **griglia** provocavano delle elevate variazioni della corrente di **placca**, si scoprì che questa valvola a **tre elettrodi** riusciva ad amplificare qualsiasi segnale venisse applicato su tale **griglia**.

IL TRIODO come AMPLIFICATORE

Per farvi capire come un triodo possa amplificare una **tensione**, vi proponiamo questo esempio.

Se collegate la **griglia** di un triodo al cursore di un potenziometro alimentato da una tensione **negativa** di **2 volt** e ruotate questo potenziometro a **metà** corsa, in modo che sulla **griglia** giunga una tensione **negativa** di **1 volt** e sulla **placca** scorra una corrente di **3 milliAmper** (vedi fig.6), potrete verificare la variazione della corrente di **placca** quando il cursore del potenziometro viene ruotato ai due estremi.

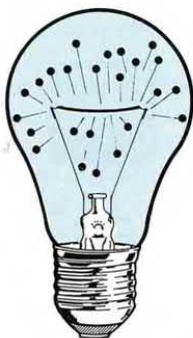


Fig.1 Nell'anno 1884 Thomas Edison notò che l'interno in vetro delle sue lampadine si anneriva inspiegabilmente, riducendo così dopo breve tempo la luminosità della lampada.

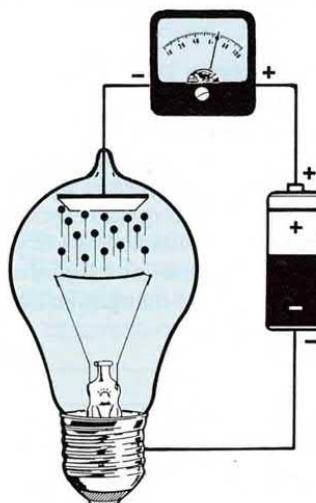


Fig.2 Applicando all'interno della lampada una "placca", notò che attraverso il vuoto scorreva una corrente elettrica.

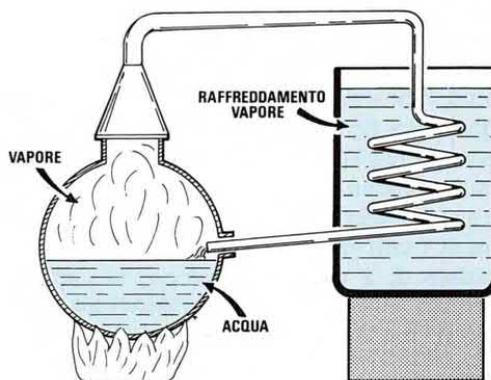
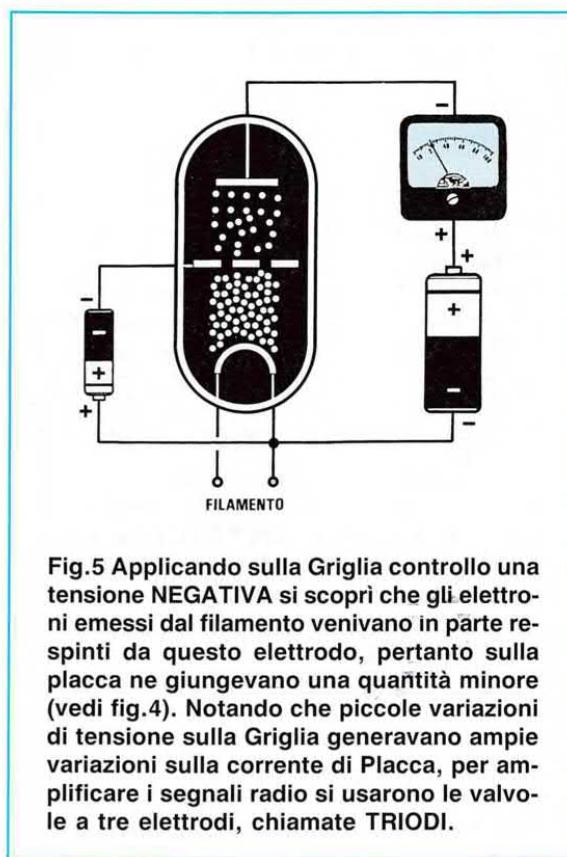
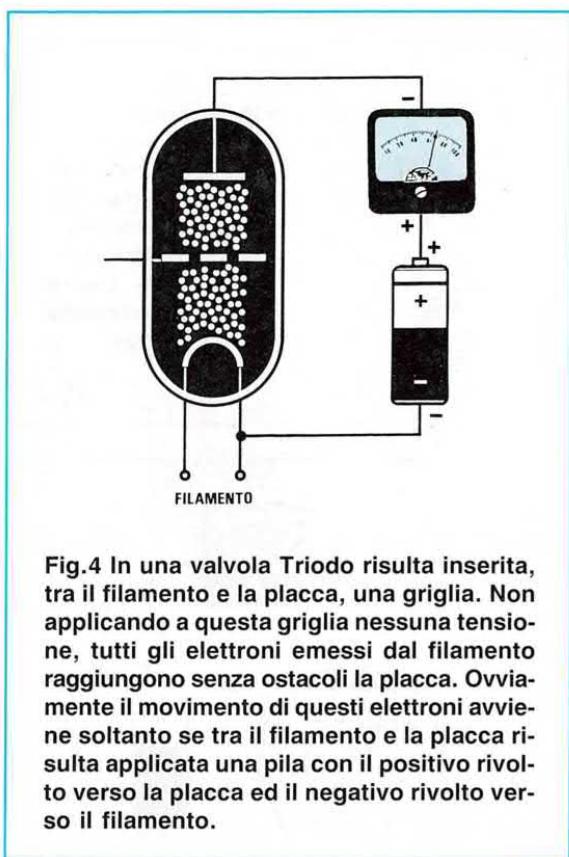


Fig.3 Per capire come funziona una valvola termoionica potremo prendere come esempio un alambicco pieno d'acqua.



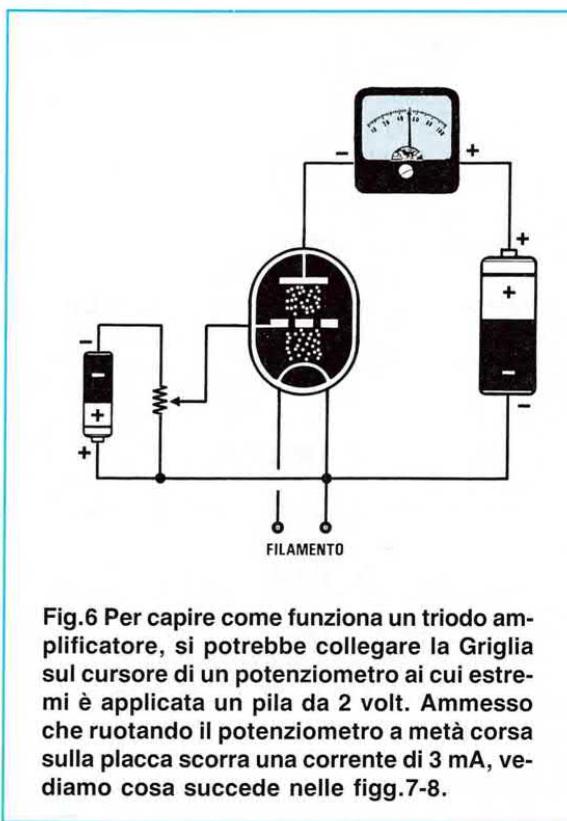
Ruotando il cursore del potenziometro verso il **massimo negativo** in modo che sulla **griglia** giunga una tensione di **2 volt**, questa risultando **più negativa** rispetto alla condizione precedente, respingerà parte degli elettroni che dovrebbero raggiungere la placca ed in questa condizione la corrente scenderà ad un valore che possiamo in via teorica valutare in **2,5 milliAmper** (vedi fig.7).

Ruotando il cursore in senso opposto, in modo da **togliere** alla **griglia** qualsiasi tensione **negativa**, gli elettroni emessi dal filamento verranno totalmente attirati dalla placca ed in questo modo la corrente salirà al suo massimo, che in via teorica potremo indicare di **3,5 milliAmper** (vedi fig.8).

Il grafico di fig.9 mostra come, variando la tensione **negativa** sulla **griglia**, vari la corrente **positiva** sulla **placca**.

Se sulla **griglia** polarizzata con una tensione **negativa** di **1 volt** (vedi fig.11) applicate un'onda **sinusoidale** di **2 volt picco/picco**, si verificherà quanto segue:

- In presenza della **semionda negativa** che raggiungerà un massimo di **1 volt negativo**, questa tensione si **sommerà** a quella **negativa** della pila di polarizzazione e quindi sulla **griglia** ritroverete una tensione di $1 + 1 = 2$ **volt negativi**.



Prendendo come riferimento l'esempio riportato precedentemente, la corrente di placca scende a **2,5 milliAmper**.

- In presenza della **semionda positiva** che raggiungerà un massimo di **1 volt positivo**, questa tensione si **sottrarrà** a quella **negativa** della pila di polarizzazione e quindi sulla **griglia** ritroverete una tensione di $1-1 = 0$ volt.

Nell'esempio precedente abbiamo visto che togliendo alla griglia qualsiasi tensione **negativa** la corrente di placca sale a **3,5 milliAmper**.

Quindi applicando sulla **griglia** un'onda **sinusoidale** di **2 volt**, sarete riusciti ad ottenere sulla **placca** una variazione di **1 milliAmper**, infatti:

$$3,5 - 2,5 = 1 \text{ mA}$$

Chi è abituato alle notevoli variazioni di **corrente** che si ottengono sul **Collettore** di un **transistor**, riterrà questo **1 mA** un valore irrisorio, ma qui dobbiamo subito precisare che la differenza che esiste tra un **transistor** ed una **valvola termoionica** è il seguente:

- Il **transistor** amplifica un segnale in **corrente**, quindi piccole variazioni applicate sulla Base provocano ampie variazioni di corrente sul Collettore.

- La **valvola** amplifica un segnale in **tensione**, quindi piccole variazioni applicate sulla Griglia provocano ampie variazioni di tensione sulla Placca.

Se osservate lo schema elettrico di un **triolo amplificatore** (vedi fig.10), noterete che la **placca** viene alimentata tramite una resistenza da **47.000 ohm** con una tensione di **250 volt**.

Poc'anzi vi abbiamo detto che polarizzando la **griglia** con una tensione **negativa** di **1 volt**, sulla **placca** scorreva una corrente di **3 milliAmper**.

La resistenza da **47.000 ohm** collegata in serie alla **placca** con una corrente di **3 mA** provocherà una caduta di tensione, che potrete calcolare con la nota Legge di Ohm:

$$\text{Volt} = (\text{mA} \times \text{ohm}) : 1.000$$

$$(3 \times 47.000) : 1.000 = 141 \text{ volt}$$

Quindi sulla **placca** non ritroverete la tensione totale dei **250 volt positivi**, ma la differenza, cioè:

$$250 - 141 = 109 \text{ volt}$$

Sapendo che applicando sulla **griglia** un'onda **sinusoidale** di **2 volt** la corrente di **placca** varia da un minimo di **2,5 mA** ad un massimo di **3,5 mA**, potrete subito calcolare quali variazioni di **tensio-**

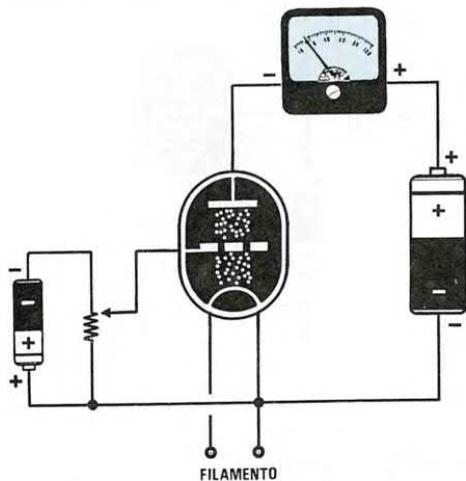


Fig.7 Se ruoteremo il cursore del potenziometro verso il massimo negativo della pila, noteremo che la corrente di placca scenderà dai precedenti 3 mA su valori inferiori, perchè sappiamo già che, rendendo più negativa la Griglia controllo, parte degli elettroni emessi dal filamento vengono respinti.

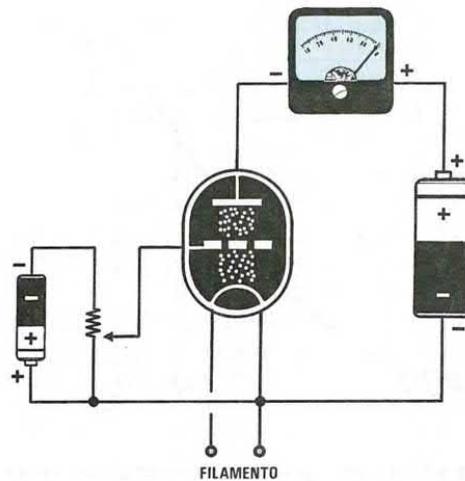


Fig.8 Se ruoteremo il cursore del potenziometro verso massa, toglieremo la tensione negativa di polarizzazione sulla Griglia controllo. Gli elettroni, non incontrando più nessun ostacolo, raggiungeranno tutti la placca ed in questo modo la corrente aumenterà rispetto alle figg.6-7.

ne risulteranno presenti sulla **placca** di questo **triodo**.

Quando la corrente di **placca** scende a **2,5 mA**, otterrete una caduta di tensione di:

$$(2,5 \times 47.000) : 1.000 = 117,5 \text{ volt}$$

Quando la corrente di **placca** sale a **3,5 mA**, otterrete una caduta di tensione di:

$$(3,5 \times 47.000) : 1.000 = 164,5 \text{ volt}$$

Pertanto un segnale di **2 volt** applicato sulla **griglia** farà variare la tensione di **placca** da un massimo di:

$$250 - 117,5 = 132,5 \text{ volt}$$

ad un minimo di:

$$250 - 164,5 = 85,5 \text{ volt}$$

Questo significa che potrete prelevare dalla **plac-**

ca un segnale che raggiungerà un'ampiezza totale di:

$$132,5 - 85,5 = 47 \text{ volt}$$

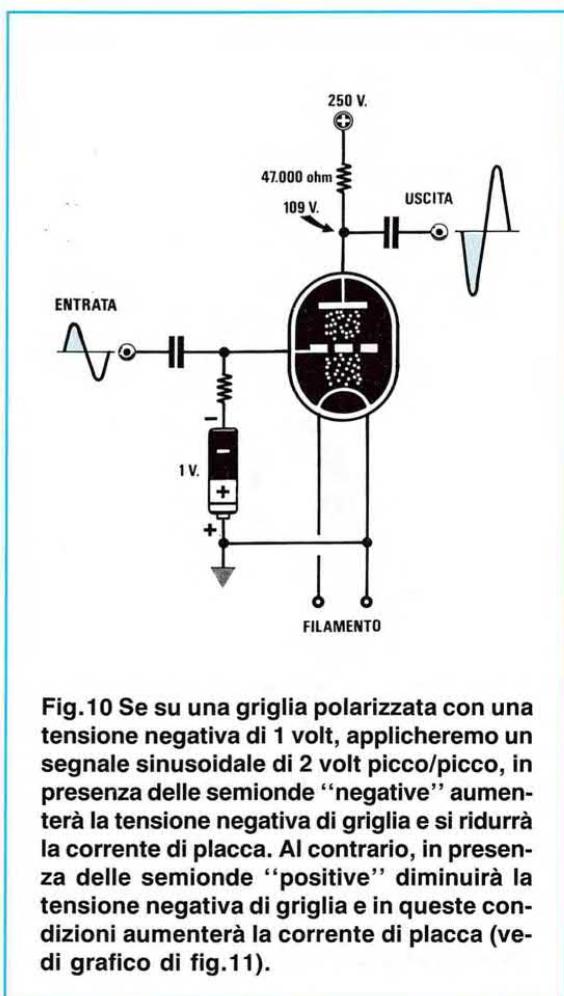
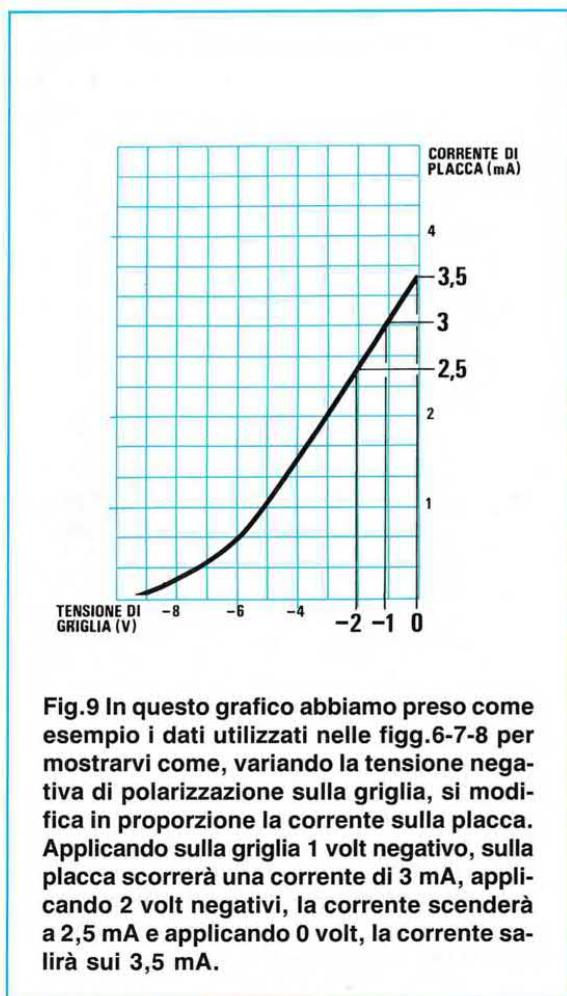
In pratica avrete **amplificato** il segnale applicato sulla **griglia** di ben:

$$47 : 2 = 23,5 \text{ volte}$$

Abbiamo sottoposto alla vostra attenzione un esempio con dei valori casuali, ma dobbiamo precisare che esistono, come per i transistor, tanti diversi **triodi**, classificati con proprie sigle e dotati di differenti caratteristiche.

Esistono **triodi** con un diverso **guadagno** in grado di amplificare segnali **UHF**, altri idonei per amplificare solo segnali di **Bassa Frequenza**, poi esistono anche **triodi** finali di **potenza**.

Variando il valore della resistenza ohmica collegata sulla **placca**, si riesce a variare il **guadagno** dello stadio amplificatore.



IL CATODO

Inizialmente tutte le valvole venivano alimentate con delle **pile**, perchè non era ancora distribuita in tutte le case, come lo è oggi, la tensione alternata dei **220 volt**.

Quindi per far funzionare una radio occorre una pila per i **filamenti**, una per **polarizzare** le griglie e molte pile poste in serie per ottenere la tensione di 200 - 250 volt necessaria per alimentare le **placche**.

Quando in ogni casa fu portata la tensione **alternata** per accendere le lampadine per l'illuminazione, si pensò di **raddrizzare** questa tensione per trasformarla in **tensione continua** utilizzando la valvola **diodo** composta da un **filamento** e da una **placca**.

Si riuscì così ad avere la necessaria tensione **continua** di **200 - 250 volt** per alimentare tutte le **placche**, ma si continuarono ad alimentare i filamenti con le pile, perchè provando ad alimentarli con la **tensione alternata** era più forte il **ronzio di alternata** che si prelevava dalle **placche** che quello del segnale che si doveva amplificare.

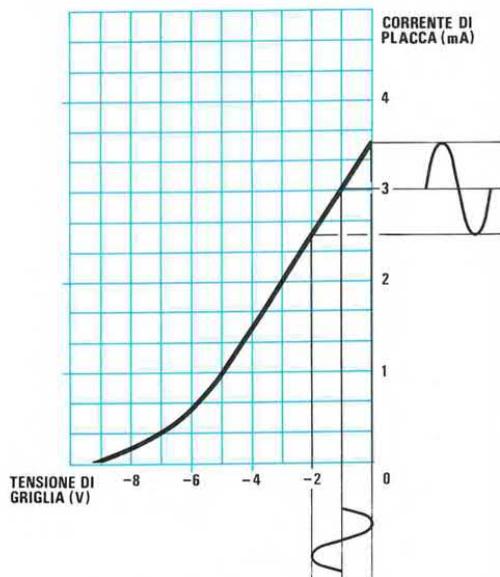
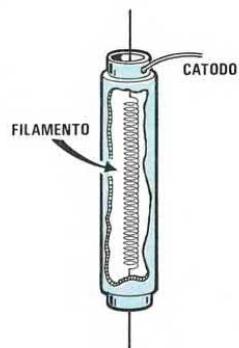


Fig.11 In questo grafico potete osservare come varierà la corrente di Placca di una valvola quando sulla Griglia, polarizzata con una tensione negativa di 1 volt, applicheremo una segnale sinusoidale di 2 volt picco/picco. Quando il segnale porterà la griglia a 2 volt negativi, la corrente di placca scenderà a 2,5 milliAmper, quando il segnale la porterà a 0 volt, la corrente di placca salirà a 3,5 milliAmper.

Dovete tenere presente che a quei tempi non erano disponibili i **ponti raddrizzatori** o i **diodi al silicio** che troviamo oggi con estrema facilità, in grado di erogare anche **20-30 Amper**, ma solo un **diodo a valvola** che non riusciva ad erogare più di **100 milliAmper**.

Per riuscire ad alimentare i **filamenti** con una tensione **alternata** si pensò di aggiungere al **triodo** un altro **elettrodo** chiamato **catodo** (vedi fig.12).

Fig.12 Constatando che alimentando un filamento direttamente con una tensione alternata si aveva sulla placca un forte ronzio a 50 Hz, si incapsulò il filamento all'interno di un elettrodo chiamato **CATODO**.



In pratica questo **catodo** altro non era che un tubino di nichel ricoperto di **ossido di bario** posto attorno al filamento ed elettricamente isolato, che, surriscaldato dal filamento incandescente, provvedeva ad emettere gli **elettroni**.

Quindi l'elettrodo che emetteva gli **elettroni negativi** non era più il filamento, ma questo tubino metallico chiamato **catodo**.

Per fare un paragone potremo considerare il **catodo** come la **punta** di rame del nostro saldatore elettrico.

Anche all'interno della **punta di rame** è inserita una **resistenza elettrica** costituita da un filo di **nichel - cromo** tenuto isolato dal metallo rame.

Applicando una tensione elettrica alla **resistenza**, questa si arroventa trasferendo il calore alla **punta di rame** che provvede a sciogliere lo **stagno** da utilizzare per le nostre saldature.

Togliendo tensione la punta si raffredda ed in queste condizioni non possiamo più sciogliere lo stagno.

TENSIONE NEGATIVA di GRIGLIA

Risolto il problema del **filamento**, ne rimaneva un secondo, cioè quello di eliminare la **pila** richiesta per polarizzare **negativamente** la **griglia**.

A questo problema si trovò subito soluzione applicando tra il **catodo** e la **massa** una **resistenza** di valore appropriato, che provvedesse a creare una ca-

duta di tensione proporzionale al valore della corrente che scorreva nella valvola in condizione di riposo.

Prendendo in considerazione gli esempi da noi proposti precedentemente, cioè di una valvola che richieda una **tensione negativa di griglia di 1 volt** e nella quale la **placca** assorba una corrente di **3 mA**, per ottenere questa tensione **negativa** occorre collegare tra il **catodo** e la **massa** una resistenza il cui valore **ohmico** può essere calcolato con la nota formula:

$$\text{Ohm} = (\text{Volt griglia} : \text{mA}) \times 1.000$$

Quindi il valore della resistenza da applicare tra

catodo e massa, necessario per ottenere una tensione negativa di **1 volt**, dovrà risultare di:

$$(1 : 3) \times 1.000 = 333 \text{ ohm}$$

valore che potremo arrotondare a **330 ohm**.

Per evitare che da tutte le variazioni di **corrente** presenti in fase di amplificazione derivino delle variazioni della **tensione** ai capi di tale resistenza, che modificherebbero la tensione di polarizzazione della **griglia**, occorre applicare in parallelo alla resistenza di **catodo** un **condensatore elettrolitico** che mantenesse il più stabile possibile il valore di questa tensione.

Fig.13 Per fornire alla Griglia Controllo la tensione **NEGATIVA** di polarizzazione richiesta, occorre applicare tra il Catodo e la Massa una resistenza il cui valore potrà essere calcolato con la formula riportata nell'articolo. Per rendere questa tensione stabile, occorre applicare in parallelo alla resistenza un condensatore elettrolitico. La tensione che misurerete ai capi della resistenza è quella che polarizzerà la Griglia Controllo.

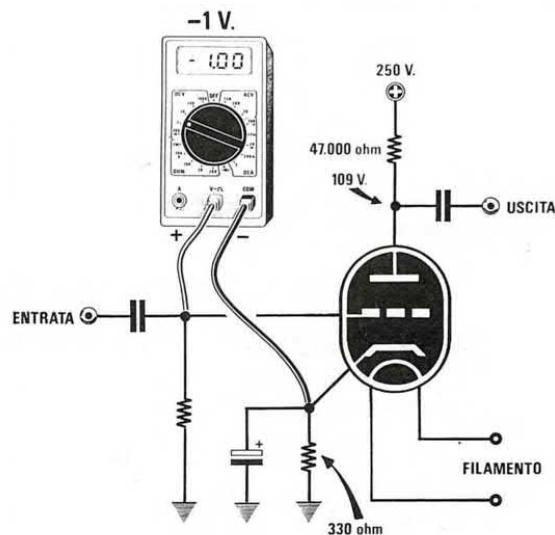
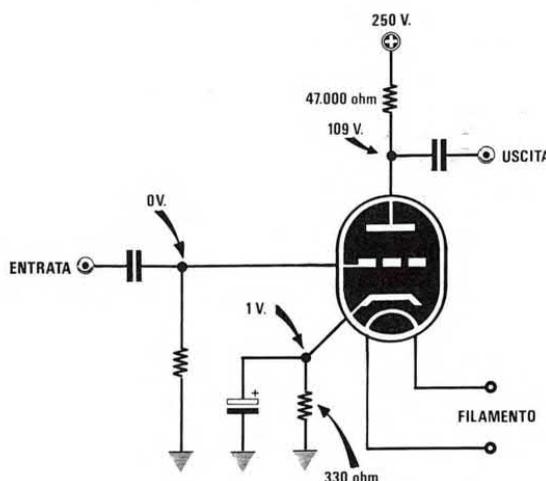


Fig.14 Se misurerete la tensione ai capi della resistenza (vedi fig.13), rileverete una tensione "positiva", mentre nell'articolo abbiamo precisato che la Griglia Controllo va polarizzata con una tensione **NEGATIVA**. A tale proposito facciamo presente che le tensioni di lavoro di una valvola non si misurano prendendo come riferimento la "massa", ma il suo **Catodo**. Se misurerete la tensione tra Griglia e Catodo con un tester digitale rileverete una tensione **NEGATIVA**.

Se misurerete la tensione che risulta presente ai capi di questa resistenza tra **catodo** e **massa**, rileverete **1 volt positivo** (vedi fig.13) e se misurerete la tensione presente sulla **griglia** rispetto a **massa**, rileverete **0 volt**.

Se però controllerete con un voltmetro elettronico la tensione presente sulla **griglia** rispetto al **catodo**, rileverete esattamente **1 volt negativo** (vedi fig.14).

Facciamo presente che le tensioni di lavoro presenti sugli elettrodi di una valvola **non** si misurano prendendo come **riferimento** la **massa**, ma il suo **catodo**.

Quindi se misurate la tensione tra **placca** e **massa**, rilevate una tensione di **109 volt**, ma questa non è la tensione di lavoro della valvola, perchè a questo valore dovrete **sottrarre** la tensione tra **catodo** e **massa**, quindi la valvola lavorerà con una tensione di **108 volt**.

Infatti misurando la tensione presente tra **placca** e **catodo**, rileverete esattamente **108 volt**, cioè senza quel **volt** che avete utilizzato per polarizzare negativamente la **griglia**.

DOPPIO TRIODO

All'interno di una stessa valvola è possibile inserire **due triodi** separati con identiche caratteristiche, composti ognuno da un **catodo**, una **griglia**, una **placca** ed un unico filamento per surriscaldare i due **catodi** separati (vedi fig.18) che possiamo **polarizzare** in modo diverso uno dall'altro.

Come per i transistor, ogni valvola ha sue proprie caratteristiche.

Se osservate la tabella qui sotto riportata, dove sono messi a confronto un doppio triodo siglato **ECC.82**, equivalente alla sigla americana **12AU7**, con un doppio triodo **ECC.83**, equivalente alla sigla americana **12AX7**, noterete come risultino diversi i vari parametri.

La valvola **ECC.82**, che amplifica solo **17 volte** e fornisce in uscita una potenza di **2,75 watt**, è maggiormente indicata per **amplificare** segnali di una certa ampiezza o per **pilotare** dei **pentodi finali** di potenza.

La valvola **ECC.83**, che amplifica un segnale di **100 volte** e fornisce in uscita una potenza di **1 watt**, è maggiormente indicata per **preamplificare** segnali **molto deboli**.

La **ECC.83** può essere anche utilizzata per **pilotare** dei **pentodi finali** di potenza, purchè le **griglie** di questi non richiedano delle potenze maggiori di **1 watt**.

PENDENZA o TRANSCONDUTTANZA

Normalmente nelle caratteristiche tecniche delle valvole non viene riportato il loro **guadagno** perchè questo dato si può facilmente calcolare conoscendo la **pendenza** o **transconduttanza**, indicata quasi sempre con la lettera **S**, e la **resistenza interna**, indicata con **Ri**.

La formula per calcolare il guadagno è:

$$\text{Guadagno} = (S \times Ri) : 1.000$$

La valvola **ECC.82**, che ha una **resistenza interna** di **7.700 ohm** e una **pendenza** di **2,2 mA/V**, avrà un **guadagno** di:

$$(2,2 \times 7.700) : 1.000 = 16,94 \text{ volte}$$

Invece il **guadagno** della valvola **ECC.83**, che ha una **resistenza interna** di **62.500 ohm** e una **pendenza** di **1,6 mA/V**, risulterà di:

$$(1,6 \times 62.500) : 1.000 = 100 \text{ volte}$$

E sono infatti questi i valori che abbiamo riportato nella nostra tabella, arrotondando il solo guadagno della **ECC.82** da **16,94** a **17**.

CARATTERISTICHE	ECC.82/12AU7	ECC.83/12AX7
Max tensione anodica	250 volt	250 volt
Volt negativi Griglia	8,5 volt	2,5 volt
Corrente lavoro Placca	1,6 mA	0,48 mA
Massima corrente Placca	20 mA	8 mA
Fattore Guadagno	17 volte	100 volte
Resistenza interna	7.700 ohm	62.500 ohm
Pendenza "S"	2,2 mA/V	1,6 mA/V
Watt uscita Placca	2,75 Watt	1,0 Watt



IL PENTODO AMPLIFICATORE

Per poter amplificare i debolissimi segnali radio captati da un'antenna occorre valvole che potessero amplificare un segnale di **1.000-3.000 volte** e per ottenere questa condizione si cercò di avvicinare il più possibile la **placca** alla **griglia**.

Si constatò così che questi due elettrodi si comportavano come le armature di un normale **condensatore** posto sottovuoto ed in queste condizioni il segnale passava tranquillamente dalla **griglia** alla **placca** per via **capacitiva**.

Avvicinando la **placca** alla **griglia** si notò anche un altro fenomeno: molti **elettroni**, rimbalzando sulla **placca**, ritornavano nuovamente sulla **griglia** e così facendo veniva variato il valore della tensione di **polarizzazione**, rallentando in modo irregolare il passaggio degli elettroni dal **catodo** verso la **placca**.

Questo aumento di amplificazione che si era riusciti ad ottenere avvicinando la **placca** alla **griglia** creava altri inconvenienti.

Ad esempio la valvola si metteva inspiegabilmente ad **autooscillare** generando degli acutissimi fischi.

Per ovviare a questa **instabilità** di funzionamento e per ridurre la **capacità** tra la **griglia** e la **placca** si riportarono questi due elettrodi ad una maggiore distanza, poi si inserirono all'interno, tra la **griglia di controllo** e la **placca**, altre due **griglie** che presero il nome di **griglia schermo** e **griglia soppressore**.

La **griglia schermo** è posta all'interno della valvola tra la **griglia controllo** e la **griglia soppressore** (vedi fig.19).

La **griglia soppressore** è posta invece tra la **griglia schermo** e la **placca** (vedi fig.19).

La **griglia schermo**, collegata al **positivo** della tensione di alimentazione, oltre a comportarsi come un efficiente **schermo elettrostatico** tra **griglia** e **placca**, provvede ad attirare con la sua carica **positiva** gli elettroni **negativi** già passati attraverso la **griglia controllo**.

Accelerando la velocità degli elettroni, questi riescono ad attraversare la **larga spirale** di cui è formata la **griglia schermo** e a raggiungere la **placca** della valvola molto velocemente, aumentando così il **guadagno**.

La **griglia soppressore**, collegata al **negativo** della tensione di alimentazione, riduce ulteriormente la capacità **griglia controllo - placca**, e nello stesso tempo **scarica a massa** tutti quegli **elettroni** che, rimbalzando sulla **placca** a causa della loro elevata velocità, potrebbero giungere sulla **griglia schermo**.

La valvola composta da questi **cinque** elettrodi chiamati:

catodo
griglia controllo (indicato **G1**)
griglia schermo (indicato **G2**)
griglia soppressore (indicato **G3**)
placca (chiamata **Anodo**)

prende il nome di **pentodo**.

Questi **pentodi**, disponendo di un'elevata amplificazione, venivano utilizzati nei ricevitori per **preamplificare** i segnali captati dall'**antenna**, per realizzare dei **convertitori** di frequenza e per **preamplificare** nelle supereterodine i segnali di **Media Frequenza**.

Come per i **triodi** esistono molti tipi di **pentodi** che si differenziano uno dall'altro per avere delle diverse caratteristiche (vedi fig.20).

Ad esempio se prendete il **pentodo** siglato **EF.80** e quello siglato **EF.89** e ne confrontate le caratteristiche, noterete molte **differenze** sia sulla loro **resistenza interna**, sia sulla **pendenza** ed anche sulla **tensione positiva** da applicare sulla **griglia schermo**.

Poichè in queste caratteristiche non è riportato il **guadagno**, per conoscerlo dovrete usare questa formula:

$$\text{Guadagno} = (S \times R_i) : 1.000$$

La valvola **EF.80** che ha una **resistenza interna** di **0,65 megaohm** pari a **650.000 ohm** ed una **pendenza** di **6,8 mA/V**, potrà amplificare un segnale fino ad un **massimo** di:

$$(6,8 \times 650.000) : 1.000 = 4.420 \text{ volte}$$

La valvola **EF.89** che ha una **resistenza interna** di **0,9 megaohm** pari a **900.000 ohm** ed una **pendenza** di **3,6 mA/V**, potrà amplificare un segnale fino ad un **massimo** di:

$$(3,6 \times 900.000) : 1.000 = 3.240 \text{ volte}$$

Se confrontate questi **guadagni** con quelli che ci forniva un **triodo**, noterete delle notevoli differenze.

IL PENTODO FINALE DI POTENZA

Risolto il problema del **guadagno**, ne rimaneva un secondo, quello cioè di disporre di una valvola in grado di erogare **molti watt** per poter pilotare un **altoparlante**.



Fig.15 Simbolo grafico di un Diode sprovvisto di Catodo.



Fig.16 Simbolo grafico di un Triodo sprovvisto di Catodo.

Fig.17 Simbolo grafico di un Triodo identico a quello visibile in fig.16, ma provvisto di CATODO. Poichè i filamenti delle valvole vengono oggi alimentati tutti direttamente dalla tensione alternata di rete con valori di 6,3 o di 12,6 volt, è raro trovare delle valvole sprovviste di catodo.

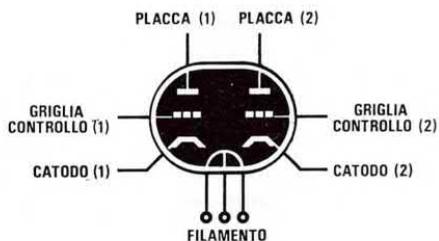
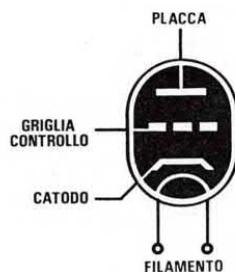
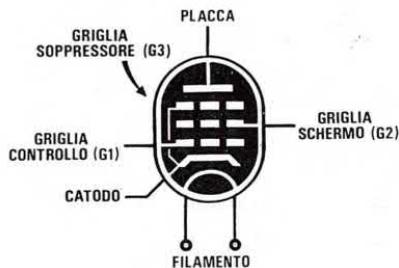


Fig.18 Esistono valvole che possono essere composte da due distinti triodi con identiche caratteristiche oppure da un triodo o un pentodo. Nel disegno riportiamo il simbolo grafico di un Doppio Triodo. Come noterete ogni triodo ha il suo Catodo.

Fig.19 Simbolo grafico di un Pentodo. Questo disegno viene utilizzato sia per le valvole preamplificatrici che per i finali di potenza. Come potrete notare in questo disegno, la Griglia Soppressore G3 risulta già internamente collegata al catodo.



CARATTERISTICHE	EF.80	EF.89
Max tensione anodica	250 volt	250 volt
Volt griglia schermo	250 volt	100 volt
Volt griglia soppressore	0 volt	0 volt
Volt negativi Griglia	3,5 volt	2,0 volt
Corrente anodica	10 mA	9 mA
Corrente griglia schermo	2,8 mA	3,0 mA
Resistenza interna "Ri"	0,65 Mega	0,9 Mega
Pendenza "S"	6,8 mA/V	3,6 mA/V

Fig.20 Di lato, le caratteristiche di due pentodi preamplificatori e, sotto, le caratteristiche di tre pentodi amplificatori finali di potenza.

CARATTERISTICHE	EL.34	EL.42	EL.84
Volt di placca o anodica	250 volt	225 volt	250 volt
Corrente di placca	80 mA	26 mA	48 mA
Volt griglia schermo	265 volt	225 volt	250 volt
Corrente griglia schermo	15,0 mA	4,1 mA	5,5 mA
Volt negativi griglia G1	-13,5 volt	-12,5 volt	-7,5 volt
Max segnale ingresso	8,7 volt	8,0 volt	4,3 volt
Resistenza interna	17.000 ohm	90.000 ohm	38.000 ohm
Pendenza	12,5 mA/V	3,2 mA/V	11,3 mA/V
Impedenza di carico	2.000 ohm	8.000 ohm	4.000 ohm
Watt uscita classe A	12 Watt	3 Watt	6 Watt

Per ottenere queste caratteristiche si costruiscono dei **pentodi** con elettrodi di dimensioni maggiori rispetto a quelli usati per **preamplificare** dei **deboli** segnali e così facendo si riuscirono a raggiungere **potenze** molto elevate.

Ovviamente per **pilotare** questi **pentodi finali** occorre applicare sulla **griglia controllo** dei segnali di una certa ampiezza e potenza, ma questo problema risultava già risolto, perchè per questa funzione esistevano già i cosiddetti **triodi pilota**.

A questo punto possiamo riportarvi le caratteristiche di qualche **pentodo finale di potenza in classe A**, cioè di una sola valvola finale, perchè possiate, con i numeri riportati, notare le varie differenze (vedi nella Tabella in alto le caratteristiche delle valvole EL.34, EL.42, EL.84).

In queste caratteristiche troverete, oltre alla **potenza d'uscita in watt**, un altro dato molto **importante**, quello dell'**impedenza di carico**.

In pratica questo valore in **ohm** che varia da valvola a valvola, sarebbe il valore dell'**impedenza** che dovrebbe avere un eventuale **altoparlante** da collegare tra la **placca** e la **tensione anodica** dei **225-250 volt positivi**.

Poichè tutti sanno che gli altoparlanti vengono costruiti con delle **impedenze** standard di **4-8-16 ohm**, questi possono essere collegati alla valvola finale solo se si utilizza un **trasformatore d'uscita** che abbia un appropriato rapporto di trasformazione.

Il **primario** di tale trasformatore dovrà avere un'**impedenza caratteristica** (da non confondere con una **resistenza ohmica**) analoga a quella richie-

sta dalla valvola, cioè di **2.000 ohm** per le **EL.34**, di **8.000 ohm** per le **EL.42** e di **4.000 ohm** per le **EL.84**, mentre il **secondario** dovrà avere un'**impedenza caratteristica** uguale a quella richiesta dall'**altoparlante**, cioè **4-8-16 ohm**.

IL TRASFORMATORE D'USCITA

In un amplificatore a valvole il componente che determina la **fedeltà** del suono è il solo **trasformatore d'uscita**.

Se per la sua costruzione non vengono utilizzati lamierini al silicio di **ottima qualità**, tutte le frequenze acute vengono notevolmente **attenuate**.

Le dimensioni del nucleo debbono risultare sovradimensionate, diversamente questo potrebbe **saturarsi** alla massima potenza, aumentando così la **distorsione**.

Se un trasformatore per **classe A** (amplificatore con una sola valvola, vedi fig.21) non è difficile da costruire, i trasformatori per **classe AB1-AB2** (amplificatore con due valvole in controfase, vedi fig.22), per **Hi-Fi** sono alquanto complessi.

Per ottenere un perfetto **bilanciamento** dei due avvolgimenti, sia come **resistenza ohmica** sia come **capacità**, questi vengono suddivisi in più sezioni affiancate le une alle altre.

Poichè questi trasformatori dovranno necessariamente essere acquistati già avvolti e con le **impedenze** richieste dal tipo di valvola utilizzata, vi diremo che migliore è la loro **qualità** migliore risulterà la **fedeltà** della riproduzione.

Poichè abbiamo notato che il calcolo del **rapporto di trasformazione** tra **primario** e **secondario** descritto in molti testi è così complesso da essere praticamente inutilizzabile, vi indicheremo un sistema molto più rapido e semplice.

La formula che vi consigliamo di utilizzare per questo calcolo è la seguente:

$$\text{Rapporto} = \sqrt{\text{impedenza carico} : \text{imped. altop.}}$$

Se con i dati della valvola **EL.34**, che ha un'impedenza di carico pari a **2.000 ohm**, voleste conoscere quale **rapporto spire** deve esistere nel trasformatore d'uscita tra **primario** e **secondario** per poterlo perfettamente adattare ad un altoparlante da **8 ohm**, dovrete fare questa semplice operazione:

$$\sqrt{2.000 : 8} = 15,8 \text{ volte}$$

Se con i dati della valvola **EL.84**, che ha un'impedenza di carico pari a **4.000 ohm**, voleste conoscere quale **rapporto spire** deve esistere nel trasformatore d'uscita tra **primario** e **secondario** per poterlo adattare ad un altoparlante da **8 ohm**, otterreste:

$$\sqrt{4.000 : 8} = 22,3 \text{ volte}$$

Come potete notare la valvola che ha un'impedenza di carico di **4.000 ohm**, cioè un valore **doppio** rispetto alla valvola che ha un'impedenza di carico di **2.000 ohm**, non ha un rapporto di trasformazione **doppio** come spesso ed erroneamente viene riportato.

Per questo motivo un trasformatore d'uscita costruito per un'impedenza di carico di **4.000 ohm** può essere utilizzato anche per valvole che hanno delle impedenze leggermente diverse, ma molto prossime a questo valore, ad esempio **3.500 - 3.800 - 4.200 - 4.500 ohm**.

Occorre far presente che collegando sul **secondario** di un trasformatore d'uscita un altoparlante che ha un'impedenza diversa da quella calcolata, si **varia** automaticamente l'impedenza dell'avvolgimento del **primario** quindi la valvola, non avendo un suo corretto **carico**, distorcerà.

Se utilizzate ad esempio un trasformatore per la **EL.34** costruito per alimentare un carico di **8 ohm** (altoparlante che dispone di tale impedenza) che, come già sapete, ha un **rapporto di trasformazione** di **15,8 volte**, e su questo secondario applicate un altoparlante da **4 ohm**, l'impedenza dell'avvolgimento **primario** non risulterà più di **2.000 ohm** bensì molto minore.

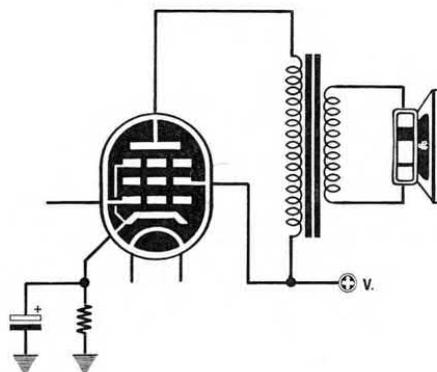


Fig.21 Negli amplificatori con una sola valvola finale in "classe A" la Griglia Schermo viene alimentata direttamente dalla massima tensione positiva di alimentazione. L'impedenza dell'avvolgimento primario del trasformatore deve essere idonea al tipo di valvola impiegato.

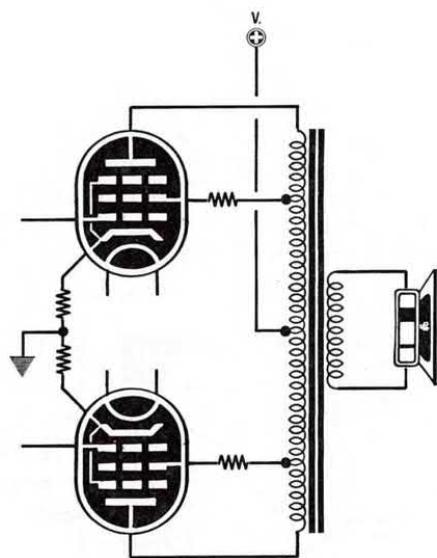


Fig.22 Negli amplificatori che utilizzano due valvole finali in Push/Pull se non si sceglie un ottimo trasformatore d'uscita non si riesce ad ottenere una elevata fedeltà. A differenza dello schema di fig.21, le Griglie Schermo delle due valvole vengono alimentate tramite una presa presente sul primario.

Usando questa formula potrete determinare il valore dell'**impedenza** che si ottiene sul **primario**:

$$\text{imped.} = (\text{rapporto} \times \text{rapporto}) \times \text{ohm carico}$$

in questo caso otterrete sul **primario** un'**impedenza di carico** di:

$$(15,8 \times 15,8) \times 4 = 998 \text{ ohm}$$

Applicando sulla **placca** un carico di soli **998 ohm** anzichè di **2.000 ohm** richiesti, la valvola non lavorerà più sui suoi valori ideali, quindi in uscita si preleverà un segnale di potenza minore e distorto.

DISTORSIONE

La distorsione di un amplificatore si misura con uno strumento chiamato **distorsimetro** che prevede, con degli appositi **filtri notch**, ad eliminare totalmente la sola **frequenza fondamentale**.

Tutte le **frequenze armoniche** che fuoriescono dall'amplificatore vengono considerate **distorsioni**.

Occorre a questo punto fare una distinzione tra la **distorsione** del segnale **sinusoidale** e questa **distorsione** dovuta alla presenza di **armonica**.

Se l'onda **sinusoidale** amplificata esce triangolare o trapezoidale, ascolteremo un **suono** distorto e sgradevole (vedi figg.24-25).

Se l'onda **sinusoidale** esce senza deformazioni e la distorsione è causata solo dalle presenza di frequenze **armoniche**, ascolteremo, oltre alla nota **fondamentale**, anche note di **tonalità** superiore che non rappresentano una **distorsione** del segnale, ma soltanto altre frequenze **non distorte**.

Ad esempio nelle valvole che generano delle frequenze **armoniche pari** rispetto alla nota fondamentale, queste **armoniche** creano un suono più

pastoso perchè udremo, molto attenuata, la stessa **nota**, ma di **ottava superiore**.

Quindi una frequenza di **110 Hz** (nota **LA**) amplificata da una valvola, genererà una frequenza **armonica** a **220** e una a **440 Hz**, che sono ancora due **note LA** di **ottave superiori**.

Con i transistor, che generano invece delle frequenze **armoniche dispari**, le cose cambiano, infatti una frequenza di **110 Hz** (nota **LA**) amplificata genererà una frequenza **armonica** a **330 Hz** (nota **MI** disaccordata) e un'altra a **990 Hz** (nota **SI** disaccordata), quindi ascoltando un **LA** in **fondamentale** assieme alle **armoniche** di un **MI** e di un **SI**, questo suono risulterà più disarmonico e sgradevole.

Per questo motivo in un amplificatore a valvola ci si può permettere anche di non scendere come **distorsione armonica** sotto al **2%**, mentre in un amplificatore a transistor occorre necessariamente scendere sotto allo **0,5%**.

Ovviamente più bassa è la percentuale di **distorsione** sia in un amplificatore a valvole che in uno a transistor, meno **armoniche** ritroveremo sulla sua uscita, ma questo non significa che le **note** che udremo risulteranno **distorte**.

Dobbiamo ancora far presente che l'**orecchio umano** non è poi così perfetto come si ritiene.

Se un **distorsimetro** riesce a misurare delle percentuali di distorsione **armonica** dello **0,01%**, l'**orecchio** umano non rivela una distorsione sulla **sinusoide** fino a quando questa non supera il **4%**.

Soltanto quando la distorsione sulla **sinusoide** raggiunge dei livelli del **10%** il suono inizierà a diventare **sgradevole**.

QUALCHE UTILE FORMULA

Vi riportiamo alcune formule complete di esempi che potranno esservi utili usando le valvole.

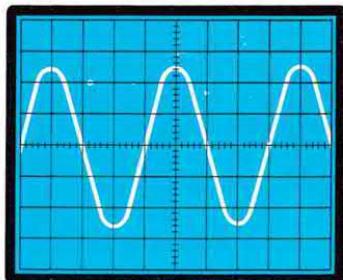


Fig.23 Un suono risulta perfetto quando l'onda sinusoidale applicata sull'ingresso fuoriesce amplificata senza alcuna distorsione.

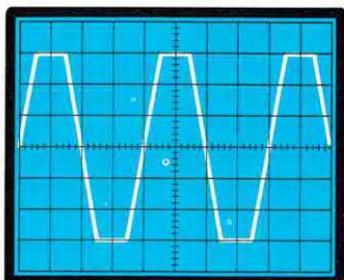


Fig.24 Se in uscita vi ritroverete con un'onda trapezoidale, significa che il segnale applicato sull'ingresso ha un'ampiezza troppo elevata.

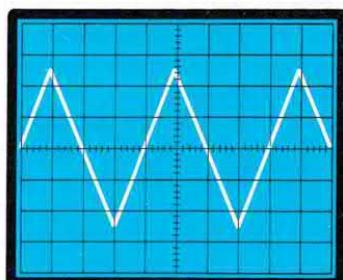


Fig.25 Se un'onda sinusoidale a 5.000 Hz circa si trasforma in un'onda triangolare, significa che il trasformatore d'uscita non è di qualità.

1° Per calcolare il valore della resistenza di **catodo** necessaria per ottenere la tensione **negativa** della **griglia controllo** si dovrà usare la formula:

$$\text{Ohm} = (\text{Volt griglia} : \text{mA}) \times 1.000$$

Il valore dei **milliAmper** è dato dalla corrente assorbita dalla **placca** della valvola in condizioni di riposo.

Questa formula è valida per i soli **triodi**.

Per i **pentodi** occorre **sommare** alla corrente di **placca** anche quella della **griglia schermo**.

Esempio = Vogliamo calcolare la resistenza da applicare sul **catodo** di un **triodo** che richiede una tensione **negativa** di griglia di **1,5 volt** e che assorbe a riposo una corrente di **5,4 milliAmper**.

Utilizzando la formula sopra riportata otterremo:

$$(1,5 : 5,4) \times 1.000 = 277 \text{ ohm}$$

valore che potremo tranquillamente arrotondare a **270 ohm**, perchè in uno stadio preamplificatore il segnale da applicare sull'ingresso dovrà sempre risultare notevolmente **minore** del massimo consentito, per evitare delle **distorsioni** sul segnale sinusoidale.

Esempio = Vogliamo calcolare la resistenza da applicare sul **catodo** della valvola pentodo **EL.34** per ottenere una tensione di **13,5 negativi**, sapendo che l'assorbimento di **placca** si aggira sugli **80 mA** e quello della **griglia schermo** sui **15 mA**.

Come prima operazione **sommeremo** la corrente di **placca** e quella di **griglia schermo** ottenendo così:

$$80 + 15 = 95 \text{ milliAmper}$$

A questo punto potremo calcolare il valore ohmico della resistenza di **catodo**:

$$(13,5 : 95) \times 1.000 = 142 \text{ ohm}$$

valore che potremo arrotondare a **150 ohm**.

2° Per calcolare la **potenza in watt** della resistenza da applicare sul **catodo** si potrà utilizzare la seguente formula:

$$\text{Watt} = (\text{mA} \times \text{mA} \times \text{ohm}) : 1.000.000$$

Esempio = Vogliamo conoscere quale **wattaggio** dovrà avere la **resistenza** da **150 ohm** da applicare sul **catodo** di una valvola che assorbe **95 mA**.

Utilizzando la formula sopra riportata otterremo:

$$(95 \times 95 \times 150) : 1.000.000 = 1,35 \text{ watt}$$

Per evitare che questa resistenza si surriscaldi eccessivamente, conviene scegliere un wattaggio maggiore, quindi utilizzeremo una resistenza da **150 ohm 1,5 watt** o meglio ancora da **2 watt**.

3° Per calcolare la **corrente** e la **tensione** presente sul **secondario** di un trasformatore d'uscita, conoscendo la **potenza in watt** e l'**impedenza** dell'altoparlante, potremo usare queste due formule:

$$\text{Volt} = \sqrt{\text{Watt} \times \text{ohm altoparlante}}$$

$$\text{Amper} = \sqrt{\text{Watt} : \text{ohm altoparlante}}$$

Esempio = Vogliamo conoscere i **volt** e gli **Amper** presenti sul **secondario** di un amplificatore che eroga **50 watt** per un'impedenza d'uscita di **8 ohm**.

$$\sqrt{50 \times 8} = 20 \text{ volt}$$

$$\sqrt{50 : 8} = 2,5 \text{ amper}$$

Se moltiplichiamo gli **amper** per i **volt** otterremo la potenza in **watt**, che sarà appunto di:

$$2,5 \times 20 = 50 \text{ watt}$$

4° Per calcolare il **guadagno** di una valvola conoscendo il valore della **pendenza** e della sua **resistenza interna**, potremo usare la formula:

$$\text{Guadagno} = (\text{Pendenza} \times R/\text{interna}) : 1.000$$

Esempio = Sapendo che la valvola **EL.34** ha una **resistenza interna** di **17.000 ohm** ed una **pendenza** di **12,5 mA/V**, qualsiasi segnale applicato sulla sua griglia potrà essere amplificato fino ad un massimo di:

$$(12,5 \times 17.000) : 1.000 = 212,5 \text{ volte}$$

5° Per conoscere quanta **corrente** assorbe una valvola quando questa eroga una certa **potenza**, potremo utilizzare la formula:

$$\text{mA} = \sqrt{\text{Watt} : R/\text{ingresso}} \times 1.000$$

Esempio = Vogliamo conoscere l'assorbimento in **milliAmper** della valvola **EL.34** quando questa erogherà una potenza di **6 watt**, sapendo che la sua impedenza di carico è di **2.000 ohm**:

$$\sqrt{6 : 2.000} \times 1.000 = 54,77 \text{ mA}$$

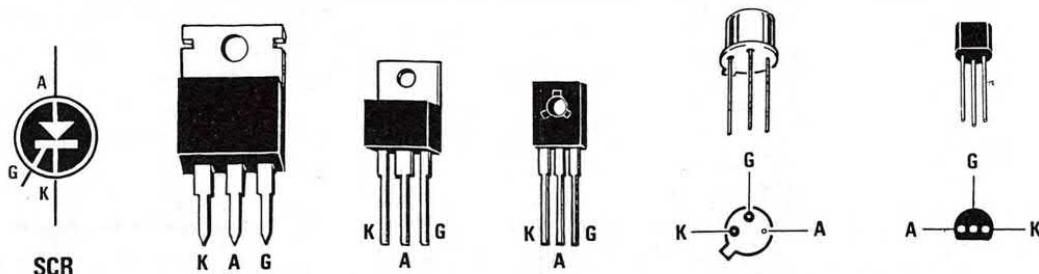


Fig. 1 Disegno grafico di un diodo SCR e disposizione dei terminali A-G-K nei più diffusi contenitori. Nei due disegni di destra i terminali sono visti da sotto.

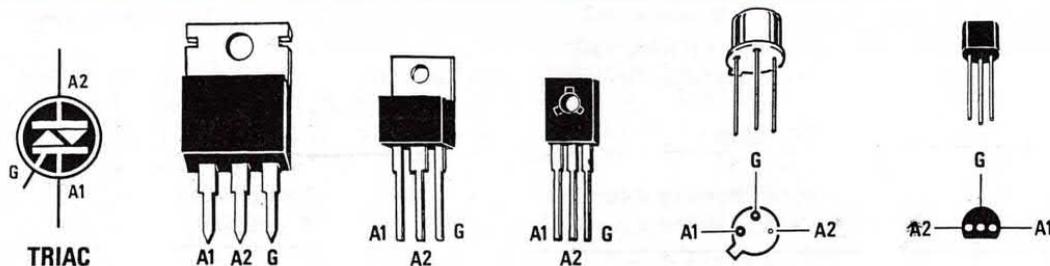


Fig. 2 Disegno grafico di un diodo TRIAC e disposizione dei terminali A2-G-A1 nei più diffusi contenitori. Nei due disegni di destra i terminali sono visti da sotto.

CONOSCERE i DIODI SCR e TRIAC

Prima di parlare di SCR e Triac, è necessario spiegare come si comporta un semplice **diodo raddrizzatore** quando ai suoi capi viene applicata una tensione continua o alternata.

Applicando sull'anodo di un diodo (vedi fig.3) una tensione **continua positiva**, questa potrà fluire verso il **catodo** e **accendere** così la lampadina.

Applicando invece sul suo anodo (vedi fig.3) una tensione **continua negativa**, questa non potrà fluire verso il **catodo**, quindi la lampadina rimarrà **spenta**.

Se sull'anodo dello stesso diodo viene applicata una **tensione alternata**, soltanto la **semionda positiva** potrà fluire verso il **catodo** e quindi la lampadina si **accenderà**, ma con una tensione **dimezzata**, perchè in presenza della **semionda negativa** il diodo **non** condurrà (vedi fig.5).

Il comportamento di **1 diodo** può essere paragonato a quello di un **SCR**.

Il circuito riportato in fig.4, nel quale risultano presenti due diodi posti in opposizione di polarità, si comporterà in modo ben diverso dal precedente.

Applicando su questi due diodi una tensione **con-**

tinua positiva, questa potrà fluire verso il **catodo** soltanto tramite il diodo **DS1/A** e quindi la lampadina si **accenderà** con la tensione fornita da tale diodo.

Applicando su questi due diodi una tensione **continua negativa**, questa potrà fluire verso l'**anodo** soltanto tramite il diodo **DS1/B** e quindi la lampadina si **accenderà** con la tensione fornita da tale diodo.

Se su questi due diodi viene applicata una **tensione alternata** (vedi fig.5), in presenza della **semionda positiva** condurrà il diodo **DS1/A** ed in presenza della **semionda negativa** condurrà il diodo **DS1/B**, quindi la lampadina si **accenderà** normalmente per la massima tensione alternata.

Il comportamento di **2 diodi** può essere paragonato a quello di un **Triac**.

UN elementare SCR

L'esempio che abbiamo scelto per aiutarvi a capire come funziona un diodo **SCR** potrà far sorridere i tecnici più preparati, ma poichè ci rivolgiamo agli hobbisti e ai giovani studenti, riteniamo che

parlare in modo semplice e chiaro sia l'unico modo per poter dissipare qualsiasi dubbio su questo argomento.

Un diodo **SCR** viene graficamente rappresentato come visibile in fig.1, cioè provvisto di tre terminali siglati:

- A = Anodo**
- G = Gate**
- K = Catodo**

Tutti noi conosciamo il funzionamento di un **relè**, quindi utilizzeremo questo componente modificato come visibile in fig.6, applicandogli cioè un **diodo** sul terminale **Anodo** ed un secondo diodo sul terminale di eccitazione della bobina, che nel nostro esempio corrisponde al **Gate** di un SCR.

Applicando tra **Anodo** e **Catodo** una tensione **continua** prelevata da una pila con il **positivo** rivolto verso il diodo **DS1**, la lampadina rimarrà **spegnuta**, non essendo stato eccitato il terminale **Gate**.

Applicando sul **Gate** una tensione **positiva** tramite l'interruttore **S1**, il relè si ecciterà **accendendo** la lampadina.

Aprondo l'interruttore **S1**, cioè togliendo la ten-

sione di eccitazione al **Gate**, la lampadina rimarrà **accesa**, perchè i contatti del relè, chiudendosi, faranno scorrere nella bobina di eccitazione una corrente più che sufficiente per mantenerlo **eccitato**.

Per diseccitare il relè e **spegnere** così la lampadina sono possibili due soluzioni:

- scollegare la pila che alimenta l'**Anodo**, in modo da togliere la tensione di eccitazione della bobina;

- cortocircuitare la tensione presente sull'**Anodo** tramite il pulsante **P1** in modo da togliere la tensione che circola nella bobina di eccitazione e far sì che i **contatti** del relè si aprano. Infatti, non appena verrà lasciato **P1** la lampadina si **spegnerà**.

Applicando sull'**Anodo** o sul **Gate** di questo circuito una tensione **negativa**, il relè non potrà mai **eccitarsi**.

Applicando una **tensione alternata** sull'**Anodo**, il relè si comporterà in modo ben diverso dal precedente.

Chiudendo l'interruttore **S1**, il relè si ecciterà **accendendo** la lampadina, ma non appena tale inter-

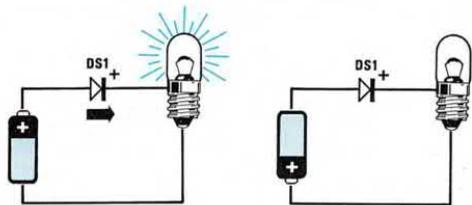


Fig.3 Se in serie ad una lampadina viene posto un comune diodo raddrizzatore, questa si accenderà soltanto se applicherete sull'anodo del diodo il terminale positivo della pila. Invertendo la polarità della pila la tensione negativa non potrà mai fluire dall'anodo verso il catodo.

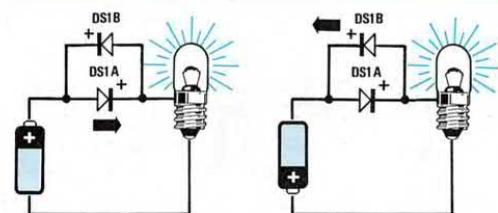
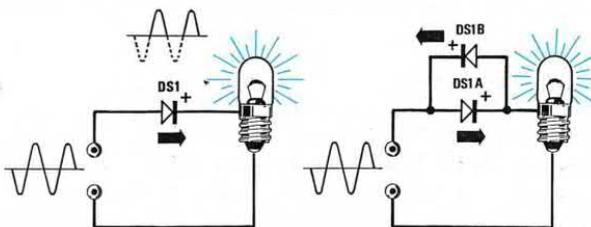


Fig.4 Se in serie alla stessa lampadina vengono posti due diodi in opposizione di polarità, questa si accenderà sia collegando ai diodi il terminale positivo sia il negativo della pila. Quando la tensione è positiva condurrà il diodo DS1/A, quando è negativa condurrà il diodo DS1/B.

Fig.5 Applicando una tensione "alternata" al circuito con un solo diodo, la lampadina si accenderà solo in presenza delle semionde positive, mentre applicandola al circuito con due diodi in opposizione di polarità, la lampadina si accenderà sia con le semionde positive sia con quelle negative.



ruttore verrà aperto, la lampadina si **spegnerà**.

Il motivo per cui il relè si **diseccita** quando viene aperto l'interruttore **S1** è abbastanza intuitivo.

Tenendo chiuso **S1**, le semionde **positive** della tensione alternata possono fluire attraverso il diodo **DS1** eccitando così il relè, ma non appena viene aperto, non potendo le semionde **negative** passare attraverso il diodo **DS1**, viene a mancare alla bobina la tensione di eccitazione e la lampadina si spegne.

UN elementare TRIAC

Un diodo **Triac** viene graficamente raffigurato come visibile in fig.2, cioè provvisto di tre terminali siglati:

A2 = Anodo 2

G = Gate

A1 = Anodo 1

A differenza dell'SCR, per studiare il comportamento del diodo **Triac** dovrete applicare sul relè **due diodi** in opposizione di polarità sull'**Anodo 2** ed altri **due diodi** sul terminale **Gate** (vedi fig.7).

Applicando tra **Anodo 2** e **Anodo 1** una tensione **continua** prelevata da una pila, non dovrete più preoccuparvi della sua **polarità**, perchè se verso i due diodi **DS1** risulta rivolto il **positivo** condurrà

il diodo **DS1/A** e se risulta rivolto il **negativo** condurrà il diodo **DS1/B**.

Lo stesso dicasi per il **Gate**, perchè se la tensione di eccitazione risulta **positiva** condurrà il diodo **DS2/A**, mentre se risulta **negativa** condurrà il diodo **DS2/B**.

Applicando a questo relè che simula un **Triac** una tensione **continua** e poi chiudendo l'interruttore **S1**, il relè si ecciterà facendo così **accendere** la lampadina.

Aperto l'interruttore **S1** la lampadina rimarrà **accesa** perchè, quando i contatti del relè si chiuderanno, nella bobina di eccitazione scorrerà sempre una corrente sufficiente per mantenerlo **eccitato**.

Per diseccitare il relè e **spegnere** così la lampadina dovrete scegliere una di queste due soluzioni:

- scollegare la pila che alimenta l'**Anodo 2** in modo da togliere la tensione di eccitazione alla bobina;

- cortocircuitare la tensione presente sull'**Anodo 2** tramite il pulsante **P1**, in modo da togliere la tensione che circola nella bobina di eccitazione.

Infatti, non appena rilascerete **P1** la lampadina si spegnerà.

Applicando sull'**Anodo 2** di questo circuito una tensione **negativa** ed eccitando il **Gate** con una ten-

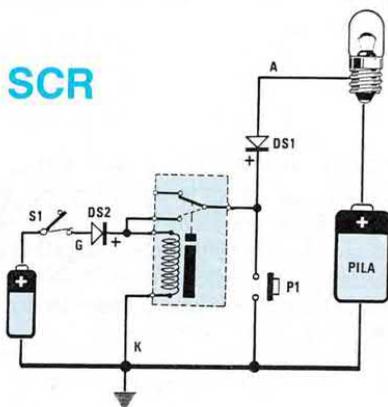


Fig.6 Per realizzare un elementare diodo SCR, sarà sufficiente che applichiate sulla bobina di eccitazione di un relè (terminale G) un diodo e ancora un secondo diodo in serie alla lampadina (terminale A). Applicando una tensione positiva sul terminale G, il relè si ecciterà accendendo la lampadina.

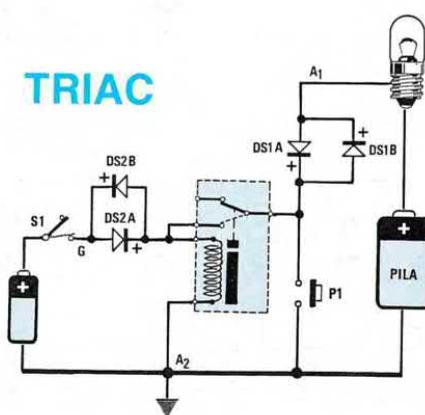


Fig.7 Per realizzare un elementare diodo TRIAC, sarà sufficiente che sulla bobina di eccitazione dello stesso relè applichiate due diodi in opposizione di polarità ed altri due diodi in serie alla lampadina (terminale A2). In questa configurazione la lampadina si accenderà sia con tensioni positive che negative.

sione **negativa**, il relè si ecciterà ugualmente e la lampadina si accenderà.

Applicando una **tensione alternata** sull'**Anodo 2** e chiudendo l'interruttore **S1**, il relè si ecciterà **accendendo** così la lampadina, ma non appena verrà aperto l'interruttore **S1** la lampadina si **spegnerà**.

A questo punto vi chiederete perchè la lampadina si spegne, dal momento che, quando cessa di condurre **DS1/A**, inizia subito a condurre **DS1/B** e viceversa.

La risposta è semplice: quando la semionda **positiva** passa verso la semionda **negativa** o viceversa, su entrambi i diodi è presente una tensione di **0 volt** e quindi in questo preciso istante il relè si **diseccita**, perchè gli viene a mancare la necessaria tensione di eccitazione.

DIODO SCR alimentato in CC

I diodi SCR sono costruiti per accettare tra Anodo e Catodo tensioni molto elevate, cioè **100-400-600-900 volt**, e qui vorremmo subito precisare che un diodo costruito per una tensione di 900 volt è in grado di funzionare anche con tensioni notevolmente minori, ad esempio **8-10-15 volt**.

Nelle caratteristiche di ogni SCR, oltre alla massima tensione di lavoro, viene sempre indicata la **massima corrente** che può fluire tra Anodo e Catodo, cioè **3-6-8-10 amper**.

Per il **Gate** viene normalmente indicata la **corrente minima** di eccitazione, che può aggirarsi sui **5-15 mA** per i diodi più sensibili e sui **30-50 mA** per quelli meno sensibili.

La **tensione** di eccitazione del Gate può variare da un minimo di **0,8 volt** ad un massimo di **2-2,5 volt**.

Nelle figure dalla 8 alla 10 potete vedere il funzionamento di un SCR alimentato sull'**Anodo** con una tensione **positiva** ed eccitato sul **Gate** con una tensione anch'essa **positiva**.

Chiudendo l'interruttore **S1**, il diodo SCR si ecciterà **accendendo** la lampadina (vedi fig.8), aprendolo, constaterete che la lampadina rimarrà **accesa** (vedi fig.9).

Per **spegnerla** dovrete necessariamente premere il **pulsante P1**.

Applicando sull'**Anodo** una tensione **positiva** e tentando di eccitare il **Gate** con una tensione **negativa**, l'SCR non si ecciterà (vedi fig.11).

La stessa condizione si verifica applicando sull'**Anodo** una tensione **negativa** e cercando di eccitare il **Gate** con una tensione **positiva** (vedi fig.12) o **negativa** (vedi fig.13).

DIODO SCR alimentato in AC

Nelle figure dalla 14 alla 16 è possibile osservare il funzionamento di un SCR quando sul suo **Anodo** è applicata una tensione **alternata**, che potrete prelevare direttamente dalla rete a **220 volt** oppure dal secondario a bassa tensione di un trasformatore che eroghi la stessa tensione della lampadina.

Se il **Gate** viene eccitato con una tensione **continua positiva**, chiudendo l'interruttore **S1**, il diodo SCR si ecciterà facendo **accendere** la lampadina (vedi fig.14).

Non appena **aprirete** l'interruttore **S1** la lampadina si **spegnerà** perchè, quando la sinusoide alternata applicata sull'**Anodo** passa dalla semionda positiva a quella **negativa**, il diodo SCR si diseccita.

Eccitando il **Gate** con una tensione **continua negativa**, il diodo SCR non si ecciterà e quindi la lampadina rimarrà **spenta** (vedi fig.16).

Se il **Gate** viene eccitato con una tensione **alternata** (2-2,5 volt massimi), chiudendo l'interruttore **S1**, la lampadina si **accenderà** in presenza delle semionde **positive**, ma non appena verrà aperto **S1**, la lampadina si **spegnerà**.

Se, eccitando il **Gate** con una tensione **alternata**, applicherete sull'**Anodo** una tensione **continua positiva**, otterrete le seguenti condizioni:

- chiudendo **S1**, l'SCR si ecciterà accendendo la lampadina;

- aprendo **S1**, la lampadina rimarrà **accesa**.

Per diseccitare tale diodo dovrete necessariamente premere il pulsante **P1**.

DIODO TRIAC alimentato in CC

Anche i diodi Triac sono costruiti per accettare tra Anodo 2 e Anodo 1 tensioni molto elevate, cioè **100-400-600-900 volt** e, come già accennato per i diodi SCR, un diodo costruito per una tensione di 900 volt è in grado di funzionare anche con tensioni notevolmente minori, ad esempio **8-10-15 volt**.

Per ogni Triac viene sempre indicata la **massima corrente** che può fluire tra Anodo 2 ed Anodo 1, cioè **3-6-8-10 amper**.

Per il **Gate** viene normalmente indicata la **corrente minima** di eccitazione che può aggirarsi sui **5-15 mA** per i diodi più sensibili e sui **30-50 mA** per quelli meno sensibili.

La **tensione** di eccitazione del Gate può variare da un minimo di **0,8 volt** ad un massimo di **2-2,5 volt**.

Nelle figg.17-19 è possibile osservare il funzionamento di un Triac alimentato sull'**Anodo 2** con

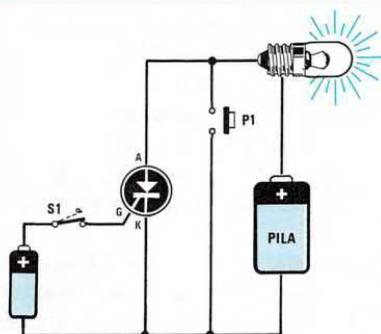


Fig.8 Chiudendo l'interruttore S1, la tensione POSITIVA della pila ecciterà il Gate e così facendo la lampadina si accenderà.

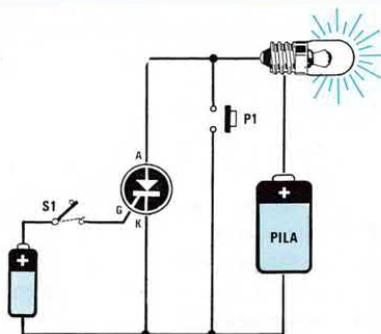


Fig.9 Aprendo l'interruttore S1, il diodo SCR rimarrà eccitato e quindi la lampadina posta sul terminale Anodo rimarrà accesa.

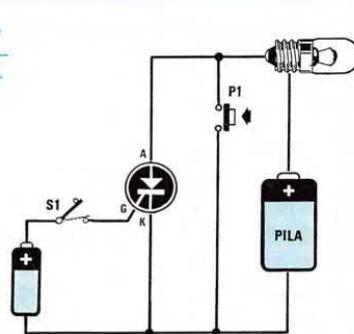


Fig.10 Per spegnere la lampadina dovreste necessariamente premere il pulsante P1 o scollegare la pila che alimenta la lampadina.

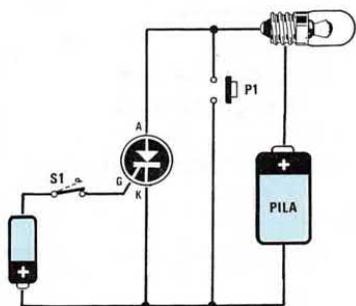


Fig.11 Collegando alla lampadina il POSITIVO della pila ed eccitando il Gate con una tensione NEGATIVA, l'SCR non si ecciterà.

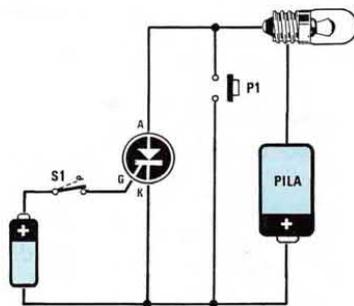


Fig.12 Collegando alla lampadina il NEGATIVO della pila ed eccitando il Gate con una tensione POSITIVA, l'SCR non si ecciterà.

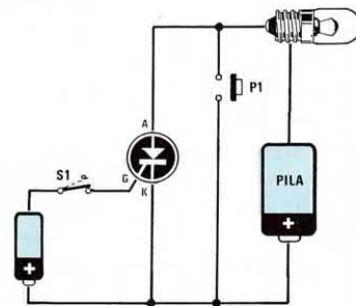


Fig.13 Collegando alla lampadina il NEGATIVO della pila ed eccitando il Gate con una tensione NEGATIVA, l'SCR non si ecciterà.

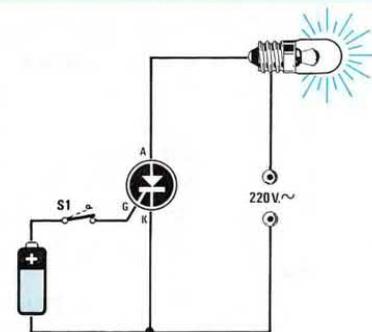


Fig.14 Applicando alla lampadina una tensione ALTERNATA ed eccitando il Gate con una tensione POSITIVA, l'SCR si ecciterà.

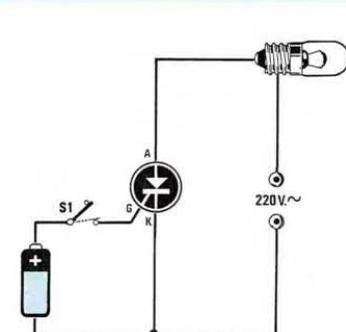


Fig.15 Alimentando il diodo SCR con una tensione ALTERNATA, la lampadina si spegnerà ogniqualvolta aprirete l'interruttore S1.

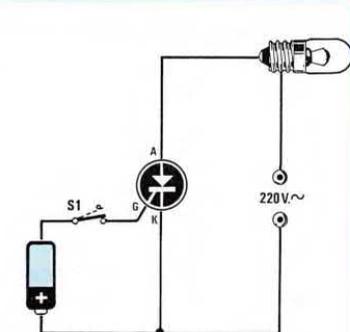


Fig.16 Applicando alla lampadina una tensione ALTERNATA ed eccitando il Gate con una tensione NEGATIVA, l'SCR non si ecciterà.

TRIAC eccitato sul GATE da una tensione CONTINUA

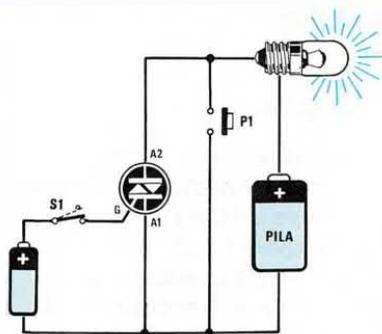


Fig.17 Chiudendo l'interruttore S1, la tensione POSITIVA della pila ecciterà il Gate e di conseguenza la lampadina si accenderà.

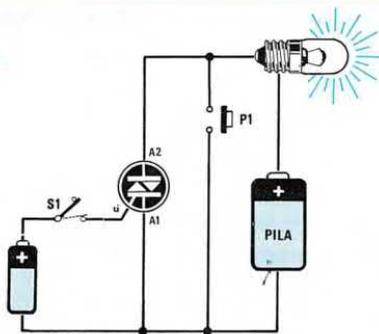


Fig.18 Aprendo l'interruttore S1, il diodo TRIAC rimarrà eccitato e quindi la lampadina posta sul terminale Anodo rimarrà accesa.

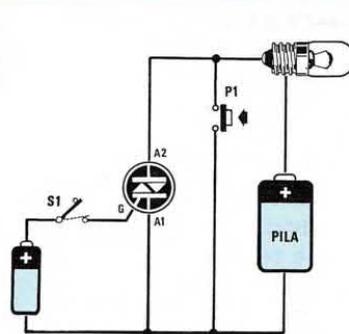


Fig.19 Per spegnere la lampadina dovrete necessariamente premere il pulsante P1 o scollegare la pila che alimenta la lampadina.

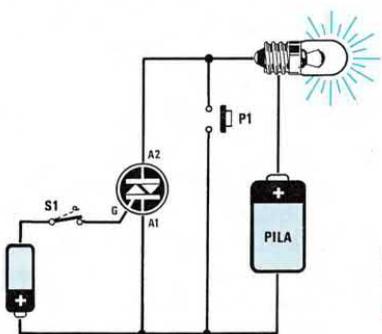


Fig.20 Collegando alla lampadina il POSITIVO della pila ed applicando sul Gate una tensione NEGATIVA, il TRIAC si ecciterà.

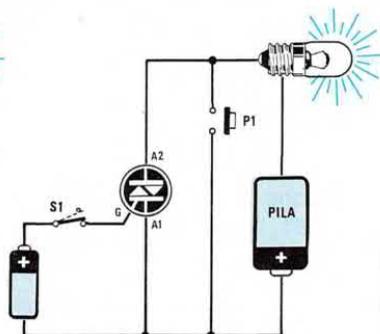


Fig.21 Collegando alla lampadina il NEGATIVO della pila ed applicando sul Gate una tensione POSITIVA, il TRIAC si ecciterà.

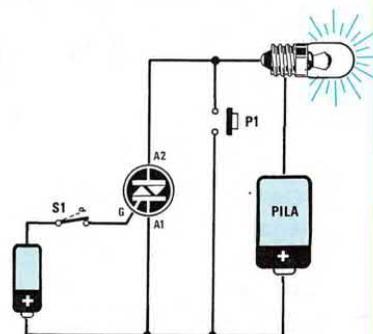


Fig.22 Collegando alla lampadina il NEGATIVO della pila ed applicando sul Gate una tensione NEGATIVA, il TRIAC si ecciterà.

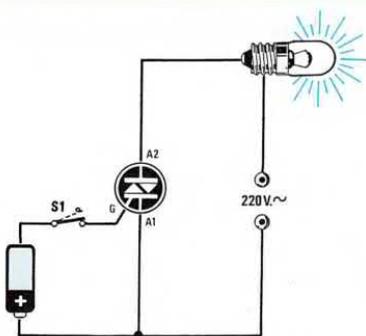


Fig.23 Applicando alla lampadina una tensione ALTERNATA ed eccitando il Gate con una tensione NEGATIVA, il TRIAC si ecciterà.

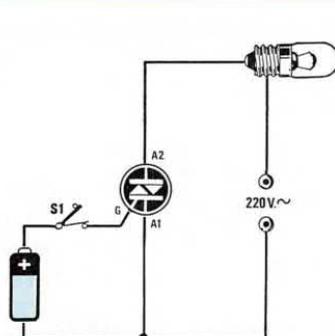


Fig.24 Alimentando il diodo TRIAC con una tensione ALTERNATA, la lampadina si spegnerà ogniqualvolta aprirete l'interruttore S1.

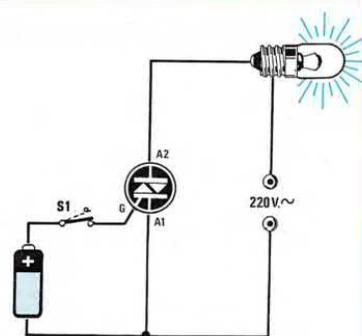


Fig.25 Applicando alla lampadina una tensione ALTERNATA ed eccitando il Gate con una tensione POSITIVA, il TRIAC si ecciterà.

una tensione **positiva** ed eccitato sul **Gate** con una tensione anch'essa **positiva**.

Chiudendo l'interruttore **S1** il diodo Triac si ecciterà **accendendo** la lampadina (vedi fig.17) ed aprendolo la lampadina rimarrà **accesa** (vedi fig.18).

Per **spegnere** la lampadina dovrete necessariamente premere il **pulsante P1**.

Applicando sull'**Anodo 2** una tensione **positiva** ed eccitando il **Gate** con una tensione **negativa**, questo si ecciterà ugualmente **accendendo** la lampadina (vedi fig.20).

Aprendo l'interruttore **S1** la lampadina rimarrà **accesa** e per spegnerla dovrete sempre premere il **pulsante P1**.

Lo stesso dicasi se applicherete sull'**Anodo 2** una tensione **negativa** ed ecciterete il **Gate** con una tensione **positiva** (vedi fig.21) oppure **negativa** (vedi fig.22).

DIODO TRIAC alimentato in AC

Nelle figg.23-24-25-33-34 è possibile osservare il funzionamento di un Triac con, applicata sull'**Anodo 2**, una tensione **alternata** che potrete prelevare direttamente dalla rete a **220 volt** oppure dal secondario a bassa tensione di un trasformatore, utilizzando ovviamente una lampadina con identico voltaggio.

Se il **Gate** viene eccitato con una tensione **continua negativa**, chiudendo l'interruttore **S1**, il diodo Triac si ecciterà facendo **accendere** la lampadina (vedi fig.23).

Non appena **aprirete** l'interruttore **S1**, la lampadina si **spegnerà** perchè, quando la sinusoide alternata applicata sull'**Anodo 2** passerà dalla semionda positiva a quella **negativa**, il diodo Triac si disecciterà (vedi fig.24).

Eccitando il **Gate** con una tensione **continua positiva**, il diodo Triac si ecciterà ugualmente facendo **accendere** la lampadina (vedi fig.25).

Per spegnerla dovrete semplicemente aprire l'**interruttore S1**.

Il **Gate** di un Triac si ecciterà anche se applicherete su questo terminale una tensione **alternata** di 2-2,5 volt massimi (vedi figg.33-34).

Chiudendo l'interruttore **S1** (vedi fig.33) la lampadina si **accenderà**, ma non appena aprirete **S1** la lampadina si **spegnerà** perchè, quando sull'**Anodo 2** la semionda positiva passa verso la semionda negativa o viceversa, su tale Anodo sarà presente per un piccolissimo lasso di tempo una **tensione di 0 volt** e questo tempo, seppure breve, è già sufficiente per **diseccitare** il Triac.

Se eccitando il **Gate** con una tensione **alternata** applicherete sull'**Anodo 2** una tensione continua (vedi fig.35), non appena chiuderete l'interruttore **S1**, il Triac si ecciterà accendendo la lampadina e, apren-

dolo, la lampadina rimarrà **accesa** (vedi fig.36).

Per diseccitare il Triac dovrete necessariamente premere il **pulsante P1**.

4 QUADRANTI di un TRIAC

All'inizio dell'articolo abbiamo accennato ai **quadranti** e ora vi spieghiamo cosa sono.

1° quadrante - Si dice che un Triac lavora sul **1° quadrante** quando sull'**Anodo 2** risulta applicata una tensione **positiva** e il **Gate** viene eccitato da una tensione **positiva** (vedi fig.26). Ad esempio, un Triac che lavora su questo quadrante può richiedere sul **Gate** una tensione di eccitazione di circa **0,8 volt** ed una corrente di **12 milliamper**.

2° quadrante - Quando sull'**Anodo 2** risulta applicata una tensione **positiva** e per eccitare il **Gate** si usa una tensione **negativa**, si dice che il Triac lavora sul **2° quadrante** (vedi fig.26). Se prenderete lo stesso Triac che in precedenza facevate lavorare sul 1° quadrante, scoprirete che per eccitarlo dovrete applicare sul suo **Gate** sempre una tensione di circa **0,8 volt**, ma una corrente di soli **6 milliamper**, cioè dimezzata.

3° quadrante - Se sull'**Anodo 2** risulta applicata una tensione **negativa** e per eccitare il **Gate** si usa una tensione **negativa** (vedi fig.26), si dice che il Triac lavora sul **3° quadrante**.

Utilizzando lo stesso Triac scoprirete che per eccitarlo dovrete applicare sul **Gate** una tensione notevolmente minore, cioè di circa **0,1 volt**, ma una corrente notevolmente maggiore, cioè di circa **28 milliamper**.

4° quadrante - Quando sull'**Anodo 2** risulta applicata una tensione **negativa** e per eccitare il **Gate** utilizzate una tensione **positiva**, si dice che il Triac lavora sul **4° quadrante** (vedi fig.26). In questa configurazione per eccitare lo stesso Triac dovrete applicare sul **Gate** una tensione di **1 volt** ed una corrente di soli **14 milliamper**.

Quindi se troverete in qualche Data-Book le caratteristiche di un Triac indicate così:

- 1° quadrante = 0,8 volt 11 mA**
- 2° quadrante = 0,8 volt 6 mA**
- 3° quadrante = 0,1 volt 28 mA**
- 4° quadrante = 1,0 volt 14 mA**

saprete già cosa significa **quadrante** e guardando la fig.26 saprete anche quale **polarità** applicare sull'**Anodo 2** e quale applicare sul **Gate** per eccitarlo.

Lavorando con tensioni **alternate** il Triac utilizzerà tutti e quattro i quadranti e quindi si prenderanno come tensione e corrente di eccitazione i suoi valori **massimi**.

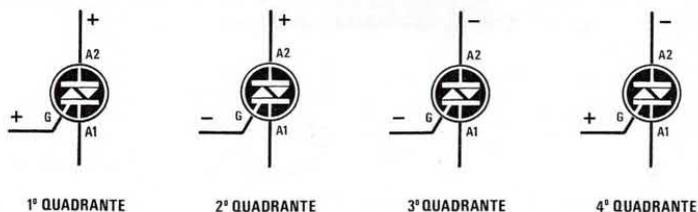


Fig.26 In questi disegni sono raffigurati i quattro quadranti di lavoro di un diodo Triac. Si notino le polarità sull'A2 e sul Gate.

RIDURRE la TENSIONE AC sull'USCITA di un SCR e di un TRIAC

Sapendo che i diodi SCR e Triac alimentati con una tensione **alternata** si **diseccitano** automaticamente quando la sinusoide passa su **0 volt**, possiamo **ridurre** il valore della tensione che alimenta la lampadina applicando sul **Gate** una tensione **sfasata** rispetto a quella applicata sull'**Anodo 2**.

Se ogni volta che la sinusoide passa su **0 volt** invierete un impulso di eccitazione sul **Gate**, ai capi della lampadina giungerà una tensione identica

a quella di alimentazione (vedi fig.27).

Se l'**impulso** di eccitazione giunge in ritardo, cioè a **metà** semionda (vedi fig.28), è intuitivo che il diodo SCR, o il diodo Triac, fornirà alla lampadina **metà tensione** di alimentazione.

Modificando il ritardo di eccitazione di **1/4** o di **3/4** rispetto allo **0** della sinusoide applicata sull'**Anodo 2**, sulla lampadina giungerà una tensione ridotta di **1/4** o di **3/4** rispetto a quella di alimentazione.

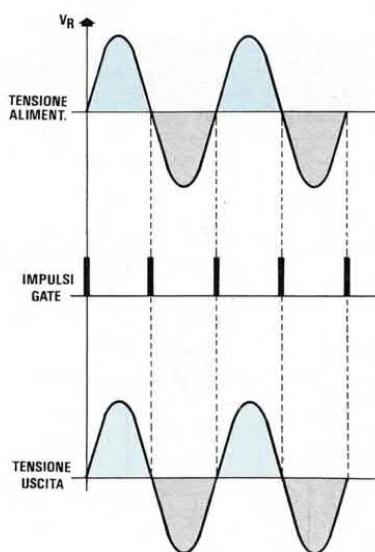


Fig.27 Alimentando un SCR o un TRIAC con una tensione **ALTERNATA**, la lampadina si accenderà per la sua massima luminosità soltanto se gli impulsi di Gate risultano in fase con la tensione applicata sull'**Anodo**. Gli impulsi sul Gate debbono giungere quando la sinusoide passa sullo **0**.

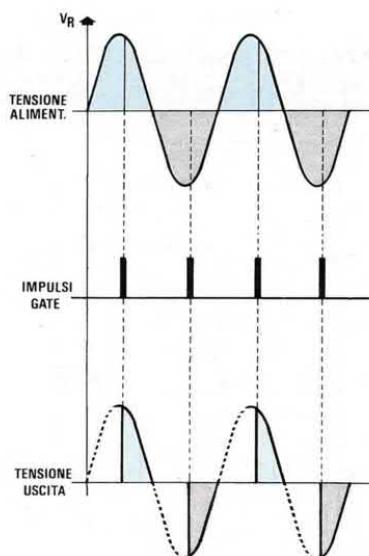
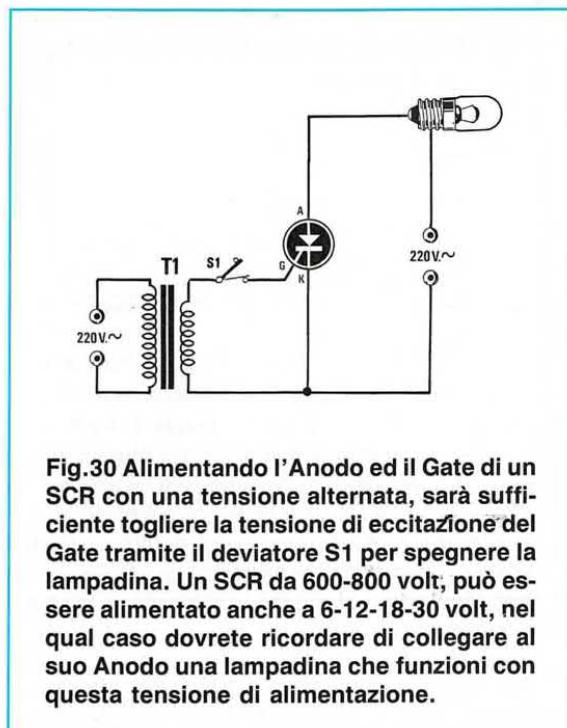
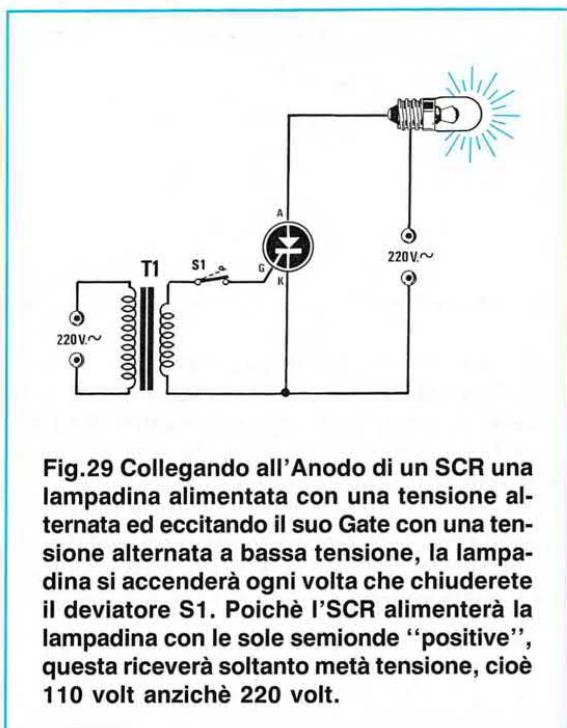
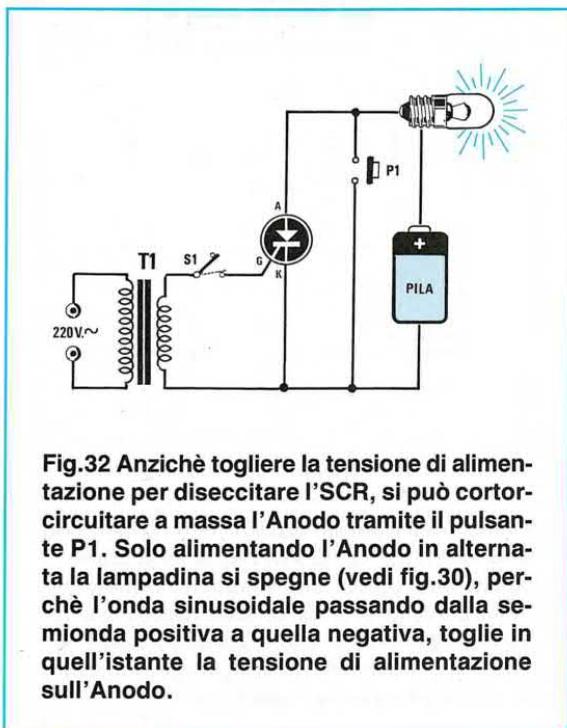
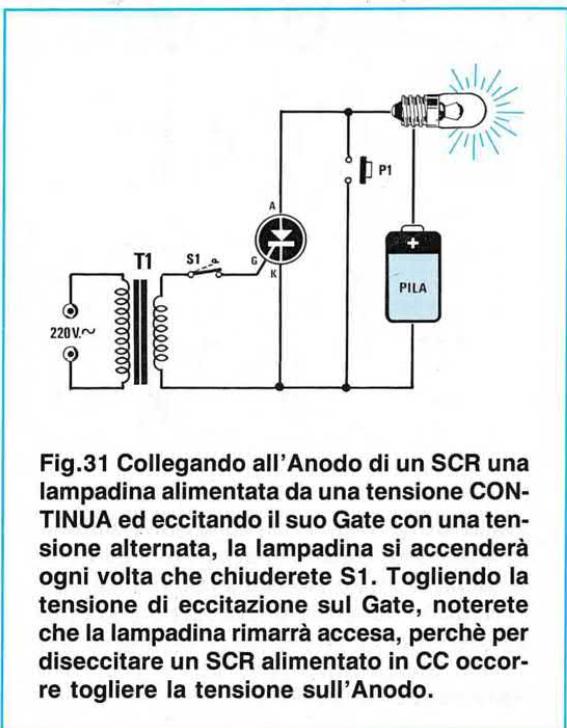


Fig.28 Se gli impulsi sul Gate non risultano in fase, la lampadina si accenderà con una luminosità proporzionale a tale ritardo. Per i soli SCR la lampadina si accenderà sempre a metà luminosità, perchè, a differenza dei TRIAC, questi conducono solo in presenza delle semionde positive.

SCR eccitato sul GATE in AC e alimentato in AC



SCR eccitato sul GATE in AC e alimentato in CC



TRIAC eccitato sul GATE in AC e alimentato in AC

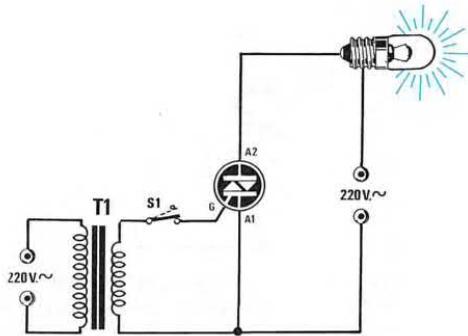


Fig.33 Collegando all'Anodo di un Triac una lampadina alimentata con una tensione alternata ed eccitando il suo Gate con una tensione alternata, la lampadina si accenderà ogni volta che chiuderete il deviatore S1. Tenete presente che poiché il Triac conduce su entrambe le semionde, cioè su quella positiva e su quella negativa, la lampadina riceverà la tensione totale dei 220 volt.

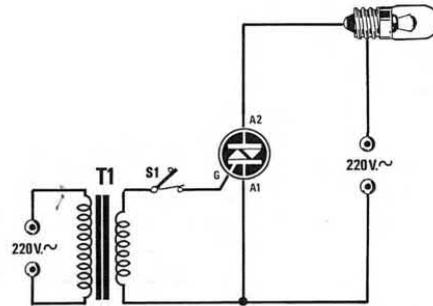


Fig.34 Alimentando l'Anodo 2 ed il Gate di un Triac con una tensione alternata, sarà sufficiente togliere la tensione di eccitazione sul Gate per spegnere la lampadina. Un TRIAC da 600-800 volt può essere alimentato, come gli SCR, anche con tensioni di 6-12-18-30 volt, nel qual caso bisognerà utilizzare delle lampadine che funzionino con questo basso voltaggio.

TRIAC eccitato sul GATE in AC e alimentato in CC

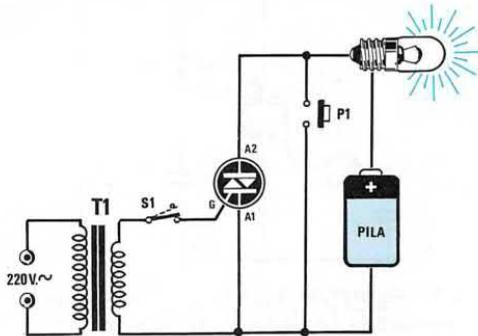


Fig.35 Collegando all'Anodo 2 di un Triac una lampadina alimentata con una tensione continua ed eccitando il suo Gate con una tensione alternata, la lampadina si accenderà ogni volta che chiuderete S1. Togliendo tensione sul Gate, noterete che la lampadina rimarrà accesa, perchè per diseccitare un Triac alimentato in continua occorre togliere per un istante la tensione sull'Anodo.

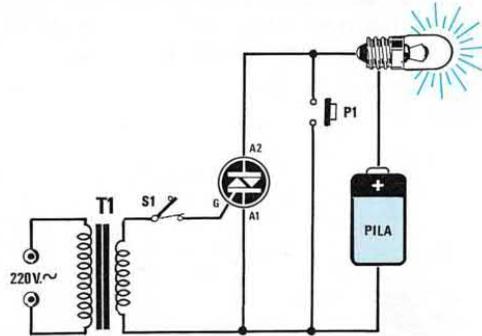


Fig.36 Per diseccitare un Triac alimentato in CC, potrete cortocircuitare a massa l'Anodo 2 tramite il pulsante P1. Premendo questo pulsante, dopo che avrete tolto la tensione di eccitazione di Gate, il Triac si disecciterà. Facciamo presente che la lampadina si spegnerà solo quando lascerete P1, perchè fino a quando lo terrete premuto la corrente passerà attraverso il pulsante.

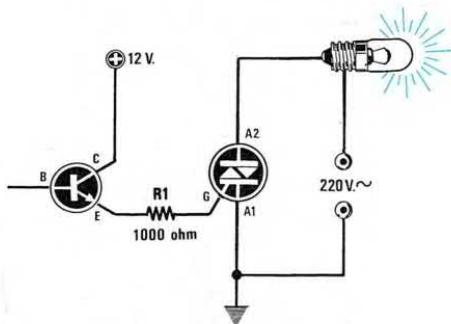


Fig.37 Se con questo tipo di circuito non riuscite ad eccitare un diodo SCR o un Triac, potrete ridurre il valore della resistenza R1 a 820 ohm oppure a 680 ohm.

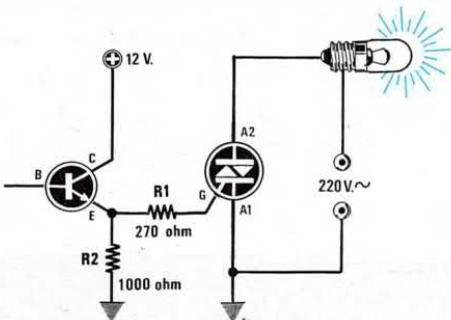


Fig.38 Se con questo tipo di circuito non riuscite ad eccitare un diodo SCR o un Triac, potrete ridurre il valore della resistenza R1 a 220 ohm o anche a 180 ohm.

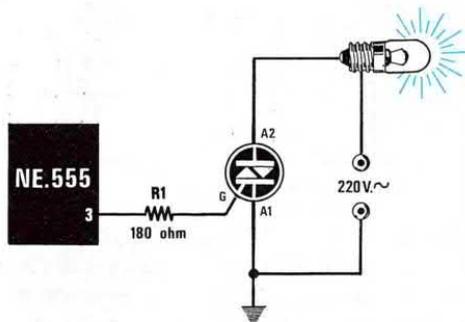


Fig.39 Se con il circuito che utilizza un NE.555 non riuscite ad eccitare un diodo SCR o un Triac, potrete ridurre il valore della resistenza R1 a 150 ohm o anche a 120 ohm.

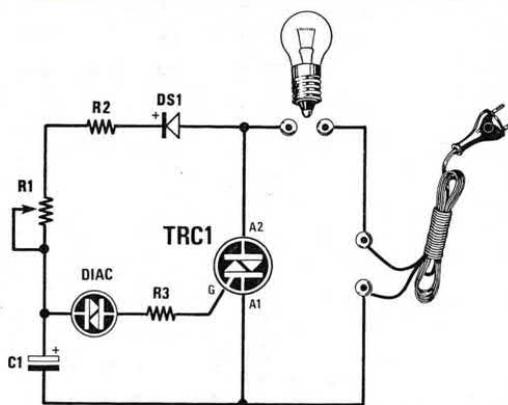


Fig.40 Semplice lampeggiatore per lampade da 220 volt. Il trimmer R1 vi permetterà di ottenere da 1 a 5 lampeggii al secondo.

ELENCO COMPONENTI

- R1 = 100.000 ohm trimmer
- R2 = 10.000 ohm 1/2 watt
- R3 = 220 ohm 1/2 watt
- C1 = 100 mF elettr. 50 V.
- DIAC = diodo Diac
- DS1 = diodo 1N.4007
- TRC1 = Triac 500-800 V. - 6 A.

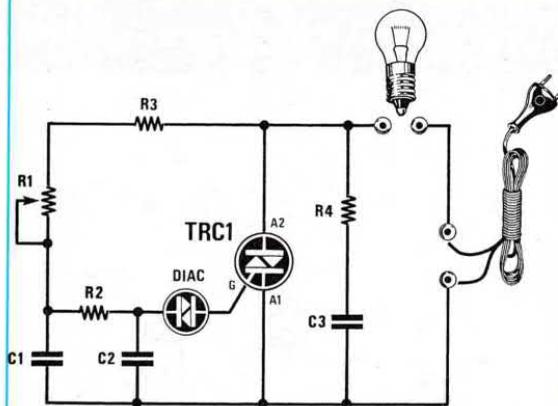
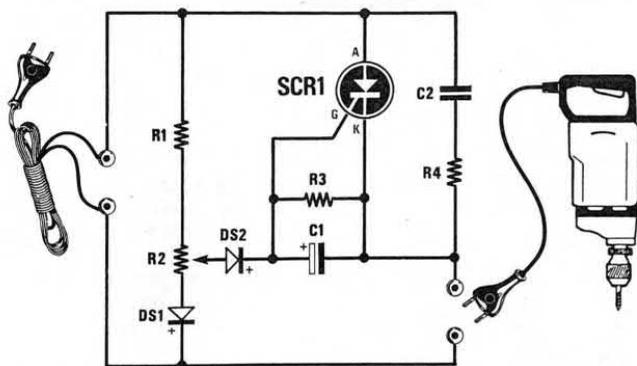


Fig.41 Ruotando il potenziometro R1 potrete variare la luminosità della lampadina da 220 volt, da un minimo ad un massimo.

- R1 = 220.000 ohm potenz. lineare
- R2 = 6.800 ohm 1/4 watt
- R3 = 2.200 ohm 1/4 watt
- R4 = 100 ohm 1 watt
- C1 = 100.000 pF pol. 630 V.
- C2 = 33.000 pF pol. 1.000 V.
- C3 = 100.000 pF pol. 630 V.
- DIAC = diodo Diac
- TRC1 = Triac 500-800 V. - 6 A.



ELENCO COMPONENTI

- R1 = 10.000 ohm 2 watt
- R2 = 2.200 ohm pot. lin.
- R3 = 5.600 ohm 1/2 watt
- R4 = 100 ohm 2 watt
- C1 = 4,7 mF elettr. 63 volt
- C2 = 270.000 pF pol. 630 V.
- DS1 = diodo 1N.4007
- DS2 = diodo 1N.4007
- SCR1 = SCR 500 V. - 6 A.

Fig.42 Questo schema vi permette di variare la velocità di rotazione di un trapano elettrico.

ELENCO COMPONENTI

- R1 = 470 ohm 1/4 watt
- R2 = 6.800 ohm 1/4 watt
- R3 = 220 ohm 1/4 watt
- R4 = 1.000 ohm 1 watt
- R5 = 100 ohm 1 watt
- C1 = 33 mF elettr. 25 volt
- C2 = 47 mF elettr. 25 volt
- C3 = 100.000 pF pol. 630 V.
- C4 = 150.000 pF pol. 630 V.
- DS1 = diodo 1N.4150
- DS2 = diodo 1N.4007
- DZ1 = zener 15 volt 1 watt
- TR1 = NPN tipo BC.238
- TRC1 = Triac 400-800 V. 6 A.
- OC1 = fotoaccoppiatore 4N37

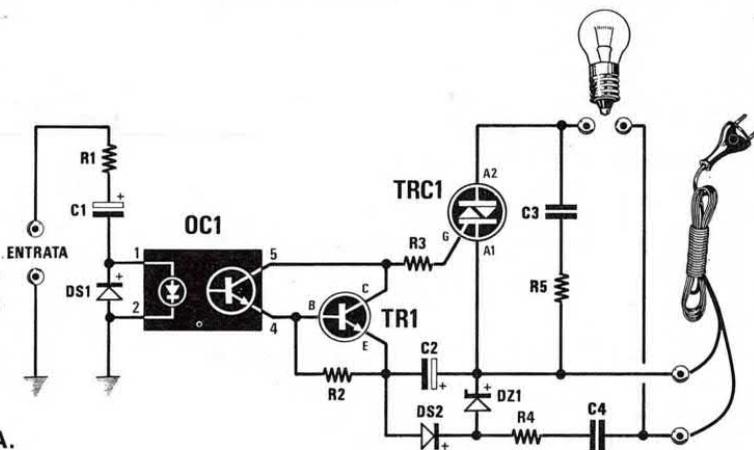
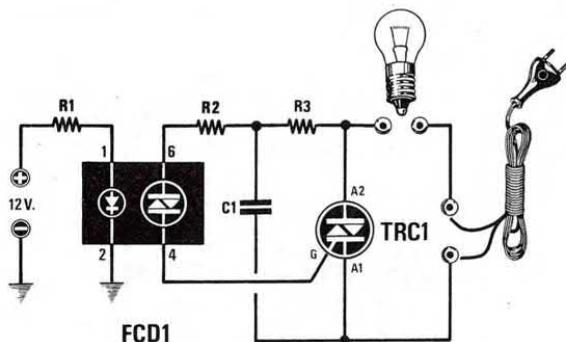


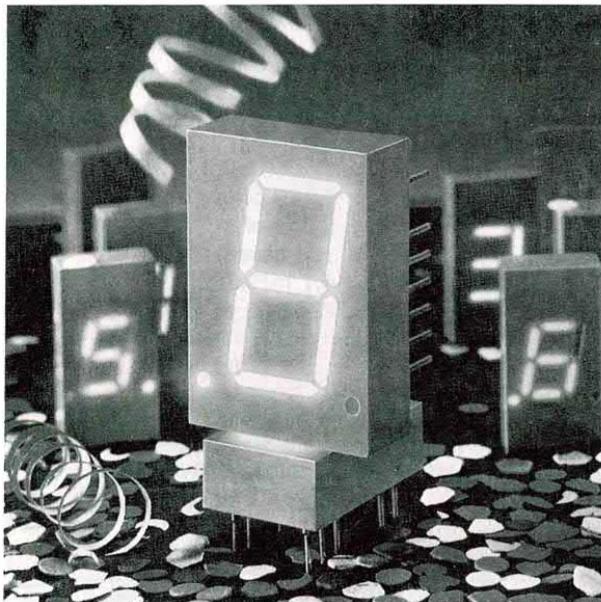
Fig.43 Schema elettrico da utilizzare per accendere una lampadina tramite un Triac eccitato da un fotoaccoppiatore. Questo circuito viene utilizzato per impianti di luci psichedeliche.



ELENCO COMPONENTI

- R1 = 560 ohm 1/4 watt
- R2 = 100 ohm 1/4 watt
- R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 47.000 pF pol. 630 V.
- TRC1 = Triac 400-800 V. 8 A.
- FCD1 = fotodiaco MCP.3020

Fig.44 Per eccitare un Triac si può usare anche un FOTODIAC, ma in questo caso il circuito non può essere utilizzato per realizzare delle luci psichedeliche, perchè la lampada si accenderà sempre alla sua massima luminosità.



CATODO COMUNE		ANODO COMUNE	
Sigla	Fig	Sigla	Fig
BDC.501	18	BDA.501	16
BSC.305	4	BFA.501	15
CQX.86K	19	BSA.305	3
HP.5082-7613	4	BSA.331	1
HP.5082-7653	6	BSA.501	8
HP.5082-7760	12	BSA.502	8
HDSP.3733	12	CQX.86A	17
LN.513RK	10	FND.507	8
LT.303	4	HDSP.3731	9
LT.503	11	HDSP.5537	14
LT.547	11	HP.5082-7730	3
LTS.313	4	HP.5082-7731	2
LTS.547	11	HP.5082-7750	9
MAN.74A	5	LN.513RA	7
TIL.313	4	LT.304	13
TIL.315	4	LT.314	13
TIL.317	4	LT.546	8
TIL.322	11	LTS.312	3
TR.332	4	MAN.71A	2
TKS.311	4	TIL.312	3
HDSP 5303	11	TIL.314	3
MAN 3940 A	5	TIL.316	3
MAN 6680	11	TKS.312	3

CONOSCERE i DISPLAY a 7 SEGMENTI

Vi sono due tipi di display, quelli a **Catodo comune** e quelli ad **Anodo comune**.

Nei display a **Catodo comune**, come visibile in fig.1, tutti i **catodi** dei diodi led presenti al loro interno sono collegati tra loro.

Per accendere questi display è necessario collegare a **massa** il terminale siglato **K** e collegare al **positivo**, tramite una resistenza di caduta, i terminali siglati **a - b - c - d - e - f - g**.

Nei display ad **Anodo comune**, come visibile in fig.2, tutti gli **anodi** dei diodi led presenti al loro interno sono collegati tra loro.

Per accendere questi display è necessario collegare al **positivo** il terminale siglato **A** e collegare a **massa**, tramite una resistenza di caduta, i terminali siglati **a - b - c - d - e - f - g**.

Il valore della **resistenza** da applicare sui terminali di ogni segmento va calcolato in funzione della tensione di alimentazione, utilizzando la formula: **ohm = volt : 0,015**

Quindi, se i display verranno alimentati con una tensione di **9 volt**, si dovranno utilizzare delle resistenze da: **9 : 0,015 = 600 ohm**

Poichè questo valore non è standard, potrete tranquillamente utilizzare una resistenza da **560 ohm** oppure da **680 ohm**.

Con **560 ohm** il display risulterà **più luminoso**, mentre con **680 ohm** risulterà **meno luminoso**.

Se collegherete i terminali del display senza inserire in serie la richiesta resistenza di caduta, il display **si brucerà** dopo pochi secondi.

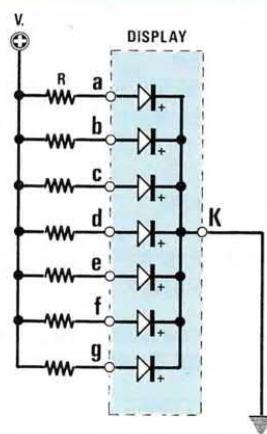


Fig.1 In un display a Catodo comune il terminale K va collegato a massa e tutti i segmenti al positivo tramite una resistenza.

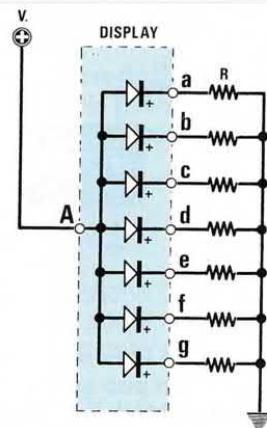
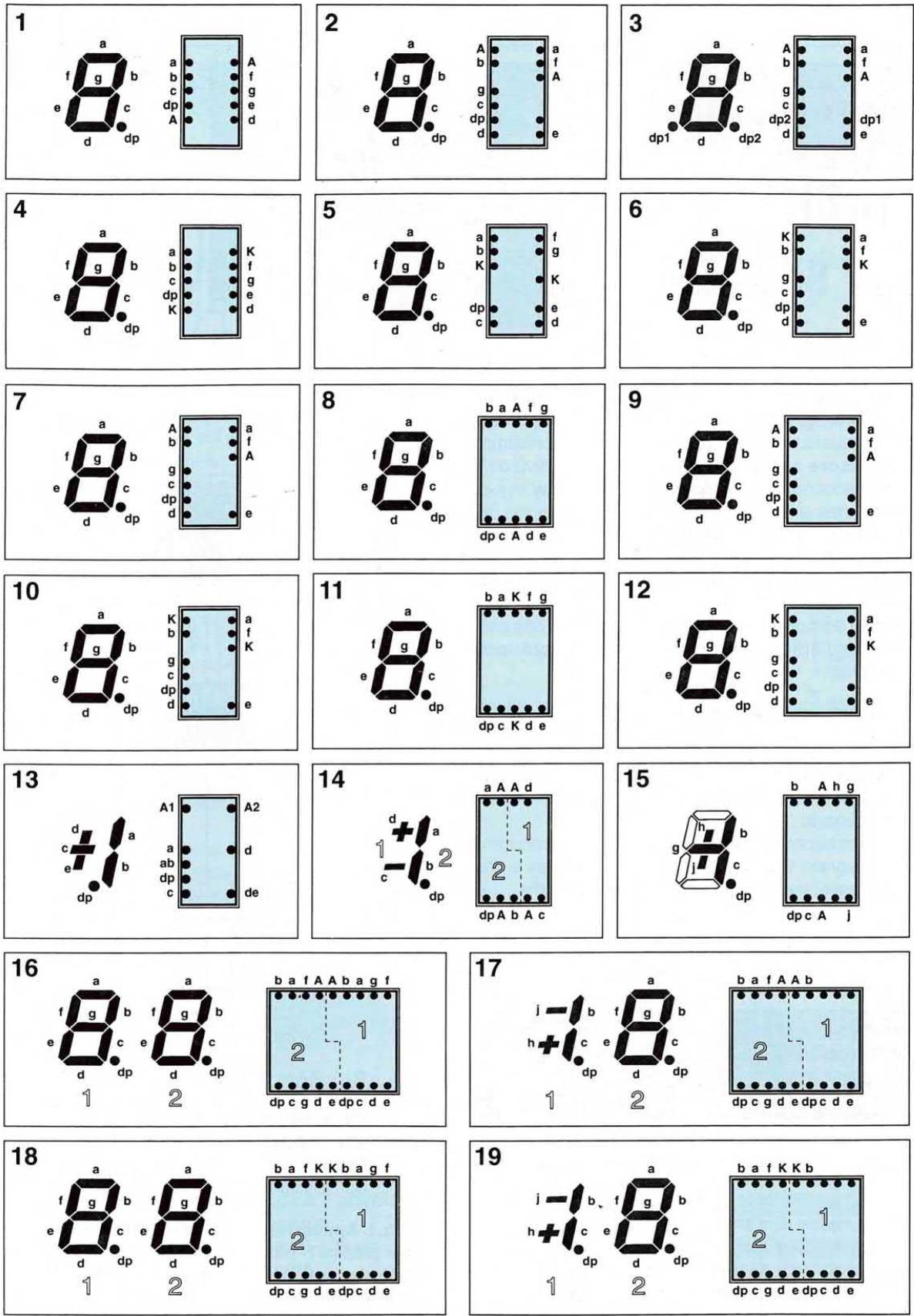
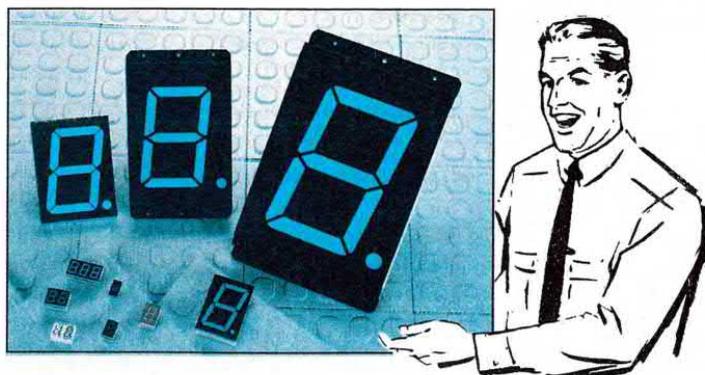


Fig.2 In un display ad Anodo comune il terminale A va collegato al positivo e tutti i segmenti a massa tramite una resistenza.



Nota = Le connessioni dei terminali riportate in questa Tavola sono viste da dietro.

DECODIFICHE per DISPLAY a 7 SEGMENTI



Per realizzare dei **frequenzimetri - contatori - timer - orologi - contasecondi**, ecc., è sempre necessario visualizzare su un **display** il numero contato da un **divisore** o da una completa catena di divisori.

Per accendere i **7 segmenti** di un **display** in modo da ottenere tutti i numeri da **0 a 9**, bisogna utilizzare degli integrati chiamati **decodifiche per display a 7 segmenti**.

Esistono delle **decodifiche** idonee a pilotare solo **display a Catodo comune**, altre a pilotare solo **display ad Anodo comune** ed altre ancora che possono indifferentemente pilotare dei **Catodo/Anodo comune**.

DECODIFICA con CD.4511 per display Catodo Comune

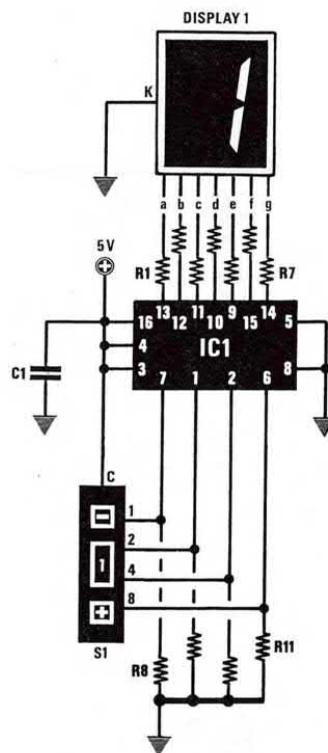
Nel circuito di fig. 1 è possibile far apparire sul **display** lo stesso **numero** impostato sul **commutatore binario**.

Per realizzare questo circuito dovrete procurarvi un integrato **CD.4511**, un qualsiasi **display a Catodo comune** ed un **commutatore binario**.

Per far apparire sul display un qualsiasi numero, si devono collegare al **positivo** di alimentazione i piedini **7-1-2-6** come indicato nella **Tabella n.1**.

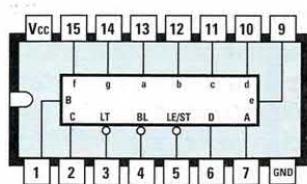
TABELLA N.1

numero che appare sul display	piedini da collocare a livello logico 1			
	7	1	2	6
0	=	=	=	=
1	si	=	=	=
2	=	si	=	=
3	si	si	=	=
4	=	=	si	=
5	si	=	si	=
6	=	si	si	=
7	si	si	si	=
8	=	=	=	si
9	si	=	=	si



R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt
R8 - R11 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4511
Display 1 = Catodo comune
S1 = commutatore binario

Fig.1 Applicando un commutatore binario sui piedini 7-1-2-6 della decodifica CD.4511, potrete far apparire sul display a Catodo comune lo stesso numero impostato sul commutatore binario.



4511

Fig.2 Connessioni della decodifica CD.4511 viste da sopra. Si noti a sinistra la tacca di riferimento a U.

Il **commutatore binario** collegato ai piedini dell'integrato applicherà una tensione **positiva**, vale a dire un **livello logico 1**, sui piedini necessari per accendere i numeri sul display.

L'integrato **CD.4511** può essere alimentato con tensioni comprese tra **5 volt e 15 volt** tenendo presente che, variando la tensione di alimentazione, si dovrà necessariamente modificare il valore delle resistenze (da **R1 a R7**) che alimentano il display, in modo da farlo accendere con una giusta luminosità.

Per agevolarvi riportiamo i valori che potrete usare per le resistenze da **R1 a R7** alimentando l'integrato con le seguenti tensioni:

- 5 volt = 270 ohm
- 7 volt = 390 ohm
- 9 volt = 560 ohm
- 12 volt = 1.000 ohm
- 15 volt = 1.200 ohm

Riducendo il valore di queste resistenze **aumenterà la luminosità** (Nota: evitate di ridurlo eccessivamente per non bruciare il display), aumentando si **ridurrà la luminosità**.

DECODIFICA con CD.4543 per Catodo/Anodo Comune

In fig.3 è riportato lo schema di un'altra **decodifica** per display a **7 segmenti** che utilizza l'integrato tipo **CD.4543**.

Questa decodifica è in grado di pilotare sia display a **Catodo comune** che ad **Anodo comune**.

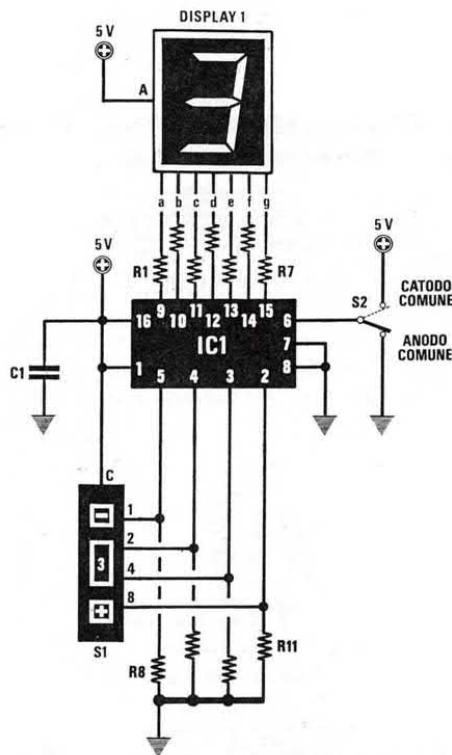
Collegando al **positivo** il piedino **6** potrete utilizzare dei display a **Catodo comune**.

Collegando a **massa** il piedino **6** potrete utilizzare dei display ad **Anodo comune**.

Per far apparire sul display un qualsiasi numero è necessario collegare al **positivo** di alimentazione i piedini **5-4-3-2** come indicato nella **Tabella n.2**.

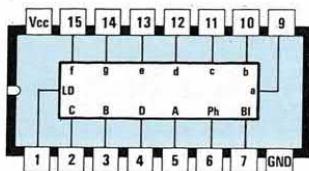
TABELLA N.2

numero che appare sul display	piedini da collocare a livello logico 1			
	5	4	3	2
0	=	=	=	=
1	si	=	=	=
2	=	si	=	=
3	si	si	=	=
4	=	=	si	=
5	si	=	si	=
6	=	si	si	=
7	si	si	si	=
8	=	=	=	si
9	si	=	=	si



- R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt
- R8 - R11 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = CD.4543
- Display 1 = Anodo/Catodo comune
- S1 = commutatore binario
- S2 = deviatore

Fig.3 La decodifica CD.4543 può essere utilizzata per pilotare dei display a Catodo comune se il deviatore S2 viene rivolto verso il positivo e ad Anodo comune se il deviatore viene rivolto verso massa.



4543

Fig.4 Connessioni della decodifica CD.4543 viste da sopra. Si noti a sinistra la tacca di riferimento a U.

Il **commutatore binario** collegato ai piedini dell'integrato applicherà una tensione **positiva**, vale a dire un **livello logico 1**, sui piedini necessari per accendere i numeri sul display.

L'integrato **CD.4543** può essere alimentato con

tensioni comprese tra **5 volt** e **15 volt**, tenendo presente che variando la tensione di alimentazione si dovrà necessariamente modificare il valore delle resistenze (da **R1** a **R7**) che alimentano il display, in modo da farlo accendere con una giusta luminosità.

Per agevolarvi riportiamo i valori che potrete usare per le resistenze da **R1** a **R7** alimentando l'integrato con le seguenti tensioni:

5 volt =	270 ohm
7 volt =	390 ohm
9 volt =	560 ohm
12 volt =	1.000 ohm
15 volt =	1.200 ohm

Riducendo il valore di queste resistenze **aumenterà** la **luminosità** (**Nota** = evitate di ridurlo eccessivamente per non bruciare il display), aumentandolo si **ridurrà** la **luminosità**.

DECODIFICA con CD.4033 per display Catodo Comune

In fig.5 è riportato uno schema che utilizza un integrato tipo **CD.4033** contenente un **divisore x10** completo di una **decodifica** per display a **Catodo comune**.

Avendo collegato in cascata due **CD.4033**, potrete contare in **avanti** da **0** fino a **99** tutti gli impulsi **positivi** applicati sul piedino d'ingresso **1**.

Nell'esempio riportato in fig.5 gli impulsi verranno applicati sull'ingresso tramite il pulsante **P1**.

All'accensione, i due contatori verranno automaticamente **azzerati** tramite il condensatore **C2** da **100.000 pF** e la resistenza **R8** da **10.000 ohm** applicati sui **piedini 15** di **reset**. Il circuito conterà da **0** fino a **99**, dopodichè ricomincerà da **0**.

- R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt
- R8 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R9 = 4.700 ohm 1/4 watt
- R10 = 47.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 100.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- C4 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N.4148
- IC1 = CD.4033
- IC2 = CD.4033
- P1 = pulsante
- Display 1 - 2 = Catodo comune

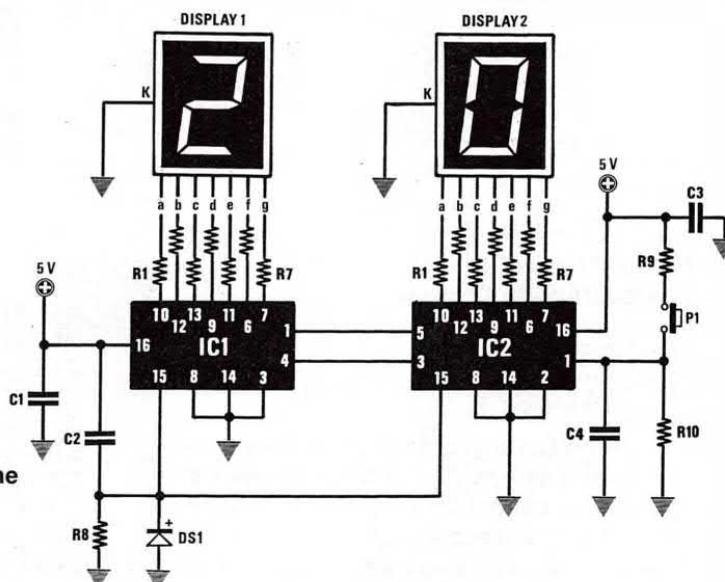
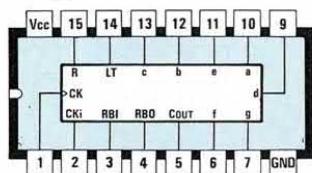


Fig.5 Per realizzare un contatore da 0 a 99 potrete utilizzare due decodifiche CD.4033 e due display a Catodo comune. A questo circuito si possono aggiungere degli altri CD.4033.



4033

Fig.6 Connessioni della decodifica CD.4033 viste da sopra. Il piedino Vcc è quello di alimentazione e il GND quello di massa.

Volendo realizzare un **contaimpuls** a tre cifre per contare da **0** fino ad un massimo di **999**, dovete aggiungere al circuito un altro **CD.4033**.

Togliendo il pulsante **P1**, potrete applicare sulla resistenza **R10** collegata al **piedino 1**, degli impulsi ad **onda quadra** di ampiezza pari al valore della tensione di alimentazione.

Ogniquilvolta l'**onda quadra** passerà dal **livello**

lo logico **0** al **livello logico 1**, sui display il numero **avanzerà** di una unità.

L'integrato **CD.4033** potrà essere alimentato con tensioni comprese tra **5 volt** e **15 volt**, tenendo presente che variando la tensione di alimentazione si dovrà modificare necessariamente il valore delle resistenze (da **R1** a **R7**) che alimentano i display, in modo per farli accendere con una giusta luminosità.

Per agevolarvi riportiamo i valori che potrete usare per le resistenze da **R1** a **R7** alimentando l'integrato con le seguenti tensioni:

- 5 volt = 270 ohm
- 7 volt = 390 ohm
- 9 volt = 560 ohm
- 12 volt = 1.000 ohm
- 15 volt = 1.200 ohm

Riducendo il valore di queste resistenze **aumenterà** la **luminosità** (Nota: evitate di ridurlo eccessivamente per non bruciare il display), aumentandolo si **ridurrà** la **luminosità**.

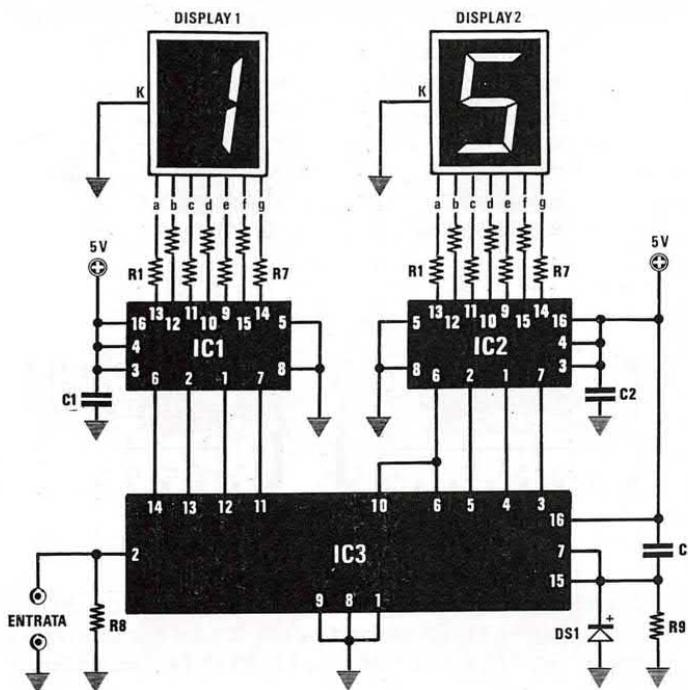
CONTAIMPULSI da 0 a 99 con CD.4518-CD.4511 per display Catodo Comune

In fig.7 è riportato lo schema di un **contaimpuls** da **0** a **99** che utilizza un doppio divisore decimale tipo **CD.4518** e due **decodifiche** tipo **CD.4511**.

Nel collegare i piedini di uscita del **CD.4518** alle due **decodifiche CD.4511** dovrete rispettare la **numerazione** dei piedini, diversamente i segmenti dei

- R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt
- R8 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R9 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 100.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N.4148
- IC1 = CD.4511
- IC2 = CD.4511
- IC3 = CD.4518
- Display 1 - 2 = Catodo comune

Fig.7 Utilizzando un contatore decimale **CD.4518** potrete pilotare due **decodifiche CD.4511** e due display a **Catodo comune**. In fig.8, le connessioni di questi due integrati.



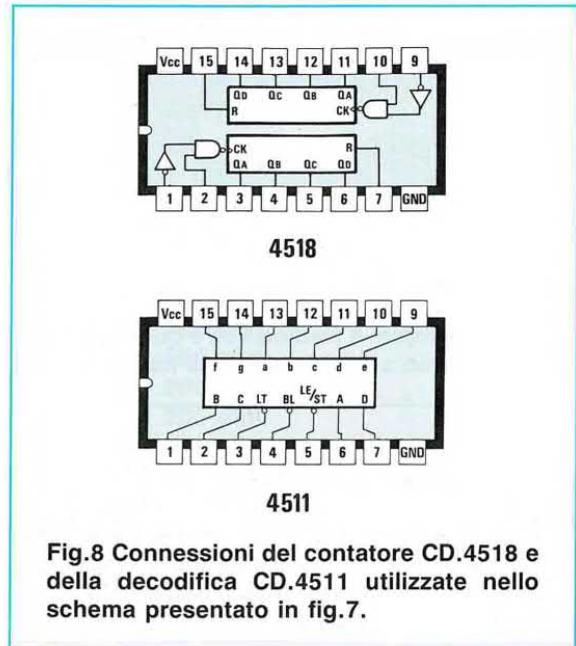
display non si accenderanno.

Questo circuito potrà essere alimentato con tensioni comprese tra **5 volt** e **15 volt**, tenendo presente che variando la tensione di alimentazione dovrà essere necessariamente modificato il valore delle resistenze (da **R1** a **R7**) che alimentano i display, in modo da farli accendere con una giusta luminosità.

Per agevolarvi riportiamo i valori che potrete usare per le resistenze da **R1** a **R7** alimentando l'integrato con le seguenti tensioni:

5 volt	=	270 ohm
7 volt	=	390 ohm
9 volt	=	560 ohm
12 volt	=	1.000 ohm
15 volt	=	1.200 ohm

Riducendo il valore di queste resistenze **aumenterà la luminosità** (Nota: evitate di ridurlo eccessivamente per non bruciare il display), aumentandolo si **ridurrà la luminosità**.



CONTAIMPULSI alla ROVESCIA programmabile con SN.74190-CD.4511-CD.4543

In fig.10 è riportato lo schema di un **contaimpuls** alla **rovescia** da **99 a 0** che utilizza due divisori sincroni tipo **SN.74190** e due **decodifiche** tipo **CD.4511**.

Ammettiamo di impostare sui commutatori binari il numero **79** e di alimentare il circuito.

Alla sua accensione sui display apparirà il numero **79** e ad ogni impulso **positivo** che applicherete sui piedini d'ingresso **14** tale numero decrementerà di una unità, cioè passerà a **78-77-76**, ecc.

Una volta giunti al numero **0**, sul terminale di uscita apparirà un impulso **negativo**, dopodiché il contatore tornerà a contare alla rovescia partendo sempre dal numero impostato sui due commutato-

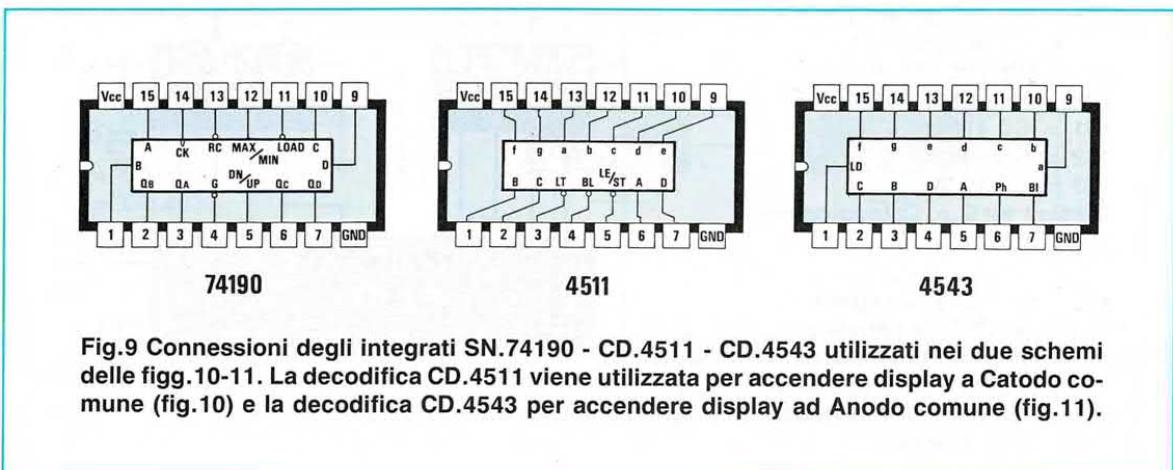
ri binari.

Usando delle **decodifiche** tipo **CD.4511** dovrete necessariamente utilizzare dei display a **Catodo comune**.

Volendo usare dei display ad **Anodo comune** dovrete utilizzare delle **decodifiche** tipo **CD.4543**, collegandole ai piedini d'uscita dell'integrato **SN.74190** come visibile in fig.11.

Volendo realizzare un **contaimpuls** a tre cifre, cioè da **999 a 0**, dovrete aggiungere al circuito un altro **SN.74190** ed un altro **CD.4511** o **CD.4543**.

Questo circuito dovrà essere alimentato solo ed esclusivamente con una tensione stabilizzata di **5 volt**.



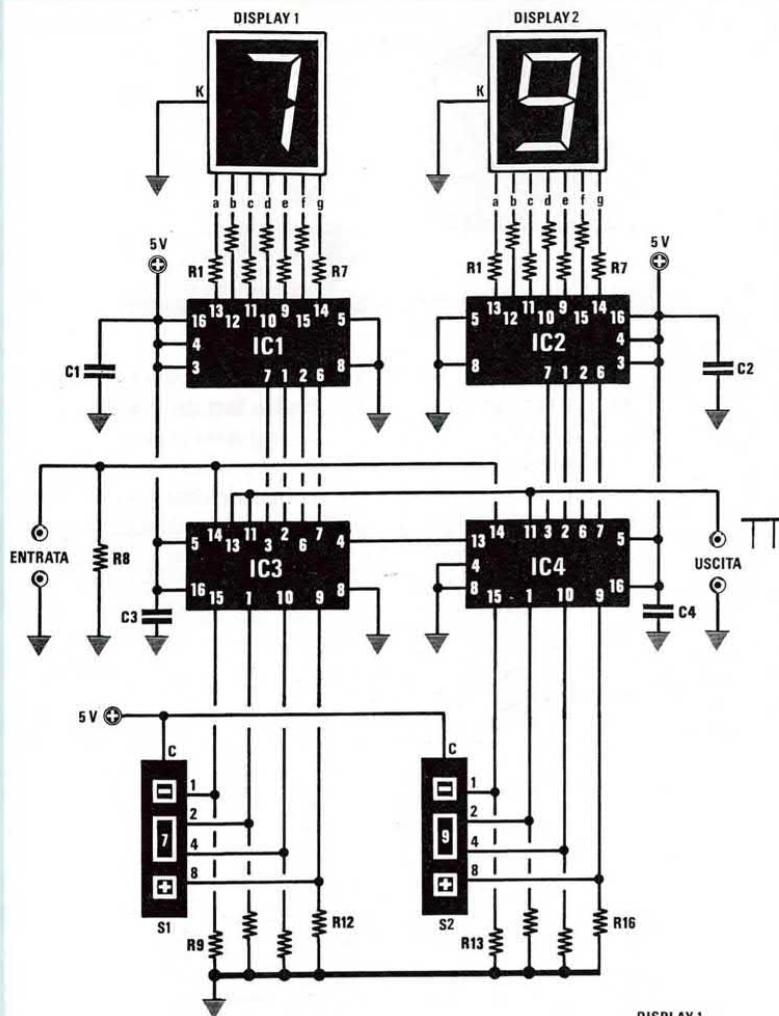
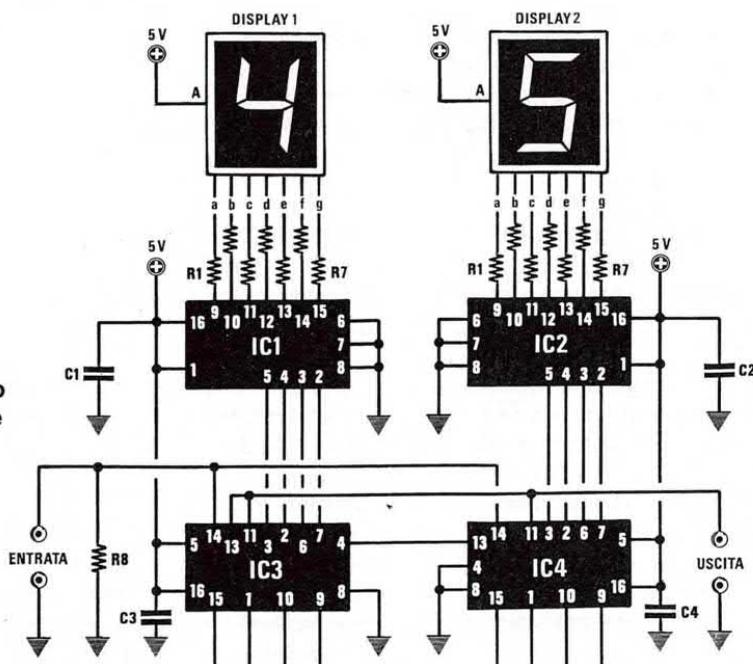


Fig.10 Impostando sui due commutatori binari un qualsiasi numero, questo apparirà sui display ed il contatore inizierà a contare all'indietro partendo da questo numero fino ad arrivare allo 0.

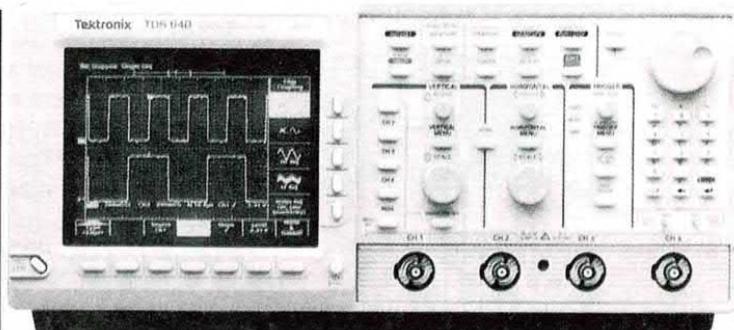
- R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt
- R8 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R9 - R16 = 1.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 100.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- C4 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = CD.4511
- IC2 = CD.4511
- IC3 = SN.74190
- IC4 = SN.74190
- S1 - S2 = commutatore binario
- Display 1 - 2 = Catodo comune

- IC1 = CD.4543
- IC2 = CD.4543
- IC3 = SN.74190
- IC4 = SN.74190
- S1 - S2 = commutatore binario
- Display 1 - 2 = Anodo comune

Fig.11 Sostituendo nello schema di fig.10 le decodifiche IC1-IC2 con due CD.4543, potrete utilizzare dei display ad Anodo comune.



CONOSCERE TUTTI I FLIP-FLOP



Conoscere quale differenza può esistere tra un flip-flop tipo **SR** ed il tipo **JK** o il tipo **D** e **D/LATCH** vi consentirà di capire perchè in un progetto si è preferito utilizzare un flip-flop **SR** con delle porte **Nand** piuttosto che con delle porte **Nor**, oppure perchè si è utilizzato un flip-flop tipo **JK** e non tipo **D**.

Prima di proseguire vi ricordiamo che in un circuito digitale sono presenti **due soli** livelli logici e cioè:

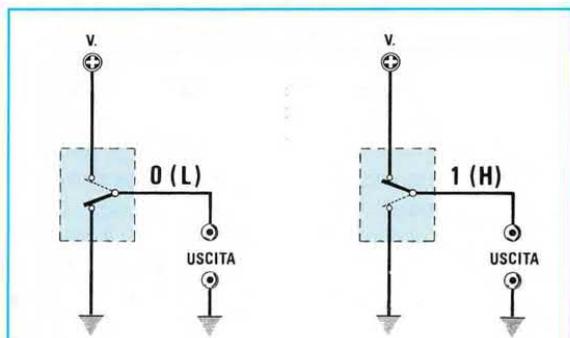


Fig.1 Quando un'uscita è a "livello logico 0", il terminale è collegato a MASSA, quando invece è a "livello logico 1", il terminale è collegato al POSITIVO di alimentazione.

Livello logico 0 - Questa condizione logica, che può essere anche indicata con la lettera **L** (LOW), sta ad indicare una **tensione di zero volt**. Il piedino dell'integrato che presenta questo livello logico è in pratica **cortocircuitato a massa** (vedi fig.1).

Livello logico 1 - Questa condizione logica, che può essere anche indicata con la lettera **H** (HIGH), sta ad indicare una **tensione positiva**. Il piedino dell'integrato che presenta questo livello logico è in pratica **cortocircuitato verso il positivo** di alimentazione (vedi fig.1).

Anche se in molti testi viene precisato che i due **ingressi** di una porta **Nand** o di una porta **Nor**, se tenuti **liberi**, cioè non collegati né al positivo né a massa, presentano sempre un **livello logico 1**, in

pratica conviene sempre **forzarli a livello logico 1** nel caso dei primi e a **livello logico 0** nel caso dei secondi, collegando i due ingressi al **positivo** di alimentazione tramite due resistenze, diversamente, il funzionamento del flip-flop risulterà **instabile**.

Se l'integrato è un **TTL**, dovrete utilizzare una resistenza del valore di **220-390 ohm** circa, mentre se l'integrato è un **C/Mos** dovrete utilizzare una resistenza del valore di **10.000-22.000 ohm**.

Nel caso voleste **forzare** i due ingressi a **livello logico 0**, dovrete collegare quest'è resistenze a **massa** (vedi fig.2).

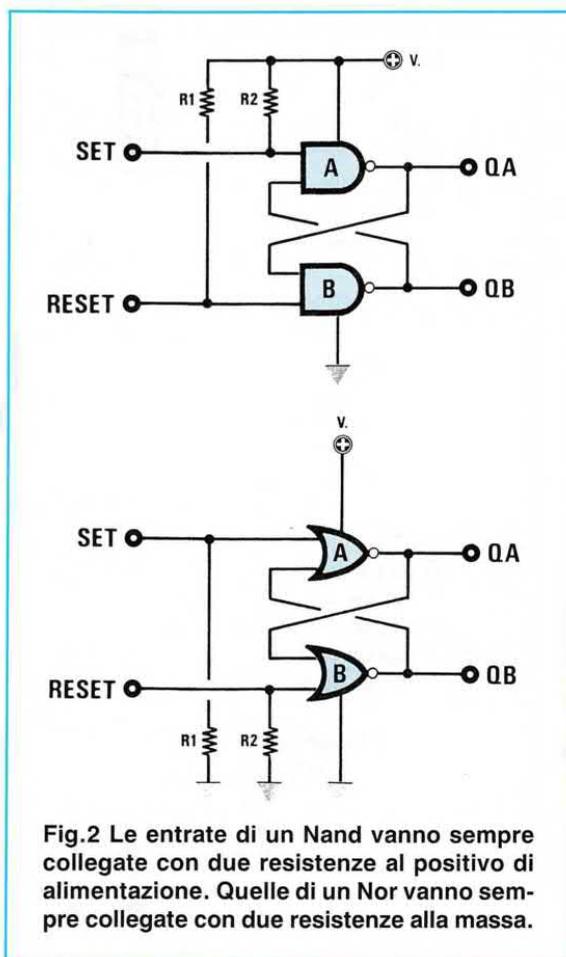


Fig.2 Le entrate di un Nand vanno sempre collegate con due resistenze al positivo di alimentazione. Quelle di un Nor vanno sempre collegate con due resistenze alla massa.

FLIP-FLOP tipo SET/RESET con porte NAND

Le due lettere **SR** significano **Set** e **Reset**.

La parola **Set** può essere tradotta in **commutare**, cioè cambiare i livelli logici sulle due uscite e la parola **Reset** può essere tradotta in **ritornare**, cioè riportare le due uscite nella condizione in cui si trovavano prima di digitare **Set**.

Utilizzando due **porte Nand** è possibile realizzare un semplice flip-flop tipo **SR**, collegandolo come visibile in fig.3.

La tavola della verità di un flip-flop che utilizza delle porte **Nand** può essere così riassunta:

TAVOLA VERITÀ flip-flop Nand

ingressi		uscite	
S	R	QA	QB
1	1	0	1
0	1	1	0
1	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	1
0	1	1	0

I flip-flop che utilizzano delle porte **Nand** vengono pilotati applicando **alternativamente** sui due ingressi un **livello logico 0**.

All'accensione del circuito, quando sui due ingressi è presente una condizione logica **1-1**, sulle

due uscite si avrà una condizione puramente **casuale**, quindi sull'uscita **QA** potrà esservi un **livello logico 0**, oppure un **livello logico 1**.

Ponendo a massa (**livello logico 0**) l'ingresso **S**, le condizioni logiche sulle uscite s'invertono, quindi se sull'uscita **QA** era presente un **livello logico 0**, ora sarà presente un **livello logico 1** e, ovviamente, sull'opposta uscita **QB** sarà presente il **livello logico 0**.

Riportando l'ingresso **S** a **1**, le condizioni logiche sulle uscite rimarranno inalterate, cioè **1-0**.

Ponendo a massa l'ingresso **R**, le condizioni logiche sulle due uscite s'invertono nuovamente, quindi sull'uscita **QA** sarà presente un **livello logico 0** e sull'uscita **QB** un **livello logico 1**.

Riportando l'ingresso **R** a **1**, le condizioni logiche sulle uscite rimarranno inalterate, cioè **0-1**.

Per fare in modo che sull'uscita **QA** risulti sempre presente, al momento dell'accensione, un **livello logico 0**, dovrete modificare lo schema come visibile in fig.4.

Quando fornirete tensione al flip-flop, poichè il condensatore **C1** risulterà scarico, il piedino d'ingresso **R** si troverà a **livello logico 0** ed in queste condizioni sull'uscita **QA** sarà presente un **livello logico 0**.

Solo quando il condensatore **C1** si sarà caricato, sul piedino **R** sarà presente un **livello logico 1** e da questo istante il flip-flop funzionerà come quello di fig.3.

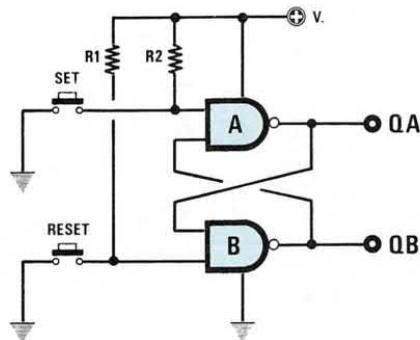


Fig.3 Schema di un flip-flop che utilizza due porte Nand. Premendo i pulsanti Set o Reset, modificherete alternativamente i livelli logici 1-0 presenti sulle uscite QA e QB.

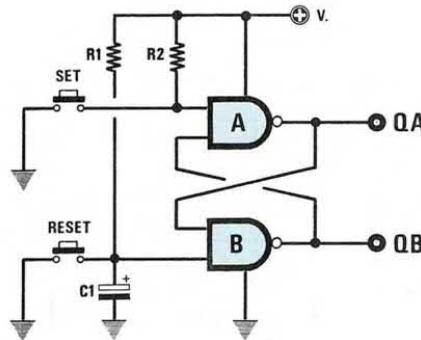


Fig.4 Applicando sul piedino Reset del flip-flop un condensatore elettrolitico da 1 microFarad, ogni volta che lo alimenterete sull'uscita QA otterrete sempre un "livello logico 0".

FLIP-FLOP tipo SET/RESET con porte NOR

Se anzichè usare delle **porte Nand** voleste usare delle **porte Nor**, dovreste modificare il circuito come visibile in fig.5, cioè collegare a **massa** i due ingressi con una resistenza da **220 ohm** se usereste delle porte **TTL** o con una resistenza da **10.000 ohm** se usereste delle porte **C/Mos** e collegare i due pulsanti **SR** al **positivo** di alimentazione.

La tavola della verità di un flip-flop che utilizza delle porte **Nor** può essere così riassunta:

TAVOLA VERITÀ flip-flop Nor

ingressi		uscite	
S	R	QA	QB
0	0	1	0
1	0	0	1
0	0	0	1
0	1	1	0
0	0	1	0
1	0	0	1

I flip-flop che utilizzano delle porte **Nor** vengono pilotati applicando alternativamente sui due ingressi un **livello logico 1**.

All'accensione del circuito, quando sui due ingressi sarà presente una condizione logica **0-0**, sulle due uscite otterrete una condizione puramente

casuale, quindi sull'uscita **QA** potrà presentarsi un **livello logico 0**, oppure un **livello logico 1**.

Applicando un **livello logico 1** sull'ingresso **S**, le condizioni logiche sulle uscite s'invertono, quindi se sull'uscita **QA** era presente un **livello logico 1**, ora questo passerà a **livello logico 0** e, ovviamente, sull'uscita **QB** sarà presente il livello logico opposto.

Riportando l'ingresso **S** a **0**, le condizioni logiche sulle uscite rimarranno inalterate, cioè **0-1**.

Mettendo al positivo l'ingresso **R**, le condizioni logiche sulle due uscite s'invertono nuovamente, quindi sull'uscita **QA** sarà presente un **livello logico 1** e sull'uscita **QB** un **livello logico 0**.

Riportando l'ingresso **R** a **0**, le condizioni logiche sulle uscite rimarranno inalterate, cioè **1-0**.

Per fare in modo che sull'uscita **QA**, al momento dell'accensione, risulti sempre presente un **livello logico 1**, dovreste modificare lo schema come visibile in fig.6.

Quando fornirete tensione a questo flip-flop, il condensatore **C1**, risultando **scarico**, invierà sul piedino d'ingresso **R** un impulso **positivo**, cioè un **livello logico 1** ed in questa condizione l'uscita **QA** si porterà a **livello logico 1**.

Solo quando il condensatore **C1** si sarà caricato, sul piedino **R** sarà presente un **livello logico 0** e da questo istante il flip-flop funzionerà come quello di fig.5.

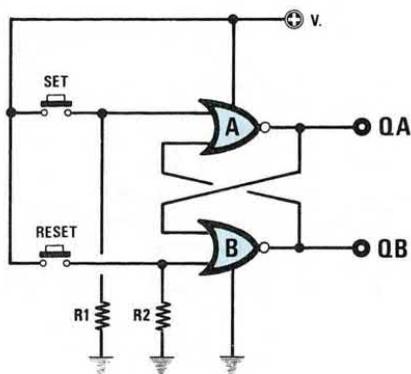


Fig.5 Schema di un flip-flop che utilizza due porte Nor. Premendo i due pulsanti Set o Reset, modificherete alternativamente i livelli logici 1-0 presenti sulle uscite QA e QB.

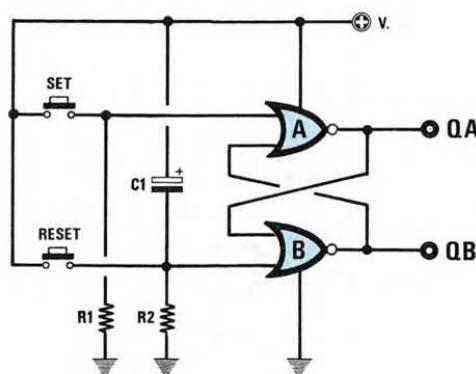


Fig.6 Applicando sul piedino Reset del flip-flop un condensatore elettrolitico da 1 microFarad, ogni volta che lo alimenterete sull'uscita QA otterrete sempre un "livello logico 1".

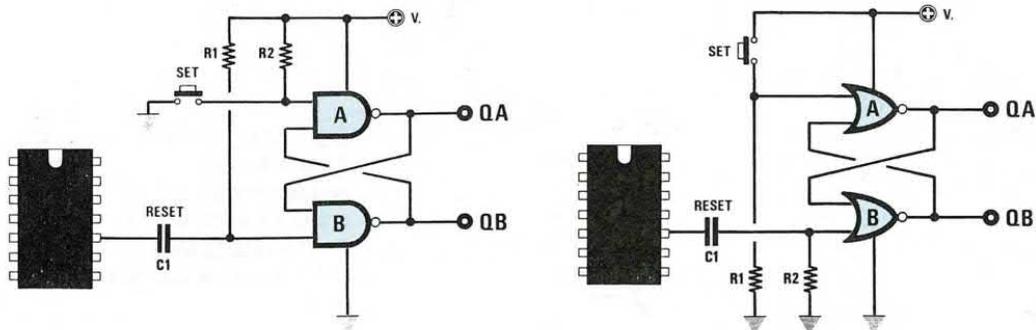


Fig.7 Gli ingressi dei flip-flop possono essere eccitati anche con degli impulsi che potrete prelevare dalle uscite di un integrato digitale tramite un condensatore al poliestere da 0,1 microFarad (vedi C1). Nei due schemi sopraportati abbiamo collegato il condensatore al piedino di RESET, ma questo potrà essere collegato anche all'opposto piedino di SET.

Per completare il capitolo dedicato ai flip-flop tipo SR, vi presenteremo qualche semplice schema applicativo.

Vi facciamo presente che i pulsanti che abbiamo inserito negli ingressi per portare a livello logico 0 le porte Nand e a livello logico 1 gli ingressi delle porte Nor, possono essere sostituiti anche da un impulso fornito da un integrato digitale (vedi esempio fig.7).

I flip-flop che utilizzano delle porte Nand commutano i livelli sulle uscite in presenza di un fronte di discesa, vale a dire quando il livello logico 1 passa a livello logico 0.

I flip-flop che utilizzano delle porte Nor commutano i livelli sulle uscite in presenza di un fronte di salita, vale a dire quando il livello logico 0 passa al livello logico 1.

RELÈ ON-OFF

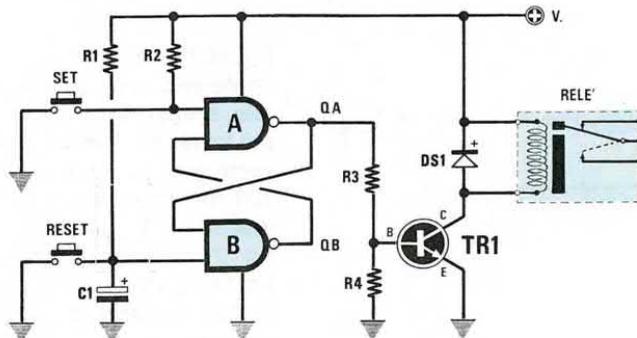
Lo schema riportato in fig.8 viene utilizzato per eccitare o diseccitare un qualsiasi relè tramite un flip-flop.

Avendo applicato sul piedino R il condensatore C1, quando fornirete tensione al flip-flop l'uscita QA risulterà forzata sul livello logico 0 e quindi il relè risulterà diseccitato.

Quando premerete il pulsante S, il relè si ecciterà e quando premerete il pulsante R si disecciterà.

COMMUTATORE di FREQUENZE

Lo schema di fig.9 può essere utilizzato per commutare sull'uscita del Nand E, la frequenza appli-



- R1 = 330 ohm per TTL
- R2 = 330 ohm per TTL
- R3 = 4.700 ohm
- R4 = 10.000 ohm
- C1 = 10 microFarad
- DS1 = diodo al silicio
- TR1 = qualsiasi NPN
- RELE = a 5 o 12 volt

Fig.8 Per utilizzare un flip-flop per eccitare un relè, dovrete aggiungere al circuito un transistor NPN. Potrete alimentare anche a 12 volt il solo relè ed il transistor.

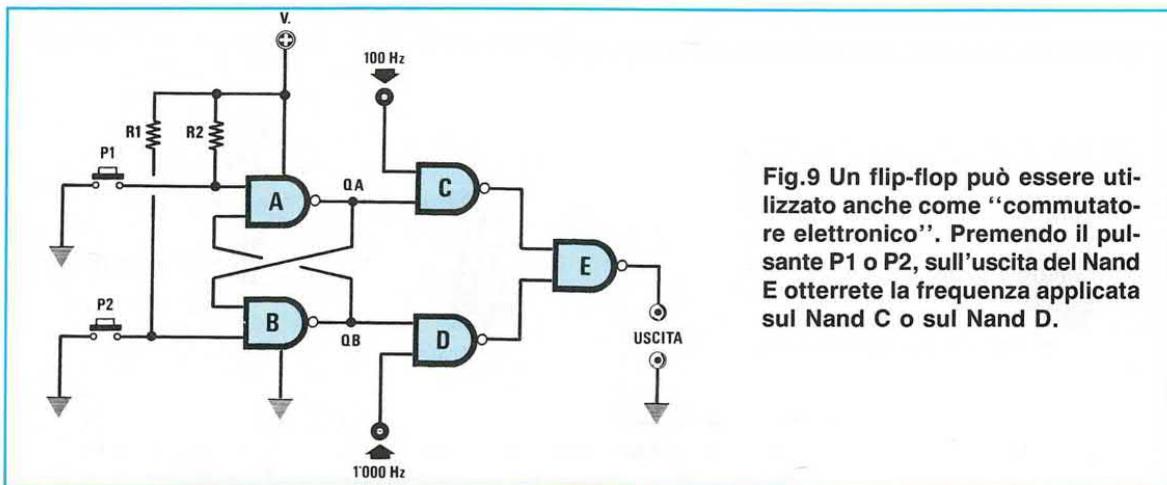


Fig.9 Un flip-flop può essere utilizzato anche come "commutatore elettronico". Premendo il pulsante P1 o P2, sull'uscita del Nand E otterrete la frequenza applicata sul Nand C o sul Nand D.

cata sull'ingresso del Nand C oppure quella del Nand D.

Questo circuito può risultare utile per modificare la frequenza di clock di un contatore o di un cronometro.

Premendo il pulsante P1, sull'uscita del Nand E otterrete la frequenza applicata sul Nand C, premendo il pulsante P2 otterrete la frequenza applicata sul Nand D.

CRONOMETRO DIGITALE

Lo schema di fig.10 viene normalmente utilizzato nei frequenzimetri digitali per ottenere la funzione di cronometro.

Digitando il pulsante Start, sull'uscita QA sarà presente un livello logico 1 e in questa condizione la frequenza dei 100 Hz presente sul secondo ingresso del Nand siglato C, può raggiungere la sua uscita ed entrare così nel contatore digitale.

Digitando il pulsante Stop, sull'uscita QA sarà

presente un livello logico 0 ed in questa condizione la frequenza dei 100 Hz non potrà raggiungere l'uscita del Nand siglato C.

In pratica, il Nand C viene utilizzato in questo circuito come interruttore elettronico.

RESET AUTOMATICO di un CONTATORE

Lo schema di fig.11 viene utilizzato nei contatori digitali per resettare, cioè riportare a zero, il conteggio precedentemente visualizzato quando si preme nuovamente il pulsante Start.

Amnesso che digitando il pulsante Stop sui display appaia il numero 24, se nel circuito non fosse presente questo circuito automatico di reset, premendo nuovamente Start il contatore partirebbe da questo numero, sommando ad esso il tempo successivo.

Collegando all'uscita QA un condensatore, un diodo e due resistenze (vedi C1-DS1-R3-R4), quan-

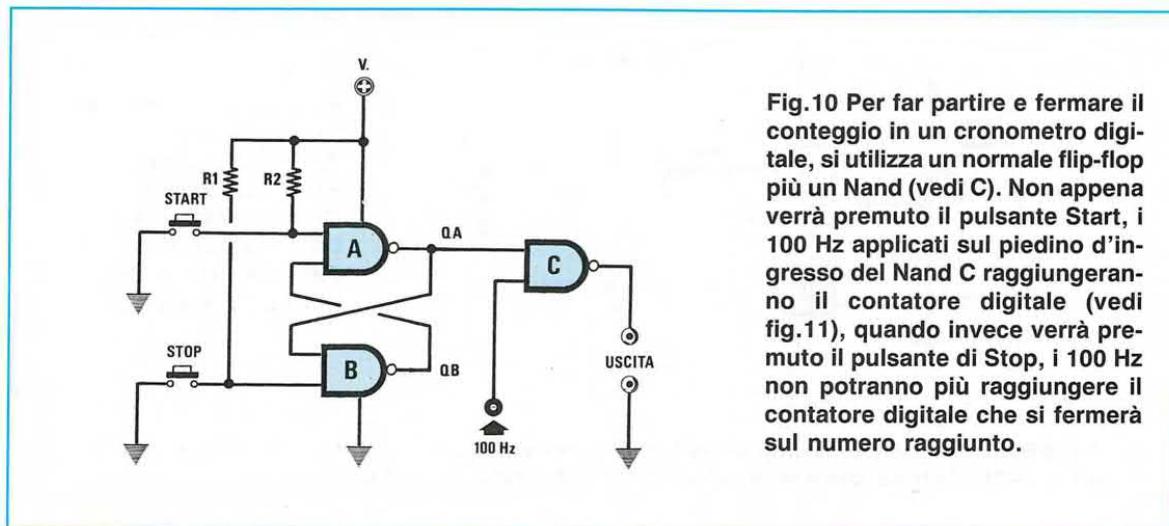


Fig.10 Per far partire e fermare il conteggio in un cronometro digitale, si utilizza un normale flip-flop più un Nand (vedi C). Non appena verrà premuto il pulsante Start, i 100 Hz applicati sul piedino d'ingresso del Nand C raggiungeranno il contatore digitale (vedi fig.11), quando invece verrà premuto il pulsante di Stop, i 100 Hz non potranno più raggiungere il contatore digitale che si fermerà sul numero raggiunto.

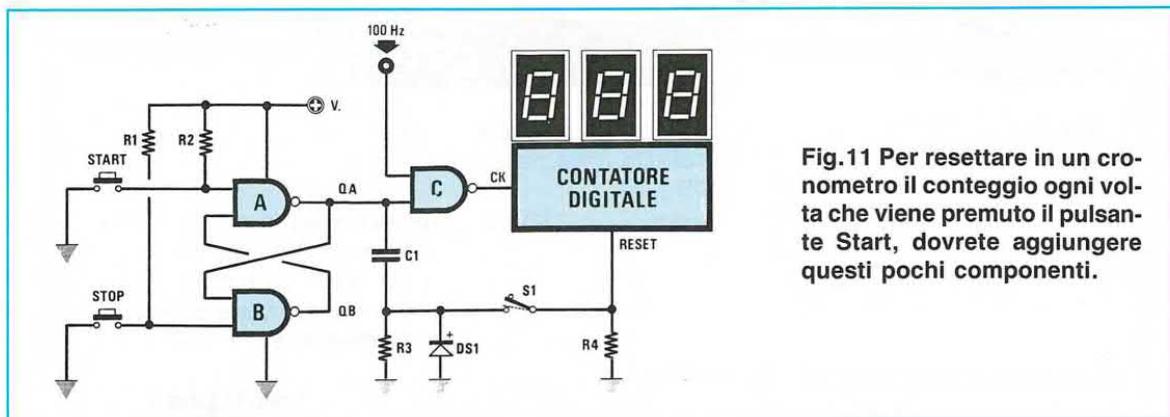


Fig.11 Per resettare in un cronometro il conteggio ogni volta che viene premuto il pulsante Start, dovrete aggiungere questi pochi componenti.

do su questo terminale giungerà un **livello logico 1**, il condensatore **C1** invierà un impulso **positivo** al piedino di **reset** del contatore, quindi il numero visualizzato, cioè **24**, si cancellerà ed il contatore ripartirà da **0**.

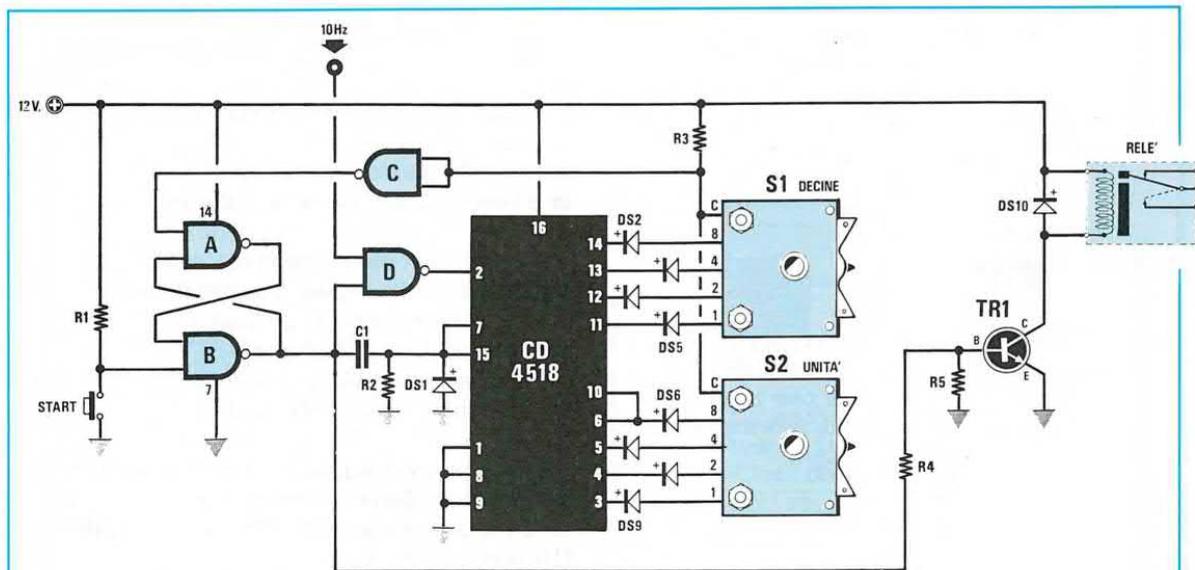
Se in questo circuito aprirete l'interruttore **S1**, il numero **non verrà cancellato** e il conteggio proseguirà dal numero visualizzato precedentemente premendo **Stop**.

Se userete dei Nand TTL, dovrete necessariamente alimentarli a **5 volt**, mentre se userete dei Nand C/Mos, potrete alimentarli con **5 - 15 volt**.

STOP AUTOMATICO di un CONTATORE

In certe applicazioni, oltre al **reset** automatico, può risultare utile disporre anche di uno **stop automatico**.

Ad esempio, se si volesse realizzare un contasecondi per un **bromografo** o per un **ingranditore fotografico**, la lampada di esposizione dovrebbe **accendersi** quando premerete il pulsante **Start** e **spegnersi** automaticamente quando il contatore avrà raggiunto il tempo prefissato (vedi fig.12).



R1 - R2 - R3 = 10.000 ohm
 R4 = 4.700 ohm
 R5 = 10.000 ohm
 C1 = 10.000 pF
 DS1 a DS10 = diodi silicio

TR1 = NPN qualsiasi tipo
 S1 - S2 = commutatori binari
 Nand = C/Mos tipo CD.4011
 CD.4518 = divisore x10 + 10
 Relè = da 12 volt

Fig.12 Questo semplice circuito disecerà il relè quando il conteggio avrà raggiunto il numero impostato sui due commutatori digitali tipo BINARIO, indicati con le sigle S1 e S2.

FLIP-FLOP tipo D

I flip-flop tipo **D** viene raffigurato graficamente con un rettangolo provvisto di due **entrate** indicate **Data** e **Clock** e di due uscite indicate **QA** - **QB** (vedi fig.13).

Lo schema elettrico interno di un flip-flop tipo **D** è composto da 3 flip-flop tipo **SR** collegati come visibile in fig.14.

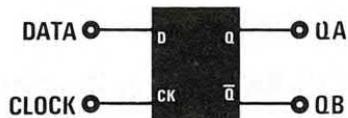


Fig.13 Il flip-flop tipo **D** appare graficamente rappresentato da un rettangolo provvisto di due terminali d'ingresso indicati **Data** e **Clock** e di due terminali d'uscita indicati **QA** - **QB**.

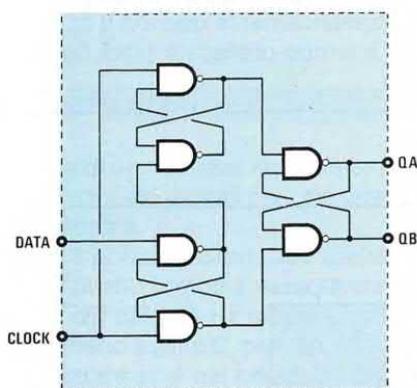


Fig.14 Un flip-flop tipo **D** è composto da tre flip-flop tipo **Set/Reset** collegati come visibile nel disegno. Ricordate che in tutti gli schemi elettrici i terminali di alimentazione +/- non vengono mai indicati.

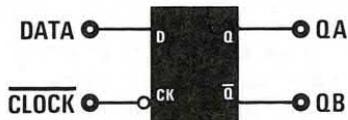


Fig.15 Se sul piedino di **Clock** è presente un "cerchietto", le due uscite **QA** - **QB** cambiano il loro stato logico quando l'onda quadra applicata su tale piedino passa da 1 a 0.

Il funzionamento di questo flip-flop può essere così riassunto:

L'uscita **QA** assumerà lo stesso **livello logico** presente sull'ingresso **Data**, solo quando sul piedino di **Clock** giungerà un **fronte di salita**, cioè quando un segnale che si trova a **livello logico 0** passerà a **livello logico 1**.

Se il **Clock** rimane a **livello logico 1**, potrete modificare i **livelli logici** sull'ingresso **Data**, ma non l'uscita **QA**, che rimarrà **bloccata** sempre sul **livello logico** in cui in precedenza si era commutata.

Anche se non diciamo mai esplicitamente in quale condizione logica si commuterà l'uscita **QB**, è sottinteso che questa assumerà un **livello logico opposto** a quello presente sull'uscita **QA**.

Poichè questa spiegazione potrebbe lasciare qualche dubbio, abbiamo cercato di essere ancora più chiari con il grafico riportato in fig.16.

- Come noterete, fino a quando il piedino di **Clock** rimane a **livello logico 0**, i **livelli logici** applicati sul piedino **Data** di questo flip-flop non modificano i **livelli logici** sulle uscite **QA-QB**.

- Quando sul piedino di **Clock** giunge un **livello logico 1**, automaticamente l'uscita **QA** si porta allo stesso **livello logico** presente sull'ingresso **Data** e l'uscita **QB** si porta al **livello logico opposto**.

- Quindi, se nell'istante in cui il piedino di **Clock** passa dal **livello logico 0** al **livello logico 1**, sul piedino **Data** è presente un **livello logico 1**, l'uscita **QA** si porterà a **livello logico 1**, se invece sul piedino **Data** è presente un **livello logico 0**, l'uscita **QA** si porterà a **livello logico 0**.

- Se il piedino di **Clock** rimane a **livello logico 1** e l'ingresso **Data** cambia di stato, cioè da **0** passa a **1** o da **1** passa a **0**, il **livello logico** sull'uscita **QA** non cambia di stato.

- Se il piedino di **Clock** passa dal **livello logico 1** al **livello logico 0** e l'ingresso **Data** in quell'istante cambia il suo **livello logico**, l'uscita **QA** non cambia di stato.

- Pertanto, l'uscita **QA** si commuterà sullo stesso **livello logico** presente sull'ingresso **Data** solo quando il piedino di **Clock** passerà dal **livello logico 0** al **livello logico 1**.

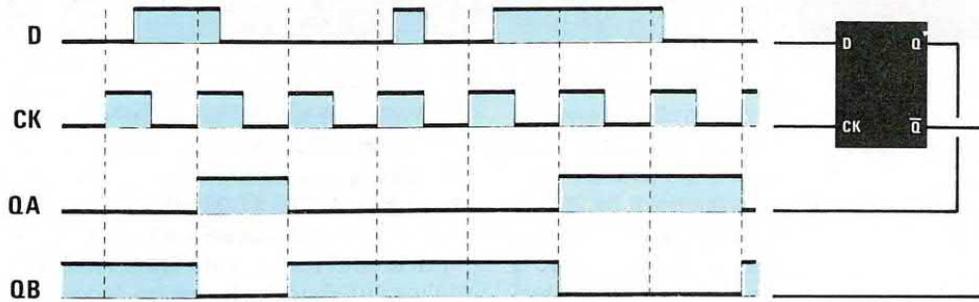


Fig.16 In questo grafico potete vedere come lavora un flip-flop tipo D. Applicando sul terminale d'ingresso Data dei livelli logici 1-0, sull'uscita QA si ottiene lo stesso livello logico presente quando la frequenza applicata sul piedino di Clock passa dal livello logico 0 al livello logico 1 (fronte di salita) e non quando passa dal livello logico 1 al livello logico 0.

Importante = Se sul simbolo elettrico del piedino di **Clock** è presente un **cerchietto** (vedi fig. 15), significa che questo terminale funziona in senso inverso a quanto sopra descritto, cioè l'uscita **QA** si porta allo stesso **livello logico** che risulta presente sul piedino **Data**, solo quando sul **Clock** giunge un **fronte di discesa**, cioè quando il **livello logico 1** passa a **livello logico 0**.

Poiché i flip-flop tipo **D** sono molto veloci, vengono normalmente utilizzati per realizzare dei **divisori x2**.

Collegando l'uscita **QB** all'ingresso **Data** ed applicando una **frequenza** sull'ingresso **Clock**, dall'uscita **QA** preleverete la stessa frequenza ma **divisa x2** (vedi fig.17).

Collegando due flip-flop in serie (vedi fig. 18), potrete prelevare dalle uscite **QA** una frequenza **divisa x2** ed una **divisa x4**.

Vi sono degli integrati che contengono una catena di flip-flop collegati in serie, ad esempio:

- CD.4024** contiene 7 divisori $\times 2$
- CD.4020** contiene 14 divisori $\times 2$
- CD.4040** contiene 12 divisori $\times 2$
- CD.4060** contiene 14 divisori $\times 2$

dalle uscite dei quali è possibile prelevare la frequenza applicata sul **Clock**, ma divisa: **x2-4-8-16-32-64-128-256**, ecc.

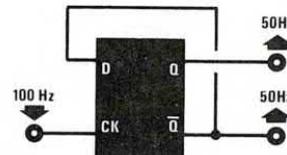


Fig.17 Collegando un flip-flop tipo D come visibile in figura, preleverete qualsiasi frequenza applicata sull'ingresso Clock dalle due uscite QA-QB divisa $\times 2$.

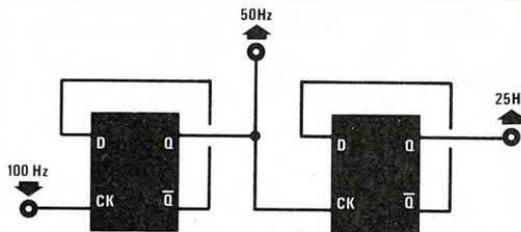


Fig.18 Collegando in serie due flip-flop tipo D, preleverete la frequenza applicata sull'ingresso Clock divisa $\times 2$ dal primo stadio e divisa $\times 4$ dal secondo stadio.

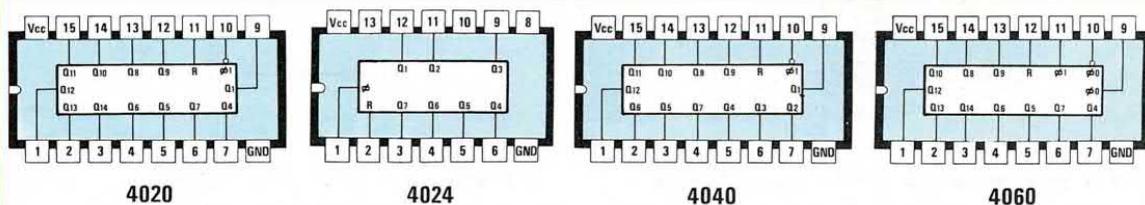


Fig.19 Connessioni viste da sopra di integrati C/Mos contenenti una serie di flip-flop tipo D.

FLIP-FLOP tipo D con Preset e Clear

I flip-flop tipo **D** vengono rappresentati graficamente con un rettangolo provvisto di due entrate indicate **Data** e **Clock**, di due uscite indicate **QA** - **QB** e di due terminali supplementari indicati **Preset** e **Clear** o anche **Set** e **Reset** (vedi fig.20).

Lo schema elettrico di un flip-flop tipo **D** con questi due terminali supplementari, è quasi identico a quello precedente, con la sola differenza che il terzo flip-flop dispone di **3** terminali d'ingresso, che vengono utilizzati per svolgere la funzione di **Preset** e **Clear** (vedi fig.21).

Il funzionamento di questo flip-flop è identico a quello del flip-flop tipo **D**, con la sola differenza che, al momento dell'accensione, potrete **forzare** l'uscita

QA ad un livello logico 1 oppure ad un livello logico 0.

Per ottenere sull'uscita **QA** un livello logico 1 e sull'uscita **QB** un livello logico 0, dovrete collegare il terminale **Preset** al positivo di alimentazione tramite una resistenza da **220 a 390 ohm** ed un condensatore elettrolitico da **10 microFarad** come visibile in fig.22.

Per ottenere sull'uscita **QA** un livello logico 0 e sull'uscita **QB** un livello logico 1, dovrete collegare il terminale **Clear** al positivo di alimentazione tramite una resistenza da **330 ohm** ed un condensatore elettrolitico da **10 microFarad** come visibile in fig.23.

Se collegherete a **massa** uno di questi due terminali, il flip-flop rimarrà **bloccato** fino a quando non verrà scollegato da **massa**.

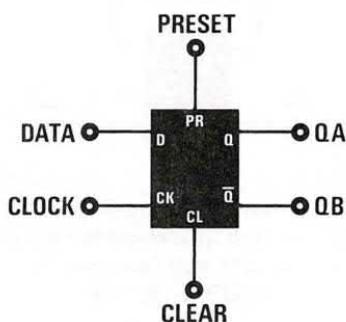


Fig.20 Alcuni flip-flop tipo **D** sono provvisti di due terminali supplementari chiamati **PRESET = Set** e **CLEAR = Reset**.

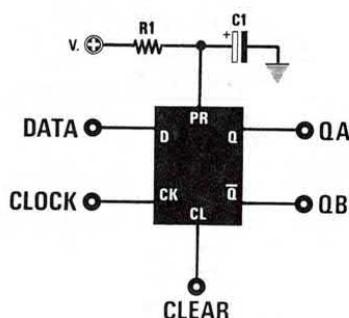


Fig.22 Circuito da utilizzare quando si desidera ottenere sull'uscita **QA** un livello logico 1 ogni volta che viene alimentato.

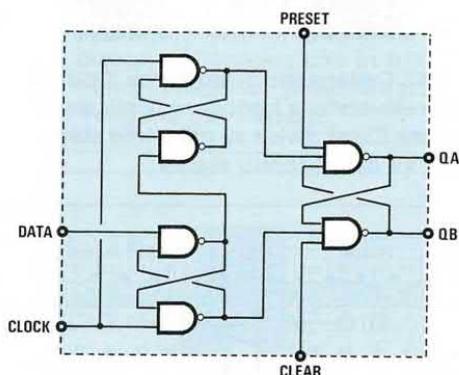


Fig.21 In un flip-flop tipo **D** con Preset e Clear, gli ultimi due Nand sono a tre ingressi anzichè a due come quello di fig.14.

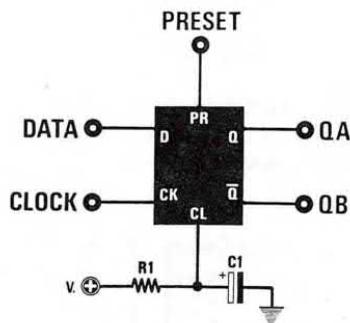


Fig.23 Circuito da utilizzare quando si desidera ottenere sull'uscita **QA** un livello logico 0 ogni volta che viene alimentato.

FLIP-FLOP tipo D LATCH

I flip-flop tipo **D LATCH** anche se vengono rappresentati con lo stesso disegno grafico utilizzato per i normali flip-flop tipo **D**, hanno un funzionamento totalmente diverso.

Come potete vedere in fig.24, lo schema elettrico di un flip-flop tipo **D LATCH** è composto da tre **Nand** e da un flip-flop che utilizza due porte **Nor**.

Il funzionamento di questo flip-flop può essere così riassunto:

Quando sul piedino di **Clock** sarà presente un **livello logico 1**, sull'uscita **QA** saranno presenti gli stessi **livelli logici** applicati sul piedino d'ingresso **Data** e, logicamente, sul piedino d'uscita **QB** sarà presente un livello logico **opposto**.

Quando sul piedino di **Clock** sarà presente un **livello logico 0**, le uscite **QA** e **QB** rimarranno **bloccate** sull'ultimo **livello logico** sul quale si trovavano quando sul terminale di **Clock** era presente un **livello logico 1**.

Se sul simbolo elettrico di questo flip-flop è riportato, in corrispondenza del terminale di **Clock**, un piccolo **cerchietto**, il suo funzionamento è opposto a quello descritto in precedenza, cioè quando sul piedino di **Clock** sarà presente un **livello logico 0**, sull'uscita **QA** saranno presenti gli stessi **livelli logici** applicati sul piedino d'ingresso **Data**.

Quando sul piedino di **Clock** sarà presente un **livello logico 1**, le uscite **QA** e **QB** rimarranno **bloccate** sull'ultimo **livello logico** sul quale si trovavano quando sul terminale di **Clock** era presente un **livello logico 0**.

L'integrato TTL tipo **SN.7475** contiene al proprio interno 4 flip-flop tipo **D LATCH**.

I flip-flop tipo **D LATCH** vengono utilizzati nei frequenzimetri digitali ed in altri circuiti contatori come **memoria** per bloccare sui display un numero di conteggio (vedi fig.26).

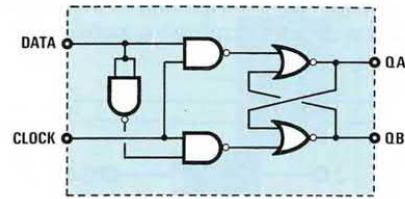
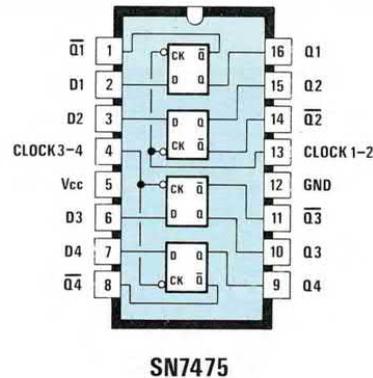


Fig.24 Un flip-flop tipo **D LATCH** anche se graficamente viene rappresentato come un normale flip-flop **D** (vedi fig.13), presenta al suo interno tre porte **Nand** più un flip-flop d'uscita realizzato con due porte **NOR**.



SN7475

Fig.25 All'interno di un integrato **SN.7475** sono presenti 4 flip-flop tipo **D LATCH**. Questo integrato viene normalmente utilizzato come "memoria" per bloccare sui display un numero di conteggio.

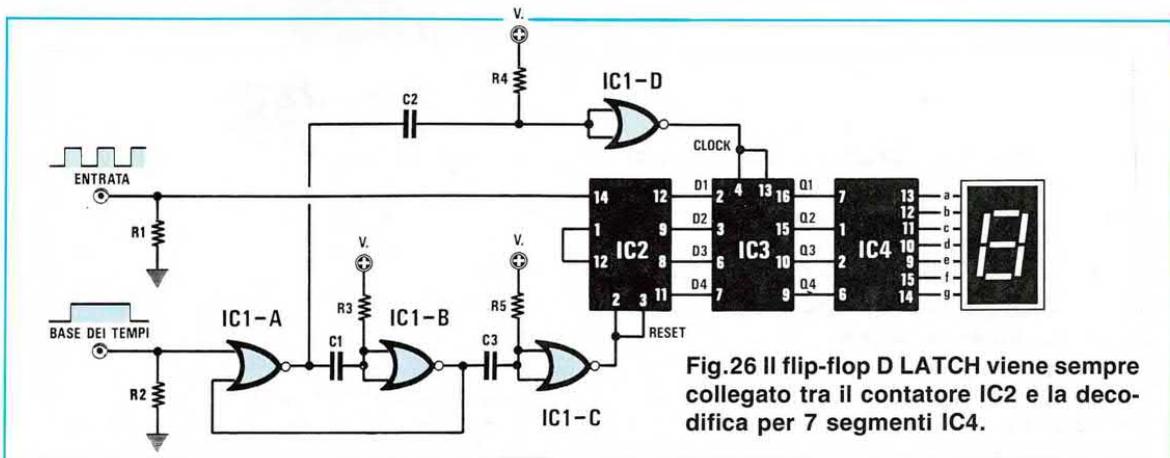


Fig.26 Il flip-flop **D LATCH** viene sempre collegato tra il contatore **IC2** e la decodifica per 7 segmenti **IC4**.

FLIP-FLOP tipo JK

Il flip-flop tipo **JK** viene graficamente rappresentato con un rettangolo provvisto di tre entrate indicate **J - Clock - K**, di due uscite indicate **QA - QB** (vedi fig.27) e di due terminali supplementari indicati **Preset** e **Clear**.

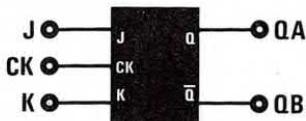


Fig.27 Il flip-flop tipo JK viene raffigurato con un rettangolo provvisto di tre terminali d'ingresso, indicati J - Clock - K e di due terminali d'uscita indicati QA - QB.

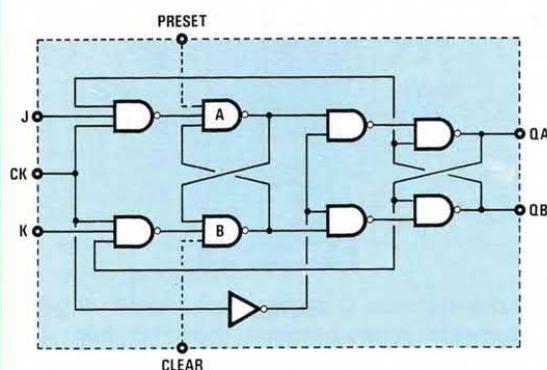


Fig.28 Schema elettrico interno di un flip-flop tipo JK. Nei flip-flop J-K con Preset e Clear (vedi figg.30-31) questi due terminali sono collegati ai due Nand siglati A-B.

Il funzionamento di un flip-flop **JK** può essere così riassunto:

Quando sull'ingresso **Clock** è presente un **fronte di salita**, cioè il segnale passa dal **livello logico 0** al **livello logico 1**, il flip-flop controllerà quali livelli logici sono presenti sugli ingressi **J** e **K**, mentre andrà a controllare le uscite **QA** e **QB** soltanto quando il clock dalla **condizione logica 1** tornerà a **0**, cioè sul fronte di discesa.

- Se su entrambi gli ingressi **J-K** è presente un **livello logico 0**, i livelli logici che risultano presenti sulle uscite **QA** e **QB** non vengono modificati.

- Se sull'ingresso **J** è presente un **livello logico 1** e sull'uscita **QA** è presente un **livello logico 0**, quest'ultimo viene portato a **livello logico 1**, cioè sullo stesso livello presente sull'ingresso **J**.

- Se l'uscita **QA** si trova già a **livello logico 1**, non viene modificata.

- Se sul solo ingresso **J** è presente un **livello logico 0**, il livello logico presente sull'uscita **QA** non viene modificato, quindi se è **1** rimane **1**, se è **0** rimane **0**.

- Se sull'ingresso **K** è presente un **livello logico 1** e sull'uscita **QB** è presente un **livello logico 0**, questo viene portato a **livello logico 1**, cioè sullo stesso livello presente sull'ingresso **K**.

- Se l'uscita **QB** si trova già a **livello logico 1**, non viene modificata.

- Se sull'ingresso **K** è presente un **livello logico 0**, il livello logico sull'uscita **QB** non viene modificato, quindi se è **1** rimane **1**, se è **0** rimane **0**.

- Se su entrambi gli ingressi **J-K** è presente un **livello logico 1**, quando l'impulso sul terminale **Clock** tornerà a **0**, l'uscita **QA** si commuterà automaticamente su un **livello logico** opposto a quello in cui si trovava in precedenza.

Come già saprete, ogni variazione di **livello logico** sull'uscita **QA** modifica automaticamente, in senso **opposto**, l'uscita **QB** e ogni variazione di **livello logico** sull'uscita **QB** modifica in senso **opposto** l'uscita **QA** come qui sotto indicato.

QA	QB
1	0
0	1
1	0
0	1

Poiché il funzionamento dei flip-flop JK potrebbe non esservi del tutto chiaro, abbiamo ritenuto opportuno esemplificarlo in un grafico (vedi fig.29). Quando la frequenza di Clock passa dal livello logico 0 al livello logico 1, si ha un controllo dei livelli logici degli ingressi **JK**, quando la frequenza di Clock torna sul livello logico 1, si ha un controllo dei livelli logici sulle uscite **QA-QB**.

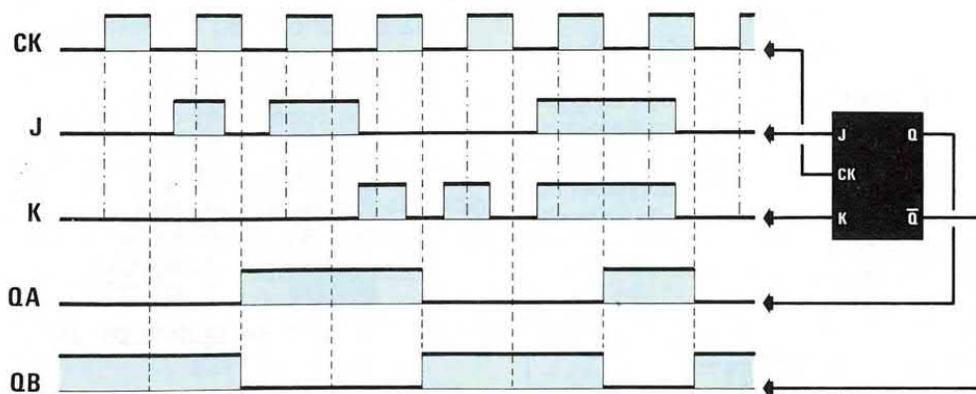


Fig.29 Come potete notare, quando la frequenza di Clock passa dal livello logico 0 al livello logico 1, il flip-flop controlla in quale dei due ingressi J-K è presente un livello logico 1. Quando rileva questa condizione, il flip-flop la memorizza, poi la trasferisce sulle uscite QA o QB quando la frequenza di Clock torna sul livello logico 0. L'uscita QA viene controllata dall'ingresso J, mentre l'uscita QB dall'ingresso K.

FLIP-FLOP tipo JK con Preset e Clear

Anche i flip-flop JK possono disporre dei terminali **Preset** e **Clear** e questi due terminali servono soltanto per **forzare**, al momento dell'accensione, l'uscita QA ad un **livello logico 1** oppure ad un **livello logico 0**.

Per ottenere sempre sull'uscita QA un **livello logico 1** e sull'uscita QB un **livello logico 0**, dovrete collegare il terminale **Preset** al positivo di alimentazione tramite una resistenza ed un condensatore elettrolitico come visibile in fig.30.

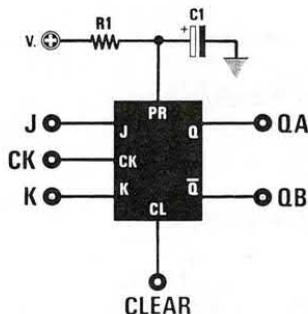


Fig.30 Nei flip-flop JK con Preset e Clear, potete forzare l'uscita QA a livello logico 1 al momento dell'accensione, collegando sul terminale PR una resistenza da 330 ohm ed un elettrolitico da 10 microFarad.

Per ottenere sempre sull'uscita QA un **livello logico 0** e sull'uscita QB un **livello logico 1**, dovrete collegare il terminale **Clear** al positivo di alimentazione tramite una resistenza ed un condensatore elettrolitico come visibile in fig.31.

Se collegherete a **massa** uno di questi due terminali, il flip-flop rimarrà **bloccato** fino a quando non verrà scollegato da **massa**.

Per escludere le funzioni di **Preset** e **Clear**, conviene forzarli al **livello logico 1**.

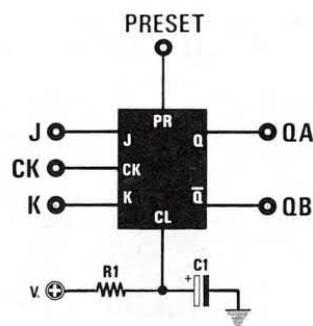


Fig.31 Per forzare l'uscita QA a livello logico 0 ogni volta che fornirete tensione al flip-flop, dovrete collegare la resistenza da 330 ohm ed il condensatore elettrolitico da 10 microFarad sul piedino CL.

FLIP-FLOP JK con più INGRESSI

Vi sono dei flip-flop con più ingressi **J** e **K**, perchè al loro interno sono presenti delle porte **And** (vedi fig.32), oppure delle porte **Or** o degli **Inverter**.

Conoscendo la **tavola della verità** di queste porte (vedi relativo articolo), saprete quali livelli logici occorre applicare su questi ingressi supplementari **J1-J2-J3** e **K1-K2-K3** per avere sull'uscita un **livello logico 1**, che sarà poi quello che entrerà negli ingressi **J** e **K** del flip-flop.

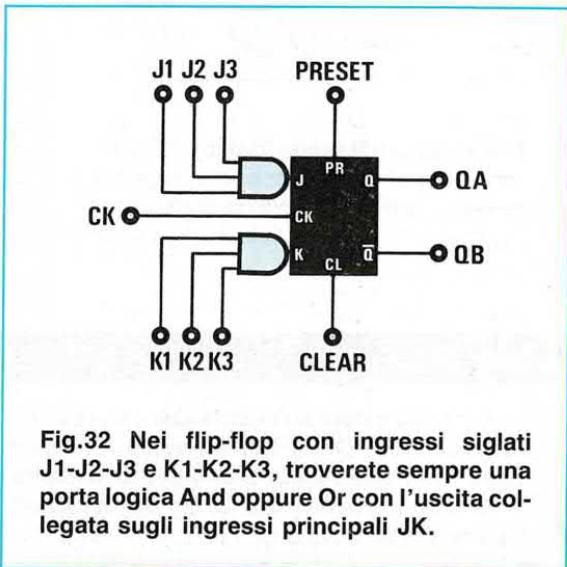


Fig.32 Nei flip-flop con ingressi siglati **J1-J2-J3** e **K1-K2-K3**, troverete sempre una porta logica **And** oppure **Or** con l'uscita collegata sugli ingressi principali **JK**.

FLIP-FLOP tipo T

Esiste un ultimo flip-flop poco conosciuto che è quello tipo **T**, dalla parola inglese **to**ggl**ing** che significa **cambiare stato**.

In pratica, questo flip-flop è identico ad un **JK**, con la sola differenza che i due ingressi **J-K** fanno capo ad un solo terminale d'uscita indicato **T** (vedi fig.33).

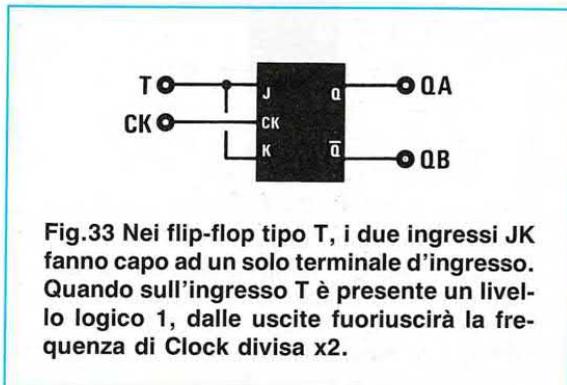


Fig.33 Nei flip-flop tipo **T**, i due ingressi **JK** fanno capo ad un solo terminale d'ingresso. Quando sull'ingresso **T** è presente un **livello logico 1**, dalle uscite fuoriuscirà la frequenza di **Clock** divisa **x2**.

Il funzionamento di un flip-flop tipo **T** può essere così riassunto:

- Quando sull'ingresso **T** è presente un **livello logico 1**, la frequenza applicata sul piedino **Clock** si ritrova sull'uscita **QA** divisa **x2** ed anche sull'uscita **QB**, ma in opposizione di fase.

- Quando sull'ingresso **T** è presente un **livello logico 0**, la frequenza applicata sul piedino **Clock** non andrà a cambiare le uscite, che rimarranno bloccate sulla condizione logica assunta per ultima.

APPLICAZIONI dei FLIP-FLOP JK

I flip-flop **JK** vengono normalmente utilizzati per realizzare dei **divisori** tipo **asincrono** o **sincrono**.

Nei divisori **asincroni** i flip-flop sono posti in **serie**, quindi il segnale da dividere entra nel primo flip-flop, poi da questo passa nel secondo flip-flop, infine nel terzo, ecc. e, così facendo, il segnale esce leggermente **ritardato** (vedi fig.34).

Nei divisori **sincroni** i flip-flop sono posti in **parallelo**, il segnale da dividere entra cioè contemporaneamente in tutti i flip-flop presenti nel circuito divisore (vedi fig.35), pertanto tali divisori risultano **più veloci** di quelli asincroni.

Per conoscere quale sarà la massima frequenza che potrete applicare sull'ingresso di questi flip-flop per evitare condizioni di **instabilità**, potrete utilizzare la seguente formula:

$$\text{MHz} = 1.000 : \text{nanosecondi}$$

AmMESSO di utilizzare flip-flop che impieghino **5 nanosecondi** per commutare una qualsiasi frequenza, realizzando un circuito divisore **asincrono** che utilizza quattro flip-flop posti in serie, otterrete un ritardo complessivo di:

$$5 \times 4 = 20 \text{ nanosecondi}$$

pertanto, la massima frequenza che potrete applicare a questa catena di divisore non potrà superare i:

$$1.000 : 20 = 50 \text{ MHz}$$

Realizzando un circuito divisore **sincrono**, che utilizza quattro flip-flop posti in parallelo, il ritardo non si moltiplicherà per il numero dei flip-flop utilizzati, ma rimarrà fisso a soli **5 nanosecondi**; pertanto, la massima frequenza che potrete applicare a questa catena di divisori risulterà più elevata:

$$1.000 : 5 = 200 \text{ MHz}$$

DIVISORE ASINCRONO

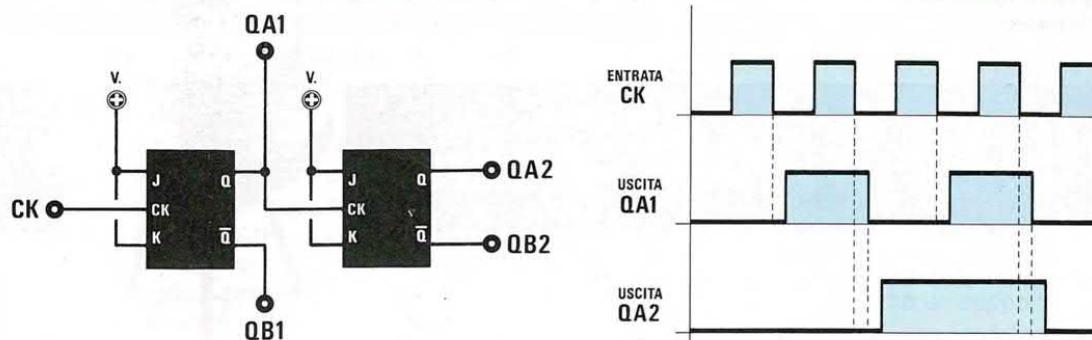


Fig.34 Se collegherete due flip-flop in SERIE come visibile in figura, otterrete un divisore ASINCRONO che divide x2 (uscite QA1-QB1) e x4 (uscite QA2-QB2). Questo tipo di divisore presenta lo svantaggio di sommare i ritardi di ogni singolo stadio, pertanto il segnale che fuoriuscirà dall'ultimo divisore risulterà sempre in ritardo rispetto alla frequenza applicata sull'ingresso Clock. Questo ritardo non vi permetterà di salire in frequenza.

DIVISORE SINCRONO

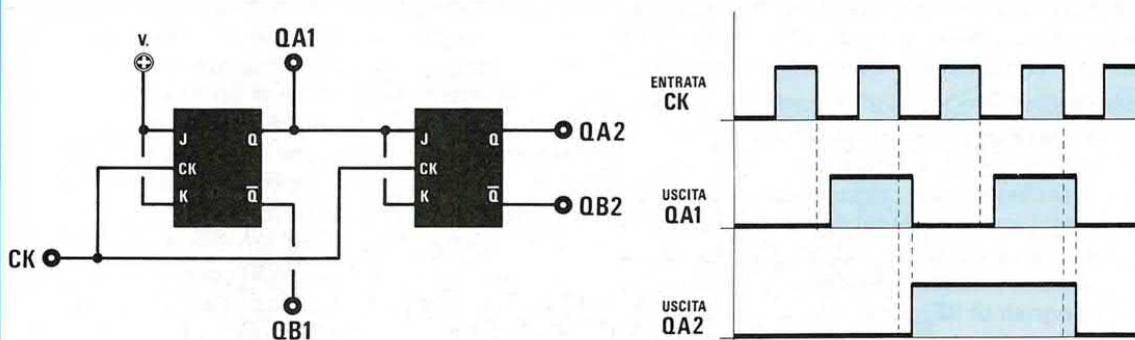


Fig.35 Se collegherete due flip-flop in PARALLELO come visibile in figura, otterrete un divisore SINCRONO che divide x2 (uscite QA1-QB1) e x4 (uscite QA2-QB2). Come noterete, il segnale da dividere viene applicato sugli ingressi Clock di ogni singolo divisore per evitare che i ritardi si sommino. In pratica, anche utilizzando una catena di 5 - 10 - 15 divisori, il ritardo totale che otterrete sarà equivalente a quello di un singolo divisore.

Alcuni flip-flop JK commutano l'uscita quando il segnale ad onda quadra applicato sull'ingresso **Clock** passa dal **livello logico 1** al **livello logico 0**, vale a dire con il **fronte di discesa**.

Altri, invece, commutano l'uscita quando il segnale ad onda quadra applicato sull'ingresso **Clock** passa dal **livello logico 0** al **livello logico 1**, vale a dire con il **fronte di salita**.

Gli integrati TTL e C/Mos tipo:

7473 - 7476 - 74106 - 74111 - 74113 - 74114

4027 - 4095 - 4096

commutano tutti sul **fronte di discesa**.

Gli integrati TTL tipo:

7470 - 74109

commutano tutti sul **fronte di salita**.

Attualmente non esistono dei C/Mos che dividono sul **fronte di salita**.

Come qualsiasi altro semiconduttore, anche i diodi Laser sono classificati in base alla loro **potenza** ed alla lunghezza d'onda che viene normalmente espressa in **nanometri**, ovverosia in **milionesimi di millimetro**.

TUTTO sui DIODI LASER

Attualmente i diodi Laser sono suddivisi in tre categorie:

Laser GaAlAs - Questi diodi emettono radiazioni su una lunghezza d'onda di **750-880 nanometri**. La luce emessa da questi diodi Laser **non** risulta **visibile** all'occhio umano, perchè questo riesce a percepire solo radiazioni comprese tra i **400-700 nanometri** (vedi fig.3).

Questi diodi Laser a luce **invisibile** vengono normalmente utilizzati nelle stampanti Laser e nei lettori di Compact Disk.

Laser InGaAsP - Questi diodi emettono radiazioni su una lunghezza d'onda di **1.300-1.500 nanometri**, quindi, come i precedenti, **non** risultano **visibili** all'occhio umano. Vengono comunemente utilizzati per comunicazioni tramite **fibre ottiche**.

Laser InGaAlP - Questi diodi emettono radiazioni su una lunghezza d'onda di **670-680 nanometri**. La luce emessa da questi diodi Laser, risulta **visibile** all'occhio umano con un colore **rosso**.

Per questa loro caratteristica tali diodi vengono normalmente utilizzati per i lettori di **codici a barre**, per apparecchiature di **telemetria**, per **trasmissioni di segnali di BF**, per **mirini di fucile**, per **giochi di luce** in discoteche ed anche per **stampanti Laser**.

Per i nostri progetti utilizziamo solo quest'ultima categoria perchè, riuscendo a vedere questo raggio di colore **rosso brillante**, potremo più agevolmente metterlo a fuoco e trovare con maggior facilità dei **fotodiodi** o **fototransistor** sensibili a queste lunghezze d'onda per poterlo rilevare.

Dobbiamo aggiungere che i diodi Laser a luce **visibile** possono essere del tipo **Gain Guided** oppure **Index Guided**.

La differenza tra **Gain** ed **Index** risiede solo in una diversa **corrente** di assorbimento.

I tipi **Gain Guided** assorbono una corrente **maggiore**, ma hanno il vantaggio di risultare **meno delicati** alle cariche elettrostatiche ed ai disturbi spurii, quindi sono i più idonei per uso hobbistico.

I tipi **Index Guided** assorbono una **minore** corrente, ma sono **molto delicati** e, quindi, è meglio non usarli.



Facciamo presente che è errato pensare che i diodi che assorbono **maggiore corrente** erogino una **maggiore potenza luminosa**, perchè non esiste alcuna relazione tra corrente assorbita e **potenza luminosa**.

EMISSIONE FASCIO LASER

Un diodo Laser, al pari di un diodo led, è composto da una giunzione PN che, percorsa da una corrente, emette una radiazione **luminosa**.

Ovviamente la struttura di un diodo Laser (vedi fig.2) è di gran lunga più complessa di quella di un comune diodo led, sia per i diversi strati del wafer e di "drogaggi", sia perchè l'emissione luminosa avviene in modo **stimolato**.

Un comune diodo led emette delle radiazioni spontanee, cioè una luce **non coerente**, mentre un diodo Laser emette una luce **coerente**, denominata **Light Amplification Stimulated Emission Radiation**.

In pratica, il diodo Laser eccita degli atomi che, convertiti in **fotoni**, vengono amplificati all'interno del suo chip e, così facendo, vengono generati altri **fotoni** di uguale lunghezza d'onda che, sommandosi in fase tra loro, ne aumentano l'**intensità** luminosa.

Non c'è quindi da meravigliarsi, se con un così piccolo componente dalle dimensioni di un transistor, alimentato con soli **5 volt**, si riesca ad ottenere la stessa potenza emessa da un mastodontico **Tubo Laser** all'Elio/Neon alimentato con **migliaia** di volt.

TUBO E DIODI LASER

Chi ha già fatto esperienza con i **tubi Laser** avrà notato che il fascio luminoso esce molto concen-

trato tanto che, a una distanza di qualche decina di metri, si vedrà il **punto luminoso** leggermente ingrandito, perchè la **divergenza** del suo fascio si aggira normalmente intorno agli **1-1,5 gradi**.

I **diodi Laser**, a differenza dei **Tubi Laser**, emettono un fascio luminoso **ellittico** e con due tipi di divergenza (vedi fig.2).

Quella parallela alla giunzione risulta compresa tra **6 e 12 gradi**, mentre quella perpendicolare alla giunzione risulta compresa tra **20 e 40 gradi**.

In pratica il fascio del **diodo Laser** si allarga a **ventaglio** tanto che, a pochi centimetri di distanza, copre un'area notevolmente più ampia.

Quindi un **diodo Laser** se non viene completato con un appropriato **obiettivo**, non potrà mai fornire quel **piccolo punto luminoso** che produce un tubo **Elio/Neon**.

Facciamo presente che gli **obiettivi** per **Tubi Laser** non possono essere usati per i **diodi Laser** e viceversa.

Infatti, come abbiamo già accennato, un diodo Laser emette un fascio luminoso di forma **ellittica**, quindi per renderlo **puntiforme** occorre dotarlo di un appropriato obiettivo provvisto di speciali lenti in grado di correggere questo **errore**.

TUBO LASER o DIODO LASER?

Poichè molti si chiederanno quali vantaggi presenta un **diodo Laser Elio/Neon**, cercheremo di elencarvi:

- Il diodo Laser funziona a basse tensioni, infatti per eccitarlo è sufficiente una tensione minore di **5 volt**.

- Considerando le ridotte dimensioni, il diodo Laser permette di costruire minuscole apparecchiature portatili.

- Il diodo Laser non presenta la fragilità di un tubo Laser che, come noto, ha un supporto in vetro.

- Il diodo Laser se correttamente alimentato non si esaurisce mai, mentre un tubo Laser tende lentamente ad esaurirsi e, di conseguenza, la sua potenza luminosa con il passare del tempo tende ad attenuarsi.

- In un diodo Laser è possibile controllare con estrema facilità la **potenza luminosa**, mentre risulta più complesso e difficoltoso in un tubo Laser.

I **diodi Laser** presentano però degli **inconvenienti** che i tubi Laser non hanno:

Fig.1 Il fascio luminoso emesso da un diodo Laser non è circolare, ma ellittico e con un'ampia divergenza, tanto che a pochi centimetri di distanza copre un'area molto grande. Per questo motivo, tutti i diodi Laser devono essere corredati di un appropriato obiettivo così da focalizzare questo fascio in un piccolissimo punto luminoso.

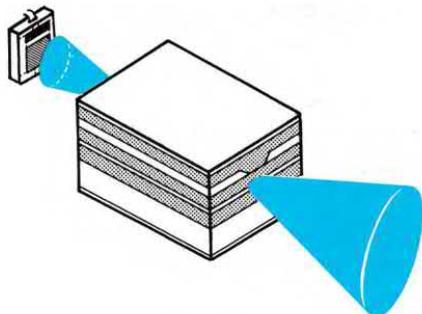
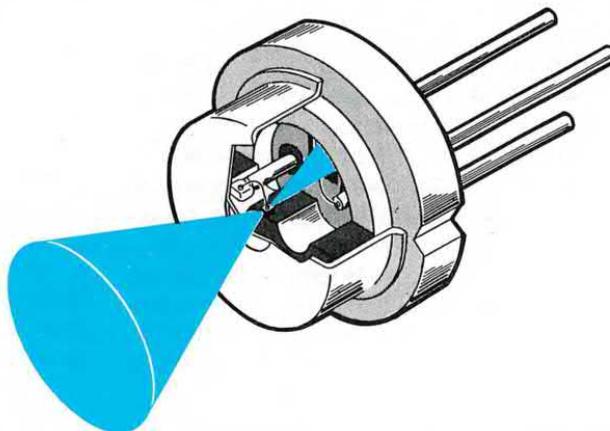


Fig.2 La struttura interna di un diodo Laser è molto complessa. Come potete vedere nel disegno, dai due lati del suo chip fuoriesce un fascio luminoso. Quello frontale fuoriescirà dalla finestra del diodo, quello posteriore andrà a colpire un fotodiolo fissato all'interno del suo corpo.

- Sensibilità agli sbalzi di temperatura

Anche se le Case Costruttrici affermano che i diodi Laser possono funzionare a **-10 gradi** e a **+50 gradi**, dobbiamo far presente che improvvisi sbalzi termici lo possono danneggiare.

Per questo motivo occorre sempre **firmare** il corpo del diodo sopra ad una piccola aletta di raffreddamento per evitargli brusche variazioni termiche.

Nei nostri progetti questa aletta è costituita dal **metallo** dell'**obiettivo** e dal pannello anteriore del mobile.

- Sensibilità ai disturbi elettrici

Questo difetto lo abbiamo scoperto casualmente durante le prove di laboratorio.

Infatti, la prima volta che abbiamo acceso la lampada al neon posta sul nostro banco (che avevamo spento per poter meglio vedere il **punto luminoso**), il diodo Laser ha cessato di funzionare.

Ritenendo di aver involontariamente toccato i terminali del diodo Laser, l'abbiamo sostituito, ma anche questo, dopo poche ore, ha cessato di funzionare.

A questo punto ci siamo preoccupati e, quindi, preso l'oscilloscopio, l'abbiamo collegato sui punti più "critici" del circuito.

Abbiamo così scoperto che il motivo per il quale il diodo Laser bruciava risiedeva nello **starter** della lampada al neon che generava, all'atto dell'accensione, degli impulsi spurii che venivano captati dalle piste del circuito stampato.

Dopo aver individuato la causa dell'inconveniente, abbiamo rifatto tutti i circuiti stampati accorciando le piste "captatrici" e schermandole con una **doppia faccia**.

Facciamo presente che se la lampada al neon è distante più di **1 metro** dal circuito Laser, non si corre alcun rischio, diversamente conviene sempre accendere **prima** la lampada al neon, poi alimentare il Laser.

- Sensibilità alle cariche elettrostatiche.

Pochi sanno che il nostro corpo si carica con estrema facilità di elettricità statica, con valori di tensione che, da un minimo di poche **decine** di volt, possono raggiungere anche **migliaia** di volt.

Chi calza scarpe in **gomma** si sarà accorto, ogni volta che scende dalla propria auto, di ricevere delle forti **scariche elettriche** e questo avviene perchè il suo corpo scarica sul metallo della carrozzeria l'elettricità elettrostatica che ha immagazzinato.

Di tensione elettrostatica ne immagazziniamo anche camminando su tappeti di **materiale sintetico** o se indossiamo delle maglie o delle camicie di rayon, poliammide, ecc.

Provate a togliervi una maglia di materiale sintetico al **buio** e vedrete delle luminosissime e schioccanti scintille sprigionarsi da essa.

Anche pettinandosi con spazzole di materiale sintetico il vostro corpo si caricherà con elevate tensioni, che verranno scaricate a terra non appena toccherete un oggetto metallico.

A questo punto comprenderete perchè, se su un diodo Laser che funziona con tensioni di **2-4 volt**, si scaricano qualche centinaia o migliaia di volt, non importa se di **debolissima** intensità, il suo sensibile chip interno subito si **perforerà**.

Per evitare di danneggiare un **diodo Laser** con delle scariche elettrostatiche, dovrete sempre adottare questi accorgimenti:

- Non toccate mai con le mani i **terminali** di un diodo Laser, a meno che non abbiate il polso collegato con la **terra** (vedi fig.8).

- Non appoggiate le mani sullo **schermo** del vostro televisore o del computer. Per poi passare a saldare un diodo Laser.

- Non mettetevi mai delle scarpe di gomma oppure delle camicie o maglie di materiale sintetico, perchè accumulereste nel corpo elevate cariche elettrostatiche.

- Non passate mai un diodo Laser nelle mani di un'altra persona, perchè tra due corpi esiste sempre una differenza di potenziale che si **scaricherà** all'interno del diodo Laser.

- Non usate mai saldatori alimentati **direttamente** dalla rete a 220 volt, ma solo saldatori a bassa tensione alimentati da un trasformatore riduttore. Diversamente ricordate di collegare a **terra** il corpo metallico del vostro saldatore.

- Non prendete un diodo Laser per appoggiarlo su un tavolo metallico, perchè se il vostro corpo è carico di elettricità statica, quando l'appoggerete, questa tensione si scaricherà sul tavolo attraversando il diodo.

- Non pulite mai la finestra anteriore del diodo Laser con un panno asciutto perchè, sfregandolo, si creeranno delle cariche elettrostatiche che potrebbero distruggerlo.

- Non saldate mai dei componenti sul circuito stampato con il diodo Laser **alimentato**. Le saldature devono essere effettuate solo dopo aver tolto la pila di alimentazione.

- Non accorciate troppo i terminali del diodo Laser, perchè il calore del saldatore potrebbe danneggiare il chip interno.

- Non superate mai la **massima** potenza luminosa consentita dal diodo Laser.

- Non puntate mai, per un tempo prolungato, un raggio Laser sugli occhi di una **persona**, perchè potrebbe danneggiarle la vista.

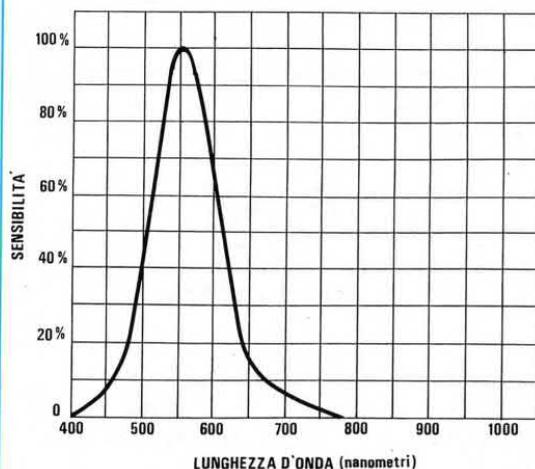


Fig.3 In questo grafico è indicata la percentuale di sensibilità alle varie lunghezze d'onda dell'occhio umano. Come potrete constatare, il nostro occhio essendo più sensibile alle radiazioni comprese tra 520-570 nanometri, le vedrà più "luminose" rispetto alle lunghezze d'onda dei 400 o 700 nanometri.

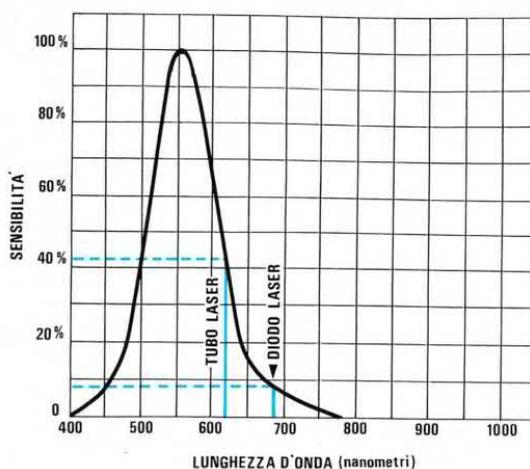


Fig.4 Se osservate un punto luminoso di un fascio da 5 milliwatt emesso da un tubo Laser Elio/Neon (630 nanometri) e lo confrontate con uno da 5 milliwatt emesso da un diodo Laser (670-680 nanometri), pur essendo di identica potenza, il vostro occhio lo vedrà meno luminoso di circa un 30-33%.

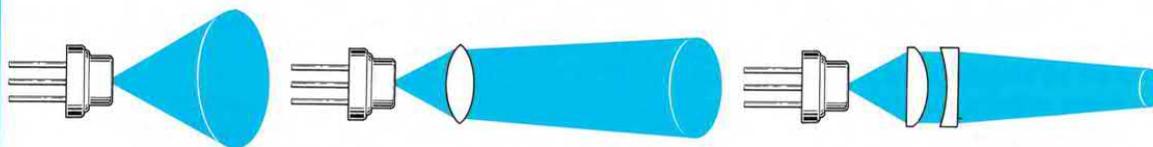


Fig.5 Il fascio emesso da un diodo Laser ha un'ampia divergenza, pertanto senza un appropriato obiettivo non riuscirete mai ad ottenere un piccolissimo punto luminoso. Gli obiettivi provvisti di più lenti focalizzeranno meglio il fascio Laser.

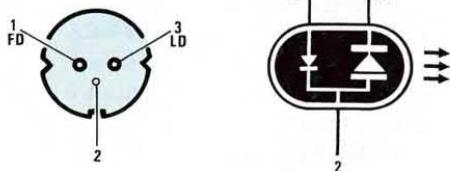


Fig.6 Connessioni viste da sotto di un diodo Laser e disegno grafico utilizzato nei nostri schemi. Il piedino 1 FD fa capo all'anodo del fotodiiodo di controllo ed il piedino 3 LD al catodo del diodo Laser. Il piedino comune 2 è collegato al metallo del suo corpo.

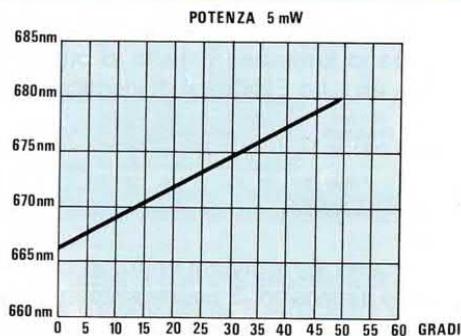


Fig.7 Al variare della temperatura varia anche la lunghezza d'onda di emissione. A 0 gradi, il diodo Laser emetterà una luce sui 665 nanometri, a 15 gradi emetterà una luce sui 670 nanometri e alla temperatura di 50 gradi emetterà una luce sui 780 nanometri.

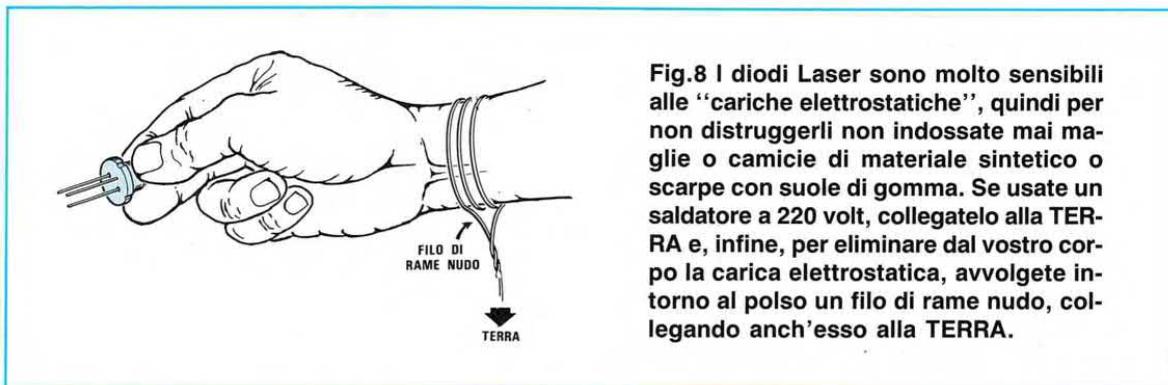


Fig.8 I diodi Laser sono molto sensibili alle "cariche elettrostatiche", quindi per non distruggerli non indossate mai maglie o camicie di materiale sintetico o scarpe con soles di gomma. Se usate un saldatore a 220 volt, collegatelo alla TERRA e, infine, per eliminare dal vostro corpo la carica elettrostatica, avvolgete intorno al polso un filo di rame nudo, collegando anch'esso alla TERRA.

Per evitare di **danneggiare** un diodo Laser con le cariche elettrostatiche, basta **avvolgere** un filo di **rame nudo** attorno ad un polso, fissando poi l'opposta estremità su una piastra metallica, o su un ferro da stiro, posta sul pavimento.

Ovviamente il pavimento non dovrà essere in legno o ricoperto di moquette.

LA LUMINOSITÀ

Molti, confrontando la luminosità del **punto** emesso da un **diodo Laser** con quella emessa da un tubo Laser di pari potenza, noteranno che è **meno intensa** ed affermeranno erroneamente che il **diodo** eroga **minore** potenza.

La diversa **intensità luminosa** viene rilevata solo perchè la sensibilità dell'occhio umano si riduce all'aumentare della **lunghezza d'onda** (vedi fig.4).

Come già saprete, la lunghezza d'onda del raggio di un **tubo Laser** è di circa **630 nanometri**, mentre quella di un **diodo Laser** è di **670-680 nanometri**.

Pertanto, trovandosi il **punto rosso** del diodo Laser vicino all'estremità del visibile, il nostro occhio lo vedrà **meno luminoso** rispetto al **punto rosso** emesso da un tubo Elio/Neon di identica potenza.

IL DIODO LASER

Il diodo Laser è racchiuso entro un contenitore delle stesse dimensioni di un transistor metallico di media potenza, quale potrebbe essere un 2N1711-2N4427-BC160, ecc.

I tre terminali che fuoriescono dal corpo, disposti come visibile in fig.6, sono:

- Anodo fotodiodo
- Comune (collegato al metallo del corpo)
- Catodo del diodo Laser

Le caratteristiche del diodo Laser **Gain Guide** siglato **HL.6711/G**, o **TOLD.9201/STR**, preso come esempio sono le seguenti:

Potenza luminosa	5 milliwatt
Lunghezza d'onda	670-680 nm
Corrente minima	40/60 mA
Corrente massima	80/90 mA
Divergenza parallela	9 gradi
Divergenza perpendicolare ...	32 gradi
Tensione diodo Laser	2,3 volt
Corrente fotodiodo	0,5 mA x 5 mW
Temperatura minima	-10 gradi
Temperatura massima	+ 50 gradi

Come potrete notare, in queste caratteristiche è presente un valore di **corrente minima** che si aggira sui **40-60 milliamper** ed uno di **corrente massima** che si aggira sugli **80-90 mA**.

Riferendosi a questi dati, quasi tutti gli articolisti che **non hanno mai montato** un diodo Laser, consigliano di regolare la **corrente** di assorbimento sugli **80 milliamper**, senza sapere che questa va regolata in funzione della **temperatura**.

Nel grafico di fig.9 potete vedere quale **corrente** è necessario far assorbire al diodo Laser per ottenere una potenza luminosa di **5 milliwatt** a queste tre diverse temperature: **0 gradi - 25 gradi - 50 gradi**.

Come si noterà, se la temperatura è di **0 gradi**, è necessario far assorbire al diodo Laser una corrente di **67-68 milliamper**, se questa fosse di **25 gradi** bisognerebbe far assorbire al diodo Laser una corrente di **77-78 milliamper** e, se fosse di **50 gradi**, una corrente di **88-89 milliamper**.

Poichè queste **curve** sono molto ripide, basta aumentare di **pochi milliamper** la corrente di assorbimento per superare la **potenza massima** ed in questo modo il diodo Laser si distruggerà, oppure scenderà sotto alla sua **potenza minima** ed in tali condizioni il diodo Laser si spegnerà.

Quindi chi vi consiglia di alimentare un diodo Laser con un generatore di corrente costante, non vi dà un buon consiglio, perchè questa corrente deve continuamente **variare** da un **minimo** ad un **massimo** per potersi adattare alle continue e brusche **variazioni termiche**.

Come potete vedere nel grafico di fig.9, per mantenere costante la potenza d'uscita sui **5 milliwatt**, dovrete variare, in base alla **temperatura**, la corrente da un minimo di **61 milliamper** ad un massimo di **90 milliamper**.

Per questo motivo, all'interno di un diodo Laser è sempre presente un **fotodiodo** che, eccitato dal fascio Laser emesso dalla parte posteriore del chip, verrà utilizzato per **variare** molto velocemente la corrente di alimentazione, affinché questo non possa mai superare la sua massima **potenza luminosa** di **5 milliwatt**.

Nel grafico di fig.10 potete vedere come una differenza di **pochi milliamper** modifichi notevolmente la **potenza luminosa**, pur rimanendo invariata la temperatura sui **25 gradi**.

Come noterete, per innescare un diodo Laser ad una temperatura di **25 gradi**, bisogna fargli assor-

bire circa **72 milliamper** (vedi punto **A**), ma con questa corrente, il Laser emetterà un fascio luminoso della potenza di **1 milliwatt**.

Basta un aumento di soli **3 milliamper**, cioè passare sui **75 milliamper**, per triplicare la potenza luminosa (vedi punto **B**) ed altri **3 milliamper**, cioè passare sui **78 milliamper**, per raggiungere la **massima potenza** di **5 milliwatt** (vedi punto **C**).

Se si tentasse di aumentare la corrente anche di soli **0,5 milliamper**, cioè di passare sui **78,5 milliamper**, dopo pochi secondi di funzionamento il diodo Laser risulterebbe già distrutto.

Un diodo Laser danneggiato assorbe sempre una corrente elevata (70/80 milliamper), ma emette una luce debole, identica a quella che potrebbe emettere un comune **diodo led** di colore rosso.

Vorremmo anche far presente a tutti gli sperimentatori interessati alla **trasmissione**, che i diodi Laser **non** sono idonei per essere modulati in **AM**; perchè se non li si vuole distruggere, occorrerebbe farli funzionare a metà potenza in **assenza** di modulazione.

Un diodo Laser si può invece facilmente modulare in **FM** con una sottoportante controllata in ampiezza.

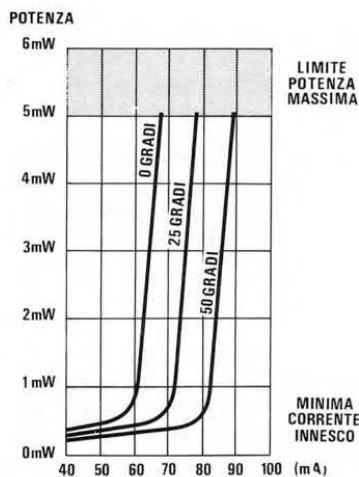


Fig.9 Curva di pendenza di un diodo Laser. Come evidenziato dal grafico, se la temperatura varia dovrete automaticamente modificare la corrente di alimentazione, perchè se si superano i 5 milliwatt il diodo si distrugge. Pertanto se faceste assorbire al diodo 78 mA ad una temperatura di 25 gradi e questa dovesse scendere a 18 gradi, il diodo Laser si distruggerebbe immediatamente.

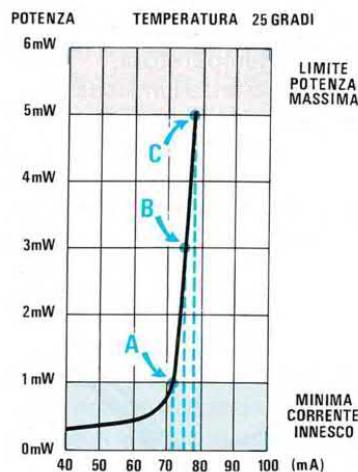


Fig.10 Poichè la curva di pendenza di un diodo Laser è molto ripida, è sufficiente una differenza di pochi milliamper per spegnere il diodo o per bruciarlo. Ad una temperatura di 25 gradi, una corrente di 72 mA (punto A) farà erogare al diodo 1 milliwatt, una da 75 mA farà erogare al diodo 3 milliwatt (punto B), mentre una da 78 mA (punto C) farà raggiungere il massimo di 5 milliwatt.

LA CURVA della PENDENZA

La curva della **pendenza** di un diodo Laser (vedi grafico di fig.9), è un parametro poco utile, perchè troppo legato alla **temperatura** ed alla **tolleranza** del componente.

Prendendo in esame diversi diodi Laser con identica sigla, subito abbiamo notato delle notevoli differenze tra **corrente di soglia** e **corrente massima**, in funzione alla **temperatura**.

Un diodo Laser, ad una temperatura di **25 gradi**, poteva innescarsi a **72 milliamper** e si **distrogeva** sugli **80 milliamper**.

Un identico diodo, con identica sigla e della stessa Casa Costruttrice, si innescava invece a **74 milliamper** e si **distrogeva** a **82 milliamper**.

Pertanto, se dopo aver realizzato un progetto ed averlo tarato per erogare in uscita una potenza luminosa di **5 milliwatt** decideste di sostituire il diodo Laser con uno che porta una **identica sigla**, dovrete sempre **tarare nuovamente** la sua potenza luminosa per non correre il rischio di **bruciarlo**.

FOTODIODO E TEMPERATURA

Il **fotodiodo** presente all'interno del diodo Laser deve sempre essere collegato ad un appropriato circuito di controeazione, che provveda molto velocemente a variare la **corrente di assorbimento**, in modo da mantenere **costante** la potenza luminosa al variare della **temperatura**.

In pratica, se la potenza luminosa dovesse **salire** oltre i **5 milliwatt**, il circuito di controeazione dovrà ridurre la corrente di alimentazione, se, invece, la potenza luminosa dovesse **scendere** sotto ai **5 milliwatt**, il circuito di controeazione dovrà **aumentare** la corrente di alimentazione.

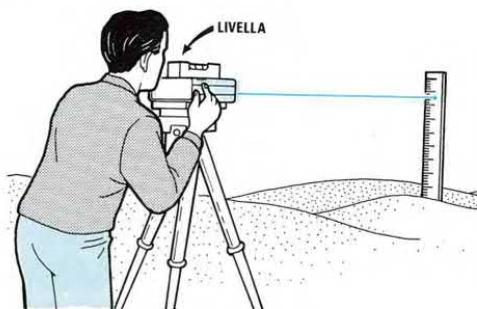
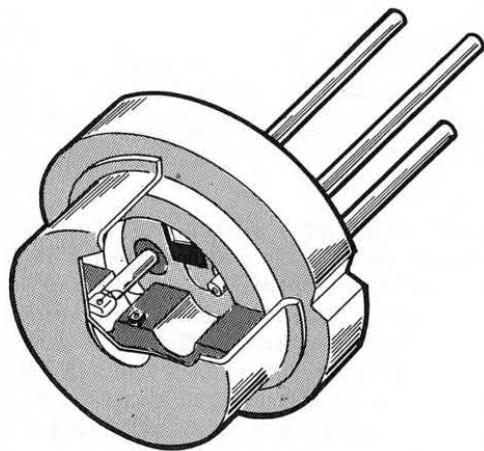


Fig.11 Disponendo di un puntatore Laser che non richieda alimentazioni esterne, potrete portarlo anche in terreni lontani da centri abitati per effettuare dei controlli di livello.

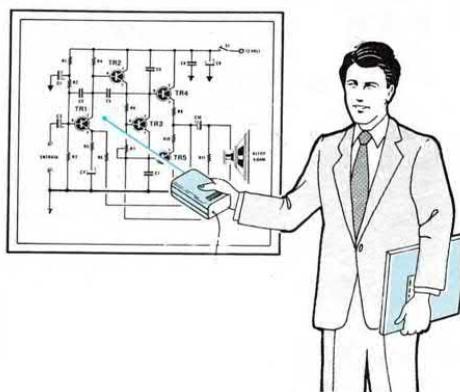


Fig.12 Questo strumento si rivelerà utile per evidenziare su tabulati, lavagne, quadri o sculture, i punti sui quali si desidera che il pubblico concentri la sua attenzione.

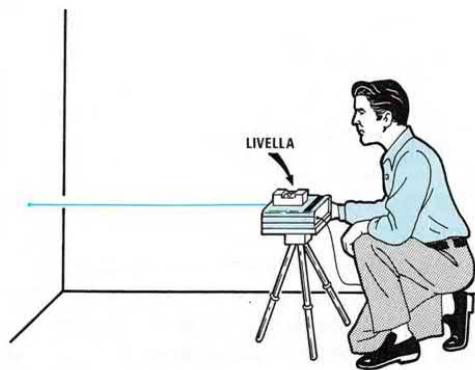


Fig.13 Anche le imprese di costruzione potranno usare un puntatore Laser per tracciare, anche a notevole distanza, dei punti o delle linee perfettamente livellati.

Fig.14 Sul pannello frontale di questo PUNTATORE a diodo Laser troveranno posto il supporto per l'obiettivo e le due torrette in ottone necessarie per sostenere il tester ottico, quando vi accingete a tararlo per la sua massima potenza.



PROGETTO di un PUNTATORE LASER da 5 mW LX.1089

Dopo avervi illustrato tutti i punti deboli dei **diodi Laser**, vi proponiamo uno schema professionale altamente affidabile, che potrete utilizzare per fare tantissime ed interessanti esperienze.

Questo circuito, **non modulabile**, è stato dotato di una più efficace controreazione che provvederà a mantenere costante la **potenza luminosa** del diodo Laser al variare della temperatura.

Il doppio stadio di alimentazione presente in questo circuito, fa sì che, all'atto dell'accensione, i **7,5 volt** (vedi TR1) necessari per alimentare i tre operazionali IC3-IC2/A-IC2/B giungano a questi stadi molto velocemente, mentre i **5,8 volt** necessari per alimentare il diodo Laser giungano con un **ritardo di 1,5 millisecondi** circa.

Così facendo, quando il Laser si innescherà, la controreazione risulterà già operante.

All'atto dello spegnimento, si verificherà la condizione opposta, ovvero verrà tolta velocemente la tensione al diodo Laser e, dopo pochi millisecondi, quella sul circuito di controreazione.

Non tentate mai di disegnare un **circuito stampato** personalizzato, perchè fino a quando non avrete acquisito una certa pratica, sarà meglio che procediate con cautela e ciò, non per mettere in dubbio le vostre qualità di disegnatori, ma perchè, senza un'adeguata strumentazione, non è possibile verificare se un circuito autooscilla o se il fotodiodo di controreazione funziona correttamente.

Vi sono ad esempio delle piste che è necessario tenere **molto corte**; una di queste è la pista che partendo dal **pedino 1** (pedino del fotodiodo interno al diodo Laser) va a congiungersi al **pedino 5** dell'operazionale **IC2/A**.

Se questa pista risulta molto lunga, potrebbe captare degli impulsi di scariche elettriche irradiate da

qualche apparecchiatura posta in prossimità del circuito stampato.

Poichè questa pista è collegata sull'ingresso dell'operazionale **IC2/A** che controlla la **potenza luminosa** del diodo Laser, è ovvio che questi disturbi amplificati provocherebbero una repentina variazione della potenza luminosa, che lo distruggerebbe.

Anche se constaterete che il corpo di un diodo Laser rimane **freddo**, è ugualmente necessario inserirlo entro un portaobiettivo **metallico**, che fissate su una piccola lastra di alluminio, in modo da mantenere **costante** la sua temperatura.

A proposito del **portaobiettivo**, si tratta di un componente assolutamente necessario, perchè senza un obiettivo idoneo per diodi Laser, non riuscirete mai ad ottenere il piccolo **punto luminoso** richiesto.

Abbiamo sottolineato "obiettivo per diodi Laser", per farvi capire che, se inserirete altri obiettivi prelevati, ad esempio, da tubi Laser Elio/Neon, non riuscirete mai a focalizzare il fascio.

Infatti, abbiamo già accennato al fatto che il diodo Laser non emette un fascio circolare, ma ellittico, quindi le lenti inserite in questo obiettivo devono correggere questo "**errore**" e, allo stesso tempo, devono lasciar passare tutte le radiazioni sulla lunghezza d'onda dei **670-680 nanometri**, con un **minimo** di attenuazione.

La maggior difficoltà che abbiamo incontrato nel realizzare questo progetto, non riguarda la parte elettronica, ma la parte **ottica**. Inizialmente, da più parti, ci erano stati proposti obiettivi per diodi Laser che abbiamo subito scartato, perchè non idonei.

Molti di questi proiettavano una **riga** larga diversi centimetri anzichè un **punto**, altri invece disponevano di lenti che **attenuavano** la luminosità di un **60-70%**.

In pratica, applicando sull'ingresso di questi obiettivi una potenza luminosa di **5 milliwatt**, in uscita erano presenti soltanto **1,5-1,8 milliwatt**.

Abbiamo tentato di acquistare **obiettivi costosissimi**, sperando così di ottenere una maggiore resa, ma ci siamo accorti che quello che pagavamo esosamente era il solo supporto meccanico e non la qualità delle lenti.

Per questo motivo abbiamo deciso di farci costruire un obiettivo personalizzato, idoneo per diodi Laser, provvisto di lenti di qualità per ridurre al minimo le attenuazioni della luminosità.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del circuito che vi proponiamo è visibile in fig.15.

Iniziamo a descriverlo dallo stadio più **importante** per un circuito a diodi Laser, cioè quello della **controreazione**.

Dal cursore del trimmer, siglato **R8**, preleveremo una tensione positiva compresa tra **1,2-2,5 volt** che, applicata sul piedino non invertente dell'operazionale **IC3**, vi permetterà di ottenere sulla sua uscita una tensione sufficiente per far accendere il diodo Laser alla sua **minima** potenza luminosa, in modo da rendere subito operante il **fotodiodo** contenuto nel suo corpo.

Vorremmo a tal proposito far presente che l'operazionale **IC3** è un **C/Mos TS.271/CN** programmabile in corrente, che non ha equivalenti, quindi **non tentate** di sostituirlo con altri operazionali anche se compatibili come zoccolatura.

Il trimmer multigiri **R6** collegato tra l'uscita dell'operazionale **IC3** e l'ingresso non invertente (piedino 5) di **IC2/A**, vi permetterà, in fase di **taratura**, di accendere il diodo Laser alla sua **massima** potenza luminosa.

Regolata la potenza sui **5 milliwatt**, questa verrà mantenuta stabile dal **fotodiodo** collegato sul **piedino 5** dell'operazionale **IC2/A**.

Poiché non per tutti potrebbe essere comprensibile come funziona questo circuito di controreazione, cercheremo di spiegarlo con un semplice esempio.

Se sul Collettore del transistor **TR3** metteste, in sostituzione del diodo Laser, una comune lampadina a filamento (vedi fig.16), potreste regolarne la luminosità ruotando da un estremo all'altro il cursore del **trimmer** collegato alla sua Base.

Se ruoterete il cursore verso il massimo **positivo**, la Base del transistor, risultando **più** polarizzata, farà scorrere nel filamento una **maggiore** corrente e, di conseguenza, la lampadina si accenderà alla sua **massima luminosità**.

Se ruoterete il cursore a **metà corsa**, la Base del transistor risulterà **meno** polarizzata, quindi fa-

rà scorrere nel filamento una corrente **minore** che accenderà la lampadina con una **media luminosità**.

Se, infine, ruoterete il cursore verso **massa**, la lampadina si **spegnerà**.

Se ora prendete un **fotodiodo** e lo ponete in prossimità di questa lampadina, questo verrà eccitato dalla sua intensità luminosa, quindi un **aumento** della luminosità della lampadina farà aumentare la corrente che scorre nella resistenza **R1**, mentre una **riduzione** della luminosità corrisponderà ad una riduzione della corrente che scorre su tale resistenza.

Ponendo un **voltmetro** in parallelo a tale resistenza, potrete rilevare una **variazione** di tensione proporzionale all'intensità luminosa (vedi fig.17).

Se in sostituzione della resistenza **fissa** venisse collocato un **trimmer**, potreste aumentare o ridurre il valore di tensione ai capi di tale resistenza, mantenendo invariata l'intensità luminosa della lampadina.

Una **maggior** resistenza corrisponderà ad un maggior valore di tensione e una **minor** resistenza ad un minor valore di tensione (vedi fig.18).

Questa tensione presente ai capi di tale resistenza, è quella che utilizzerete per controreazione il diodo Laser.

Importante: anche se vi abbiamo proposto l'esempio di un voltmetro applicato sul **fotodiodo** (vedi fig.17), non dovrete **mai** effettuare questa prova perché, applicando un tester su tale punto, immediatamente aumenterà la potenza luminosa del diodo Laser, che si distruggerà.

Ammesso che per le continue variazioni di **temperatura** o per altri motivi, il diodo Laser cerchi di aumentare la sua potenza luminosa, il **fotodiodo**, eccitato da una **maggiore** luminosità, **aumenterà** immediatamente la tensione positiva sul piedino **non invertente 5** di **IC2/A**.

Sul piedino d'uscita **7** dello stesso operazionale ritroverete così una maggiore tensione **positiva** che, entrando nel piedino **invertente 2** dell'operazionale **IC2/B**, provvederà a **ridurre** la tensione di polarizzazione sulla Base del transistor **TR3** e, così facendo, **diminuirà** la corrente di alimentazione al diodo Laser, **riducendone** la luminosità.

Se la potenza luminosa dovesse scendere sotto il valore di potenza da noi prefissato, il **fotodiodo**, eccitato da una **minore** luminosità, provvederà a **ridurre** la tensione sul piedino **non invertente 5** di **IC2/A**.

Sul piedino d'uscita **7** dello stesso operazionale, sarà presente una **minore** tensione **positiva** che, entrando nel piedino **invertente 2** di **IC2/B**, provvederà ad aumentare la tensione di polarizzazione sulla Base del transistor **TR3** e, così facendo, **aumenterà** la corrente di alimentazione del diodo La-

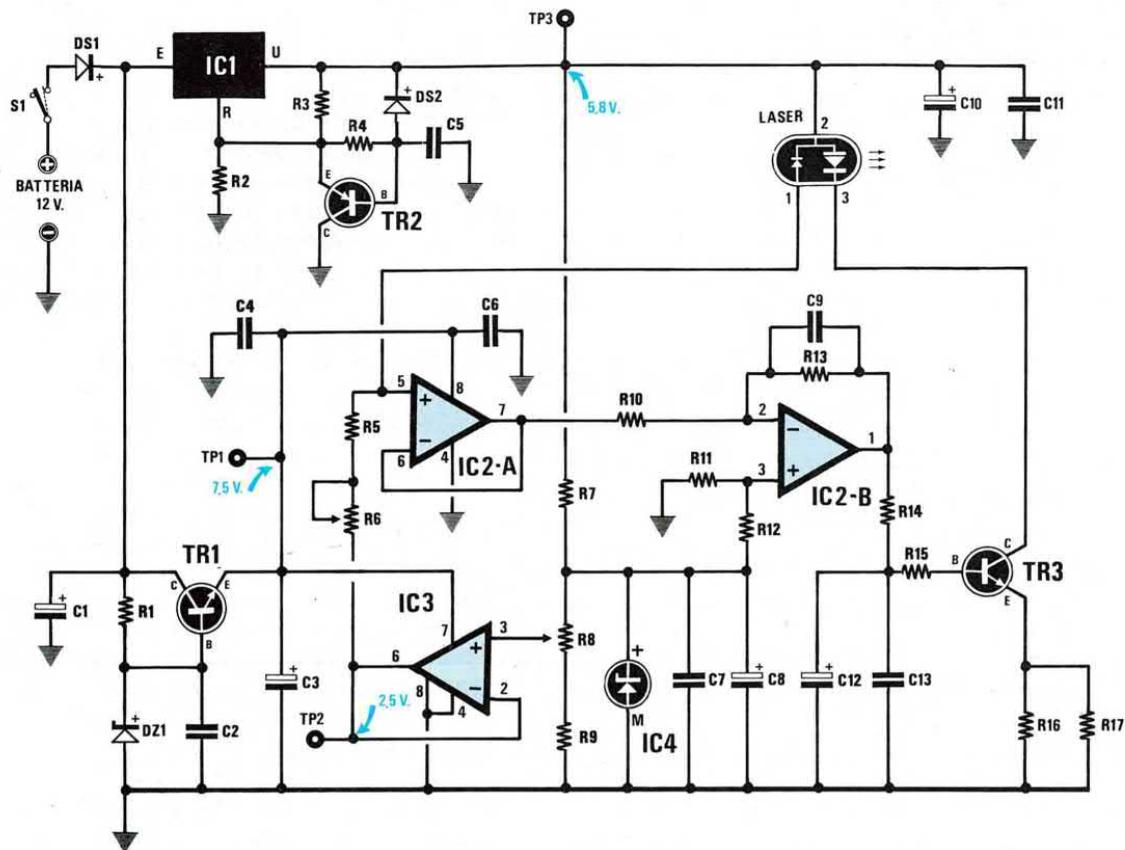


Fig.15 Schema elettrico del Puntatore a diodo Laser. Questo schema non può essere usato per la trasmissione di suoni o voci perchè NON è modulabile.

ELENCO COMPONENTI LX.1089

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R2 = 820 ohm 1/4 watt
 R3 = 220 ohm 1/4 watt
 R4 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R6 = 50.000 ohm trimmer multigiri
 R7 = 5.600 ohm 1/4 watt
 R8 = 10.000 ohm trimmer
 R9 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R10 = 560 ohm 1/4 watt
 R11 = 56.000 ohm 1/4 watt
 R12 = 560 ohm 1/4 watt
 R13 = 56.000 ohm 1/4 watt
 R14 = 100 ohm 1/4 watt
 R15 = 100 ohm 1/4 watt
 R16 = 22 ohm 1/4 watt
 R17 = 22 ohm 1/4 watt
 C1 = 100 mF elettr. 16 volt
 C2 = 100.000 pF poliestere
 C3 = 10 mF elettr. 63 volt
 C4 = 100.000 pF poliestere

C5 = 10.000 pF poliestere
 C6 = 100.000 pF poliestere
 C7 = 100.000 pF poliestere
 C8 = 10 mF elettr. 63 volt
 C9 = 10.000 pF poliestere
 C10 = 10 mF elettr. 63 volt
 C11 = 100.000 pF poliestere
 C12 = 2,2 mF elettr. 63 volt
 C13 = 100.000 pF poliestere
 DS1 = diodo silicio 1N.4007
 DS2 = diodo silicio 1N.4148
 DZ1 = zener 8,2 volt 1 watt
 TR1 = NPN tipo BC.337
 TR2 = PNP tipo BC.327
 TR3 = NPN tipo BC.337
 LASER = tipo HL6711G
 o TOLD.9201
 IC1 = integrato LM.317
 IC2 = integrato LM.358
 IC3 = integrato TS.271CN
 IC4 = integrato REF25Z
 S1 = interruttore

ser e, di conseguenza, anche la luminosità.

Il segreto per riuscire ad accendere un diodo Laser alla **massima luminosità**, senza correre il rischio di **danneggiarlo**, sta soltanto nell'efficienza di questo stadio di controreazione.

Se questo stadio di controllo risultasse lento o non adeguatamente smorzato, se avesse tendenza ad autooscillare all'atto dell'accensione e dello spegnimento, o non fosse in grado di rilevare anche dei **piccolissimi** aumenti o riduzioni di **luminosità**, il diodo Laser potrebbe ricevere, anche per pochi secondi, una corrente superiore a quanta ne può sopportare e così si distruggerebbe immediatamente.

Il circuito Laser che vi abbiamo presentato può essere alimentato da una qualsiasi tensione continua intorno ai **12 volt**.

Ricordate che tutto il circuito assorbe in media **90 milliamper**, quindi le 8 pile da 1,5 volt utilizzate per l'alimentazione, se di buona qualità, potranno garantirvi una autonomia di funzionamento ininterrotto di circa **24 ore**.

Questo Laser potrebbe essere alimentato anche dai **12 volt** prelevati dalla batteria di un'auto, ma ricordate di **non metterla mai in moto** con il Laser collegato, perchè le extratensioni e tutti gli impulsi spurii generati dalla **bobina AT** e dalle **candele**, distruggerebbero immediatamente il diodo Laser.

REALIZZAZIONE PRATICA

Questo progetto va montato sul circuito stampato a doppia faccia a fori metallizzati, siglato LX.1089.

Nel disegno pratico di fig.20, potete vedere come dovrete disporre tutti i componenti, tenendo presente che il diodo Laser andrà montato solo dopo aver eseguito l'operazione di **preparatura**.

I primi componenti che dovrete montare, saranno i due zoccoli per gli integrati.

Saldati tutti i piedini degli zoccoli, monterete le resistenze, poi i condensatori ceramici e i poliestere.

A questo punto, potrete inserire il diodo in plastica **DS1**, rivolgendo la **riga bianca** presente sul suo corpo verso il condensatore elettrolitico C1 ed il diodo in vetro **DS2** in prossimità del condensatore elettrolitico C10.

Se sul corpo del diodo DS2 che vi forniremo non è presente una sola fascia nera, ma quattro fasce di colore **giallo-marrone-verde-nero**, dovrete necessariamente rivolgere la **fascia gialla** verso il condensatore C10.

Per quanto riguarda il diodo zener DZ1, la sua **fascia nera** andrà rivolta verso il trimmer R8.

Terminata questa operazione, potrete inserire il trimmer R8, poi il trimmer multigiri R6, ruotando, ancor prima di saldarne i terminali, la piccola vite posta in alto, in modo da portare il suo cursore a **metà corsa**.

Dal momento che questo trimmer è da **50.000 ohm**, dovrete ruotare tale vite fino a leggere tra il terminale **centrale** ed uno dei due **lateral**i, una resistenza da **25.000 ohm** circa.

Vi facciamo presente che il **cursore** del trimmer **R6** scorre internamente su una sottile vite, quindi, se arrivati a fine corsa la forzerete, potreste danneggiarne la filettatura.

I successivi componenti che dovrete montare saranno i condensatori elettrolitici, che collegherete sullo stampato rispettando la polarità dei due terminali.

Se sull'involucro di questi condensatori non è indicato quale dei due terminali è quello **positivo**, lo potrete subito individuare, perchè il suo terminale è **più lungo** dell'opposto terminale negativo.

A questo punto, potrete prendere i due transistor **TR1-TR3** ed inserirli nello stampato, rivolgendo la **parte piatta** del loro corpo verso il basso, mentre **TR2** dovrà essere inserito rivolgendo la sua parte piatta verso il trimmer **R6**, come chiaramente visibile nello schema pratico di fig.20.

Nel caso del piccolo integrato **IC4**, cioè il diodo zener di precisione siglato **REF.25**, la **parte piatta** del suo corpo andrà rivolta verso il basso.

Dovrete invece orientare verso la resistenza R3 il **lato metallico** del corpo dell'integrato **LM.317**, da noi siglato **IC1**.

Completato il montaggio dei componenti, dovrete inserire negli zoccoli i due integrati **IC2-IC3** rivolgendo la tacca di riferimento a forma di **U** verso il basso.

Come vi abbiamo già accennato, il diodo Laser andrà collegato sullo stampato solo dopo aver preparato i due trimmer **R8-R6**.

Sui due terminali posti a sinistra contrassegnati con i segni **+/-**, andranno collegati i fili della **pressa pila** cercando di non invertirne i colori.

Il filo **rosso** andrà fissato sul terminale **positivo**, mentre il filo **nero** sul terminale **negativo**.

Il circuito stampato andrà fissato all'interno del mobile utilizzando le due viti autofilettanti presenti nel kit.

Prima di fissare lo stampato, dovrete controllare che i due distanziatori plastici presenti nella parte posteriore del mobile, non impediscano alla scatola di chiudersi una volta inserito il portatile.

Se non dovesse chiudersi, si renderà necessario **abbassarli** con l'aiuto di una lima, oppure appoggiandoci sopra la punta del saldatore.

Per alimentare questo circuito dovrete acquista-

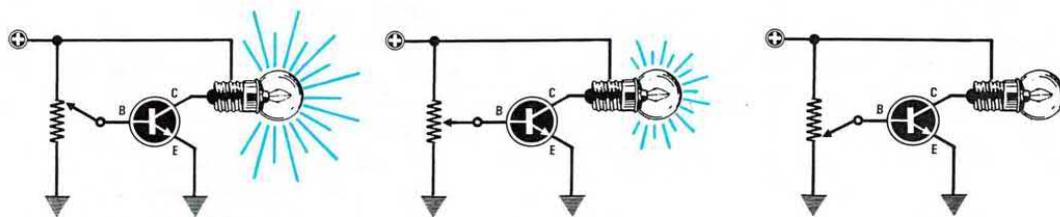


Fig.16 Per regolare la corrente di assorbimento del diodo Laser in modo da ottenere in uscita una potenza luminosa sui 5 milliwatt, utilizzerete il transistor TR3. Ponendo sul suo collettore una comune lampadina a filamento e polarizzando la sua Base con una tensione più o meno positiva, potrete regolare la sua intensità luminosa.

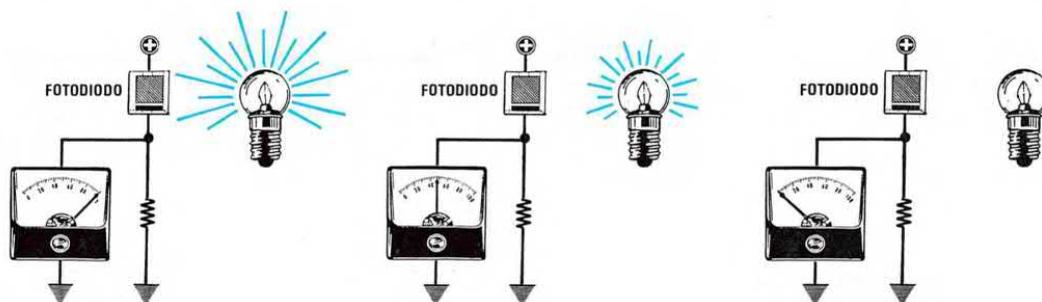


Fig.17 Se prendete un circuito composto da un fotodiode, una resistenza ed un voltmetro e lo ponete in prossimità della lampadina, noterete che il voltmetro rileverà una tensione che risulterà proporzionale all'intensità luminosa della lampadina.

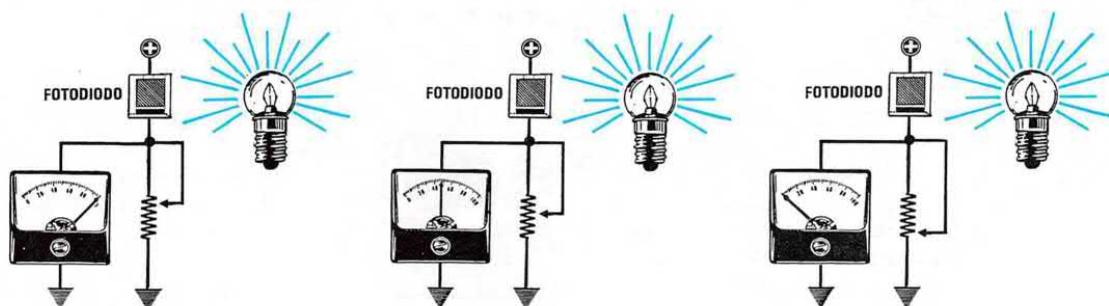


Fig.18 Se in sostituzione della resistenza fissa posta in serie al fotodiode, metteste un trimmer, potreste aumentare o ridurre il valore di tensione, pur mantenendo la luminosità della lampada alla sua massima potenza. Il fotodiode presente all'interno del diodo Laser viene utilizzato per ottenere questa tensione di controllo.

re **8 pile** tipo stilo da **1,5 volt**, che inserirete nel portatile, orientando il lato positivo e negativo così come disegnato all'interno del loro vano.

A pile inserite, sui due terminali presenti in questo contenitore plastico dovrete rilevare una tensione di **12 volt**.

TARATURA

L'operazione di taratura deve essere eseguita **scrupolosamente** come spiegato qui di seguito:

1° - Il circuito andrà **preparato** senza il diodo Laser.

2° - Applicata l'alimentazione, controllate con un tester se sull'uscita dell'integrato stabilizzatore **IC1** (vedi TP3) risulta presente una tensione di **circa 5,8 volt** e sull'emittore del transistor **TR1** (vedi TP1) una tensione di **circa 7,5 volt**.

Una piccola differenza di qualche **centinaia** di millivolt non pregiudica il funzionamento del Laser.

3° - Collegare i puntali del tester sul terminale **TP2** e sulla **massa**, poi ruotate il cursore del **trimmer R8** fino a leggere una tensione di circa **2,5 volt**.

4° - Saldare provvisoriamente una resistenza da **47.000 ohm** sulle piste **1-2** (vedi fig.19) lasciando lunghi i suoi terminali, poi su questi applicate il tester e ruotate il cursore del trimmer **multigiri R6** fino a leggere una tensione di **circa 1,6 volt**.

Questa misura è molto **importante**, perchè vi conferma che il **trimmer R6** è stato ruotato per la sua **massima** resistenza.

Accendendo il diodo Laser con **R6** alla sua **minima resistenza**, ne provochereste l'immediata accensione per la sua **massima potenza luminosa** e, di conseguenza, lo danneggereste.

5° - Effettuata questa misura, dissaldare la resistenza da **47.000 ohm** dalle piste **1-2** (vedi fig.19).

6° - Se calzate delle scarpe con le **suole di gomma** o di altro materiale sintetico, cambiatele con altre con **suole di cuoio**, poi avvolgete attorno ad un polso due o tre giri di filo di rame nudo flessibile e ponete l'altra estremità di tale filo a **terra**.

Questo collegamento è **indispensabile** per scaricare a terra eventuali **cariche elettrostatiche** sempre presenti nel nostro corpo.

7° - Se il vostro saldatore è ad alta tensione, cioè funziona direttamente con i **220 volt** della rete, collegate ad una **terra** il suo corpo, per evitare che pic-

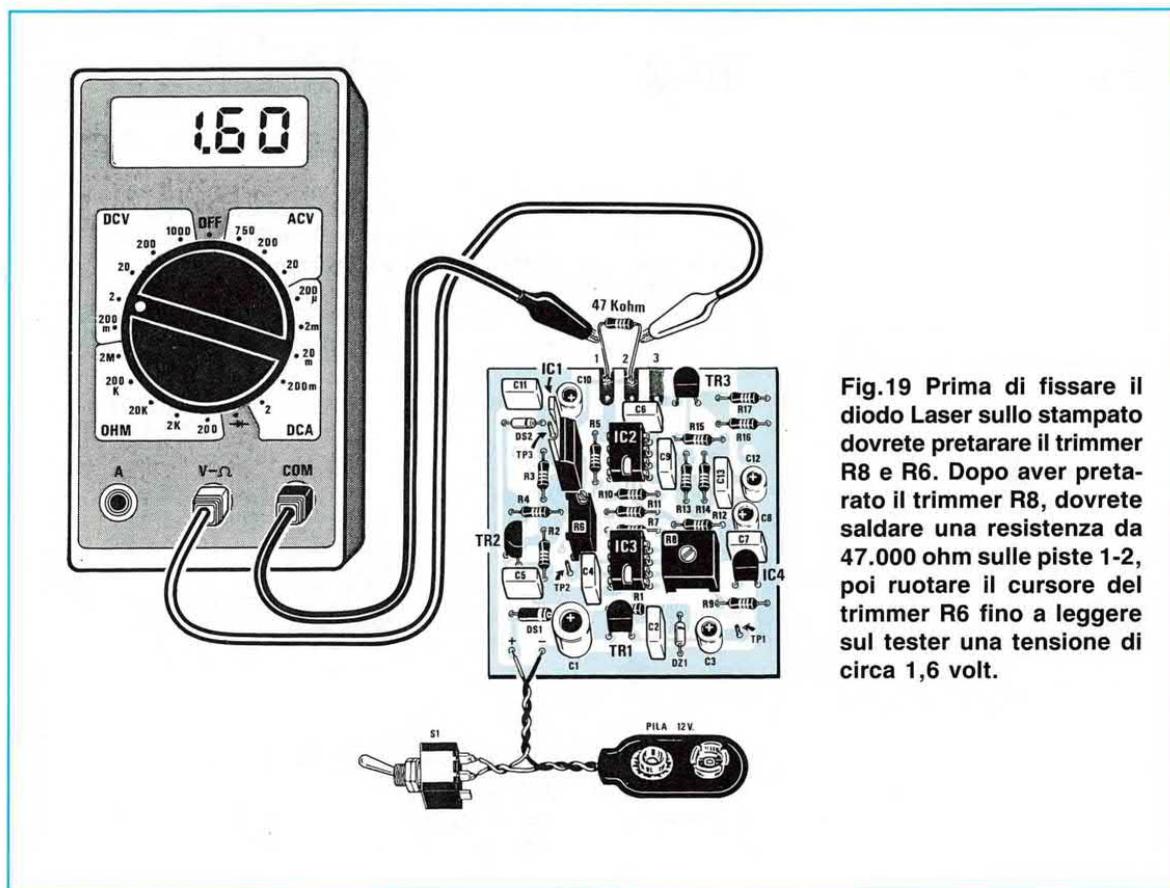


Fig.19 Prima di fissare il diodo Laser sullo stampato dovrete preparare il trimmer **R8** e **R6**. Dopo aver preparato il trimmer **R8**, dovrete saldare una resistenza da **47.000 ohm** sulle piste **1-2**, poi ruotare il cursore del trimmer **R6** fino a leggere sul tester una tensione di **circa 1,6 volt**.

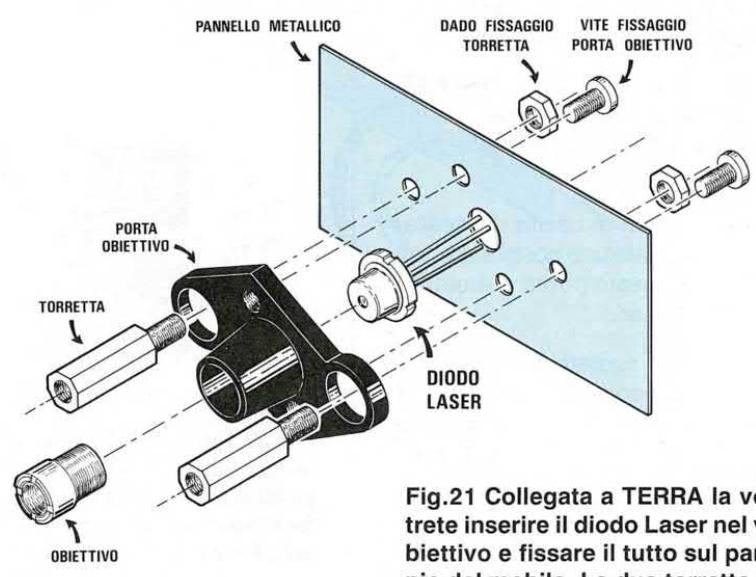
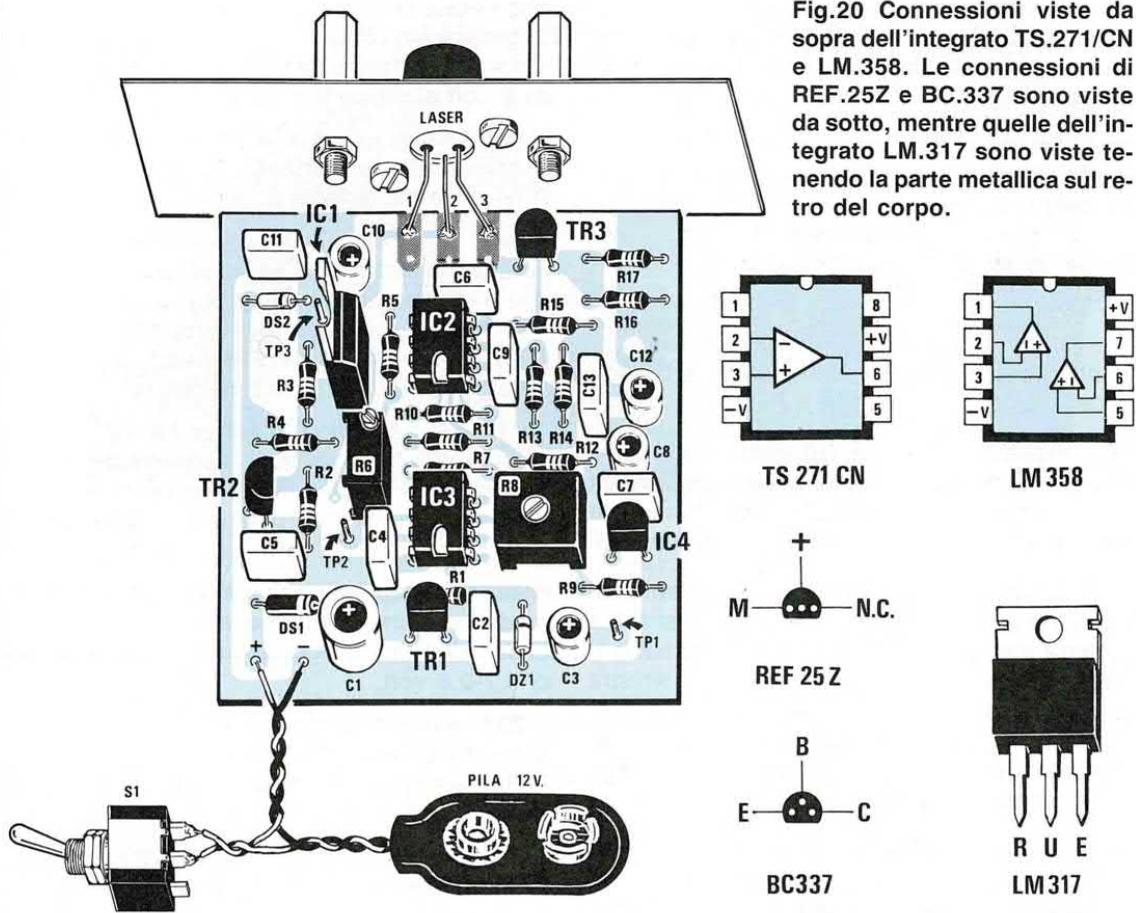


Fig.21 Collegata a TERRA la vostra mano, potrete inserire il diodo Laser nel vano del portaoiettivo e fissare il tutto sul pannello in alluminio del mobile. Le due torrette in ottone vi serviranno per fissare il tester ottico.

cole dispersioni di tensione si scarichino sui terminali del diodo Laser.

I saldatori più idonei per saldare i diodi Laser sono quelli a **bassa tensione**, cioè quelli che funzionano con **12-24-48 volt**.

8° - Con la mano **collegata a terra**, prendete il diodo Laser ed infilate il suo corpo entro la sede del **portaobiettivo**, evitando di toccare i terminali, poi, sopra a questo ponete il pannello frontale del mobile e centrate il foro sulla parte posteriore del diodo, fissando tutto con due viti.

9° - Sul pannello frontale applicate le due torrette di ottone lunghe esattamente **15 mm** e bloccate con due dadi.

10° - Fissate con due viti autofilettanti il circuito stampato all'interno del mobile plastico, poi infilate nelle due guide presenti nel mobile il pannello frontale in alluminio con sopra già fissato il **portaobiettivo**.

11° - Controllate attentamente che i tre terminali del diodo siano disposti a **V**, cioè al centro si abbia il piedino **2**, a sinistra il piedino **1** e a destra il piedino **3**.

Se i terminali venissero **rovesciati**, sulla sinistra si avrebbe il piedino **3** del diodo Laser e sulla destra il piedino **1** del **fotodiodo**, condizione questa che danneggerebbe il diodo Laser non appena gli fornirete tensione.

12° - Il primo terminale da saldare sulla pista del circuito stampato è quello **centrale**, cioè il numero **2**, dopodichè potrete indifferentemente saldare gli altri due piedini **1-3**.

13° - Terminata questa operazione, dovrete fissare sulle due torrette il kit LX.1088, cioè quello del **tester ottico** dopo aver tolto l'**obiettivo** (vedi fig.29).

14° - A questo punto potrete togliervi il bracciale di rame dal polso, perchè una volta saldati i terminali sulle piste non c'è più il pericolo di danneggiare il diodo Laser.

15° - Collegare ai terminali di uscita del **tester ottico** un tester digitale o analogico posto sulla portata di **10-15 volt CC** e a questo punto potrete alimentare il vostro diodo Laser.

16° - Con un cacciavite ruotate lentamente il **trimmer R8** fino a quando non vedrete il diodo Laser **accendersi**. In queste condizioni, sul tester si leggerà una tensione compresa tra **0,5-0,7 volt**.

17° - Ottenuta l'accensione del diodo Laser, **non toccate** più il **trimmer R8**.

18° - Con un cacciavite **ruotate** lentamente il cursore del **trimmer multigiri R6** e, così facendo, vedrete sul tester che il valore della **tensione** salirà.

Nei primi giri la tensione **aumenterà** molto leggermente, cioè da **0,7** passerà a **0,8-0,9**, poi quando supererete i **3 volt**, noterete che con piccole rotazioni si otterranno **elevati** sbalzi di tensione, cioè da **3 volt** si passerà a **3,5-4-4,5 volt**.

19° - Raggiunti i **4,5 volt**, dovrete ruotare tale trimmer **molto lentamente**, perchè sui **5 volt** dovrete necessariamente fermarvi.

20° - Una tensione di **5 volt** corrisponde ad una **potenza** luminosa di **5 milliwatt** con già considerato un **10%** in meno per motivi di sicurezza.

Anche se lavorerete con una potenza di soli **4,6-4,7 milliwatt** anzichè **5 milliwatt**, non rileverete nessuna differenza sulla **luminosità**.

21° - Se ruotando il **trimmer R6** non riuscirete a superare i **4 volt**, dovrete nuovamente ritoccare il **trimmer R8**, ma poichè questa operazione se non eseguita correttamente può risultare **pericolosa**, vi consigliamo di procedere come qui sotto indicato.

22° - Ruotate in senso **inverso** il trimmer **R6** in modo da ridurre al **minimo** la luminosità del diodo Laser, cioè fino a leggere sul tester una tensione di **0,7-0,8 volt**.

23° - A questo punto, ruotate leggermente la tensione dai **0,7-0,8 volt** attuali a circa **0,9-1,0 volt**.

Ruotate quindi il **trimmer R6** fino a leggere sul tester **5 volt**.

24° - Tarato il Laser sulla potenza richiesta, potrete togliere il tester ottico ed inserire l'**obiettivo**.

25° - Rivolgete ora il Laser verso una parete distante **5-10-15 metri**, e poichè il fascio non risulterà **focalizzato**, dovrete avvitare l'obiettivo nella sua sede fino ad ottenere un **piccolissimo** punto luminoso.



Fig.22 Non puntate mai il "luminosissimo punto Laser" sugli occhi di una persona, perchè può risultare pericoloso. In particolare, se il punto colpisce un occhio per pochi secondi non accade nulla, mentre se viene mantenuto in posizione per un tempo prolungato può causare conseguenze gravi.

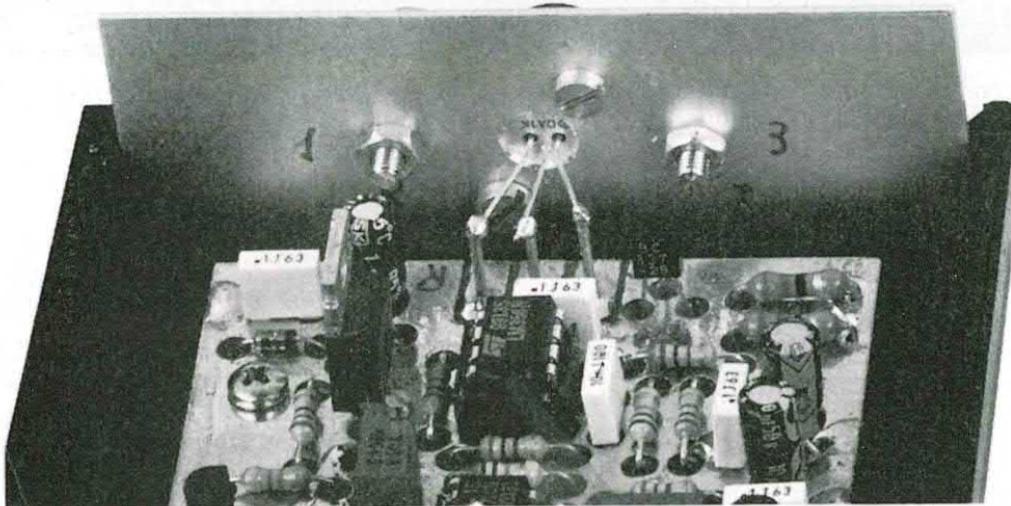


Fig.23 Per saldare i tre terminali del diodo Laser sulle piste 1-2-3 presenti sul circuito stampato, dovrete ripiegarli leggermente, oppure saldarli su tre corti spezzi di filo di rame che avrete saldato in precedenza sulle piste dello stampato.

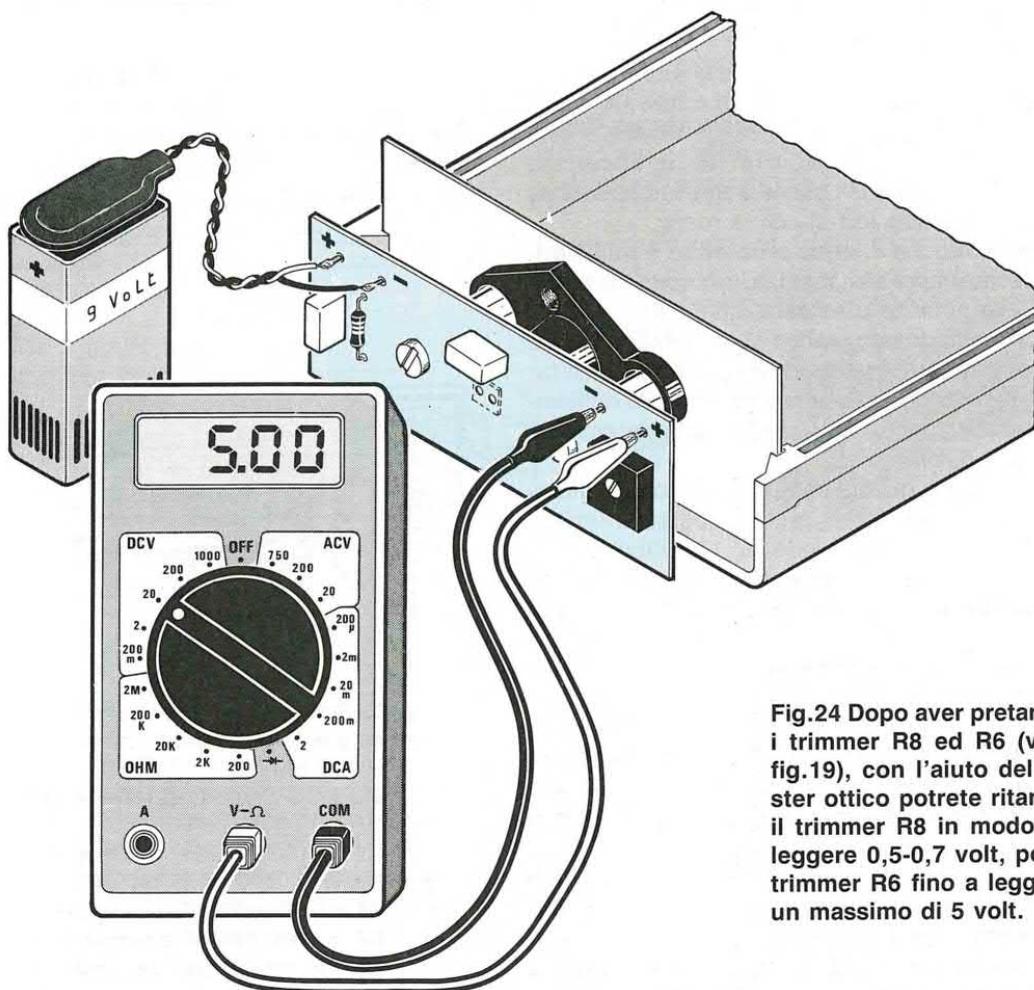


Fig.24 Dopo aver preparato i trimmer R8 ed R6 (vedi fig.19), con l'aiuto del tester ottico potrete ritrare il trimmer R8 in modo da leggere 0,5-0,7 volt, poi il trimmer R6 fino a leggere un massimo di 5 volt.

Chi consiglia di tarare un diodo Laser regolando la corrente di assorbimento su un valore prefissato, probabilmente non ha **mai** montato nessun diodo in un circuito, perchè se l'avesse fatto, si sarebbe accorto che adottando questo sistema avrebbe distrutto il diodo nel giro di pochi secondi.

A differenza di qualsiasi altro semiconduttore del quale si deve controllare la **corrente** di assorbimento e la **tensione** di alimentazione per evitare di danneggiarlo, in un diodo Laser occorre soltanto controllare la sua **potenza luminosa**.

CORRENTE E LUMINOSITÀ

In fig.26 è riprodotto il grafico di un diodo Laser in grado di erogare una potenza luminosa di **5 milliwatt**, per farvi capire come, al variare della **temperatura**, occorra automaticamente variare anche la corrente di alimentazione.

Precisiamo innanzitutto che se si **supera** la sua **massima potenza luminosa** di **5 milliwatt**, il diodo Laser si **danneggia** e, conseguentemente, dalla sua finestra non uscirà più un **fascio Laser**, ma una luce meno intensa simile a quella emessa da un normale **diodo led** di colore rosso.

Precisiamo che il termine **potenza 5 milliwatt**, si riferisce sempre alla **potenza luminosa** del fascio e non alla **potenza dissipata** dal diodo.

Guardando questo grafico potrete subito notare che per una temperatura di **25 gradi**, occorre far assorbire al diodo Laser una corrente di **78 milliamper**, per raggiungere la sua **massima potenza luminosa** di **5 milliwatt**.

Basta ridurre questa corrente di **pochi milliamper** per attenuare notevolmente la potenza luminosa; ad esempio se si scende sui **77 milliamper**, la potenza si riduce a **4 milliwatt**, se si scende verso i **76 milliamper**, la potenza si riduce a soli **3 milliwatt**.

Se si dovesse scendere sotto i **72 milliamper**, il diodo Laser si spegnerebbe.

Come potrete notare, bastano piccole **riduzioni** di corrente per ottenere ampie **attenuazioni**, ma purtroppo, bastano anche piccoli **aumenti** di corrente per superare la **massima potenza luminosa** e, se la si supera, il diodo Laser si brucia.

Quindi, se la corrente da **78 milliamper** salisse a **78,5 milliamper**, si sarebbe già superato il **limite massimo** dei **5 milliwatt**.

Ammettiamo che, per vari motivi, la temperatura da **25 gradi** scenda verso gli **0 gradi**.

Come potrete notare nel grafico di fig.26, per ottenere **5 milliwatt** a **0 gradi**, non dovrete superare i **68 milliamper**, perchè se si supera tale corrente il diodo Laser si brucerà.

Pertanto, se aveste tarato l'alimentatore per erogare **78 milliamper** e la temperatura dovesse scendere sugli **0 gradi**, dovrete ridurre alquanto velocemente la corrente di assorbimento per portarla sui **68 milliamper**.

Se la temperatura da **25 gradi** dovesse salire verso i **50 gradi**, dallo stesso grafico di fig.26, noterete che per ottenere una potenza di **5 milliwatt**, dovrete far scorrere nel diodo Laser una corrente di **90 milliamper**.

Pertanto, se aveste tarato l'alimentatore per erogare **78 milliamper** e la temperatura dovesse salire verso i **50 gradi**, il diodo Laser si **spegnerrebbe**, essendogli necessari **82 milliamper** per innescarsi.

Come vi abbiamo dimostrato, per mantenere **costante** la potenza luminosa sui 5 milliwatt, occorrerà **diminuire** la **corrente** di alimentazione se la temperatura **scende** ed **aumentarla** se la temperatura **sale**, diversamente, potrete correre il rischio di **bruciarlo** o di **spegnarlo**.

Ciò che vi manca per poter tarare un qualsiasi circuito che utilizza un diodo Laser è uno strumento che vi permetta di valutare quale **potenza**

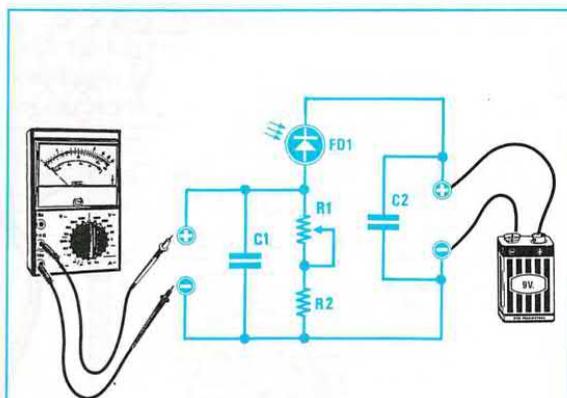


Fig.25 Schema del tester ottico da utilizzare per tarare i diodi Laser.

ELENCO COMPONENTI LX.1088

- R1 = 10.000 ohm trimmer
- R2 = 18.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 100.000 pF poliestere
- FD1 = fotodiodo tipo BPW.34

luminosa esce dal diodo Laser una volta **innescato**.

Poichè nessuno potrà mai acquistare un costosissimo e sofisticato strumento di misura per diodi Laser, calibrato sulla lunghezza d'onda di **670-680 nanometri**, abbiamo pensato di realizzare un semplice ed economico tester ottico che vi forniremo già **tarato** e collaudato.

LA MISURA DELLA POTENZA

Per poter misurare la **potenza luminosa** emessa da un diodo Laser, è necessario un **fotosensore** con un'ampia superficie, che risulti particolarmente sensibile alle radiazioni comprese tra **600 e 700 nanometri** e che non possa **saturarsi** anche se la sua superficie venisse colpita da una elevata intensità luminosa.

Il fotodiodo che abbiamo trovato più idoneo a questo tipo di applicazioni è il **BPW34**.

Come evidenziato nel grafico di fig.27, questo fotodiodo risulta sensibile a tutte le radiazioni comprese fra i **400 nanometri** ed i **1.000 nanometri**.

Il rendimento, ovviamente, varia al variare della lunghezza d'onda; infatti, a **400 nanometri** si aggira sul **18%**, a **500 nanometri** raggiunge il **40%**, mentre sulla lunghezza d'onda del **fascio Laser**, cioè sui **670 nanometri**, arriva ad un rendimento del **78%**, per raggiungere, infine, il rendimento del

100% sulla lunghezza d'onda di **900 nanometri**.

Avere un rendimento del **78%** sulla lunghezza d'onda di **670-680 nanometri** è un vantaggio, perchè potrete far giungere sulla sua superficie un fascio Laser di elevata intensità senza correre il rischio di **saturarlo**.

Poichè anche i fotodiodi **BPW34** hanno una loro **tolleranza**, non era possibile proporvi il solo schema elettrico, ma dovevamo necessariamente fornirvi un circuito già montato e tarato.

Una volta in possesso di un **tester tarato**, costruirne un secondo è molto più facile, perchè si ha già a disposizione una **misura campione** sulla quale fare affidamento.

Come visibile in fig.25, lo schema elettrico di questo **tester ottico** è molto semplice, perchè utilizza un solo fotodiodo **BPW34**, una resistenza ed un trimmer, che abbiamo **tarato** con una luce **Laser campione**, in modo da ottenere, ai suoi capi, un valore di **tensione** proporzionale alla sua **potenza luminosa**.

Puntando il fascio luminoso del diodo Laser sul fotodiodo **BPW34**, potrete tarare la sua potenza luminosa fino a leggere sul tester la tensione di **5 volt** necessari per alimentare un diodo di **5 milliwatt**.

Per ottenere una misura attendibile, è assolutamente necessario che il fotodiodo **BPW34** risulti posto ad una distanza di **15 millimetri** dal diodo Laser.

Se lo allontanerete o lo avvicinerete, anche di po-

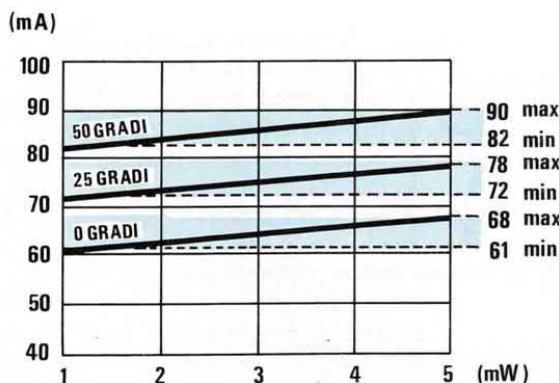
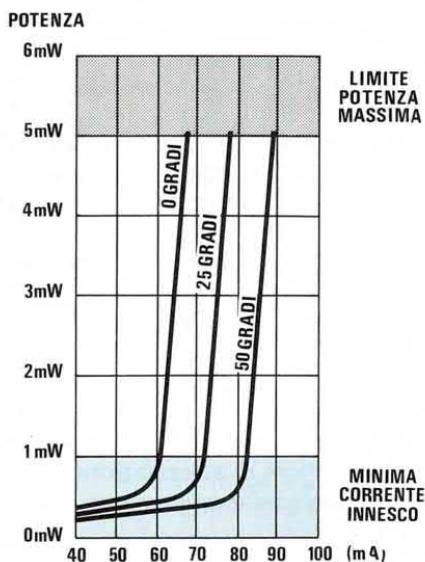


Fig.26 Guardando questi due grafici, scoprirete che non è possibile tarare un diodo Laser regolando la sua corrente di assorbimento, perchè se la temperatura dovesse scendere o aumentare, il diodo potrebbe autodistruggersi o disinnescarsi. Per evitare che ciò avvenga, occorre tararlo controllando solo la sua potenza luminosa.



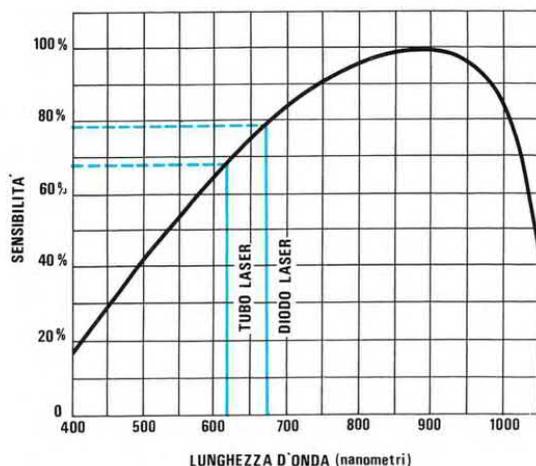


Fig.27 Il fotodiode BPW.34 usato nel nostro tester ottico, è sensibile a tutte le radiazioni comprese tra 400-1.000 nanometri. Come visibile nel grafico, questo fotodiode risulta maggiormente sensibile alla luce emessa da un diode Laser che a quella emessa da un tubo Laser.



Fig.28 Per individuare il terminale Anodo di un fotodiode BPW.34, basterà guardare da che lato è posta la piccola linea "I" di riferimento.

chi millimetri, varierà il valore della tensione.

Per questo motivo sul portaobiettivo del Laser vi faremo fissare due **torrette** in ottone tagliate su misura, sulle quali sistemerete il circuito stampato del nostro **tester ottico** come visibile in fig.29.

Quando effettuerete la taratura della potenza luminosa, dovrete sfilare l'obiettivo dal suo supporto, per permettere al **largo fascio** del diode Laser di colpire tutta la superficie del fotodiode **BPW34**.

Chi scrive che la taratura della **potenza luminosa** va effettuata ad una distanza di **30-40 cm** e con l'obiettivo **inserito**, sbaglia, per questi semplici motivi:

1° - Quando si accende un diode Laser, difficilmente l'obiettivo risulta **focalizzato**, quindi, la superficie del **BPW34**, colpita da un **punto luminoso** più o meno grande, non vi permetterà di valutare l'esatta potenza luminosa emessa dal diode Laser.

Se si rileverà una tensione **minore** di quella indicata, si cercherà di aumentarla e, così facendo, si correrà il rischio di superare i **5 milliwatt** massimi.

2° - Poichè non tutti utilizzeranno il nostro obiettivo, ma altri tipi, dotati di lenti di qualità mediocre o ancora peggio di plastica, difficilmente si conoscerà il reale fattore di **attenuazione**, quindi, non si saprà mai quale potenza luminosa fuoriuscirà da tale obiettivo.

A titolo informativo possiamo riportarvi le potenze luminose rilevate sull'**uscita** di quattro diversi obiettivi, applicando sull'ingresso una **potenza luminosa** di **5 milliwatt**:

- obiettivo lenti di qualità **4,6 milliwatt**
- obiettivo lenti mediocri **3,1 milliwatt**
- obiettivo lenti plastiche **1,6 milliwatt**

Come potete notare, la differenza che intercorre tra obiettivo e obiettivo è troppo rilevante, quindi, se ne avete utilizzato uno che fa fuoriuscire una potenza luminosa di **1,6 milliwatt**, è ovvio che il **tester** vi indicherà una tensione minore di **2 volt**; se tenterete di aumentarla, brucerete il diode Laser, perchè l'obiettivo **perde** una potenza di **3,4 milliwatt**.

Per questi motivi è sempre consigliabile controllare la potenza luminosa di un diode Laser **senza obiettivo**.

Completata la taratura, potrete inserire l'obiettivo ed a questo punto, se farete delle prove a distanza con un **tester ottico**, ricordatevi che le tensioni che rileverete **non avranno** più alcun rapporto con la potenza emessa dal diode Laser.

5 VOLT per 5 MILLIWATT

Il **tester ottico** che vi forniremo andrà fissato con due viti sulle **torrette** presenti nel trasmettitore (vedi fig.29), **tarando** la potenza luminosa emessa dal **diode Laser** così come vi verrà spiegato in ogni nostro progetto. Il valore di tensione che dovrete leggere sul tester, per ottenere una potenza massima di **5 milliwatt**, è esattamente di **5 volt**.

Importante = Se supererete i **5,6 volt**, il diode Laser si brucerà.

Per la misura della tensione, si potrà utilizzare un **tester digitale oppure un tester analogico**.

Eseguita la taratura, potrete togliere il vostro Tester per diode Laser e riporlo in un cassetto per future misurazioni.

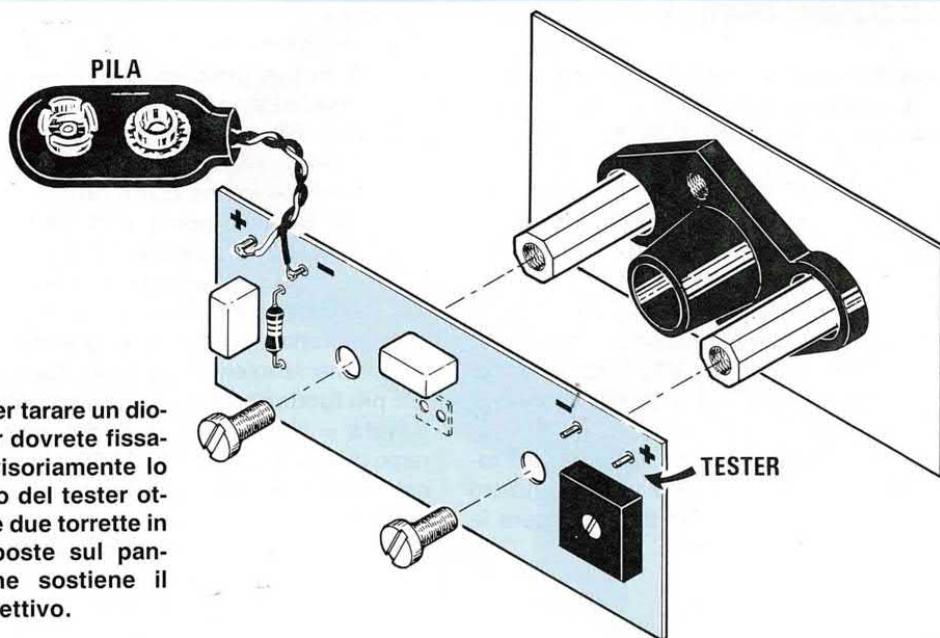


Fig.29 Per tarare un diodo Laser dovreste fissare provvisoriamente lo stampato del tester ottico sulle due torrette in ottone poste sul pannello che sostiene il portaobiettivo.

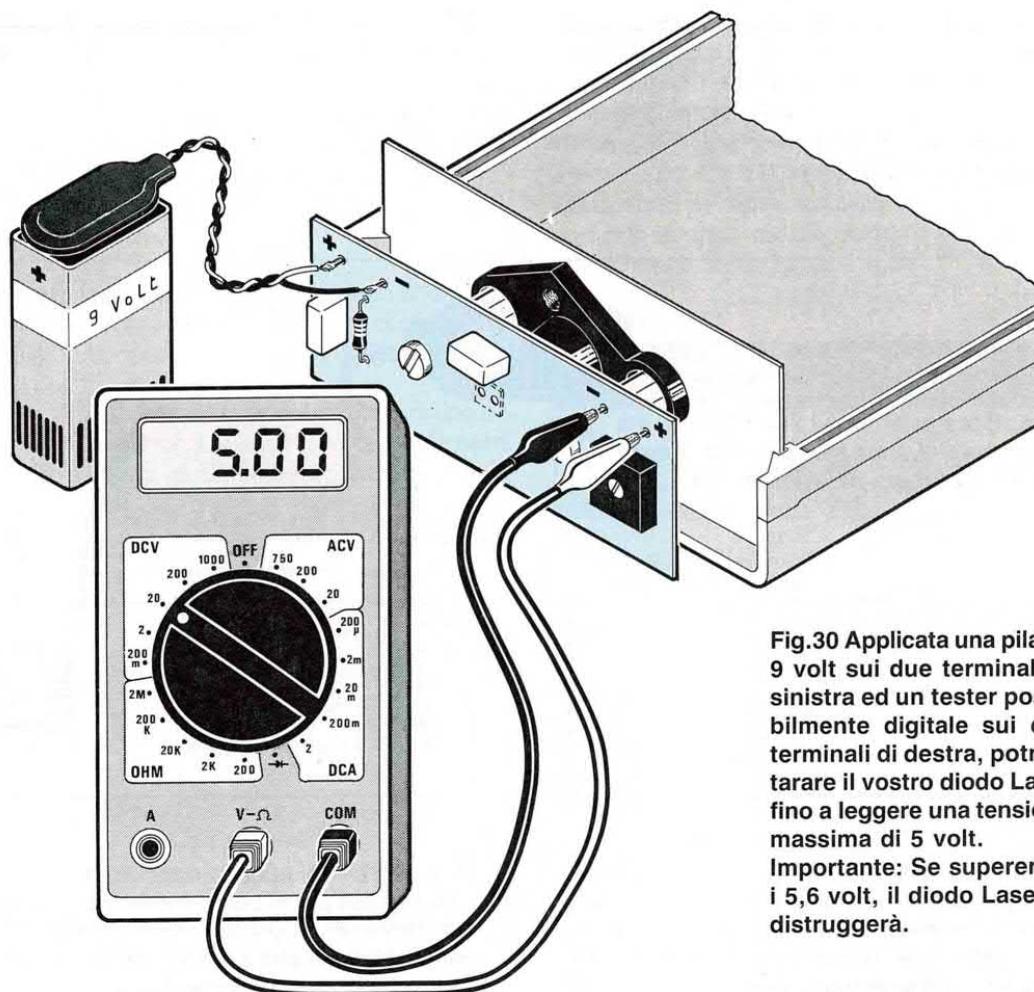


Fig.30 Applicata una pila da 9 volt sui due terminali di sinistra ed un tester possibilmente digitale sui due terminali di destra, potrete tarare il vostro diodo Laser fino a leggere una tensione massima di 5 volt. **Importante:** Se supererete i 5,6 volt, il diodo Laser si distruggerà.

REALIZZAZIONE PRATICA

Una volta in possesso del **Tester ottico** che vi abbiamo fornito già **tarato**, ne potrete costruire un **secondo** da tenere per riserva o da regalare ad un amico.

In questi casi basta richiederci il kit LX.1088 e montare sul circuito tutti i componenti come visibili nello schema pratico di figg.31-32.

Per **tarare** il vostro kit, dovrete applicare il nostro tester ottico sulle due torrette (vedi fig.30), leggere la tensione della **potenza luminosa** (normalmente 5 volt), poi togliere questo circuito, inserire quello da voi costruito e **ruotare** il trimmer **R1**, fino a leggere la stessa tensione, cioè **5 volt**.

Ad esempio, se applicando il nostro tester **già tarato** rileverete una tensione di **4,9 volt**, nel nostro kit dovrete ruotare il trimmer **R1** fino a leggere la stessa tensione, cioè **4,9 volt**.

IMPORTANTE

Per la **taratura** usate sempre la distanza prefissata da queste due torrette in ottone.

In caso contrario, ricordate che, riducendo tale distanza leggerete valori di tensione **superiori**, mentre aumentandola leggerete valori di tensione **notevolmente inferiori**.

Potrete utilizzare questo tester ottico anche per i fasci emessi dai tubi laser **Elio/Neon**, ma **non** per valutare la loro **potenza luminosa**.

Infatti, il tester è stato tarato per ottenere una tensione di **5 volt**, per una potenza luminosa di **5 milliwatt**, sulla lunghezza d'onda di **670-680 nanometri**, con un fascio che copre **tutta** la superficie del fotodiode **BPW34**, posto a **15 mm.** di distanza.

Sapendo che il fotodiode **BPW34** è più sensibile alle radiazioni emesse sulla lunghezza d'onda dei **630 nanometri** (tubo Elio/Neon), è ovvio che, a parità di **potenza**, si otterranno due valori di tensione notevolmente inferiori, anche se il nostro occhio vedrà **più luminoso** il fascio emesso dal tubo Laser.

Nota = Nel **tester per diodi Laser** che vi forniremo già tarato, **NON TOCCATE** il trimmer presente nel circuito, perchè se ruoterete il suo cursore anche di pochi millimetri, non potrete più conoscere quale **potenza** eroga il Laser che dovrete **tarare**.

PER REALIZZARE questi KIT

Tutti i componenti necessari per la realizzazione del kit LX.1089 ed il tester ottico LX.1088 già montato e tarato possono essere richiesti alla rivista:

Nuova Elettronica
Via Cracovia N.19
40139 BOLOGNA

Nota: Il tester ottico vi verrà fornito già tarato, quindi "non ruotate" per nessun motivo il cursore del trimmer R1.

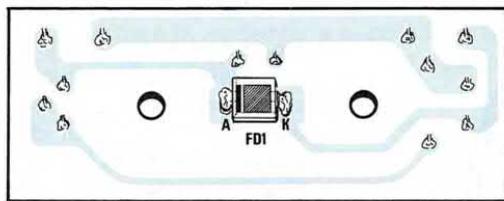


Fig.31 Una volta in possesso di un tester ottico già tarato, ne potrete costruire un secondo, fissando sullo stampato LX.1088 il fotodiode BPW.34 con il terminale A di riferimento rivolto verso sinistra.

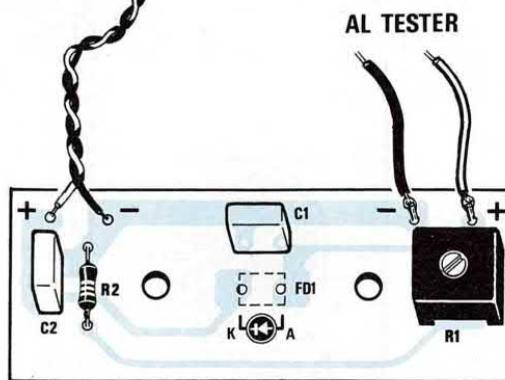


Fig.32 Montati sul lato opposto dello stampato questi pochi componenti, potrete tarare il trimmer R1 prendendo come riferimento la tensione che il tester ottico che vi abbiamo fornito vi indicherà.

COLORE dei FOSFORI nei tubi a RAGGI CATODICI



Nei tubi a raggi catodici la **prima lettera** (nei tubi per TV possono esservi due lettere) indica il tipo di applicazione come qui sotto riportato:

- A = Tubi per monitor TV o videocitofoni
- D = Tubi per oscilloscopi "mono traccia"
- E = Tubi per oscilloscopi "doppia traccia"
- F = Tubi per Radar
- L = Tubi per oscilloscopi a memoria
- M = Tubi per televisione
- P = Tubi per proiezioni
- MW = Tubi per TV in bianco/nero
- MX = Tubi per TV a colori

A questa lettera fa seguito un numero che indica a quanti **pollici** (1 pollice = 2,54 mm) corrispondono le dimensioni dello schermo in **diagonale** (vedi fig. 1).

Nei vecchi tubi **rotondi** per oscilloscopi di tipo europeo il diametro veniva espresso in **centimetri**, quindi **D7** significava diametro di 7 cm e **D10** diametro di 10 cm.

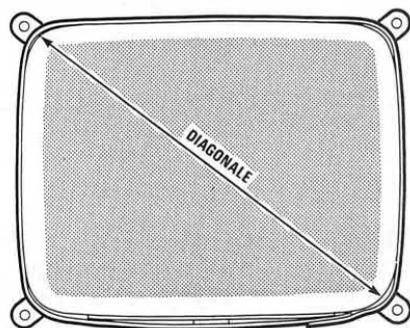


Fig. 1 Le dimensioni dello schermo sono considerate sempre in diagonale. In molti tubi le dimensioni sono in centimetri in altri in pollici.

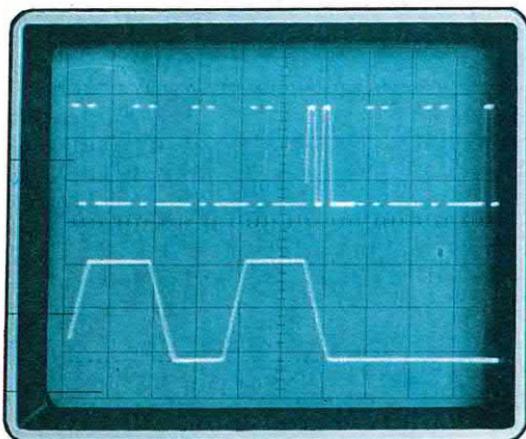
Tempi Persistenza

- cortissima = < 1 micros.
- corta = max. 10 micros.
- medio corta = max 1 millis.
- media = max 100 millis.
- lunga = max 1 sec.
- lunghissima = > 1 sec.

A questa sigla fanno seguito altre **due lettere**, ad esempio **D7-GH** o **D7-BE**, che indicano il colore dei fosfori e la **persistenza** della traccia, cioè se **molto corta - corta - medio corta - media - lunga** come riportato nella **Tabella n.1**.

TABELLA N.1

Sigle I.E.C.	fosfori JEDEC	Fluorescenza colore	Persistenza	sigle vecchie
BA	=	Blu	molto corta	C
BE	P.11	Blu	medio corta	B
BF	=	Blu/viola	medio corta	U
GE	P.24	Verde	corta	K
GH	P.31	Verde	medio corta	H
GJ	P.1	Verde/giallo	media	G
GK	=	Verde/giallo	media	G
GL	P.2	Verde/giallo	medio corta	N
GM	P.7	Verde/giallo	lunga	P
GP	P.2	Verde/blu	medio corta	=
GR	P.39	Verde	lunga	=
GU	=	Bianco	lunga	=
GW	P.42	Verde/giallo	media	=
KA	P.20	Verde/giallo	medio corta	=
LA	=	Arancio	media	D
LB	=	Arancio	lunga	E
LC	=	Arancio	molto lunga	F
LD	P.33	Arancio	molto lunga	L
LM	=	Arancio	medio corta	=
WA	=	Bianco	media	=
WB	P.45	Bianco	media	=
WD	=	Bianco	media	=
WR	=	Bianco	medio corta	=
WW	P.4	Bianco	medio corta	=



INTERFACCE ANTIRIMBALZO per integrati DIGITALI

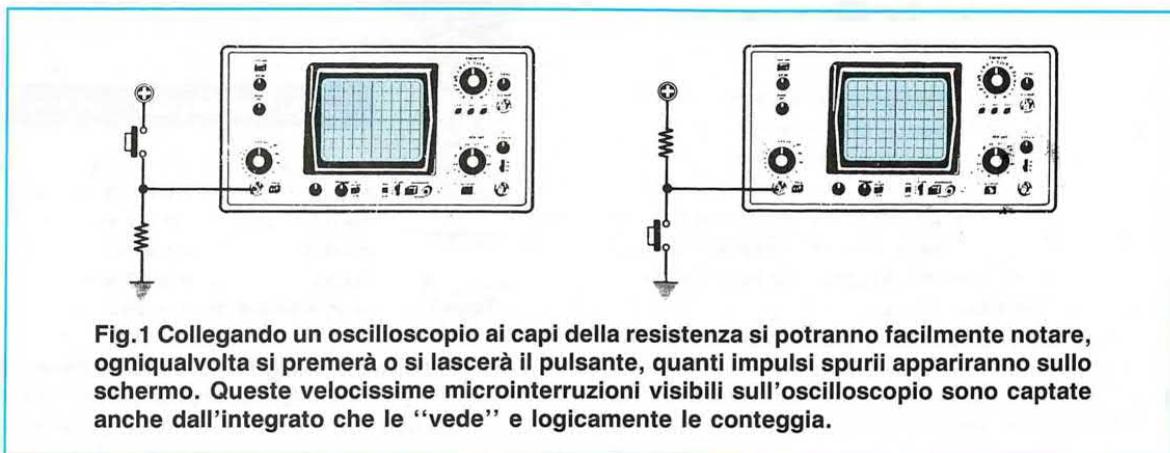


Fig.1 Collegando un oscilloscopio ai capi della resistenza si potranno facilmente notare, ogniqualevolta si premerà o si lascerà il pulsante, quanti impulsi spurii appariranno sullo schermo. Queste velocissime microinterruzioni visibili sull'oscilloscopio sono captate anche dall'integrato che le "vede" e logicamente le conteggia.

I contatti meccanici di un pulsante, di un interruttore oppure di un relè quando vengono cortocircuitati non effettuano un **immediato contatto**.

Prima di ottenere questa condizione essi effettuano tantissime e velocissime microinterruzioni che generano **impulsi spurii**.

Anche se utilizzate dei pulsanti costosi o dei relè con contatti dorati, risulteranno sempre presenti sia in apertura sia in chiusura del contatto qualche decina di **impulsi spurii**, che un qualsiasi integrato digitale, un TTL o un C/Mos, **conteggerà** come impulsi di comando.

Sapendo che un contatto può generare tante **microinterruzioni** per una durata di circa **3 millisecondi**, per evitare che l'integrato digitale le conteggi, occorre realizzare delle **interfacce** che, captato il **1° impulso**, ignorino i successivi impulsi di **rimbalzo**.

Le semplici interfacce **antirimbalo** che vi proponiamo, captato il **1° impulso** rimarranno **insensibili** a tutti i successivi impulsi spurii per una durata di circa **10 millisecondi**.

Potremo comunque aumentare questo tempo di **insensibilità** fino ad un massimo di **15-20 millisecondi**.

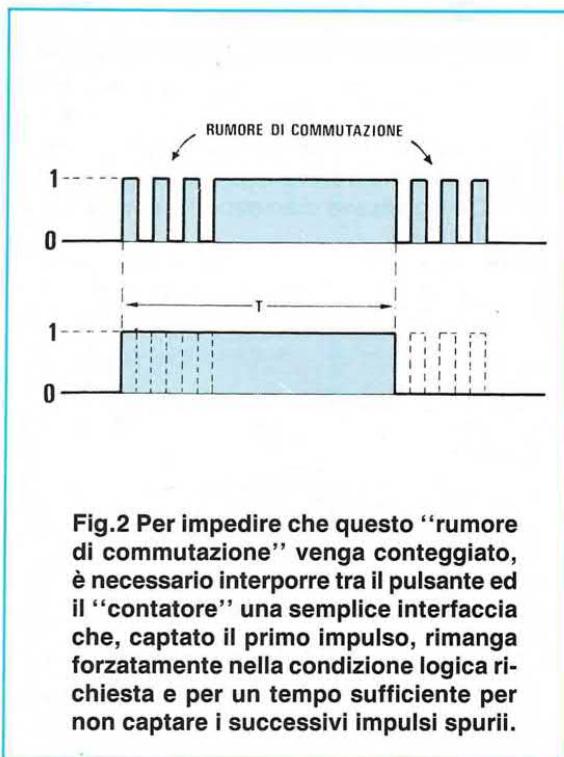


Fig.2 Per impedire che questo "rumore di commutazione" venga conteggiato, è necessario interporre tra il pulsante ed il "contatore" una semplice interfaccia che, captato il primo impulso, rimanga forzatamente nella condizione logica richiesta e per un tempo sufficiente per non captare i successivi impulsi spurii.

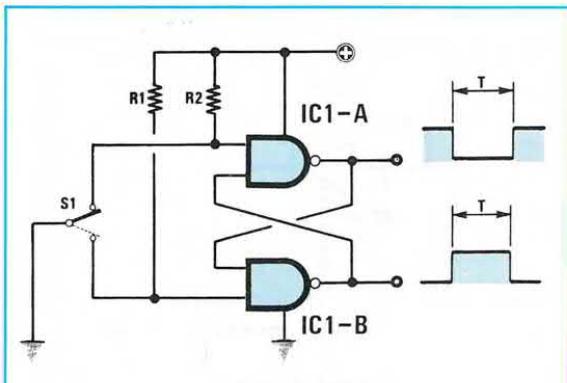


Fig.3 Circuito con due Nand.

R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
 IC1 = CD.4011 - SN.7400
 S1 = deviatore

ANTIRIMBALZO con 2 NOR

In fig.4 riportiamo lo schema di un circuito anti-
 rimbalzo per **relè** o **microswitch deviatori** che uti-
 lizza delle porte NOR.

Quando il terminale centrale collegherà al **positi-
 vativo** di alimentazione l'ingresso del Nor IC1/A, sul-
 la sua uscita risulterà un **livello logico 1**, quando
 invece collegherà a **massa** l'ingresso del Nor IC1/B
 sulla sua uscita risulterà un **livello logico 0**.

Per questo circuito potremo usare degli integrati
 TTL tipo **SN.7402** oppure dei C/Mos tipo **CD.4001**.

Utilizzando l'integrato TTL tipo **SN.7402**, che do-
 vremo necessariamente alimentare con una tensio-
 ne stabilizzata di **5 volt**, le due resistenze **R1-R2**
 dovranno avere un valore ohmico compreso tra
270-390 ohm.

Utilizzando l'integrato C/Mos **4001**, che può es-
 sere alimentato con tensioni comprese tra **5-15 volt**,
 il valore delle due resistenze **R1-R2** andrà scelto
 in rapporto alla tensione di alimentazione.

Se alimentate il C/Mos con una tensione di **5 volt**
 potete utilizzare due resistenze da **5.600 ohm**,
 mentre se alimentate il C/Mos con una tensione di
12 volt potete utilizzare due resistenze da
8.200-10.000 ohm.

ANTIRIMBALZO con 2 NAND

In fig.3 riportiamo lo schema di un circuito anti-
 rimbalzo per **relè** o **microswitch tipo deviatori**.

Quando il terminale centrale collegherà a **mas-
 sa** l'ingresso del Nand IC1/A, sulla sua uscita sarà
 presente un **livello logico 0**, quando invece colle-
 gherà a **massa** l'ingresso del Nand IC1/B, sulla sua
 uscita sarà presente un **livello logico 1**.

Per questo circuito potremo usare degli integrati
 TTL tipo **SN.7400** oppure dei C/Mos tipo **CD.4011**
 o **CD.4093**.

Se utilizzeremo degli integrati TTL dovremo ali-
 mentare questa interfaccia con una tensione sta-
 bilizzata di **5 volt**.

Se utilizzeremo degli integrati C/Mos potremo ali-
 mentarla con una tensione compresa tra **5 e 15**
volt.

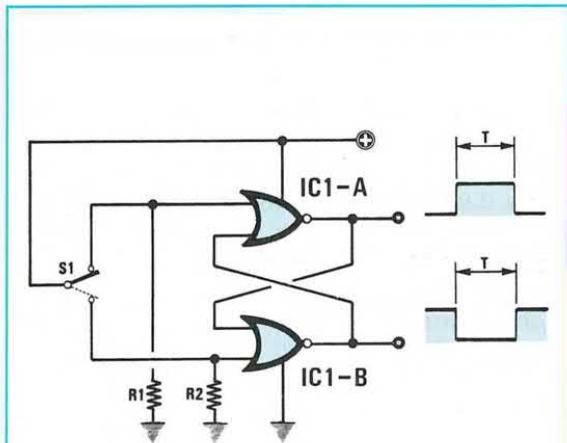
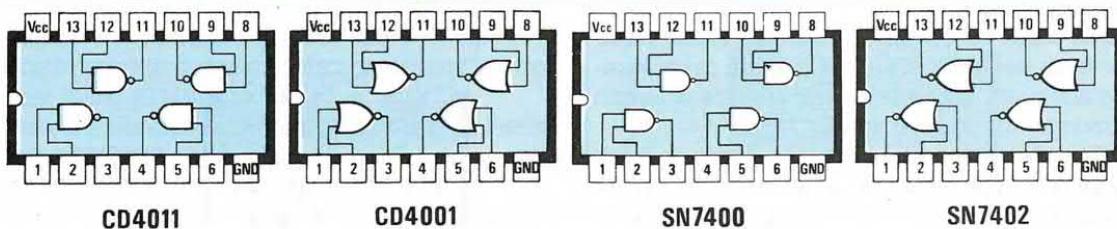


Fig.4 Circuito con 2 Nor. Anche per
 questo circuito, come per il preceden-
 te, è necessario utilizzare per S1 un
 deviatore e non un comune pulsante.

R1 = vedi testo
 R2 = vedi testo
 IC1 = CD.4001 - SN.7402
 S1 = deviatore



ANTIRIMBALZO con 1 INVERTER

In fig.5 riportiamo lo schema di un circuito anti-rimbalo per pulsanti o normali microswitch che utilizza un inverter a trigger di Schmitt contenuto all'interno di un C/Mos tipo **CD.40106** o altri integrati equivalenti.

Quando i contatti del pulsante collegheranno a massa l'ingresso dell'inverter IC1, sulla sua uscita risulterà presente un **livello logico 1**, quando invece rilasceremo il pulsante, sulla sua uscita risulterà presente un **livello logico 0**.

Per modificare il tempo dell'**insensibilità** agli impulsi spurii, potremo variare, in questo circuito, il valore della resistenza **R1** oppure quello del condensatore **C1**.

La formula per determinare il **tempo** di insensibilità in **millisecondi** è la seguente:

$$\text{millisec} = \text{Kiloohm} \times \text{microF} \times 0,9$$

Esempio = Supponendo di aver utilizzato per **R1** una resistenza da **12 Kiloohm** e per **C1** un condensatore da **0,82 microfarad**, noi otterremo un tempo di **insensibilità** ai disturbi pari a:

$$12 \times 0,82 \times 0,9 = 8,8 \text{ millisecondi}$$

Per aumentare il tempo di insensibilità **sconsigliamo** di aumentare il valore della resistenza **R1**, perchè ridurremo la corrente che scorre sui **contatti**.

Meglio usare una resistenza da **10 Kiloohm** ed aumentare il valore del condensatore **C1**.

VARIANTI per l'INVERTER

Se in molti pulsanti non scorre un'adeguata corrente, non si riuscirà mai ad ottenere un ottimo contatto di chiusura.

Per far passare più corrente in questi contatti occorrerebbe ridurre il valore della resistenza **R1**, ma così facendo si abbasserebbe notevolmente il tempo di **insensibilità**.

Per far scorrere più corrente nei contatti del pulsante, lasciando inalterato il tempo della **insensibilità**, consigliamo di modificare il circuito come visibile nelle figg. 6 e 7.

Come si può osservare, la resistenza **R2** da **1.000 ohm** serve per far passare nei contatti del pulsante un'adeguata corrente senza alterare il tempo d'immunità agli impulsi spurii.

Nello schema di fig.6 si otterrà in uscita un **livello logico 0** ogni volta che pigieremo il pulsante, mentre nello schema di fig.7 si otterrà in uscita un **livello logico 1**.

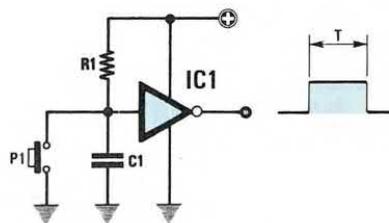


Fig.5 Circuito con un Inverter a Trigger.

R1 = 12.000 ohm 1/4 watt
C1 = 82.000 pF
IC1 = CD.40106

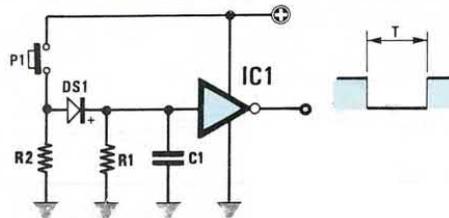


Fig.6 A pulsante premuto il livello logico è 0.

R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
DS1 = diodo silicio 1N.4150
IC1 = CD.40106

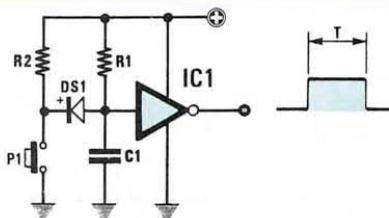
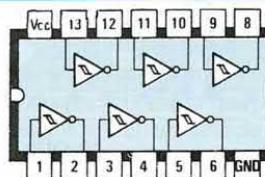


Fig.7 A pulsante premuto il livello logico è 1.

R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
DS1 = diodo silicio 1N.4150
IC1 = CD.40106



CD40106

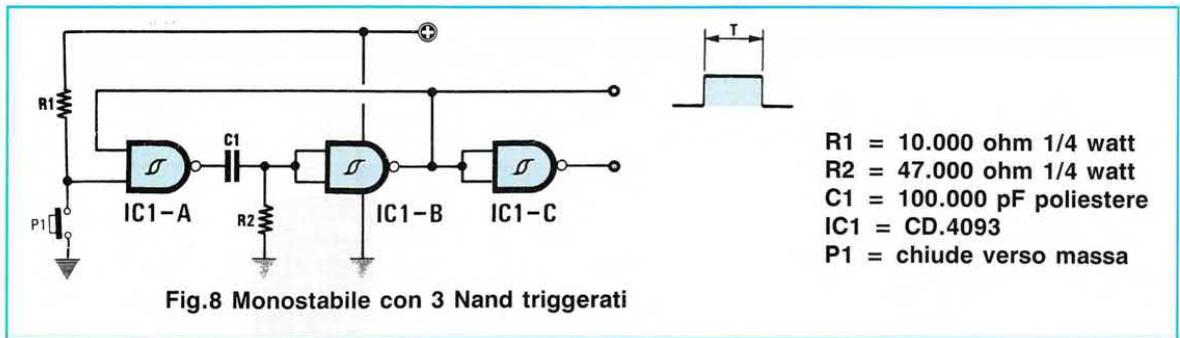


Fig.8 Monostabile con 3 Nand triggerati

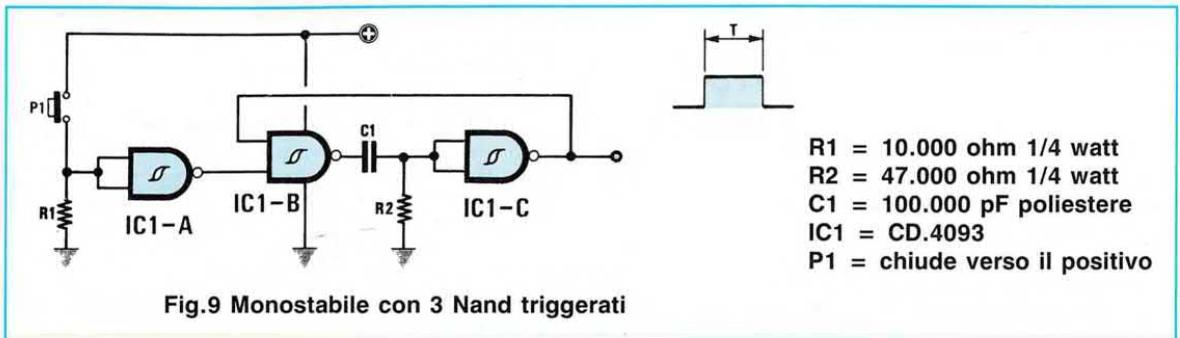


Fig.9 Monostabile con 3 Nand triggerati

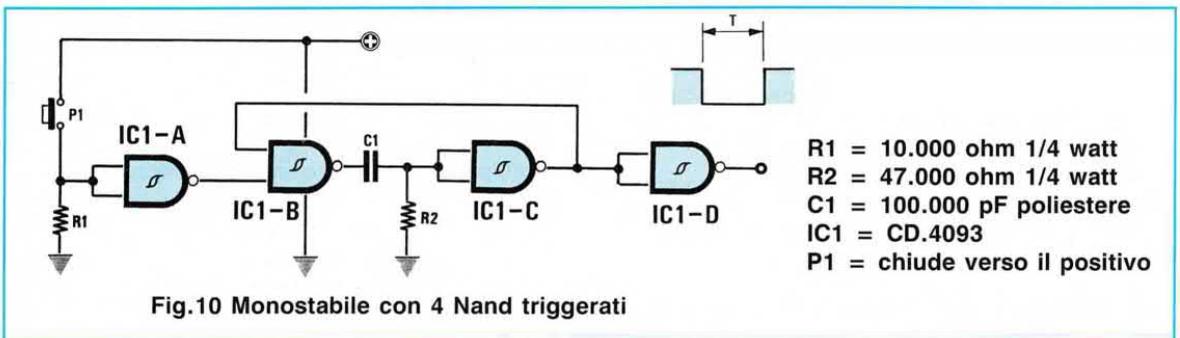


Fig.10 Monostabile con 4 Nand triggerati

ANTIRIMBALZO con 3 NAND

Si può realizzare un circuito con una elevata insensibilità agli impulsi spurii di rimbalzo utilizzando 3 **Nand triggerati** contenuti all'interno dell'integrato C/Mos tipo **CD.4093**.

Utilizzando lo schema elettrico riportato in fig.8, sull'uscita del Nand **IC1/C** avremo sempre un **livello logico 0** che passerà a **livello logico 1** ogni volta che il pulsante cortocircuiterà a **massa** l'ingresso del Nand **IC1/A**.

Utilizzando lo schema elettrico riportato in fig.9, sull'uscita del Nand **IC1/C** avremo sempre un **livello logico 0** che passerà a **livello logico 1** ogni volta che il pulsante cortocircuiterà al **positivo** l'ingresso del Nand **IC1/A**.

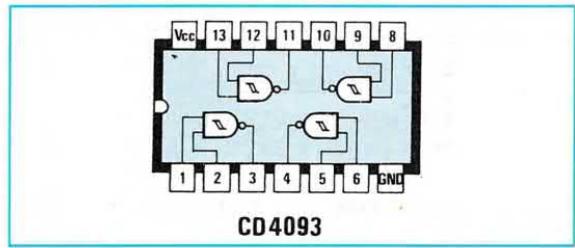
Se fosse necessario disporre in uscita di un livello logico **opposto**, cioè avere sempre un **livello logico 1** anziché un **livello logico 0**, dovremo collegare sull'uscita di **IC1/C** il quarto Nand contenuto all'interno dell'integrato **CD.4093** (vedi fig.10).

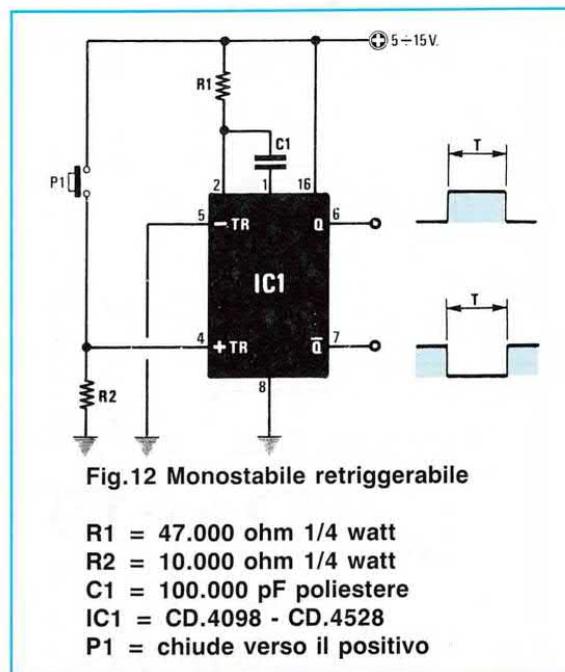
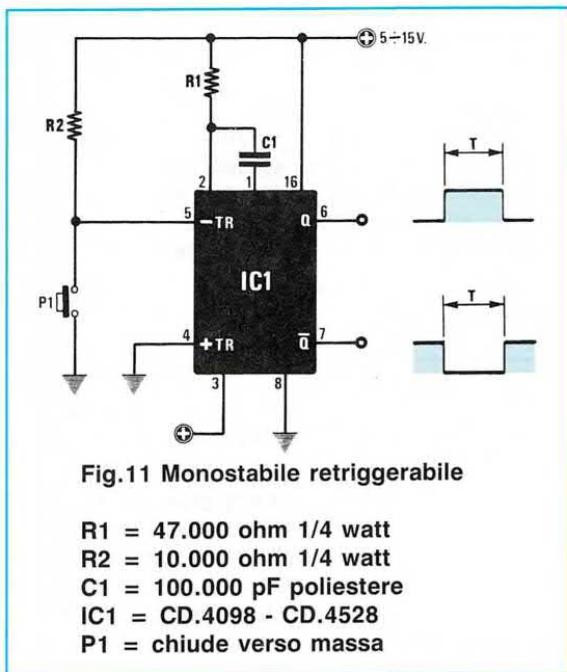
La formula per determinare il **tempo** di insensibilità in **millisecondi** è la seguente:

$$\text{millisec} = R2 \text{ Kiloohm} : C1 \text{ microF}$$

Esempio = Ammesso di aver utilizzato per la resistenza **R2** un valore di **15 Kiloohm** e per il condensatore **C1** un valore di **0,68 microfarad**, otterremo un tempo di insensibilità pari a:

$$15 \times 0,68 = 10,2 \text{ millisecondi}$$





ANTIRIMBALZO con CD.4098 o CD.4528

Chi volesse realizzare un **antirimbalo** più sofisticato potrà utilizzare degli integrati C/Mos tipo **CD.4098** o **CD.4528** contenenti al loro interno due **monostabili retriggerabili**.

Ovviamente uno dei due monostabili rimarrà inutilizzato, sempre che non si abbia un circuito che richieda l'uso di due pulsanti.

Utilizzando questi integrati avremo il vantaggio di poter prelevare dal piedino **6** un **livello logico 1** e dal piedino **7** un **livello logico 0** ogni volta che si preme il pulsante.

Lo schema di fig.11 si utilizzerà quando il pulsante P1 viene cortocircuitato verso **massa**, mentre lo schema di fig.12 si utilizzerà se dovremo necessariamente cortocircuitare il pulsante P1 verso il **positivo** di alimentazione.

Questi C/Mos possono funzionare con tensioni di alimentazione comprese tra **5-15 volt**.

La durata dell'impulso, che potremo prelevare indifferentemente dalle uscite Q (piedino 6) e -Q (pie-

dino 7), viene determinata dai valori della resistenza R1 e della capacità C1.

La formula per determinare il **tempo** di insensibilità in **millisecondi** è la seguente:

$$\text{millisec} = R1 \text{ Kiloohm} \times C1 \text{ microF}$$

Pertanto, in base ai valori riportati nell'elenco componenti, possiamo dedurre che la durata di tale impulso si aggira intorno ai 5 millesec, infatti:

$$47 \times 0,1 = 4,7 \text{ millisecondi}$$

Per aumentare la durata di tale impulso sarà sufficiente aumentare il valore della capacità C1 o della resistenza R1.

Esempio = Ammesso di aver utilizzato per **R1** una resistenza da **22 Kiloohm** e per **C1** un condensatore da **0,47 microfarad**, noi otterremo un tempo di insensibilità pari a:

$$22 \times 0,47 = 10,34 \text{ millisecondi}$$

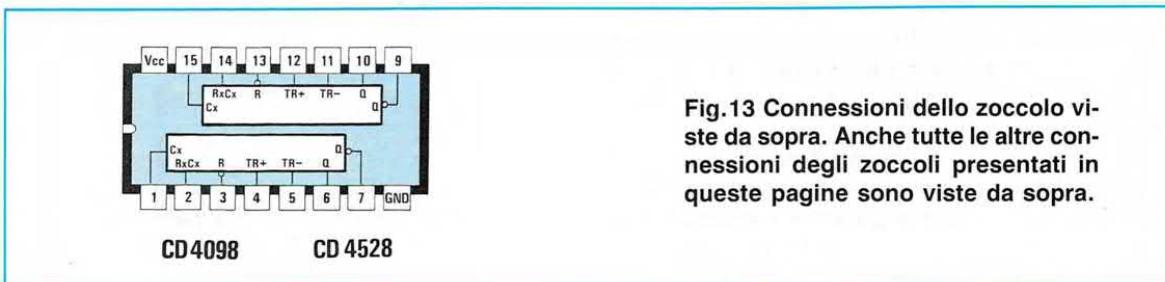


Fig.13 Connessioni dello zoccolo viste da sopra. Anche tutte le altre connessioni degli zoccoli presentati in queste pagine sono viste da sopra.

ANTIRIMBALZO con NE.555

Anche utilizzando dei comunissimi integrati **NE.555** è possibile realizzare un efficace circuito **antirimbalo**.

Utilizzando lo schema elettrico riportato in fig.14 avremo sempre sul piedino d'uscita **3** un **livello logico 0** che passerà a **livello logico 1** ogni volta che il pulsante P1 cortocircuiterà a **massa** la resistenza R2.

La formula per determinare il **tempo** di insensibilità in **millisecondi** usando un'integrato NE.555 è la seguente:

$$\text{millisec} = R1 \text{ Kiloohm} \times C1 \text{ microF} \times 1,1$$

Pertanto con i valori riportati nello schema elettrico, cioè R1 = 100.000 ohm (100 Kiloohm) e C1 = 1 microfarad, avremo:

$$100 \times 1 \times 1,1 = 110 \text{ millisecondi}$$

di conseguenza i massimi impulsi che potremo contare risulteranno pari a:

$$1.000 : 110 = 9 \text{ impulsi al secondo}$$

Esempio = Ammettendo di aver utilizzato per R1 una resistenza da **22 Kiloohm** e per C1 un condensatore da **0,47 microfarad**, noi otterremo un tempo di **insensibilità** pari a:

$$22 \times 0,47 \times 1,1 = 11,37 \text{ millisecondi}$$

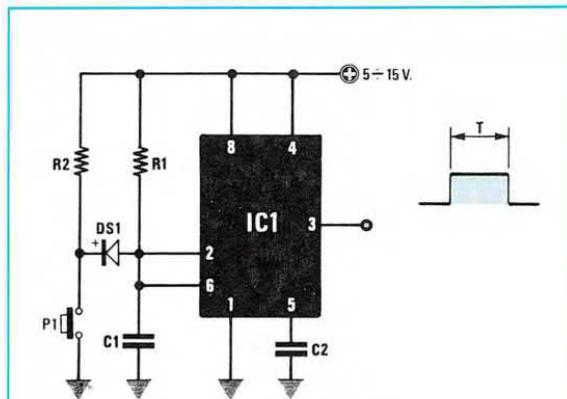
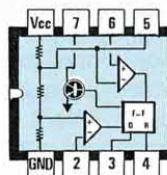


Fig.14 Monostabile retriggerabile con NE.555

R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
IC1 = NE.555



NE 555

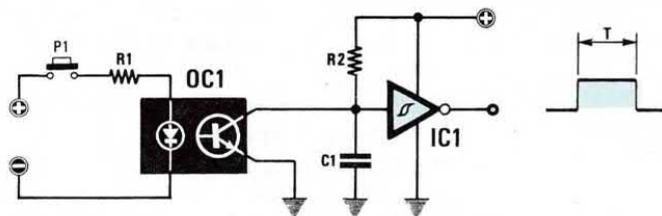


Fig.15 Tutti i circuiti presentati possono essere pilotati con un fotoaccoppiatore.

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF
IC1 = CD.40106
OC1 = fotoaccoppiatore

USANDO UN FOTOACCOPIATORE

Anche utilizzando in un circuito un fotoaccoppiatore, dovrete sempre e comunque collegarlo ad un pulsante, che, ogni volta che verrà chiuso o aperto, genererà immancabilmente degli impulsi spurii, che potrete eliminare solo con uno dei circuiti che vi abbiamo fin qui proposto.

Ammettendo per ipotesi di voler collegare un fotoaccoppiatore all'ingresso di un inverter, dovrete semplicemente collegarlo come riportato in fig.15.

È consigliabile applicare una resistenza in serie

all'ingresso del fotoaccoppiatore (vedi R1) per limitare la corrente sul diodo emittente.

Utilizzando un fotoaccoppiatore dovrete aumentare il valore della resistenza R2 a circa **100.000 ohm**, quindi per determinare il **tempo** di insensibilità in **millisecondi** utilizzerete sempre la formula:

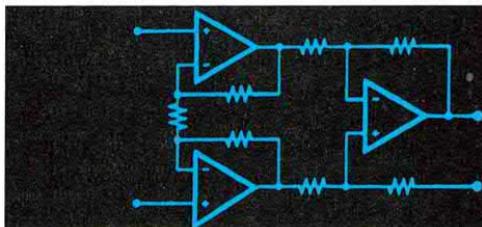
$$\text{millisec} = \text{Kiloohm} \times \text{microF} \times 0,9$$

Gli schemi presentati sono stati tutti sperimentati da noi e per qualsiasi inconveniente o difficoltà che potrete incontrare, troverete in queste pagine il circuito che con un solo integrato risolve il vostro problema.

Gli operazionali sono degli amplificatori universali **ideali** utilizzati frequentemente nei circuiti elettronici perchè, con l'aggiunta di pochi componenti esterni, possono svolgere le più svariate e diverse funzioni.

Il nome **operazionale** deriva dal fatto che questi integrati furono ideati per eseguire delle **operazioni** quali la somma di due tensioni, la comparazione di due livelli di tensione, l'amplificazione della differenza tra due tensioni, ecc.

In commercio esistono moltissimi tipi di amplificatori operazionali, con ingresso a **transistor** oppure a **fet**, racchiusi in contenitori plastici che hanno al proprio interno **1 - 2 - 4** amplificatori (vedi fig.1).



CIRCUITI con AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Esistono anche dei singoli amplificatori racchiusi in contenitori metallici delle dimensioni di un transistor di media potenza (vedi fig.1).

Il simbolo che rappresenta graficamente questi amplificatori è un **triangolo** dal quale si diramano questi cinque terminali:

- 1 piedino d'ingresso "non invertente"
- 1 piedino d'ingresso "invertente"
- 1 piedino d'uscita
- 1 piedino di alimentazione "positivo"
- 1 piedino di alimentazione "negativo"

Il terminale d'ingresso indicato con un + viene chiamato **non invertente** perchè il segnale applicato sul suo ingresso lo ritroveremo sulla sua uscita amplificato e con identica **fase** (vedi fig.2).

Il terminale d'ingresso indicato con un - viene chiamato **invertente** perchè il segnale applicato sul suo ingresso lo ritroveremo sulla sua uscita amplificato, ma **sfasato di 180 gradi** (vedi fig.3).

Per quanto concerne i due terminali di alimentazione, indicati con i segni + e -, dobbiamo farvi presente che **tutti** gli schemi riportati nei **Data-Book** vanno alimentati con una **tensione duale**.

Per poterli alimentare con una tensione **singola** occorre **modificare** lo schema elettrico e poichè non tutti sanno quali modifiche apportare, noi vi presenteremo sempre due schemi elettrici:

uno per l'alimentazione **duale**

uno per l'alimentazione **singola**.

Oltre ai cinque terminali sopra menzionati possono essere presenti in certi operazionali anche altri terminali supplementari che servono a:

- regolare l'**OFFSET** (uA.741)
- compensare la **FREQUENZA** (uA.709)
- compensazioni **VARIE** (uA.702)

Le particolarità principali che caratterizzano gli amplificatori operazionali

- Ingressi con elevata impedenza**
- Uscita a bassa impedenza**
- Ampia banda passante**
- Massima flessibilità**
- Rapporto di reiezione di modo comune molto elevato**
- Guadagno modificabile**

Il **guadagno** di un amplificatore operazionale si può facilmente variare modificando il valore di una **sola** resistenza, quindi in base alle nostre esigenze potremo incrementare l'amplificazione per ottenere guadagni di **1 - 10 - 25 - 50 - 100 - 500 volte**.

Una volta prefissato il guadagno, questo non cambia al variare della tensione di alimentazione, quindi se abbiamo calcolato un preamplificatore per un guadagno di **50 volte** questo amplificherà **50 volte** sia che lo alimentiamo con una tensione singola sia che lo alimentiamo con una tensione duale e di diverso valore, cioè a **8 - 12 - 15 - 20 - 24 volt**.

Agendo su un'altra resistenza possiamo modifi-

care l'**impedenza d'ingresso**, cioè realizzare uno stadio ad **alta-media-bassa impedenza**.

In uscita ritroveremo sempre il segnale con una **bassa impedenza** e questo ci permetterà di accoppiarlo a qualsiasi circuito senza alcuna attenuazione.

L'ampia **banda passante** di questi operazionali ci permetterà di amplificare tensioni **continue** e segnali **alternati** oltre i **100.000 Hz**.

GUADAGNO e SEGNALE USCITA

Nel paragrafo precedente abbiamo precisato che un amplificatore operazionale si può alimentare con una tensione compresa tra **8 e 24 volt**, ma non dobbiamo dimenticare a questo proposito che l'ampiezza **massima** del segnale preamplificato che potremo prelevare dalla sua uscita non potrà mai superare il valore della tensione di alimentazione **meno 4 volt** circa.

Questo significa che se abbiamo un amplificatore operazionale alimentato a **15 volt** o a **7,5 + 7,5 volt duali**, non potremo mai prelevare in uscita segnali sinusoidali che superino i:

$$15 - 4 = 11 \text{ volt picco/picco}$$

Se abbiamo un amplificatore operazionale alimentato a **24 volt** o a **12 + 12 volt duali**, non potremo mai ottenere in uscita segnali superiori a:

$$24 - 4 = 20 \text{ volt picco/picco}$$

In considerazione di questo particolare, per **calcolare** quante **volte** possiamo amplificare il segnale **d'ingresso** senza ottenere in uscita un segnale

squadrato potremo usare la seguente formula:

$$\text{Max guadagno} = (V_a - 4) : (V_i : 1.000)$$

dove:

V_a = Volt alimentazione sui piedini -/+

V_i = Tensione P/P sull'ingresso in millivolt

Esempio = Supponiamo di voler preamplificare un segnale di **50 millivolt picco/picco** e di voler conoscere quale sarà il **massimo** guadagno che potremo raggiungere alimentando l'operazionale con tensioni diverse.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione singola di **15 volt**, non potremo amplificare questo segnale più di:

$$(15 - 4) : (50 : 1.000) = 220 \text{ volte}$$

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione singola di **24 volt**, non potremo preamplificare questo segnale più di:

$$(24 - 4) : (50 : 1.000) = 400 \text{ volte}$$

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **duale** di **15 + 15 volt**, non potremo preamplificare questo segnale più di:

$$(15 + 15 - 4) : (50 : 1.000) = 520 \text{ volte}$$

GUADAGNO e SEGNALE INGRESSO

Conoscendo il **guadagno** potremo facilmente calcolare il segnale **massimo** che potremo applicare sull'ingresso di un operazionale usando la formula inversa:

$$V_i \text{ milliv} = (V_a - 4) : (\text{guadagno} : 1.000)$$

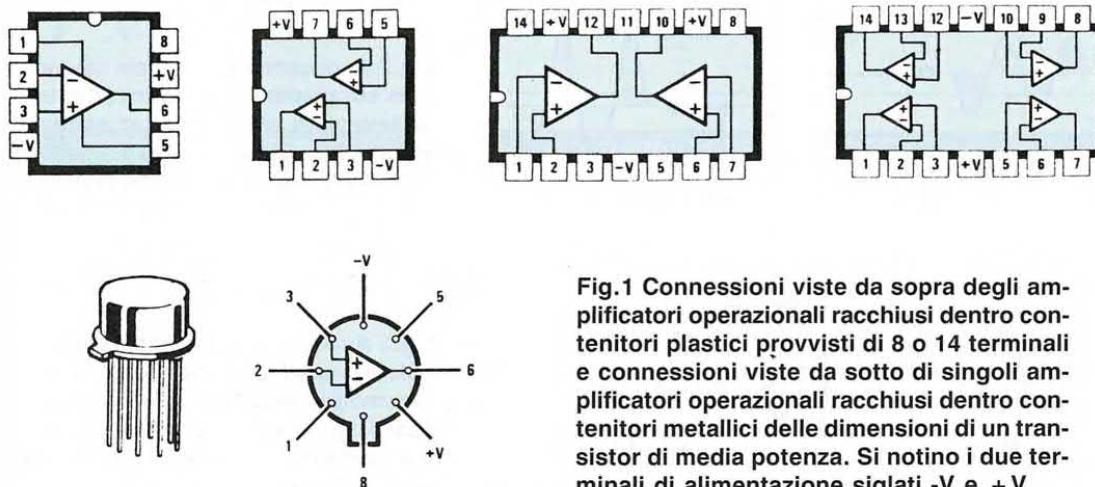


Fig.1 Connessioni viste da sopra degli amplificatori operazionali racchiusi dentro contenitori plastici provvisti di 8 o 14 terminali e connessioni viste da sotto di singoli amplificatori operazionali racchiusi dentro contenitori metallici delle dimensioni di un transistor di media potenza. Si notino i due terminali di alimentazione siglati -V e +V.

Esempio = Se abbiamo realizzato un amplificatore alimentato con una tensione di **15 volt** e calcolato per un **guadagno di 200 volte**, non potremo applicargli in ingresso un segnale **maggiore** di:

$$(15 - 4) : (200 : 1.000) = 55 \text{ milliv}$$

Mentre se lo alimentiamo a **24 volt**, non potremo applicargli in ingresso un segnale che non risulti **maggiore** di:

$$(24 - 4) : (200 : 1.000) = 100 \text{ milliv}$$

Come avremo modo di chiarire più avanti, non è mai consigliabile far guadagnare un operazionale più di **100 volte** se non in particolari circuiti che non rientrano nell'Alta Fedeltà.

PIEDINO NON INVERTENTE (+)

Se l'operazionale è alimentato con una tensione **duale**, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino **non invertente** una tensione continua **positiva**, ritroveremo in uscita una tensione **positiva** amplificata (vedi fig.4 di sinistra).

- Applicando sul piedino **non invertente** una tensione continua **negativa**, ritroveremo in uscita una tensione **negativa** amplificata (vedi fig.4 di destra).

Se l'operazionale è alimentato con una tensione **singola**, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino **non invertente** una tensione continua **positiva**, ritroveremo in uscita una tensione **positiva** amplificata (vedi fig.5 di sinistra).

- Se invece gli applichiamo una tensione continua **negativa**, il segnale non verrà amplificato (vedi fig.5 di destra).

PIEDINO INVERTENTE (-)

Se l'operazionale è alimentato con una tensione **duale**, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino **invertente** una tensione continua **positiva**, ritroveremo in uscita una tensione **negativa** amplificata (vedi fig.6 di sinistra).

- Applicando sul piedino **invertente** una tensione continua **negativa**, ritroveremo in uscita una tensione **positiva** (vedi fig.6 di destra).

Se l'operazionale è alimentato con una tensione **singola**, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino **invertente** una tensione continua **positiva**, in uscita non ritroveremo nessuna tensione (vedi fig.7 di sinistra).

- Applicando sul piedino **invertente** una tensione continua **negativa**, in uscita avremo una tensione **positiva** amplificata (vedi fig.7 di destra).

Per riuscire a far funzionare un operazionale con un'alimentazione **singola** occorre apportare allo schema elettrico le modifiche che vi proporremo di seguito.

NOTA IMPORTANTE

Anche se nei manuali di applicazione non viene mai menzionato, si dovrà **sempre** applicare tra i due piedini di alimentazione e la **massa** un condensatore da **47.000 pF** o ancor meglio da **100.000 pF** (vedi fig.8) per evitare eventuali autooscillazioni.

Se utilizziamo un'alimentazione **singola**, applicheremo questo condensatore solamente tra il terminale positivo e la **massa** (vedi fig.9).

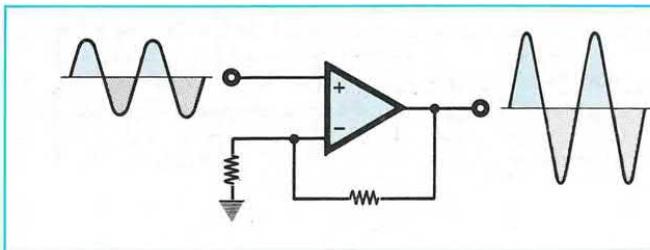


Fig.2 Applicando un segnale sinusoidale sul piedino + (non invertente), preleveremo sull'uscita un segnale amplificato con le semionde positive e negative perfettamente in fase con il segnale applicato sull'ingresso.

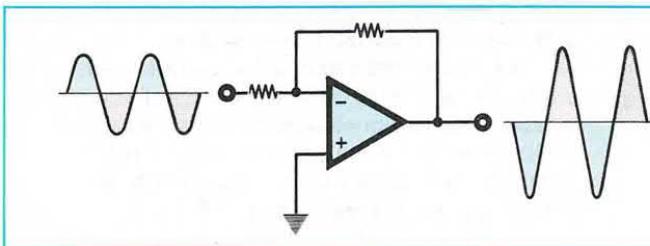


Fig.3 Applicando un segnale sinusoidale sul piedino - (invertente), preleveremo sull'uscita un segnale amplificato con le semionde positive e negative invertite di polarità, cioè sfasate di 180 gradi.

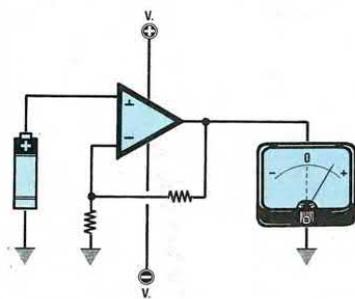
Fig.4 INGRESSO NON INVERTENTE**ALIMENTAZIONE DUALE**

Fig.4 Applicando sull'ingresso "non invertente" una tensione positiva, sull'uscita avremo una tensione positiva amplificata. Applicando una tensione negativa, sull'uscita avremo una tensione negativa amplificata.

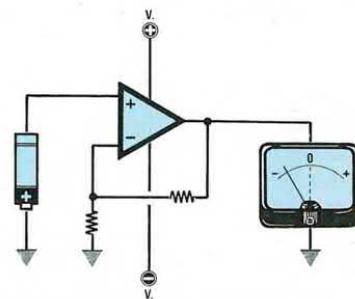
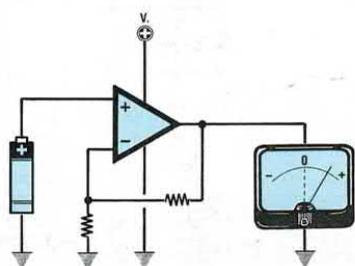
**Fig.5 INGRESSO NON INVERTENTE****ALIMENTAZIONE SINGOLA**

Fig.5 Applicando sull'ingresso "non invertente" una tensione positiva, sull'uscita avremo una tensione positiva amplificata. Applicando una tensione negativa, dall'uscita non uscirà alcuna tensione amplificata.

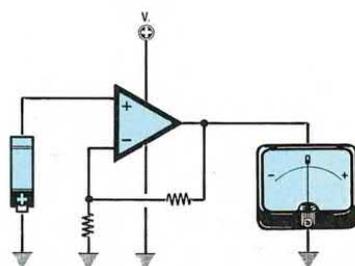
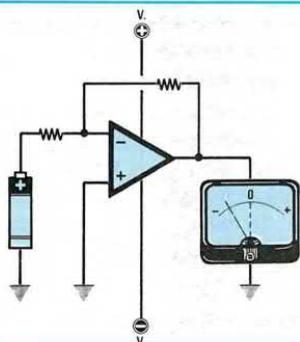
**Fig.6 INGRESSO INVERTENTE****ALIMENTAZIONE DUALE**

Fig.6 Applicando sull'ingresso "invertente" una tensione positiva, sull'uscita avremo una tensione negativa amplificata. Applicando una tensione negativa, sull'uscita avremo una tensione positiva amplificata.

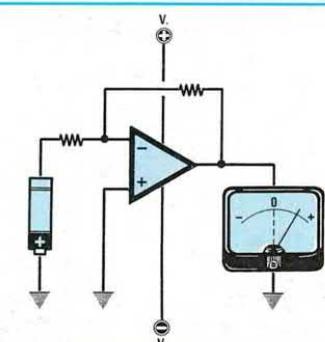
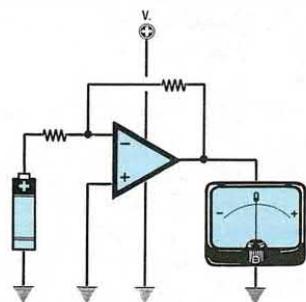
**Fig.7 INGRESSO INVERTENTE****ALIMENTAZIONE SINGOLA**

Fig.7 Applicando sull'ingresso "invertente" una tensione positiva, dall'uscita non uscirà alcuna tensione amplificata. Applicando una tensione negativa, sull'uscita avremo una tensione positiva amplificata.

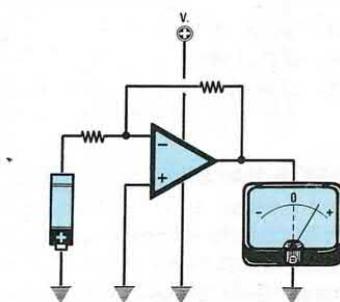


Fig.8 In una alimentazione Duale, per evitare autooscillazioni, tra i piedini di alimentazione +/- e la massa vi è sempre un condensatore ceramico o poliestere da 100.000 picroFarad.

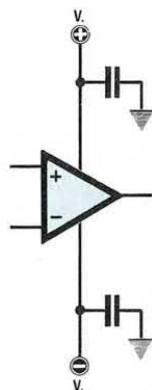
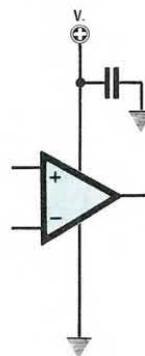


Fig.9 In una alimentazione Singola, per evitare autooscillazioni, tra il piedino positivo e la massa vi è un solo condensatore ceramico o poliestere da 100.000 picroFarad.



NON ESAGERATE nel GUADAGNO

Non è mai consigliabile far guadagnare all'operazionale più di **100 volte**, perchè così facendo si riduce la **banda passante** e si corre il rischio che il circuito **autooscilli**.

Volendo quindi realizzare uno stadio preamplificatore ad **alto guadagno** conviene sempre utilizzare **due operazionali** posti in cascata.

Il primo operazionale dovrà essere calcolato per un guadagno che risulti il più alto possibile, compatibilmente alle specifiche della banda passante e alla stabilità dell'amplificatore, mentre il secondo potremo calcolarlo per raggiungere il valore di guadagno massimo desiderato.

Esempio = Se vogliamo preamplificare un segnale di **300 volte**, calcoleremo il **primo stadio** per un guadagno di **30 volte** ed il **secondo stadio** per un guadagno di **10 volte**:

$$30 \times 10 = 300$$

Diversamente potremo calcolare il guadagno del primo stadio per **20 volte** e quello del secondo stadio per **15 volte**:

$$20 \times 15 = 300$$

Calcolando il guadagno di questi due operazionali su valori **medi**, come vi abbiamo spiegato, eviteremo che questi **autooscillino**.

BANDA PASSANTE

Tra le caratteristiche degli operazionali si trova in genere un parametro indicato con l'abbreviazione **GBW** (Gain Bandwidth Product), cioè: **guadagno x ampiezza di banda**.

Insieme a questo viene normalmente specificato lo **Slew Rate**, indicato con il simbolo **SR**.

Nella **Tabella N.1** vi riportiamo i parametri **GBW** e **SR** degli operazionali più comunemente diffusi:

TABELLA N.1

Integrato	GBW	SR
uA.709	1,0 MHz	0,3 V/microsec
uA.741	1,0 MHz	0,5 V/microsec
uA.747	1,0 MHz	0,5 V/microsec
uA.748	1,0 MHz	0,5 V/microsec
TL.081	4,0 MHz	13 V/microsec
TL.082	3,0 MHz	13 V/microsec
TL.084	3,0 MHz	13 V/microsec
LF.351	4,0 MHz	13 V/microsec
LF.356	5,0 MHz	12 V/microsec
LF.357	20 MHz	50 V/microsec
LM.324	1,0 MHz	1,0 V/microsec
LM.358	1,0 MHz	1,0 V/microsec
CA.3130	15 MHz	30 V/microsec
TS.27M2C	1,0 MHz	0,6 V/microsec

Nota = Due operazionali con **identica sigla**, ma costruiti da Case diverse possono essere caratterizzati da differenti valori di **GBW** e di **SR**.

Guardando nella colonna della **GBW** non cadete nell'errore di ritenere che l'operazionale prescelto sia idoneo ad **amplificare** la massima frequenza **indicata**, perchè il valore **GBW** riportato serve soltanto per calcolare la **massima** frequenza che potremo applicare sull'ingresso di tale operazionale in rapporto al suo **guadagno**.

La **massima frequenza** che potremo amplificare si può ricavare usando questa formula:

$$\text{Hz} = (1.000.000 : \text{Guadagno}) \times \text{GBW}$$

Quindi se prendiamo un operazionale **TL.081** che ha un **GBW = 4 MHz** e lo calcoliamo per ottenere una **guadagno di 10 volte**, potremo amplificare una frequenza **massima** di:

$$(1.000.000 : 10) \times 4 = 400.000 \text{ Hz}$$

Se calcoliamo lo stesso operazionale per ottenere un **guadagno di 300 volte**, potremo amplificare una frequenza **massima** di:

$$(1.000.000 : 300) \times 4 = 13.300 \text{ Hz}$$

Se utilizziamo un operazionale **uA.709** che ha un **GBW = 1 MHz** e lo calcoliamo per ottenere un **guadagno di 10 volte**, potremo amplificare una frequenza **massima** di:

$$(1.000.000 : 10) \times 1 = 100.000 \text{ Hz}$$

Se calcoliamo lo stesso operazionale per ottenere un **guadagno di 300 volte**, potremo amplificare una **frequenza** massima di:

$$(1.000.000 : 300) \times 1 = 3.300 \text{ Hz}$$

A questo punto potete comprendere il motivo che ci ha spinti in precedenza a consigliarvi di utilizzare **due operazionali** posti in cascata calcolati ciascuno per un guadagno **medio**, anzichè utilizzarne uno solo calcolato per un **alto guadagno**.

Facciamo presente che le formule poc'anzi riportate ci indicano solamente quale potrebbe essere la **massima** frequenza che possiamo amplificare, mentre non ci dicono qual è la **massima** ampiezza del segnale che possiamo prelevare dall'uscita di tale operazionale in corrispondenza di questa massima frequenza.

Per conoscere l'ampiezza di segnale dovremo utilizzare il dato riportato nella colonna **SR**.

SR = SLEW RATE

Lo **Slew Rate** espresso in **Volt/microsecondi** indica la massima velocità di variazione della tensione di uscita dell'operazionale quando sull'ingresso è applicato un segnale ad onda quadra di ampiezza elevata.

Per chiarire meglio questo concetto osservate la fig.10.

Se sull'ingresso di un operazionale è applicato un segnale ad onda quadra di piccola ampiezza, il fronte di **salita** e di **discesa** seguirà fedelmente quello di ingresso.

Se viceversa si applica in ingresso un'onda quadra di elevata ampiezza, i fronti di **salita** dell'onda

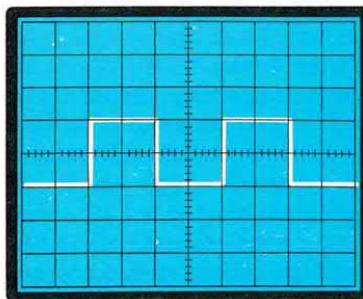


Fig.10 Se un segnale ad onda quadra viene amplificato di poche decine di volte, sull'uscita otterremo un segnale amplificato senza distorsioni, cioè con dei fronti di salita e di discesa perfettamente verticali.

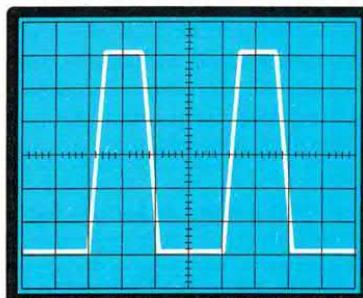


Fig.11 Se un segnale ad onda quadra viene amplificato diverse centinaia di volte, sull'uscita otterremo un'onda quadra amplificata leggermente distorta, cioè con i fronti di salita e di discesa obliqui.

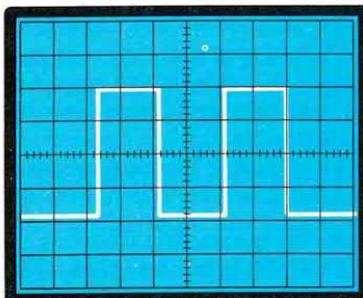


Fig.12 Per evitare queste distorsioni (vedi fig.11), potremo ridurre il guadagno, oppure l'ampiezza del segnale applicato sull'ingresso o usare un operazionale che abbia un Slew/Rate più alto (vedi TL.081).

quadra non sono verticali, bensì obliqui (vedi fig.11).

Lo **Slew Rate** ci dice di quanto si inclinerà tale spigolo.

Uno **Slew Rate grande**, caratteristico degli operazionali migliori, comporta nell'onda quadra spigoli in uscita pressochè verticali, mentre uno **Slew Rate piccolo** comporta degli spigoli abbastanza obliqui.

Nel caso di segnali sinusoidali, lo **Slew Rate** è associato alla distorsione di tipo **triangolare** (vedi fig.14), che interviene quando il segnale di uscita supera una certa frequenza ed una certa ampiezza.

L'**SR** dunque ci permette di calcolare la **massima frequenza** che potremo amplificare in rapporto all'**ampiezza** del segnale che desideriamo prelevare sull'uscita dell'operazionale, oppure la **massima ampiezza** che potremo prelevare sulla sua uscita in rapporto alla **frequenza di lavoro**, affinché non si presentino delle distorsioni.

Conoscendo l'**ampiezza massima** che dovrà raggiungere il segnale di BF sull'uscita dell'operazionale, con il dato **SR** potremo calcolare quale potrà risultare la **massima frequenza** che potremo amplificare, usando la formula:

$$\text{Hz} = (\text{SR} \times 318.500) : \text{volt uscita}$$

Conoscendo la **massima frequenza** che desideriamo amplificare, potremo calcolare quale sarà la **massima ampiezza** che potremo prelevare sull'uscita di tale operazionale usando la formula:

$$\text{Volt uscita} = (\text{SR} \times 318.500) : \text{Hz}$$

Esempio = Supponiamo di avere scelto l'operazionale **TL.081** che ha un **SR di 13 V/microsec** e di voler conoscere la **massima frequenza** che possiamo amplificare nel caso volessimo ottenere in uscita un segnale di BF di **20 volt picco/picco**.

Utilizzando la prima formula sopra riportata otterremo:

$$(13 \times 318.500) : 20 = 207.025 \text{ Hz}$$

vale a dire che la massima frequenza che potremo amplificare non potrà mai superare i **200.000 Hz**.

Se volessimo ottenere in uscita un segnale di soli **12 volt picco/picco**, potremo invece amplificare un segnale di BF fino ad una frequenza **massima** di:

$$(13 \times 318.500) : 12 = 345.041 \text{ Hz}$$

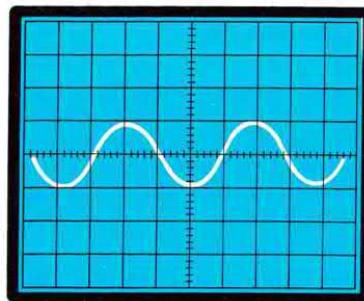


Fig.13 Scegliendo degli operazionali con un elevato Slew/Rate, riusciremo ad amplificare senza distorsione segnali sinusoidali di frequenza elevata; sono quindi ottimi per amplificatori Hi-Fi.

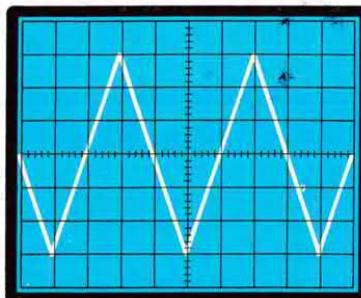


Fig.14 Scegliendo degli operazionali con un basso Slew/Rate, se esagereremo nel guadagno, noteremo che un'onda sinusoidale di frequenza elevata applicata sull'ingresso fuoriuscirà con forma triangolare.

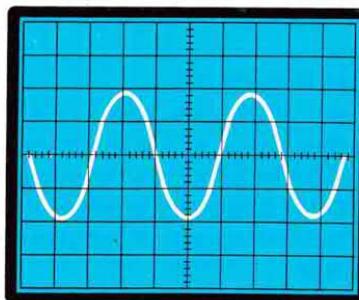


Fig.15 Se useremo degli operazionali con un basso Slew/Rate, per evitare la distorsione visibile in fig.14, dovremo ridurre notevolmente il guadagno, diversamente, l'onda sinusoidale diventerà triangolare.

Esempio = Supponiamo di aver scelto l'operazionale **uA.741** che ha un **SR** di **0,5 V/microsec** e di voler conoscere la **massima** frequenza che potremo amplificare per ottenere in uscita un segnale di **20 volt picco/picco**.

Utilizzando la prima formula sopra riportata otterremo:

$$(0,5 \times 318.500) : 20 = 7.962 \text{ Hz}$$

vale a dire che la massima frequenza che potremo amplificare non potrà mai superare i **7.900 Hz**.

Se invece volessimo ottenere in uscita un segnale di soli **9 volt picco/picco**, potremo amplificare il segnale fino ad una frequenza **massima** di:

$$(0,5 \times 318.500) : 9 = 17.694 \text{ Hz}$$

Esempio = Conoscendo lo **Slew Rate** e la massima frequenza che vogliamo **amplificare** potremo controllare con la seconda formula se, alimentando un **TL.081** con una tensione di **15 + 15 volt**, riusciamo ad ottenere senza alcuna **distorsione** un segnale di circa **26 volt picco/picco** amplificando una frequenza fino ad un massimo di **100.000 Hz**.

Sapendo che l'operazionale **TL.081** ha un **Slew Rate** = **13**, utilizzando la seconda formula sopra riportata otterremo:

$$(13 \times 318.500) : 100.000 = 41,40 \text{ volt}$$

Da questo calcolo teorico scopriamo che potremo ottenere i **26 volt picco/picco** senza alcun problema.

In pratica non riusciremo **mai** ad ottenere un segnale di **41 volt picco/picco** perchè, come già ab-

biamo spiegato nel paragrafo **Guadagno e Segnale Uscita**, non potremo mai prelevare dall'uscita di un operazionale un **segnale di BF** con un'ampiezza picco/picco maggiore del valore della tensione di alimentazione **meno 4**, che in questo caso è di

$$15 + 15 - 4 = 26 \text{ volt}$$

Esempio = Se nel circuito dell'esempio precedente, che utilizza un operazionale **TL.081**, sostituissero l'operazionale con un **uA.741**, che ha un **SR** = **0,5**, per poter amplificare una frequenza massima di **100.000 Hz** dovremmo ridurre l'ampiezza picco/picco del segnale d'uscita a soli:

$$(0,5 \times 318.500) : 100.000 = 1,59 \text{ volt}$$

Infatti l'integrato **uA.741**, risultando più **lento** del **TL.081**, necessita di un tempo maggiore per far salire dal suo massimo **picco negativo** al suo massimo **picco positivo** il segnale di BF e quindi per amplificare segnali a frequenze elevate dovremo necessariamente **ridurre** l'ampiezza massima del segnale d'uscita.

REGOLAZIONE OFFSET

Collegando a **massa** i due ingressi di un operazionale, sul piedino d'uscita dovrebbe sempre risultare presente una tensione di **zero volt**.

In pratica, per le inevitabili tolleranze di costruzione, su questo piedino potrebbe risultare presente una tensione **positiva** oppure **negativa** di pochi **millivolt**, che potrebbe saturare lo stadio amplificatore che lo segue se l'accoppiamento risulta effettuato in **continua**, cioè senza che sia interposto tra l'uscita del primo stadio e l'ingresso del secondo stadio un **condensatore** di accoppiamento.

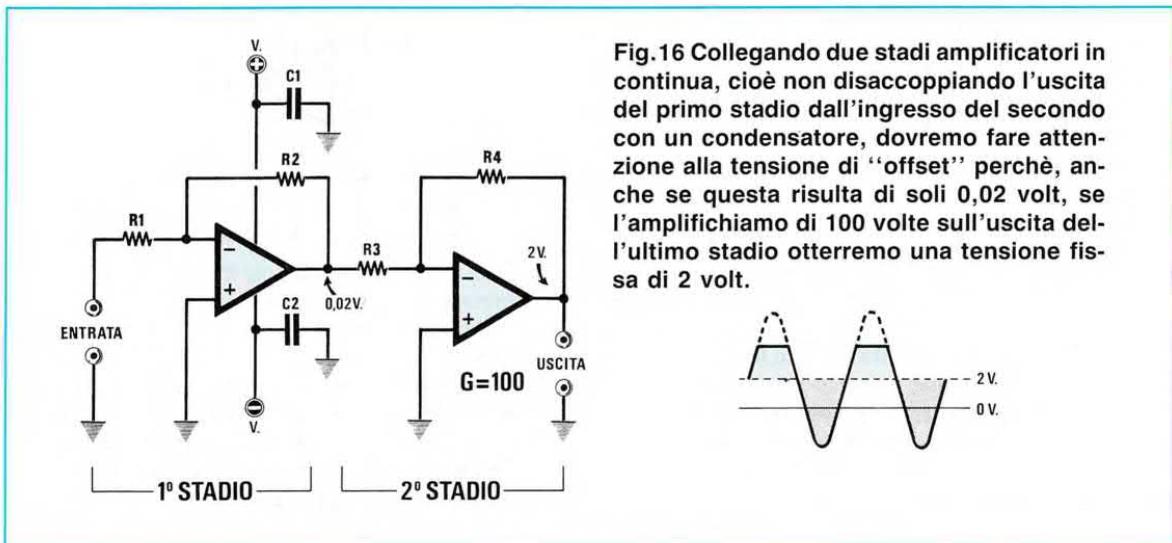


Fig. 16 Collegando due stadi amplificatori in continua, cioè non disaccoppiando l'uscita del primo stadio dall'ingresso del secondo con un condensatore, dovremo fare attenzione alla tensione di "offset" perchè, anche se questa risulta di soli 0,02 volt, se l'amplifichiamo di 100 volte sull'uscita dell'ultimo stadio otterremo una tensione fissa di 2 volt.

Se prendiamo come esempio lo schema di fig. 16 che ha sull'uscita del primo stadio una tensione di **offset positiva** di soli **0,02 volt** e colleghiamo questo stadio in **continua** sull'ingresso di un secondo operazionale che guadagna **100 volte**, questo, amplificando questa **irrisoria** tensione di **offset**, ci darà sulla sua uscita una tensione continua di:

$$0,02 \times 100 = 2 \text{ volt}$$

senza che risulti applicata sull'ingresso del primo operazionale alcuna tensione o segnale di BF.

In presenza di una tensione positiva di **2 volt** non riusciremo mai ad utilizzare questo stadio come preamplificatore.

Per riportare a **0 volt** la tensione presente sul pie-

dino d'uscita occorre applicare sul piedino indicato **offset** o **balance** (solo se presente nell'operazionale), una tensione positiva o negativa (vedi fig.17).

Se l'accoppiamento tra i due stadi viene effettuato in **alternata**, cioè interponendo tra l'uscita del primo operazionale e l'ingresso del secondo un condensatore elettrolitico di disaccoppiamento, la tensione di **offset** non ci interessa, perchè questo condensatore impedirà alla tensione continua presente sull'uscita del primo operazionale di giungere sul piedino d'ingresso del secondo operazionale.

Negli operazionali in cui il terminale di **offset** non risulta presente, questa correzione si può ugualmente effettuare modificando lo schema come visibile nelle figg.18-19.

Fig.17 Negli operazionali provvisti dei piedini "balance", potremo eliminare la tensione di offset collegando tra questi due piedini un trimmer da 4.700 ohm. Il cursore andrà collegato o alla tensione positiva o a quella negativa di alimentazione (vedi R3).

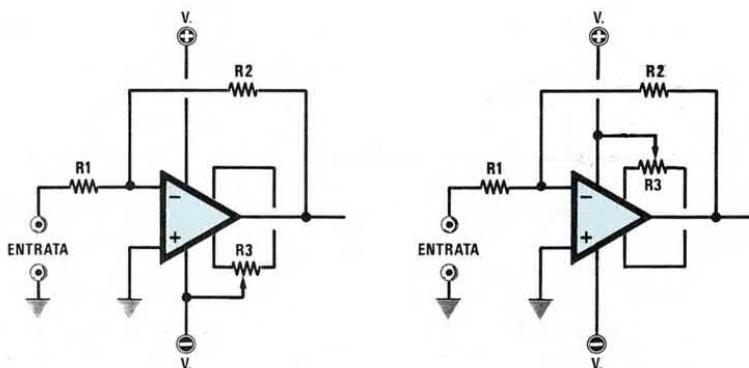


Fig.18 Se l'operazionale non ha i piedini di "balance", potremo eliminare l'offset collegando tra i due estremi della tensione Duale un trimmer da 10.000 ohm (vedi R5). Il cursore verrà collegato al piedino "non invertente" con una resistenza da 100.000 ohm.

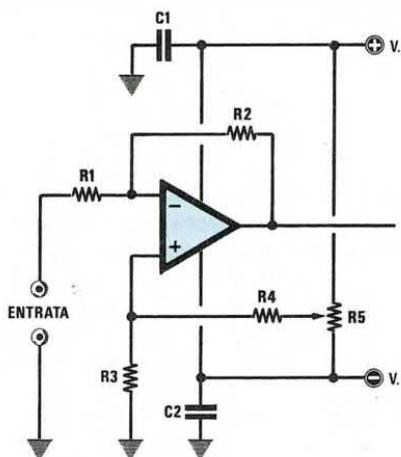
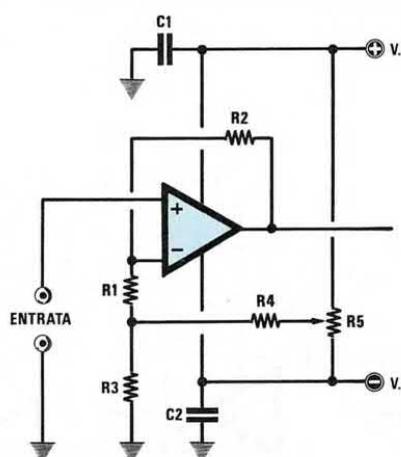


Fig.19 Se il segnale da amplificare entra nel piedino "non invertente", il cursore del trimmer R5 andrà collegato al piedino "invertente" sempre tramite la resistenza R4 da 100.000 ohm. I valori di R1-R2 determinano il guadagno dell'amplificatore.



AMPLIFICATORE in CC che utilizza l'ingresso INVERTENTE

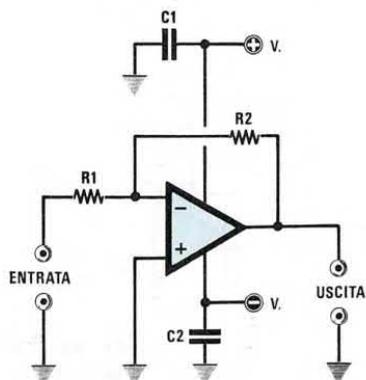


Fig.20 Schema di un amplificatore in CONTINUA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1-R2 = vedi Guadagno
C1-C2 = 100.000 pF
GUADAGNO = $R2 : R1$

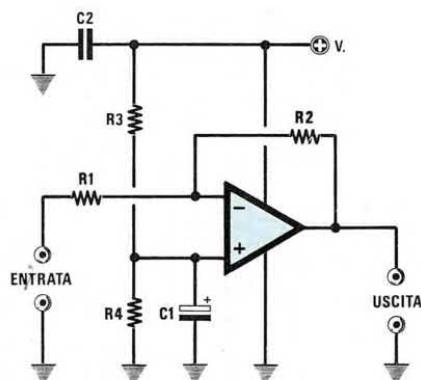


Fig.21 Schema di un amplificatore in CONTINUA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione SINGOLA.

R1-R2 = vedi Guadagno
R3-R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = 100.000 pF
GUADAGNO = $R2 : R1$

AMPLIFICATORE in CC che utilizza l'ingresso NON INVERTENTE

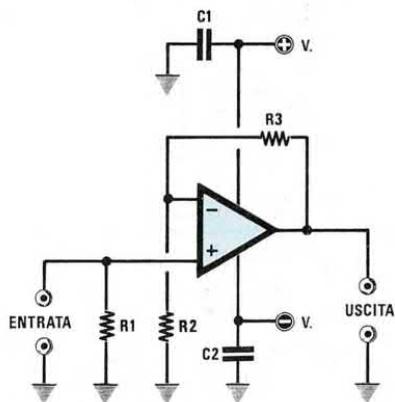


Fig.22 Schema di un amplificatore in CONTINUA che utilizza l'ingresso "non invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1 = 100.000 ohm
R2-R3 = vedi Guadagno
C1-C2 = 100.000 pF
GUADAGNO = $(R3 : R2) + 1$

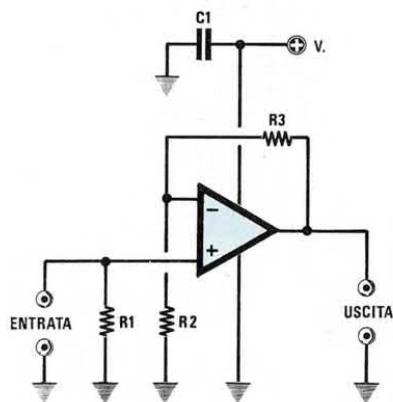


Fig.23 Per alimentare lo schema di fig.22 con una tensione SINGOLA, dovremo usare operazionali tipo LM.358 - LM.324 - CA3130.

R1 = 100.000 ohm
R2-R3 = vedi Guadagno
C1 = 100.000 pF
GUADAGNO = $(R3 : R2) + 1$

AMPLIFICATORE in AC che utilizza l'ingresso INVERTENTE

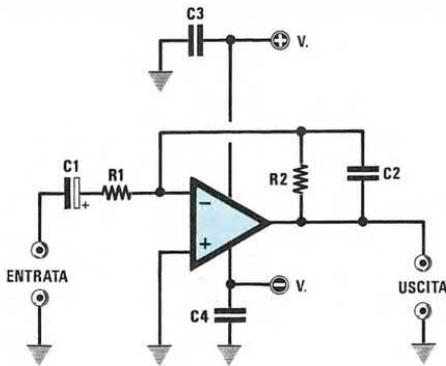


Fig.24 Schema di un amplificatore in ALTERNATA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1-R2 = vedi Guadagno
 C1 = 4,7 mF elettrolitico
 C2 = 220 pF ceramico
 C3-C4 = 100.000 pF
 GUADAGNO = R2 : R1

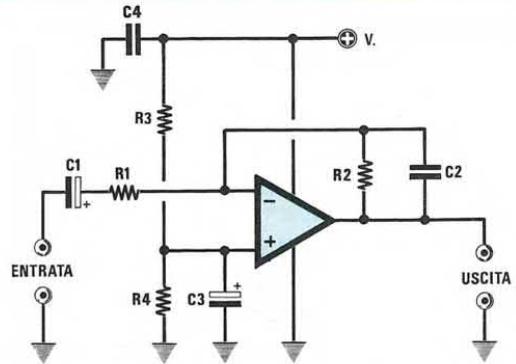


Fig.25 Schema di un amplificatore in ALTERNATA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione SINGOLA.

R1-R2 = vedi Guadagno
 R3-R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
 C1 = 4,7 mF elettrolitico
 C2 = 220 pF ceramico
 C3 = 10 mF elettrolitico
 C4 = 100.000 pF
 GUADAGNO = R2 : R1

AMPLIFICATORE in AC che utilizza l'ingresso NON INVERTENTE

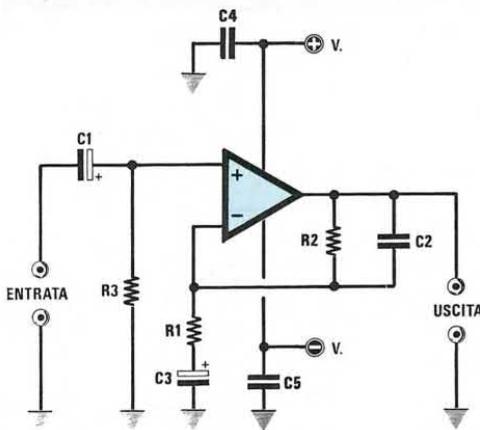


Fig.26 Schema di un amplificatore in ALTERNATA che utilizza l'ingresso "non invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1-R2 = vedi Guadagno
 R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
 C1 = 4,7 mF elettrolitico
 C2 = 220 pF poliestere
 C3 = 10 mF elettrolitico
 C4-C5 = 100.000 pF
 GUADAGNO = (R2 : R1) + 1

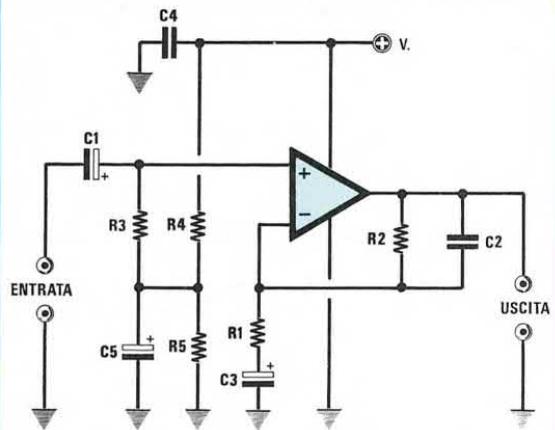


Fig.27 Schema di fig.26 modificato, alimentato da una tensione SINGOLA.

R1 = 100.000 ohm
 R2-R3 = vedi Guadagno
 R4-R5 = 10.000 ohm
 C1 = 4,7 mF elettrolitico
 C2-C4 = 10 mF elettrolitico
 C3 = 220 pF poliestere
 C5 = 100.000 pF poliestere
 GUADAGNO = (R2 : R1) + 1

ADATTATORE da ALTA IMPEDENZA a BASSA IMPEDENZA

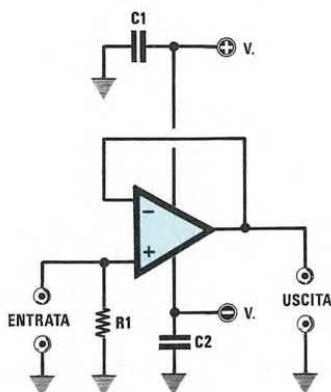


Fig.28 Schema di un circuito con un ingresso ad ALTA impedenza ed un'uscita a BASSA impedenza, alimentato con una tensione DUALE.

R1 = 470.000 ohm 1/4 watt
C1-C2 = 100.000 pF

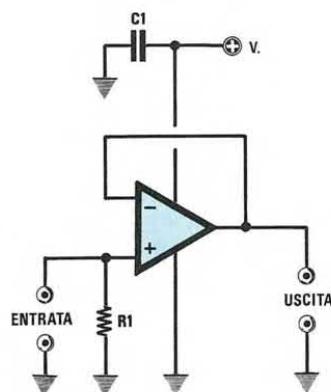


Fig.29 Il circuito di fig.28 può essere alimentato con una tensione SINGOLA soltanto se useremo operazionali del tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.

R1 = 470.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF

Per convertire un segnale ad **alta impedenza**, anche dell'ordine di qualche **megaohm**, in un segnale a **bassa impedenza** potremo usare lo schema visibile nella fig.28.

Il valore della resistenza **R1**, che coincide con l'impedenza d'ingresso dell'adattatore, viene scelto generalmente in modo che sia 10 o 100 volte maggiore dell'impedenza del generatore in ingresso.

Questo circuito ha un **guadagno 1**, vale a dire

che **non amplifica** e quindi il segnale che preleviamo in uscita avrà la stessa ampiezza del segnale applicato sull'ingresso.

Lo schema visibile in fig.28 potrà essere utilizzato soltanto per alimentazioni **duali**.

Lo schema che vedete riprodotto di fig.29 potrà essere utilizzato per un'alimentazione **singola** soltanto con operazionali di tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130**.

CALCOLO CAPACITÀ C1-C2 per gli schemi delle figg. 24-25-26-27

La capacità del condensatore **C1** presente sull'ingresso non dovrà mai risultare inferiore al valore ricavato dalla formula sotto riportata per non **attenuare** le frequenze più **basse**.

La capacità del condensatore **C2**, applicato in parallelo alla resistenza **R2**, serve per **tagliare** il passaggio delle frequenze più **alte**.

$$C1 \text{ microFarad} = 159.000 : (R1 \text{ ohm} \times \text{Hz})$$

$$C2 \text{ picoFarad} = 159.000 : (R2 \text{ Kiloohm} \times \text{KHz})$$

Per ricavare gli **Hz** o i **KHz** conoscendo la capacità dei condensatori **C1** e **C2** e delle resistenze **R1** e **R2** useremo queste formule:

$$\text{Hertz} = 159.000 : (R1 \text{ ohm} \times C1 \text{ microF})$$

$$\text{KHz} = 159.000 : (R2 \text{ Kiloohm} \times C2 \text{ picoF})$$

Esempio = Avendo inserito in un amplificatore un valore di **47 Kiloohm** per la resistenza **R2** ed un valore di **2,2 Kiloohm** per la resistenza **R1**, vorremmo conoscere il **guadagno** di questo stadio:

$$47 : 2,2 = 21,36 \text{ volte}$$

Per ottenere una **banda passante** che da un minimo di **20 Hz** possa raggiungere un massimo di **15 KHz**, dovremo scegliere per il condensatore **C1** una capacità non **minore** di:

$$159.000 : (2.200 \times 20) = 3,61 \text{ mF}$$

Quindi potremo tranquillamente utilizzare un condensatore elettrolitico da **4,7 microFarad**.

Il valore del condensatore **C2** non dovrà mai risultare **maggiore** di:

$$159.000 : (47 \times 15) = 225 \text{ picoFarad}$$

MIXER INVERTENTE in CC

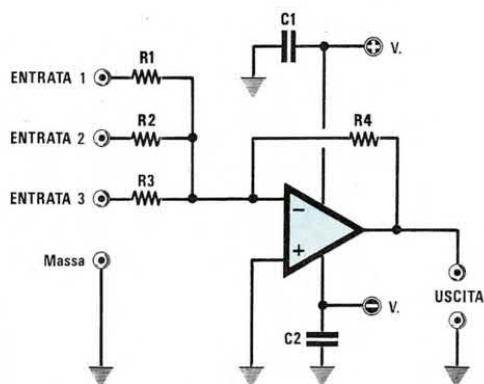


Fig.30 Schema di un MIXER in CONTINUA alimentato da una tensione DUALE.

$R1-R2-R3 = 47.000 \text{ ohm}$
 $R4 = 470.000 \text{ ohm}$
 $C1-C2 = 100.000 \text{ pF}$
 GUADAGNO ingresso 1 = $R4 : R1$
 GUADAGNO ingresso 2 = $R4 : R2$
 GUADAGNO ingresso 3 = $R4 : R3$

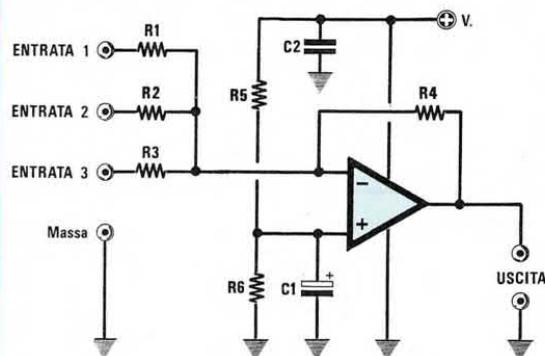


Fig.31 Schema di un MIXER in CONTINUA alimentato da una tensione SINGOLA.

$R1-R2-R3 = 47.000 \text{ ohm}$
 $R4 = 470.000 \text{ ohm}$
 $R5-R6 = 10.000 \text{ ohm } 1/4 \text{ watt}$
 $C1 = 100.000 \text{ pF}$
 $C2 = 10 \text{ mF elettrolitico}$
 GUADAGNO ingresso 1 = $R4 : R1$
 GUADAGNO ingresso 2 = $R4 : R2$
 GUADAGNO ingresso 3 = $R4 : R3$

MIXER INVERTENTE in AC

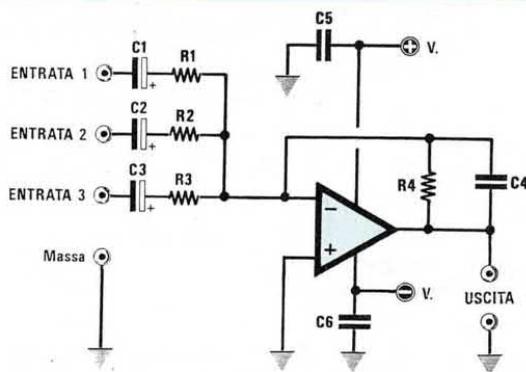


Fig.32 Schema di un MIXER in ALTERNATA alimentato da una tensione DUALE.

$R1-R2-R3 = 47.000 \text{ ohm}$
 $R4 = 470.000 \text{ ohm}$
 $C1-C2-C3 = 4,7 \text{ mF elettrolitico}$
 $C4 = 220 \text{ pF ceramico}$
 $C5-C6 = 100.000 \text{ pF}$
 GUADAGNO ingresso 1 = $R4 : R1$
 GUADAGNO ingresso 2 = $R4 : R2$
 GUADAGNO ingresso 3 = $R4 : R3$

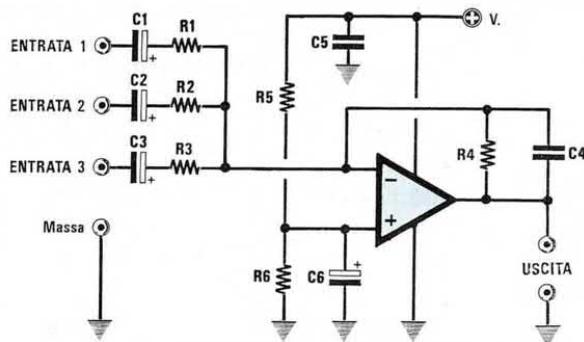


Fig.33 Schema di un MIXER in ALTERNATA alimentato da una tensione SINGOLA.

$R1-R2-R3 = 47.000 \text{ ohm}$
 $R4 = 470.000 \text{ ohm}$
 $R5-R6 = 10.000 \text{ ohm } 1/4 \text{ watt}$
 $C1-C2-C3 = 4,7 \text{ mF elettrolitico}$
 $C4 = 220 \text{ pF ceramico} - C5 = 100.000 \text{ pF}$
 $C6 = 10 \text{ mF elettrolitico}$
 GUADAGNO ingresso 1 = $R4 : R1$
 GUADAGNO ingresso 2 = $R4 : R2$
 GUADAGNO ingresso 3 = $R4 : R3$

Una tensione alternata **raddrizzata** tramite un diodo al germanio o al silicio non risulta **ideale**, perché questi componenti hanno un valore di soglia che occorre necessariamente superare per far sì che conducano.

I diodi al **germanio** iniziano a raddrizzare una tensione alternata solo quando viene superata la soglia di **0,3 volt**, mentre i diodi al **silicio** solo quando viene superata la soglia di **0,7 volt** circa.

Per certe applicazioni (strumenti di misura, interfacce rivelatrici, ecc), dove occorre necessariamente rilevare anche le più piccole variazioni di tensione comprese sotto a questi valori di soglia, cioè da **0,68 volt a 0 volt**, bisogna utilizzare dei **raddrizzatori ideali** in grado di raddrizzare tensioni alternate anche di pochi **microvolt**.

In fig.38 riportiamo lo schema di un raddrizzatore ideale ad **una semionda** che utilizza l'ingresso **non invertente**, che potremo usare se lo alimentiamo con una tensione **duale**.

In fig.39 riportiamo lo stesso schema modificato per essere utilizzato con un'alimentazione **singola**.

Usando un'alimentazione **duale** con il diodo **DS1** orientato come visibile in fig.38, ci ritroveremo sull'uscita una tensione di **0 volt** in assenza di segnale, mentre, in presenza di un segnale alternato in ingresso, ci ritroveremo in uscita soltanto le semionde positive.

Usando un'alimentazione **singola**, ci ritroveremo sull'uscita **metà tensione** di alimentazione **in assenza** di segnale, mentre, in presenza di un segnale alternato, ci ritroveremo le semionde positive che da **metà tensione** saliranno verso il loro massimo.

Se orientassimo il diodo **DS1** nel verso opposto otterremmo in uscita soltanto le semionde negative.

In fig.40 riportiamo lo schema di un raddrizzatore ideale ad **una semionda** alimentato con una tensione **duale** che utilizza l'ingresso **invertente**.

In fig.41 riportiamo lo stesso schema modificato per essere utilizzato con un'alimentazione **singola**.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **duale** e rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua **positiva** che partendo da **0 volt** salirà verso il suo massimo (vedi fig. 34).

Se rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione continua **negativa** che partendo da **0 volt** scenderà verso il suo minimo.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **singola** e rivolgeremo i **Catodi** dei diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua **positiva** che partendo dalla **metà** del valore di alimentazione salirà verso il suo massimo (vedi fig.35).

Se rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione **negativa** che partendo dalla **metà** del valore di alimentazione scenderà verso gli **0 volt**.

Il valore delle due resistenze **R1-R2** deve risultare identico per ottenere una tensione raddrizzata uguale al valore della tensione alternata applicata sul suo ingresso.

È consigliabile per queste due resistenze non scendere mai sotto i **10.000 ohm** o superare i **27.000 ohm**.

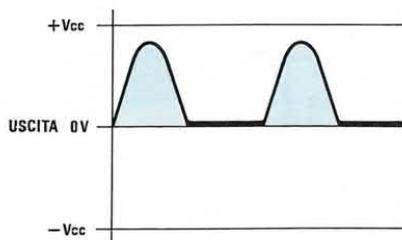


Fig.34 Sull'uscita di un raddrizzatore a semionda IDEALE alimentato con una tensione DUALE (vedi figg.38-40), otterremo "0 volt" quando sull'ingresso non risulta applicato alcun segnale e delle semionde positive che da 0 volt saliranno al massimo valore di $+V_{cc}$, quando sull'ingresso viene applicato un segnale alternato.

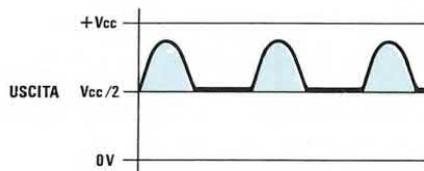


Fig.35 Sull'uscita di un raddrizzatore a semionda IDEALE alimentato con una tensione SINGOLA (vedi figg.39-41), otterremo METÀ tensione di alimentazione quando sull'ingresso non è applicato alcun segnale e delle semionde positive che da $V_{cc}/2$ saliranno al massimo valore di $+V_{cc}$, quando sull'ingresso è presente un segnale alternato.

RADDRIZZATORE IDEALE a DOPPIA SEMIONDA

Per raddrizzare entrambe le **semionde** dovremo necessariamente usare un integrato che contenga al suo interno due operazionali, ad esempio il **TL.082** o altri equivalenti.

In fig.42 riportiamo lo schema di un raddrizzatore ideale a **doppia semionda** alimentato con una tensione **duale**.

In fig.43 riportiamo lo stesso schema modificato per essere utilizzato con un'alimentazione **singola**.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **duale** e rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua **positiva** che partendo da **0 volt** salirà verso il suo massimo (vedi fig.36).

Se rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione continua **negativa** che partendo da **0 volt** scenderà verso il suo minimo.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **singola** e rivolgeremo i **Catodi** dei diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua **positiva** che partendo dalla **metà** del valore di alimentazione salirà verso il suo massimo (vedi fig.37).

Se rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione **negativa** che partendo dalla **metà** del valore di alimentazione scenderà verso gli **0 volt**.

Il valore delle resistenze **R1-R2-R3** deve risultare identico per ottenere una tensione raddrizzata uguale al valore della tensione alternata applicata sul suo ingresso.

È consigliabile per queste resistenze non scendere mai sotto ai **10.000 ohm** o superare i **27.000 ohm**.

Per **amplificare** il valore della tensione raddrizzata, potremo aumentare il valore di **R2-R3** rispetto al valore di **R1**, perchè il guadagno si ricava dalla formula:

$$\text{Guadagno} = R2 \text{ o } R3 : R1$$

In fig.44 presentiamo un secondo raddrizzatore ideale a **doppia semionda** da alimentare con una tensione **duale**.

In fig.45 presentiamo lo stesso schema modificato per essere alimentato con una tensione **singola**.

Se alimentiamo questo circuito con una tensione **duale**, otterremo in uscita una tensione raddrizzata **positiva** che partendo da **0 volt** salirà verso il suo massimo positivo.

Se collegheremo i due diodi in senso inverso, otterremo una tensione raddrizzata **negativa** che da **0 volt** scenderà verso il suo massimo negativo.

Se alimentiamo questo circuito con una tensione **singola**, ritroveremo in uscita sempre **metà** della tensione di alimentazione (vedi fig.37).

Pertanto se alimenteremo il circuito con una tensione di **12 volt**, in assenza di segnale risulterà sempre presente sull'uscita una tensione **positiva** di **6 volt** che salirà, in presenza di un segnale di BF, fino a raggiungere un massimo di **10 volt** circa.

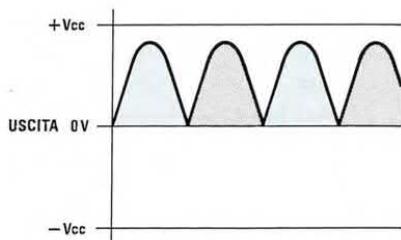


Fig.36 Sull'uscita di un raddrizzatore a DOPPIA semionda alimentato con una tensione **DUALE** (vedi figg.42-44-46), otterremo "0 volt" quando sull'ingresso non risulta applicato alcun segnale e delle semionde positive che da 0 volt saliranno al massimo valore di +Vcc, quando sull'ingresso viene applicato un segnale alternato.

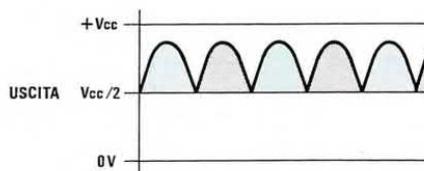


Fig.37 Sull'uscita di un raddrizzatore a DOPPIA semionda alimentato con una tensione **SINGOLA** (vedi figg.43-45-47), otterremo **METÀ** tensione di alimentazione quando sull'ingresso non è applicato alcun segnale e delle semionde positive che da $V_{cc}/2$ saliranno al massimo valore di +Vcc, quando sull'ingresso è presente un segnale alternato.

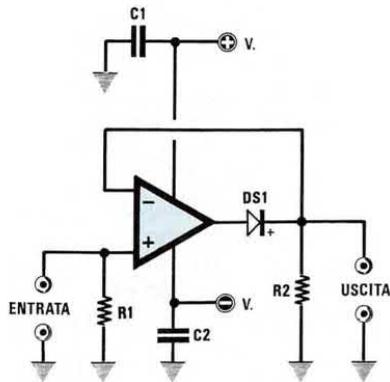


Fig.38 Schema di un raddrizzatore IDEALE a semionda alimentato con una tensione DUALE. In assenza di segnale, sul piedino d'uscita risulteranno presenti "0 volt".

- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 10.000 ohm
- C1-C2 = 100.000 pF
- DS1 = diodo 1N4150 o 1N4148

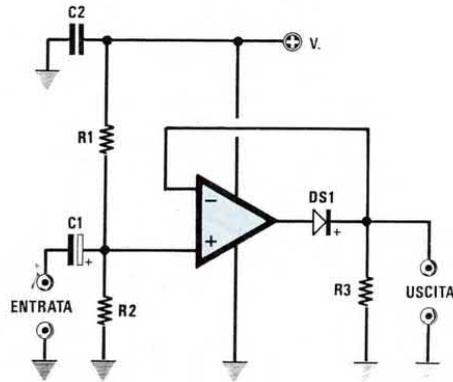


Fig.39 Schema di un raddrizzatore IDEALE a semionda alimentato con una tensione SINGOLA. In assenza di segnale, sul piedino d'uscita risulterà presente METÀ Vcc.

- R1-R2 = 100.000 ohm
- R3 = 10.000 ohm
- C1 = 1 mF elettrolitico
- C2 = 100.000 pF
- DS1 = diodo 1N4150 o 1N4148

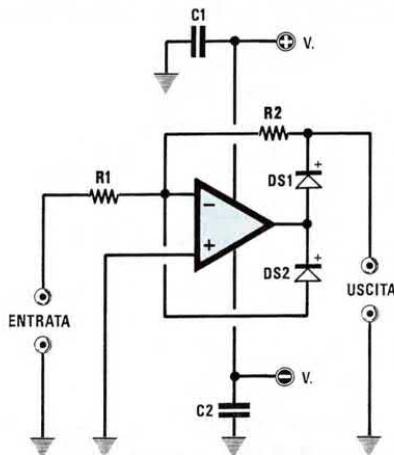


Fig.40 Schema di un raddrizzatore IDEALE a semionda alimentato con una tensione DUALE. In assenza di segnale, sul piedino d'uscita risulteranno presenti "0 volt".

- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 10.000 ohm
- C1-C2 = 100.000 pF
- DS1-DS2 = diodo 1N4150

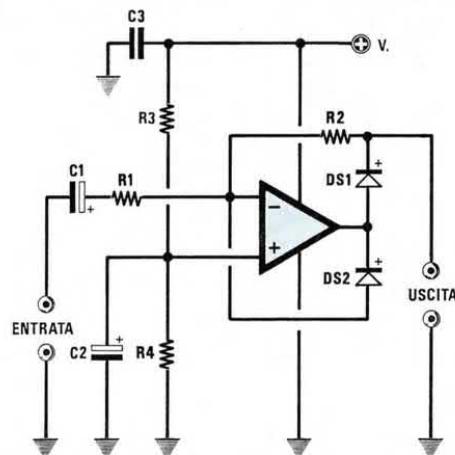


Fig.41 Schema di un raddrizzatore IDEALE a semionda alimentato con una tensione SINGOLA. In assenza di segnale, sul piedino d'uscita risulterà presente METÀ Vcc.

- R1 = 100.000 ohm
- R2-R3-R4 = 10.000 ohm
- C1-C2 = 10 mF elettrolitico
- C3 = 100.000 pF
- DS1-DS2 = diodo 1N4150

RADDRIZZATORE IDEALE a DOPPIA SEMIONDA

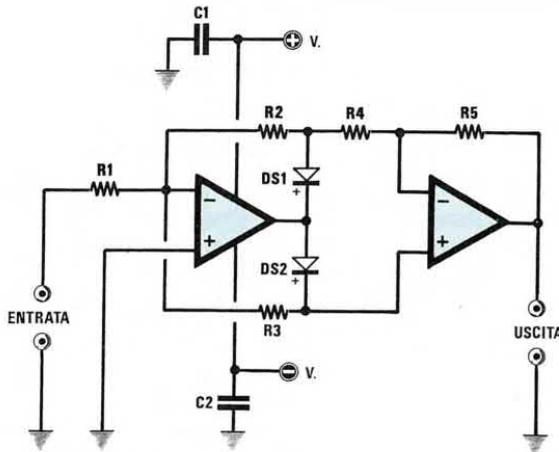


Fig.42 Schema di un raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione DUALE.

R1-R2-R3 = 22.000 ohm
 R4 = 10.000 ohm
 R5 = 22.000 ohm
 C1-C2 = 100.000 pF
 DS1-DS2 = diodo 1N4150

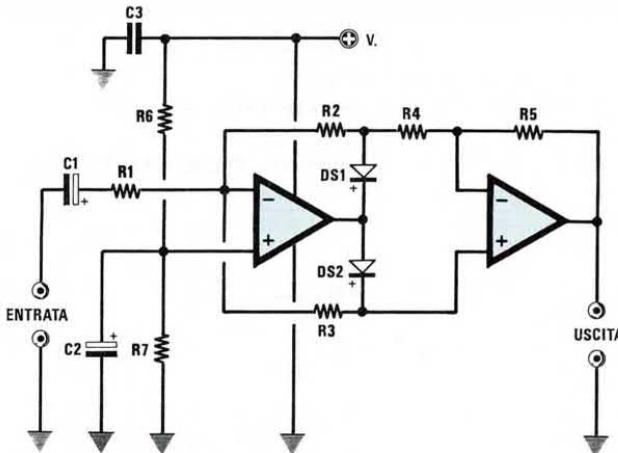


Fig.43 Schema di un raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

R1-R2-R3 = 22.000 ohm
 R4 = 10.000 ohm
 R5 = 22.000 ohm
 R6-R7 = 10.000 ohm
 C1-C2 = 10 mF elettrolitico
 C3 = 100.000 pF
 DS1-DS2 = diodo 1N4150

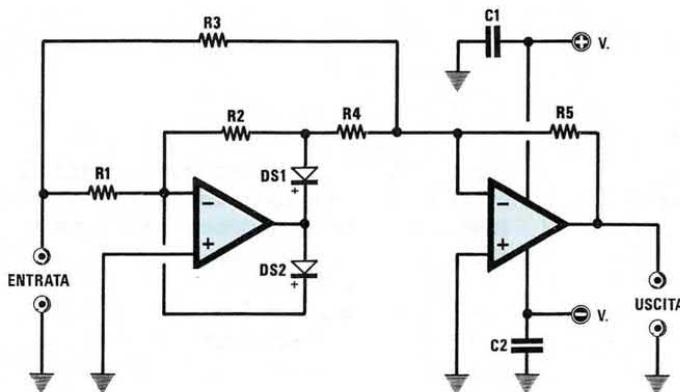
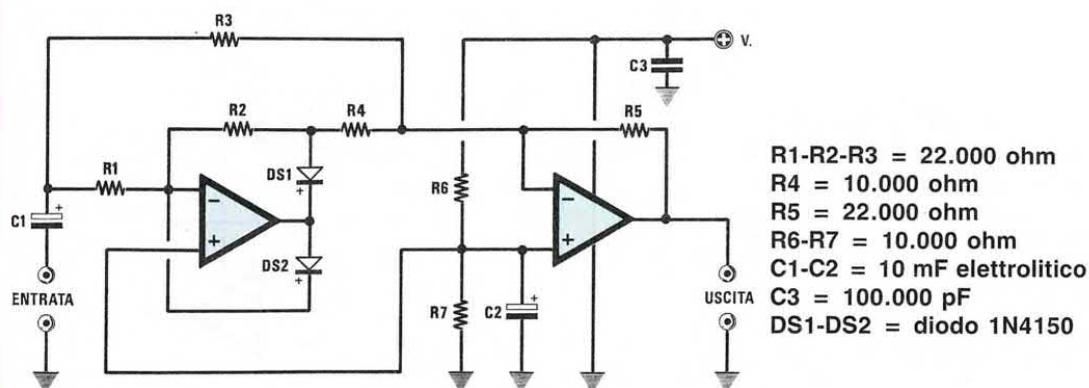


Fig.44 Schema di un raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione DUALE.

R1-R2-R3 = 22.000 ohm
 R4 = 10.000 ohm
 R5 = 22.000 ohm
 C1-C2 = 100.000 pF
 DS1-DS2 = diodo 1N4150

RADDRIZZATORE IDEALE A DOPPIA SEMIONDA



$R1-R2-R3 = 22.000 \text{ ohm}$
 $R4 = 10.000 \text{ ohm}$
 $R5 = 22.000 \text{ ohm}$
 $R6-R7 = 10.000 \text{ ohm}$
 $C1-C2 = 10 \text{ mF elettrolitico}$
 $C3 = 100.000 \text{ pF}$
 $DS1-DS2 = \text{diodo } 1N4150$

Fig.45 Raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

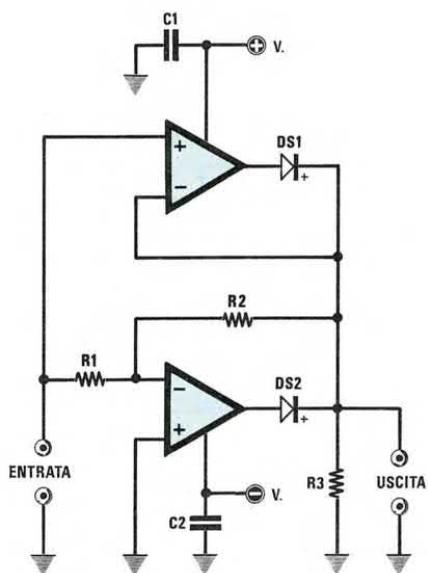


Fig.46 Una diversa configurazione di raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione DUALE. In assenza di segnale, sull'uscita risulterà presente una tensione di "0 volt" (vedi fig.36).

$R1-R2 = 100.000 \text{ ohm}$
 $R3 = 10.000 \text{ ohm}$
 $C1-C2 = 100.000 \text{ pF}$
 $DS1-DS2 = \text{diodo } 1N4150 \text{ o } 1N4148$

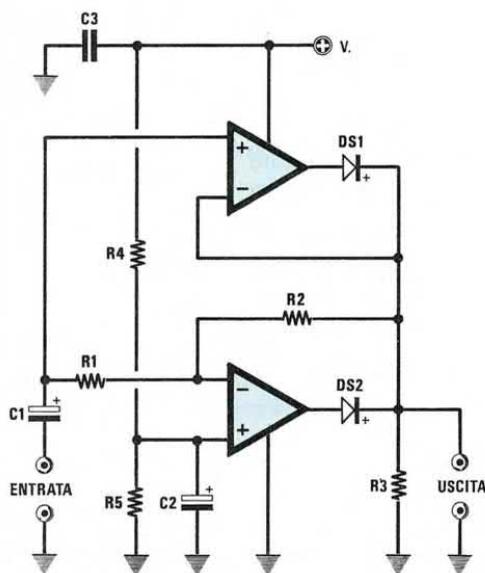


Fig.47 Schema di fig.46 modificato per poterlo alimentare con una tensione SINGOLA. In assenza di segnale, sull'uscita risulterà presente METÀ tensione di alimentazione (vedi fig.37).

$R1-R2 = 100.000 \text{ ohm}$
 $R3-R4-R5 = 10.000 \text{ ohm}$
 $C1-C2 = 10 \text{ mF elettrolitico}$
 $C3 = 100.000 \text{ pF}$
 $DS1-DS2 = \text{diodo } 1N4150 \text{ o } 1N4148$

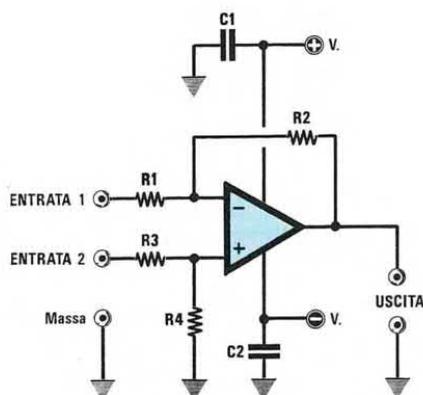


Fig.48 Schema di un amplificatore DIFFERENZIALE da utilizzare per una alimentazione DUALE. Per questo schema potremo utilizzare qualsiasi tipo di integrato operazionale, cioè uA.741 - uA.748 - TL.081 - LF.356.

R1 = 220.000 ohm
 R2 = 820.000 ohm
 R3 = 220.000 ohm
 R4 = 820.000 ohm
 C1-C2 = 100.000 pF

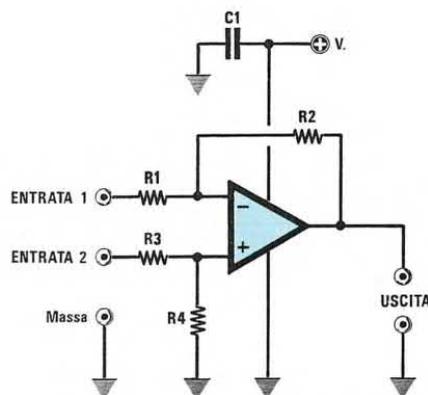


Fig.49 Schema di un amplificatore DIFFERENZIALE da utilizzare per una alimentazione SINGOLA. Per questo schema dovremo utilizzare soltanto degli integrati operazionali tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.

R1 = 220.000 ohm
 R2 = 820.000 ohm
 R3 = 220.000 ohm
 R4 = 820.000 ohm
 C1 = 100.000 pF

Gli amplificatori **differenziali** vengono frequentemente utilizzati per rilevare la differenza che esiste tra due tensioni applicate sui piedini d'ingresso.

Se sugli ingressi applicheremo due tensioni CC o due segnali alternati, sull'uscita ritroveremo la differenza moltiplicata per il **guadagno**.

Tanto per fare un esempio, se abbiamo un differenziale che amplifica di **20 volte** e sui due ingressi applichiamo due identiche tensioni di **5 volt**, ritroveremo sull'uscita una tensione di **0 volt**.

Se invece su un ingresso applichiamo **5 volt** e sull'altro **5,1 volt**, ritroveremo in uscita una tensione di:

$$(5,1 - 5) \times 20 = 2 \text{ volt}$$

In questi circuiti è **molto importante** che: il valore di **R1** risulti identico a quello di **R3** il valore di **R2** risulti identico a quello di **R4**.

Infatti in questo caso il **guadagno** di questo stadio si ricava dalla formula:

$$\text{Guadagno} = R2 : R1$$

mentre il valore della tensione di uscita si ricava dalla formula:

$$V/\text{uscita} = (R2 : R1) \times (V2 - V1)$$

Dove **V1** e **V2** rappresentano il valore delle tensioni applicate sui due ingressi.

Lo schema visibile in fig.48 potrà essere utilizzato soltanto per alimentazioni **duali**.

Lo schema di fig.49 potrà essere utilizzato per un'alimentazione **singola**, ma solo con operazionali tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130**.

Utilizzando questi integrati bisogna però tenere presente che se la tensione **V2** risulta maggiore di **V1**, all'uscita del differenziale ritroveremo una tensione che sarà proporzionale alla differenza **V2 - V1**, mentre se la tensione **V2** è minore di **V1**, la tensione d'uscita sarà pari a 0 Volt.

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE con 3 OPERAZIONALI

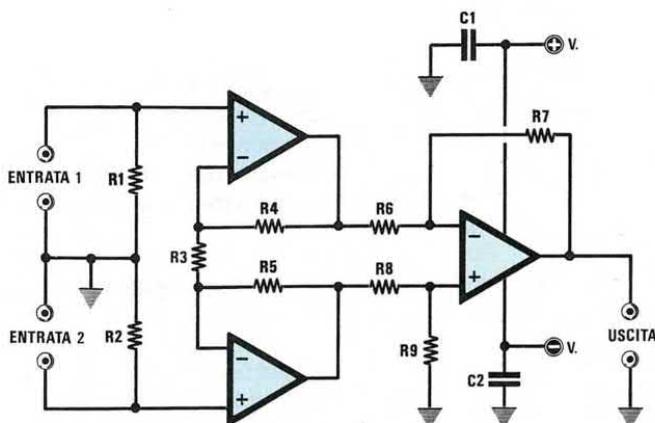


Fig.50 Schema di un amplificatore DIFFERENZIALE che utilizza 3 amplificatori operazionali da alimentare con una tensione DUALE.

- R1-R2 = 100.000 ohm
- R3 = 22.000 ohm
- R4-R5 = 47.000 ohm
- R6-R8 = 22.000 ohm
- R7-R9 = 22.000 ohm
- C1-C2 = 100.000 pF

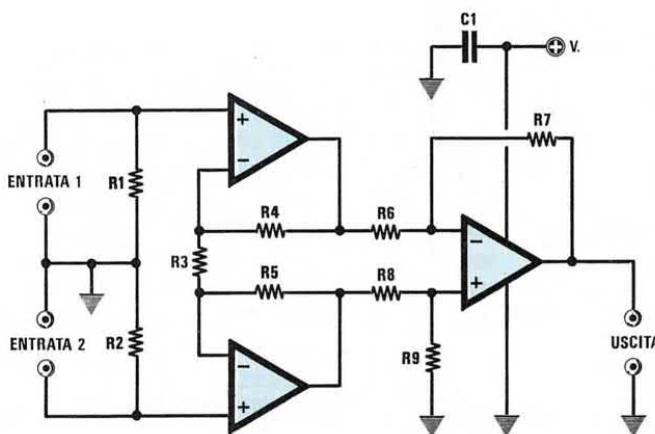


Fig.51 Se volessimo alimentare il circuito di fig.50 con una tensione SINGOLA, dovremo utilizzare degli integrati LM.324 - LM.358 - CA.3130.

- R1-R2 = 100.000 ohm
- R3 = 22.000 ohm
- R4-R5 = 47.000 ohm
- R6-R8 = 22.000 ohm
- R7-R9 = 22.000 ohm
- C1 = 100.000 pF

In fig.50 riportiamo lo schema di un amplificatore differenziale con alimentazione **duale** che utilizza tre operazionali.

Questo schema viene normalmente utilizzato per **strumenti di misura, preamplificatori Hi-Fi** e nelle apparecchiature elettromedicali, perchè riesce ad eliminare automaticamente tutti i disturbi di modo comune in ingresso, cioè **rumori - ronzii**, ecc., e ad amplificare solamente la differenza dei segnali utili applicati sui due ingressi.

In fig.51 riportiamo lo stesso schema da utilizzare per un'alimentazione **singola** e solo con operazionali tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130**.

Nei due schemi visibili nelle figg.50-51 è molto **importante** che le coppie di resistenze, che qui vi in-

dicheremo, risultino esattamente dello stesso valore.

- valore di **R1** esattamente identico a **R2**
- valore di **R4** esattamente identico a **R5**
- valore di **R6** esattamente identico a **R8**
- valore di **R7** esattamente identico a **R9**

Se cortocircuitando i due ingressi sull'uscita non saranno presenti **0 volt** per problemi di offset o a causa della tolleranza delle resistenze, potremo correggere questo **errore** ponendo in serie alla resistenza **R9** un trimmer.

Il **guadagno** di questo differenziale si ricava:

$$\text{Guadagno} = (R7 : R6) \times (2 \times R4 : R3) + 1$$

OSCILLATORE SINUSOIDALE a FREQUENZA FISSA - Alimentazione DUALE

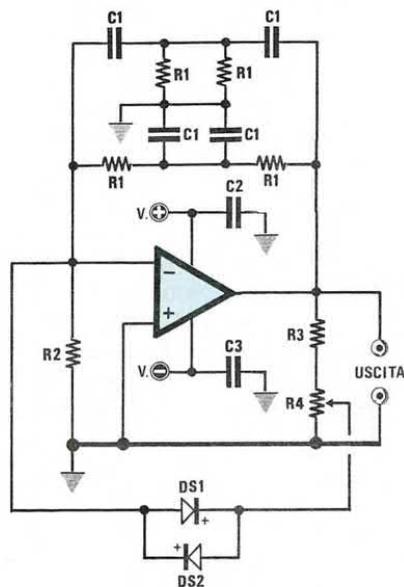


Fig.52 Schema elettrico di un oscillatore sinusoidale a DOPPIO T da alimentare con una tensione DUALE. Il trimmer R4 lo ruoteremo fino a far innescare l'oscillatore, cercando la posizione in cui l'onda sinusoidale presenterà la minima distorsione.

- R1 = vedi formule fondo pagina
- R2 = 10.000 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 10.000 ohm trimmer
- C1 = vedi formule fondo pagina
- C2-C3 = 100.000 pF
- DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

OSCILLATORE SINUSOIDALE a FREQUENZA FISSA - Alimentazione SINGOLA

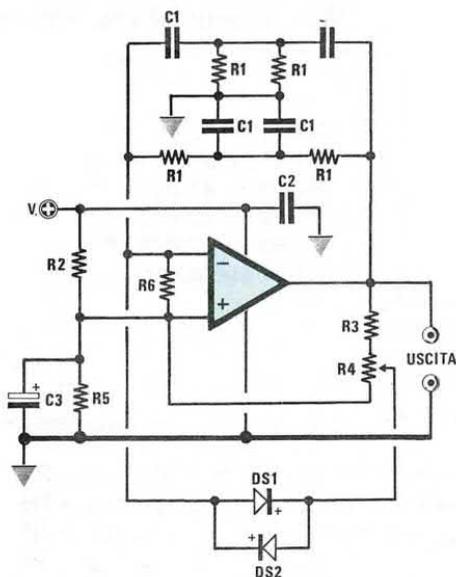


Fig.53 Circuito di fig.52 modificato per essere alimentato con una tensione SINGOLA. Il trimmer R4 andrà ruotato fino a far innescare l'oscillatore, cercando la posizione in cui l'onda sinusoidale presenterà la minima distorsione.

- R1 = vedi formule fondo pagina
- R2 = 10.000 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 10.000 ohm trimmer
- R5-R6 = 10.000 ohm
- C1 = vedi formule fondo pagina
- C2 = 100.000 pF
- C3 = 10 mF elettrolitico
- DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

FORMULE per CALCOLARE i valori di R1-C1 e la FREQUENZA per le figg.52-53

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

Il valore di R1 è espresso in Kiloohm

$$C1 = 159.000 : (Hz \times R1)$$

Il valore di C1 è espresso in nanoFarad

$$R1 = 159.000 : (Hz \times C1)$$

Il valore della frequenza è espresso in Hertz

Nella fig.52 vi presentiamo lo schema elettrico di un oscillatore a **doppio T** in grado di generare un'onda sinusoidale ed idoneo ad essere utilizzato per un'alimentazione **duale**, mentre nella fig.53 lo stesso schema è stato modificato per una tensione **singola**.

Facciamo presente che questo tipo di oscillatore serve solo per generare una frequenza **fissa** che potremo comunque modificare cambiando i valori delle resistenze **R1** e dei condensatori **C1**.

Come noterete, in questi schemi esistono quattro resistenze siglate **R1** e quattro condensatori siglati **C1**, perchè tutti questi componenti, che portano la stessa sigla, debbono risultare dello **stesso** valore.

Le formule da utilizzare per ricavare la frequenza in **Hertz** oppure il valore delle resistenze in **Kiloohm** o quello dei condensatori in **nanoFarad** sono le seguenti:

$$\text{Hz} = 159.000 : (\text{R1 Kiloohm} \times \text{C1 nanoF})$$

$$\text{C1 nanoF} = 159.000 : (\text{Hz} \times \text{R1 Kiloohm})$$

$$\text{R1 Kiloohm} = 159.000 : (\text{Hz} \times \text{C1 nanoF})$$

Il trimmer **R4**, presente sull'uscita dell'operazionale ed il cui cursore risulta collegato ai due diodi **DS1-DS2** posti in opposizione di polarità, serve per far **innescare** l'oscillatore e per ridurre la **distorsione** in uscita.

In pratica si ruoterà questo trimmer fino a quando sull'uscita non si otterrà un'onda sinusoidale, poi si ritoccherà leggermente fino ad ottenere, sullo schermo dell'oscilloscopio, un'onda **perfetta**.

Esempio = Volendo realizzare un oscillatore che generi una frequenza fissa di **1.000 Hz**, vorremmo conoscere quali valori di **R1** e di **C1** utilizzare.

Come già accennato in altri articoli, quando dobbiamo arbitrariamente scegliere il valore di una resistenza o di un condensatore, conviene sempre scegliere prima un valore di **capacità standard** e poi calcolare il valore delle **resistenze** cercando di ottenere un'adeguata proporzione tra i valori ottenuti, così da non trovarci ad utilizzare dei condensatori di **elevatissima** capacità e delle resistenze di **bassissimo** valore o viceversa.

Ammetto di aver scelto una capacità standard di **4.700 pF** pari a **4,7 nanoFarad**, controlleremo quale valore di resistenza dovremo scegliere utilizzando la formula sopra riportata:

$$159.000 : (1.000 \times 4,7) = 33,82 \text{ Kiloohm}$$

Poichè il valore standard che più si avvicina a

questo valore è **33 Kiloohm**, potremo utilizzare nell'oscillatore per le resistenze **R1 = 33 Kiloohm** e per i condensatori **C1 = 4,7 nanoF**, poi calcolare quale frequenza in via teorica potremo ottenere con questi due valori:

$$159.000 : (33 \times 4,7) = 1.025 \text{ Hz}$$

In pratica il valore di frequenza reale sarà sempre diverso da quello calcolato in via **teorica**, perchè occorre tenere in considerazione che i condensatori e le resistenze che utilizzeremo hanno una **tolleranza**.

Esempio = In un oscillatore a **DOPPIO T** abbiamo utilizzato per **R1** delle resistenze da **15 Kiloohm** ed abbiamo inserito dei condensatori **C1** da **22 nanoFarad**, quindi vorremmo conoscere quale frequenza otterremo con questi valori.

Conoscendo il valore di **R1** e di **C1** potremo facilmente conoscere la frequenza che l'oscillatore genererà, utilizzando la formula riportata in basso sulla pagina di sinistra:

$$159.000 : (15 \times 22) = 481,8 \text{ Hertz}$$

Poichè le quattro resistenze **R1** e i quattro condensatori **C1** che inseriremo nel circuito hanno sempre tolleranze del **5-10 %**, è ovvio che la frequenza che otterremo potrà, all'atto pratico, risultare compresa tra i **433 Hz** e i **530 Hz**.

Esempio = Vorremmo sapere quale operazionale utilizzare per ottenere un'onda sinusoidale di circa **50.000 Hz** e quali valori di resistenza e di capacità.

Per ottenere una frequenza così elevata occorre usare un operazionale con ingresso a fet tipo **TL.081** e scegliere delle capacità di **470 - 560 - 680 pF** equivalenti a **0,47 - 0,56 - 0,68 nanoFarad**.

Scegliendo uno di questi valori calcoleremo quale resistenza si avvicinerà di più al valore **standard**:

$$159.000 : (50.000 \times 0,47) = 6,76 \text{ Kiloohm}$$

$$159.000 : (50.000 \times 0,56) = 5,67 \text{ Kiloohm}$$

$$159.000 : (50.000 \times 0,68) = 4,67 \text{ Kiloohm}$$

Se sceglieremo un condensatore da **0,47 nanoFarad** e una resistenza da **6,8 Kiloohm** otterremo una frequenza di circa:

$$159.000 : (0,47 \times 6,8) = 49.749 \text{ Hz}$$

OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE DI WIEN - Alimentazione DUALE

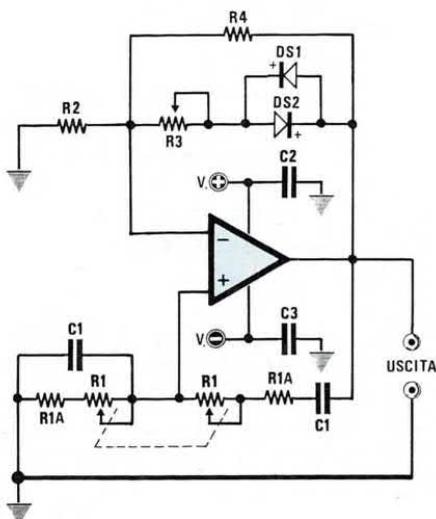


Fig.54 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE. Ruotando il doppio potenziometro R1 potremo variare la frequenza dell'oscillatore. Il trimmer R3 serve per far innescare l'oscillatore e per ridurre la distorsione.

- R1 = doppio potenziometro
- R1/A = 1.000 ohm
- R2 = 10.000 ohm
- R3 = 4.700 ohm trimmer
- R4 = 47.000 ohm
- C1 = vedi formule fondo pagina
- C2-C3 = 100.000 pF
- DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE DI WIEN - Alimentazione SINGOLA

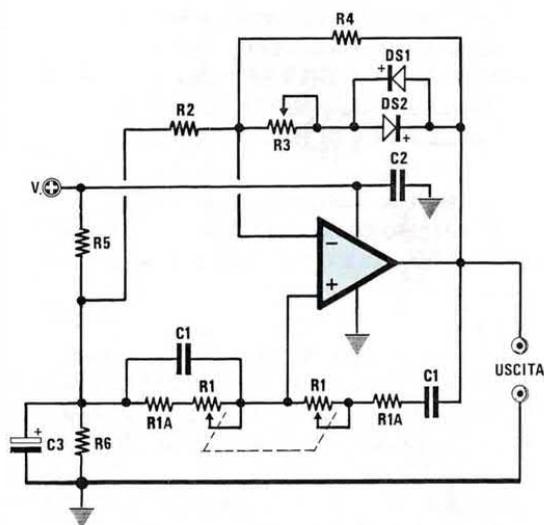


Fig.55 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione SINGOLA. Ruotando il doppio potenziometro R1 potremo variare la frequenza dell'oscillatore. Il trimmer R3 serve per far innescare l'oscillatore e per ridurre la distorsione.

- R1 = doppio potenziometro
- R1/A = 1.000 ohm
- R2 = 10.000 ohm
- R3 = 4.700 ohm trimmer
- R4 = 47.000 ohm
- R5-R6 = 10.000 ohm
- C1 = vedi formule fondo pagina
- C2 = 100.000 pF
- C3 = 10 mF elettrolitico
- DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

FORMULE per CALCOLARE i valori di R1-R1/A-C1 e la FREQUENZA per le figg.54-55

$$\text{Hz} = 159.000 : ((R1 + R1/A) \times C1)$$

I valori di R1-R1/A sono espressi in Kiloohm

$$C1 = 159.000 : (\text{Hz} \times (R1 + R1/A))$$

Il valore di C1 è espresso in nanoFarad

$$R1 = (159.000 : (\text{Hz} \times C1)) - R1/A$$

Il valore della frequenza è espresso in Hertz.

Volendo realizzare degli oscillatori a frequenza **variabile**, dovremo abbandonare gli schemi riportati nelle figg.52-53 ed utilizzare degli oscillatori a **ponte di Wien**.

Nella fig.54 vi presentiamo lo schema elettrico più semplice per questi oscillatori, idoneo per essere alimentato con una tensione **duale**, mentre nella fig.55 lo stesso schema è stato adattato per essere alimentato con una tensione **singola**.

In questi schemi le due resistenze siglate **R1** sono in pratica un **doppio potenziometro** lineare, che ci permetterà, ruotandolo, di modificare la frequenza del segnale sinusoidale.

Le formule da utilizzare per ricavare la frequenza in **Hertz** oppure il valore delle resistenze in **Kiloohm** o quello dei condensatori in **nanoFarad** sono le seguenti:

$$\text{Hz} = 159.000 : [(R1 + R1/A) \times C1]$$

$$C1 \text{ nanoF} = 159.000 : [(R1 + R1/A) \times \text{Hz}]$$

$$R1 + R1/A = 159.000 : (\text{Hz} \times C1 \text{ nanoF})$$

Nota = I valori di **R1** ed **R1/A** sono sempre espressi in **Kiloohm**.

Il trimmer **R3**, il cui cursore risulta collegato ai due diodi **DS1-DS2** posti in opposizione di polarità, serve per far **innescare** l'oscillatore e per ridurre la **distorsione** in uscita.

Come già accennato in precedenza, si ruoterà questo trimmer fino a quando in uscita non otterremo l'onda sinusoidale richiesta, poi si ritoccherà leggermente fino ad ottenere, sullo schermo dell'oscilloscopio, un'onda **perfetta**.

Esempio = Volendo realizzare un oscillatore che copra una gamma di frequenze che da un minimo di **200 Hz** possa arrivare fino ad un massimo di **10.000 Hz**, vorremmo conoscere quali valori di **R1**, **R1/A** e di **C1** utilizzare.

Per calcolare il valore delle resistenze e delle capacità di un oscillatore **variabile**, conviene in questo caso iniziare scegliendo il valore di **R1**, perchè i potenziometri che potremo reperire in commercio hanno dei valori standard che non potremo in alcun modo variare.

I valori più facilmente reperibili sono **10.000 - 22.000 - 47.000 - 100.000 - 220.000 - 470.000 ohm**.

Il valore delle **R1/A**, che troviamo poste in serie

ai due potenziometri, può essere scelto nell'ambito di valori che vanno da un minimo di **820 ohm** fino ad un massimo di **2.200 ohm**.

Questa resistenza è molto importante, perchè, quando ruoteremo i due potenziometri fino a cortocircuitarli, dovrà sempre risultare presente un valore **ohmico minimo** che è costituito appunto dal valore di **R1/A**.

Ammessi di scegliere un **doppio potenziometro** del valore di **47.000 ohm** pari a **47 Kiloohm**, sommeremo a questo un valore **R1/A** di **1 Kiloohm**, ottenendo così un totale di **48 Kiloohm**.

A questo punto calcoleremo quale capacità dovremo inserire nel circuito per ottenere la **minima frequenza** di **200 Hz**, quando nel circuito risulta presente la **massima resistenza ohmica**, cioè **48 Kiloohm**.

$$159.000 : (200 \times 48) = 16,56 \text{ nanoFarad}$$

Poichè i valori standard più prossimi a questa capacità sono **15** e **18 nanoFarad**, potremo controllare con quale dei due valori ci avvicineremo maggiormente ai **200 Hz** minimi:

$$159.000 : (15 \times 48) = 220,8 \text{ Hz}$$

$$159.000 : (18 \times 48) = 184,0 \text{ Hz}$$

Scegliendo per **C1** un valore di **18 nanoFarad**, dovremo verificare se, cortocircuitando il doppio potenziometro **R1** in modo che rimanga il solo valore di **R1/A** da **1 Kiloohm**, si riesca a raggiungere la frequenza di **10.000 Hz**.

$$159.000 : (1 \times 18) = 8.833 \text{ ohm}$$

In teoria rimarremo abbastanza al di sotto dei **10.000 Hz** richiesti, ma se la resistenza **R1/A** da **1 Kiloohm** la portiamo a **820 ohm** pari a **0,82 Kiloohm**, potremo tranquillamente raggiungere i:

$$159.000 : (0,82 \times 18) = 10.772 \text{ Hz}$$

In pratica le frequenze che abbiamo calcolato in via **teorica** risulteranno leggermente diverse, perchè i **condensatori** ed il **potenziometro** possono avere delle tolleranze in più o in meno di circa **20%**.

Quando realizzerete degli oscillatori variabili che utilizzano dei potenziometri, ricordatevi sempre di collegare a **massa** la loro carcassa metallica, per evitare che al segnale generato si sommi del ronzio di **alternata**.

OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE di WIEN - Alimentazione DUALE

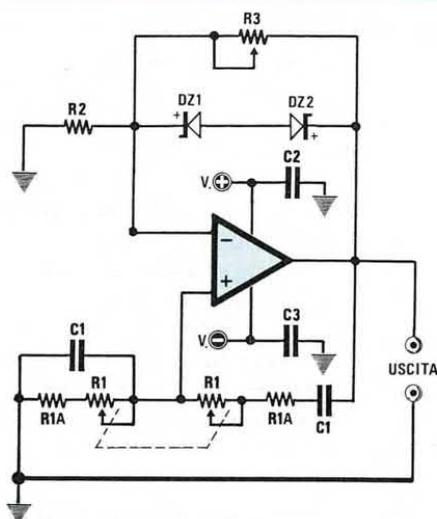


Fig.56 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE. In questo schema si usano due diodi zener (DZ1-DZ2) da 3,3 volt o da 4,7 volt posti in opposizione di polarità.

R1 = doppio potenziometro
 R1/A = 1.000 ohm
 R2 = 3.300 ohm
 R3 = 10.000 ohm trimmer
 C1 = vedi formule fondo pagina
 C2-C3 = 100.000 pF
 DZ1-DZ2 = diodi zener 4,7 volt

OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE DI WIEN - Alimentazione SINGOLA

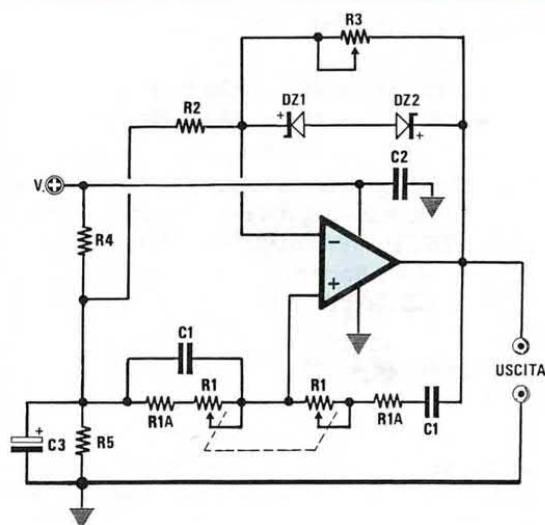


Fig.57 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione SINGOLA. In questo schema si usano due diodi zener (DZ1-DZ2) da 3,3 volt o da 4,7 volt posti in opposizione di polarità.

R1 = doppio potenziometro
 R1/A = 1.000 ohm
 R2 = 3.300 ohm
 R3 = 10.000 ohm trimmer
 R4-R5 = 10.000 ohm
 C1 = vedi formule fondo pagina
 C2 = 100.000 pF
 C3 = 10 mF elettrolitico
 DZ1-DZ2 = diodi zener 3,3 volt

I due schemi qui sopraportati utilizzano **diodi zener** posti in serie in opposizione di polarità. Il **Catodo** del diodo zener **DZ2** andrà rivolto verso il terminale d'uscita dell'operazionale, mentre il **Catodo** del diodo zener **DZ1** andrà rivolto verso il terminale d'ingresso **invertente**.

Nel circuito di fig.56 con alimentazione **DUALE** dovremo utilizzare dei diodi zener da **4,7 volt**, sia

che il circuito venga alimentato con **9 + 9** o **12 + 12** o **15 + 15 volt**, mentre nel circuito di fig.57 con alimentazione **SINGOLA**, dovremo utilizzare dei diodi zener da **3,3 volt** se il circuito viene alimentato con **9 volt**, oppure da **4,7 volt** se il circuito viene alimentato con **12 - 15 volt**.

Il trimmer **R3** andrà ruotato fino a quando sull'uscita non otterremo una perfetta onda sinusoidale.

FORMULE per CALCOLARE i valori di R1-R1/A-C1 e la FREQUENZA per le figg.56-57

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 159.000 : ((R1 + R1/A) \times C1) \\ C1 &= 159.000 : (\text{Hz} \times (R1 + R1/A)) \\ R1 &= (159.000 : (\text{Hz} \times C1)) - R1/A \end{aligned}$$

I valori di R1-R1/A sono espressi in Kiloohm
 Il valore di C1 è espresso in nanoFarad
 Il valore della frequenza è espresso in Hertz.

OSCILLATORE VARIABILE a PONTE di WIEN - OPERAZIONALE + FET

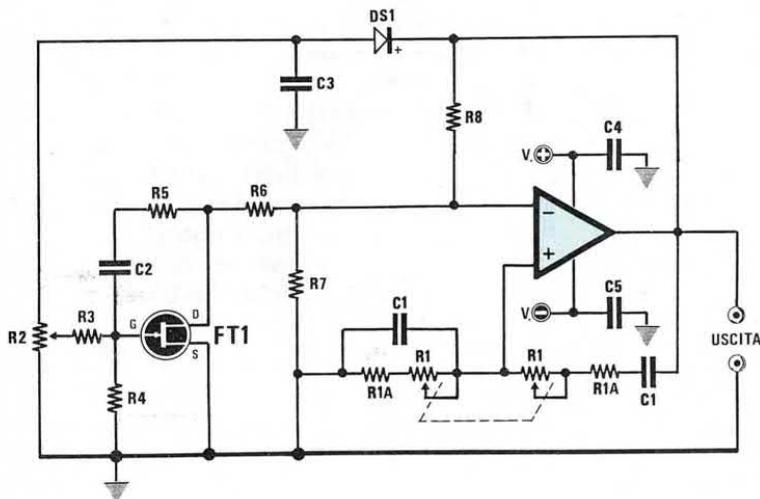


Fig.58 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE.

- R1 = doppio potenziometro
- R1/A = 1.000 ohm
- R2 = 100.000 ohm trimmer
- R3 = 100.000 ohm
- R4-R5 = 1 megaohm
- R6 = 1.000 ohm
- R7 = 10.000 ohm
- R8 = 2.200 ohm
- C1 = vedi formule
- C2 = 100.000 pF
- C3 = 470.000 pF
- C4-C5 = 100.000 pF
- DS1 = diodo 1N4150-1N4148
- FT1 = Fet di qualsiasi tipo

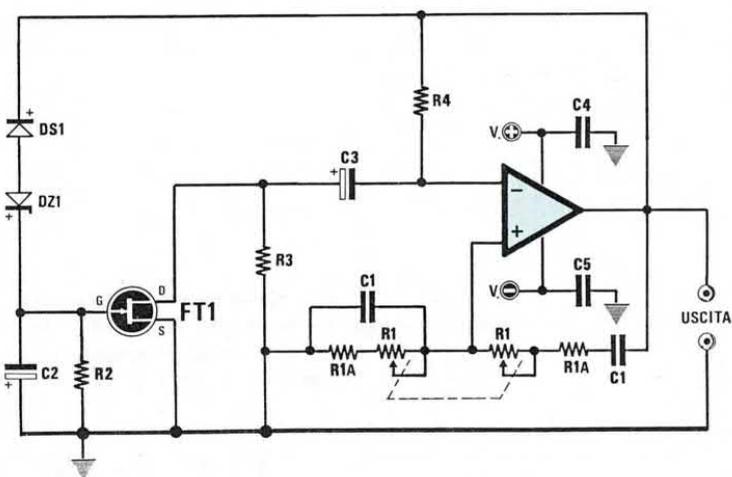


Fig.59 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE.

- R1 = doppio potenziometro
- R1/A = 1.000 ohm
- R2 = 1 megaohm
- R3 = 470.000 ohm
- R4 = 10.000 ohm
- C1 = vedi formule
- C2 = 2,2 mF elettrolitico
- C3 = 470 mF elettrolitico
- C4-C5 = 100.000 pF
- DS1 = diodo 1N4150-1N4148
- DZ1 = diodo zener da 4,7 volt
- FT1 = Fet di qualsiasi tipo

Volendo realizzare un oscillatore variabile a **ponte di Wien** più raffinato, che mantenga costante l'ampiezza del segnale generato al variare della frequenza, consigliamo di scegliere lo schema elettrico riportato nella fig.58, dove viene utilizzato oltre un operazionale anche un FET.

Non è consigliabile modificare questo circuito per

alimentarlo con una tensione **singola**, quindi vi proponiamo lo schema elettrico realizzato per essere alimentato con una tensione **duale** non importa se di **9 + 9**, **12 + 12**, **15 + 15** o **18 + 18 volt**. Il trimmer R2, collegato tramite la resistenza R3 sul Gate del fet FT1 (vedi fig. 58), serve per far **innescare** l'oscillatore e per ridurre al minimo la **distorsione** in uscita.

FORMULE per CALCOLARE i valori di R1-R1/A-C1 e la FREQUENZA per le figg.58-59

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 159.000 : ((R1 + R1/A) \times C1) \\ C1 &= 159.000 : ((R1 + R1/A) \times \text{Hz}) \\ R1 &= (159.000 : (C1 \times \text{Hz})) - R1/A \end{aligned}$$

I valori di R1-R1/A sono espressi in Kiloohm
Il valore di C1 è espresso in nanoFarad
Il valore della frequenza è espresso in Hertz

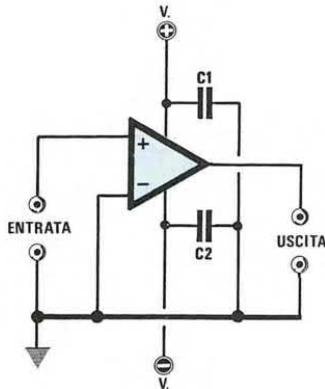


Fig.60 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "non invertente", da utilizzare per una alimentazione DUALE.

C1-C2 = 100.000 pF

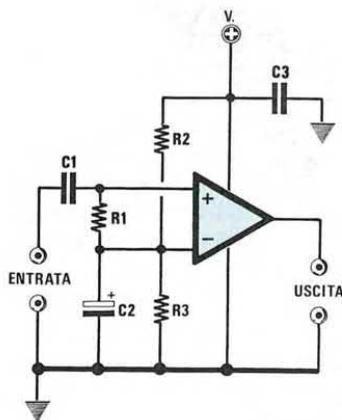


Fig.61 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "non invertente", da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

R1 = 1 megohm
 R2-R3 = 10.000 ohm
 C1 = 47.000 pF
 C2 = 47 mF elettrolitico
 C3 = 100.000 pF

I circuiti squadratori vengono utilizzati per trasformare un'onda sinusoidale o triangolare in un'onda quadra. Usando l'ingresso "non invertente" otterremo delle onde quadre in fase con l'onda sinusoidale (vedi fig.62).

Nella fig.60 è riportato il circuito di uno **squadratore** di tensione con ingresso **non invertente** alimentato con tensione **duale**, mentre nella fig.61 lo stesso schema è stato modificato per essere alimentato con una tensione **singola**.

Applicando sull'ingresso di tale operazionale un'onda **sinusoidale**, sulla sua uscita otterremo un'onda **quadra**.

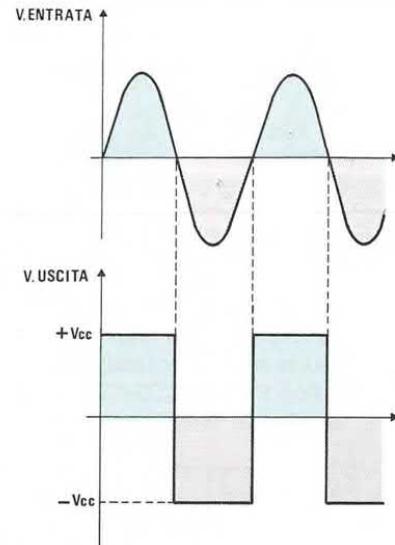


Fig.62 L'onda squadrata prelevata sull'uscita dei due schemi di figg.60-61, risulterà perfettamente in fase con l'onda sinusoidale applicata sull'ingresso dell'operazionale.

Poichè entriamo sull'ingresso **non invertente**, sull'uscita otterremo un'onda **quadra** avente la stessa frequenza della sinusoide e che assume valori **positivi** in corrispondenza delle **semionde positive** e valori **negativi** in corrispondenza delle **semionde negative**.

La stessa condizione si verifica se sull'ingresso applichiamo un'onda triangolare oppure a dente di sega o, più in generale, una qualsiasi forma d'onda che assuma alternativamente valori positivi e valori negativi.

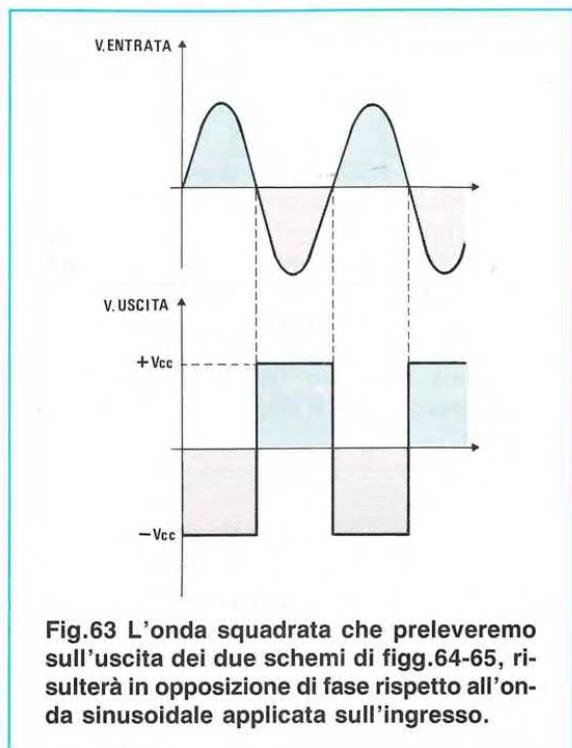
Nel circuito con alimentazione **duale** l'onda quadra che preleveremo sull'uscita andrà sempre dal **massimo negativo** al **massimo positivo**, mentre nel circuito con alimentazione **singola** l'onda quadra che preleveremo sull'uscita andrà sempre da **0 volt** al **massimo positivo**.

SQUADRATORE di tensione INVERTENTE

Usando l'ingresso "invertente" otterremo delle onde quadre di polarità invertita rispetto all'onda sinusoidale (vedi fig.63).

Nella fig.64 è riportato il circuito di uno **squadratore** di tensione con ingresso **invertente** alimentato con tensione **duale**, mentre nella fig.65 lo stesso schema è stato modificato per essere alimentato con una tensione **singola**.

A differenza del precedente circuito otterremo una tensione **positiva** in corrispondenza delle **semionde negative** ed una tensione **negativa** in corrispondenza delle **semionde positive**.



Alimentando questo squadratore con una tensione **duale** (vedi fig.64) otterremo in uscita un'onda quadra in opposizione di fase, completa di semionde **positive** e **negative** come visibile in fig. 63.

Alimentando questo squadratore con una tensione **singola** (vedi fig.65), questo circuito si comporta in senso opposto a quello della fig.61.

Se sull'ingresso del circuito di fig.61 applichiamo una **semionda negativa**, in uscita otterremo una tensione di **zero volt**, se applichiamo una **semionda positiva**, in uscita otterremo una tensione che raggiunge il valore massimo della tensione **positiva**.

Se sull'ingresso del circuito di fig.65 applichiamo una **semionda negativa**, in uscita otterremo una tensione che raggiunge il valore massimo della tensione **positiva**, se applichiamo una **semionda positiva**, in uscita otterremo una tensione di **zero volt**.

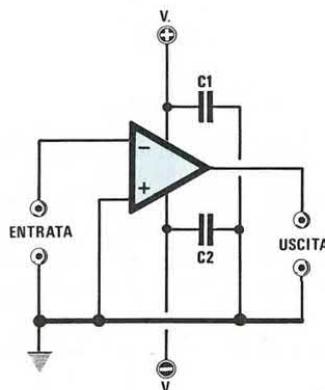


Fig.64 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "invertente" da utilizzare per una alimentazione DUALE.

$$C1-C2 = 100.000 \text{ pF}$$

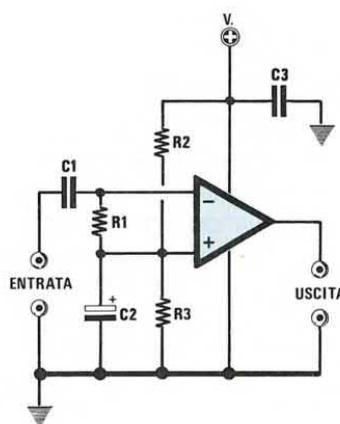


Fig.65 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "invertente" da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

$$\begin{aligned} R1 &= 1 \text{ megaohm} \\ R2-R3 &= 10.000 \text{ ohm} \\ C1 &= 47.000 \text{ pF} \\ C2 &= 47 \text{ mF elettrolitico} \\ C3 &= 100.000 \text{ pF} \end{aligned}$$

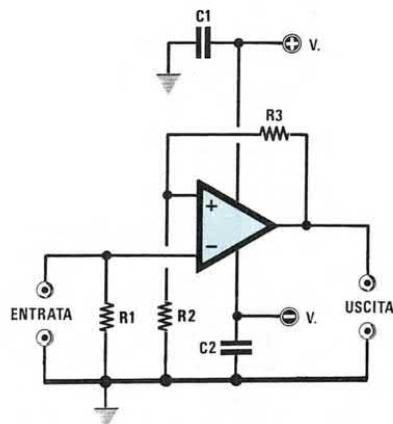


Fig.66 Schema di un TRIGGER di SCHMITT da utilizzare per una alimentazione DUALE. Il valore del "livello di soglia" dipende dal valore della tensione di alimentazione e da quello delle resistenze R2 - R3.

$$\text{Volt soglia} = (V_{cc} \times R2) : (R2 + R3)$$

- R1 = 100.000 ohm
- R2-R3 = vedi formula
- C1-C2 = 100.000 pF

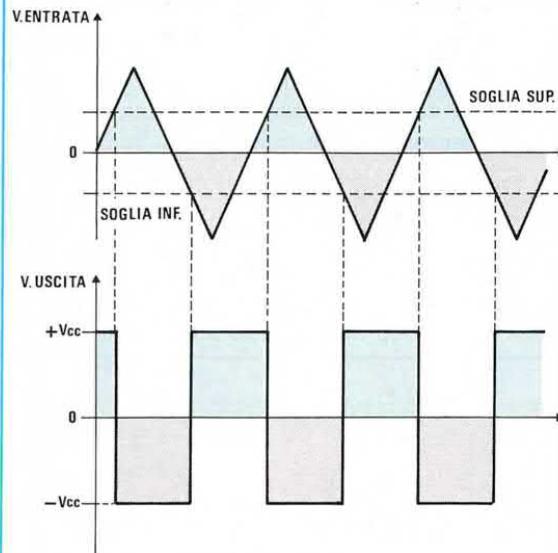


Fig.67 In un TRIGGER di SCHMITT alimentato con una tensione DUALE, con ingresso "invertente", l'uscita si porterà al massimo "negativo" quando la tensione d'ingresso supera il valore della soglia "positiva" e al massimo "positivo" quando la tensione d'ingresso supera il valore della soglia "negativa".

Il trigger di Schmitt viene utilizzato principalmente per portare l'uscita al massimo **livello negativo** quando sull'ingresso la tensione **positiva** supera un valore di soglia che noi stessi potremo determinare, e per portare l'uscita al massimo **livello positivo** quando sull'ingresso la tensione **negativa** scende sotto ad un valore di soglia uguale, ma di segno opposto al precedente (vedi fig.67).

La differenza tra la tensione di **soglia positiva** e la tensione di **soglia negativa** prende il nome di **tensione di isteresi**.

Il vantaggio che presenta il **trigger di Schmitt**, rispetto ai normali **squadratori** di tensione, è quello di impedire che l'uscita possa commutare in modo indesiderato in presenza di deboli segnali ai quali è sovrapposto del **rumore**.

Poiché in questo circuito il valore della **soglia positiva** è identico a quello della **soglia negativa**, con una sola formula potremo calcolare entrambe le soglie:

$$\text{Valore di soglia} = (V_{cc} \times R2) : (R2 + R3)$$

Nota = il simbolo **Vcc** si riferisce al valore della tensione di alimentazione di un solo ramo, quindi se il circuito viene alimentato con una tensione **duale** di **12 + 12, 15 + 15, 18 + 18 volt**, nella formula inseriremo **12, 15 o 18 volt**.

Esempio = Abbiamo realizzato un **trigger di Schmitt** alimentato con una tensione duale di **15 + 15 volt**, utilizzando per le resistenze **R2-R3** questi valori:

- R2 = 8,2 Kiloohm
- R3 = 68 Kiloohm

vorremmo quindi conoscere con queste due resistenze il valore di **soglia**:

$$(15 \times 8,2) : (8,2 + 68) = 1,61 \text{ volt}$$

In pratica il trigger inizierà a commutare quando la tensione **positiva** sull'ingresso supera **1,61 volt** e quando la tensione **negativa** scende sotto a **1,61 volt**.

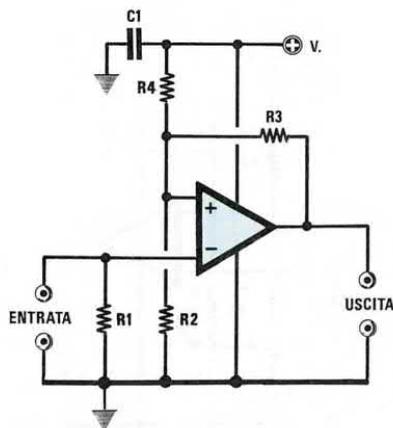


Fig.68 Schema di un TRIGGER di SCHMITT da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

Il valore del "livello di soglia" dipende dal valore della tensione di alimentazione e dal valore delle resistenze R2 - R3 - R4.

- R1 = 100.000 ohm
- R2-R3-R4 = vedi formula
- C1 = 100.000 pF

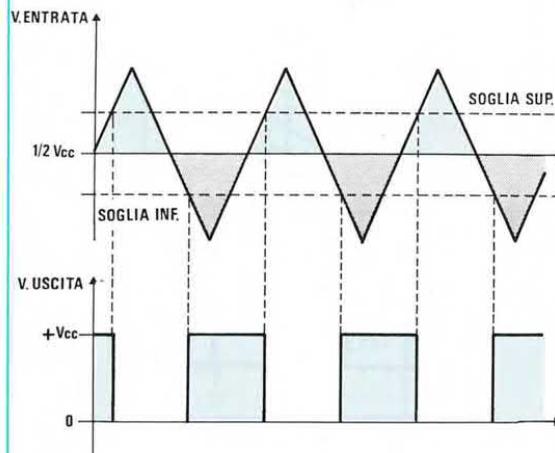


Fig.69 In un TRIGGER di SCHMITT alimentato con una tensione SINGOLA con ingresso "invertente", l'uscita si porterà al massimo "negativo" quando la tensione d'ingresso supererà il massimo valore della soglia "positiva" e a "0 volt" quando la tensione d'ingresso scenderà sotto al minimo valore di soglia "positivo".

Nella fig.68 riportiamo lo schema elettrico di un **trigger di Schmitt** alimentato con una tensione singola, che, a differenza del precedente, funziona soltanto con tensioni **positive**.

Anche questo circuito dispone di **due livelli di soglia**, stavolta entrambi di valore **positivo**, vale a dire che quando sull'ingresso la tensione **positiva supera** il valore di soglia maggiore, l'uscita si porta a **0 volt**, quando sull'ingresso la tensione scende sotto il valore di soglia minore, l'uscita si porta al massimo **livello positivo**.

Per calcolare questi due valori di soglia occorre fare due operazioni, cioè calcolare prima il valore di **Ra** ed **Rb**, poi, una volta ottenuti questi due valori, potremo calcolare i valori di soglia **massima** e **minima**.

$$R_a = (R_4 \times R_3) : (R_4 + R_3)$$

$$R_b = (R_2 \times R_3) : (R_2 + R_3)$$

$$\text{Soglia Max} = (V_{cc} \times R_2) : (R_2 + R_a)$$

$$\text{Soglia min} = (V_{cc} \times R_b) : (R_4 + R_b)$$

Nota = Tutte le resistenze sono espresse in **Kiloohm** e **Vcc** è il valore della tensione di alimentazione dell'operazionale.

Esempio = Abbiamo realizzato un **trigger di Schmitt** alimentato con una tensione singola di **9 volt**, utilizzando per le resistenze questi valori:

- R2 = 4,7 Kiloohm
- R3 = 5,6 Kiloohm
- R4 = 2,2 Kiloohm

Vorremmo conoscere quali saranno i valori di soglia **massima** e **minima**.

Come prima operazione calcoleremo i valori di **Ra** ed **Rb**:

$$R_a = (2,2 \times 5,6) : (2,2 + 5,6) = 1,57 \text{ Kiloohm}$$

$$R_b = (4,7 \times 5,6) : (4,7 + 5,6) = 2,55 \text{ Kiloohm}$$

poi calcoleremo i due valori di soglia:

$$(9 \times 4,7) : (4,7 + 1,57) = 6,7 \text{ volt Max}$$

$$(9 \times 2,55) : (2,2 + 2,55) = 4,8 \text{ volt min}$$

Pertanto sull'uscita otterremo una tensione **positiva** quando la tensione applicata supera i **6,7 volt** ed una tensione di **0 volt** quando la tensione d'ingresso scende sotto ai **4,8 volt**.

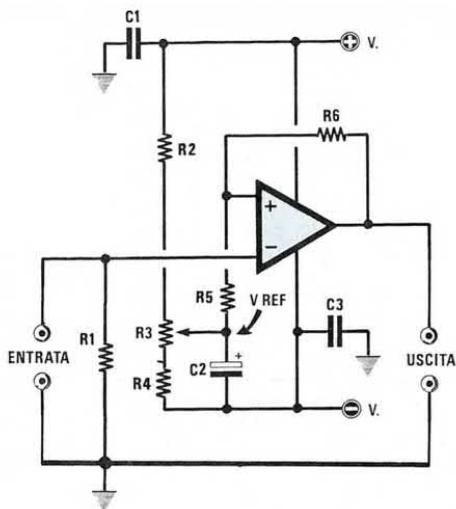


Fig.70 Schema di un TRIGGER di SCHMITT con soglia regolabile tramite trimmer, da utilizzare per una alimentazione DUALE.

- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 10.000 ohm trimmer
- R4 = 2.200 ohm
- R5 = 33.000 ohm
- R6 = 68.000 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47 mF elettrolitico
- C3 = 100.000 pF

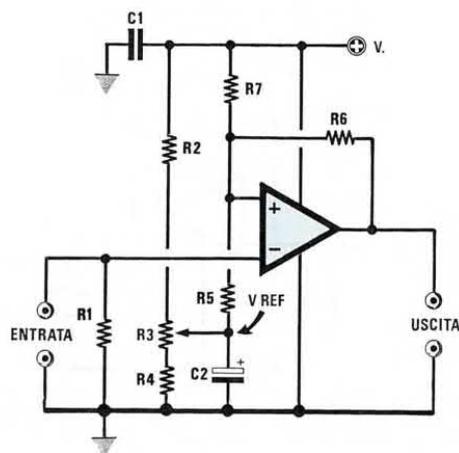


Fig.71 Schema di un TRIGGER di SCHMITT con soglia regolabile tramite trimmer, da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 10.000 ohm trimmer
- R4 = 2.200 ohm
- R5 = 33.000 ohm
- R6 = 68.000 ohm
- R7 = 22.000 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47 mF elettrolitico

Nella fig.70 è riprodotto lo schema elettrico di un trigger di Schmitt alimentato con una tensione **duale**, che, rispetto ai due precedenti circuiti, potremo far scattare in corrispondenza di due tensioni di soglia entrambe **positive** o entrambe **negative** semplicemente ruotando il cursore di un trimmer.

Ruotando il cursore del trimmer **R3** in modo che (vedi punto **V REF**) sia presente una tensione di **0 volt** rispetto a massa, il trigger avrà due soglie, una positiva ed una negativa (vedi fig. 67).

Ruotando il trimmer **R3** in modo che sul cursore risulti presente una tensione **positiva**, rispetto a massa avremo due soglie entrambe **positive**.

Come è visibile nella fig.72, quando la tensione positiva supera il valore di soglia **superiore**, l'uscita si porta a **livello logico 0**, quando la tensione positiva scende sotto il valore di soglia **minima**, l'uscita si porta a **livello logico 1**.

Ruotando il trimmer **R3** in modo che sul cursore risulti presente una tensione **negativa**, rispetto a massa avremo due soglie entrambe **negative**.

Come visibile nella fig.73, quando la tensione negativa scende sotto al valore di soglia **inferiore**, l'uscita si porta a **livello logico 1**, quando la tensione negativa sale sopra al valore di soglia **superiore**, l'uscita si porta a **livello logico 0**.

Se in questo circuito si desidera variare l'**isteresi**, cioè la differenza tra i due livelli di soglia, occorrerà soltanto variare il valore della resistenza **R5**.

Aumentando il valore ohmico di **R5**, **aumenterà** la **differenza** tra soglia **minima** e soglia **massima**, **riducendo** il valore della **R5** si **accorcerà** la **differenza** tra soglia **minima** e soglia **massima**.

Per conoscere questi due valori di soglia, la soluzione più semplice è quella di collegare all'ingresso non invertente dell'operazionale un tester in CC, di controllare poi con quali tensioni **minime** o **massime** si ottiene la commutazione dal **livello logico 0** a **livello logico 1** o viceversa, modificando la tensione sul piedino d'ingresso **invertente**.

Nella fig.71 è raffigurato lo stesso trigger di Schmitt modificato per essere utilizzato con un'alimentazione **singola**.

Questo circuito funziona soltanto applicando sull'ingresso **invertente** delle tensioni **positive**.

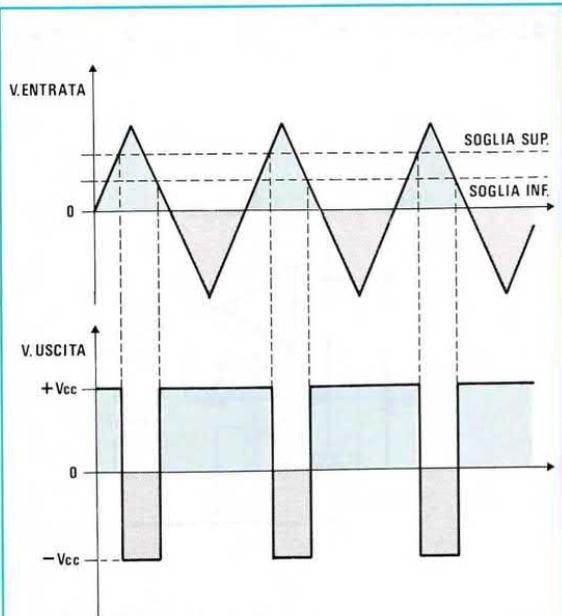


Fig.72 Se regoleremo il trimmer R3 (vedi figg.70-71) in modo che sul suo cursore sia presente una tensione "positiva" rispetto alla MASSA, avremo una soglia superiore ed inferiore sulle sole semionde positive applicate sull'ingresso dell'operazionale.

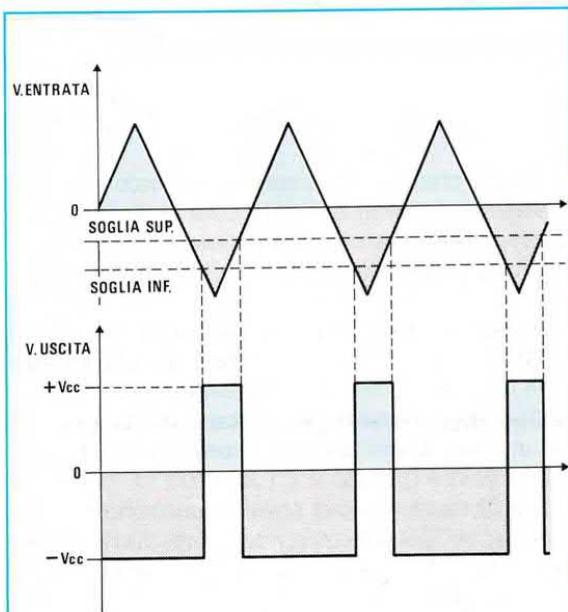
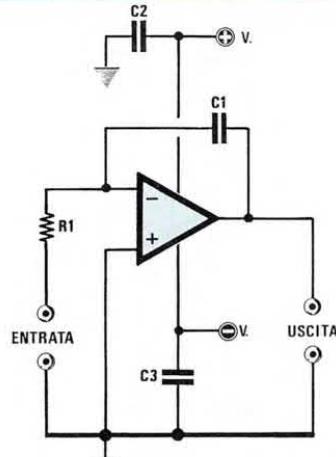


Fig.73 Se regoleremo il trimmer R3 (vedi solo fig.70) in modo che sul suo cursore risulti presente una tensione "negativa" rispetto alla MASSA, avremo una soglia superiore ed inferiore sulle sole semionde negative applicate sull'ingresso dell'operazionale.

INTEGRATORE



R1 = vedi formula
 C1 = vedi formula
 C2-C3 = 100.000 pF pol.

Schema elettrico di un integratore alimentato con tensione duale.

Applicando sull'ingresso di tale integratore un'onda quadra, in uscita otterremo un'onda trapezoidale come visibile nella figura in basso.

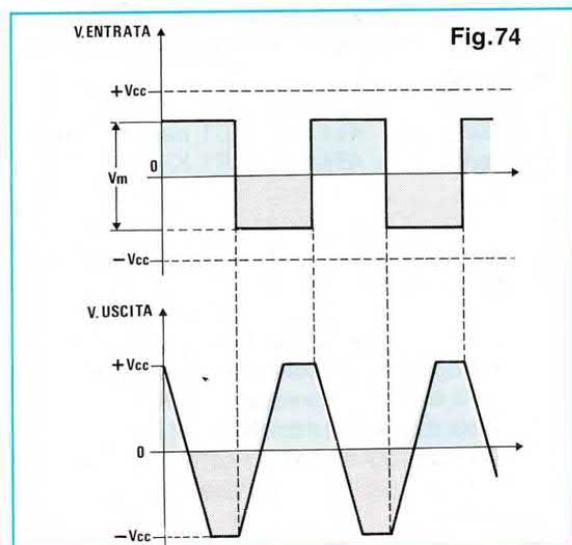
Il tempo di salita e di discesa dell'onda trapezoidale dipende dal valore della tensione di alimentazione e dal valore di R1 e C1.

$$T \text{ millisec} = (V_{cc} \times R1 \times C1) : (1.000 \times V_m)$$

Vcc è la somma della tensione di alimentazione negativa più la positiva.

Vm è l'ampiezza picco/picco dell'onda quadra che applicheremo sull'ingresso dell'integratore.

R1 è in Kiloohm C1 è in nanoFarad



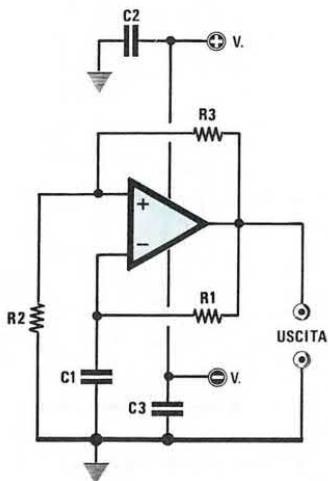


Fig.75 Generatore di ONDE QUADRE da alimentare con una tensione DUALE.

- R1 = vedi formula
- R2-R3 = 100.000 ohm
- C1 = vedi formula
- C2-C3 = 100.000 pF

Il circuito riportato in fig.75 è un comunissimo generatore di onde quadre con duty-cycle pari al 50%, da utilizzare soltanto per un'alimentazione duale.

Per conoscere la frequenza generata da tale oscillatore, potremo usare la formula:

$$Hz = 454.545 : (R1 \text{ Kiloohm} \times C1 \text{ nanoF})$$

Coloro che volessero conoscere quale resistenza o capacità inserire nel circuito per ottenere una determinata frequenza, potranno usare queste formule:

$$R1 \text{ Kiloohm} = 454.545 : (C1 \text{ nanoF} \times Hz)$$

$$C1 \text{ nanoF} = 454.545 : (R1 \text{ Kiloohm} \times Hz)$$

Esempio = Determinare i valori di C1 ed R1 necessari per generare un'onda quadra ad una frequenza di 1.500 Hz.

Per risolvere questo problema è sempre consigliabile scegliere un valore standard per C1 e poi calcolare il valore della resistenza R1.

Supponendo di avere scelto per il condensatore una capacità di 33 nanoF, calcoleremo il valore di R1 con la formula soprariportata, quindi:

$$454.545 : (33 \times 1.500) = 9,18 \text{ Kiloohm}$$

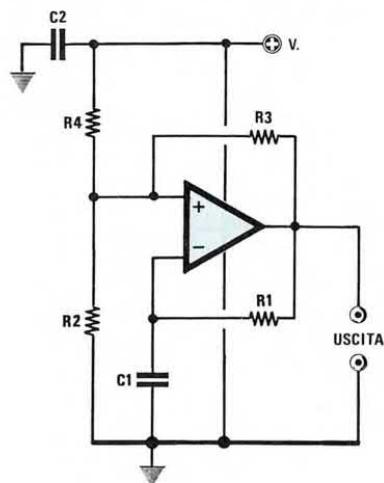


Fig.76 Generatore di ONDE QUADRE da alimentare con una tensione SINGOLA.

- R1 = vedi formula
- R2-R3-R4 = 100.000 ohm
- C1 = vedi formula
- C2 = 100.000 pF

Usando un'alimentazione singola (vedi fig.76), la formula per determinare la frequenza risulta leggermente diversa dalla precedente:

$$Hz = 714.285 : (R1 \text{ Kiloohm} \times C1 \text{ nanoF})$$

Coloro che volessero conoscere i valori delle resistenze o delle capacità da inserire nel circuito per ottenere una determinata frequenza, potranno usare queste formule:

$$R1 \text{ Kiloohm} = 714.285 : (C1 \text{ nanoF} \times Hz)$$

$$C1 \text{ nanoF} = 714.285 : (R1 \text{ Kiloohm} \times Hz)$$

Esempio = Volendo generare un'onda quadra ad una frequenza di 50 Hz, vorremmo conoscere quale valore usare per C1 ed R1.

Supponendo di aver scelto per il condensatore una capacità di 470.000 picoFarad, pari a 470 nanoFarad, potremo calcolare il valore di R1, che risulterà uguale a:

$$714.285 : (470 \times 50) = 30,39 \text{ Kiloohm}$$

Per ottenere un'esatta frequenza di 50 Hz conviene sempre utilizzare una resistenza di valore standard inferiore, ad esempio 27.000 ohm, con in serie un trimmer da 10.000 ohm, che tareremo fino ad ottenere il valore di frequenza richiesto.

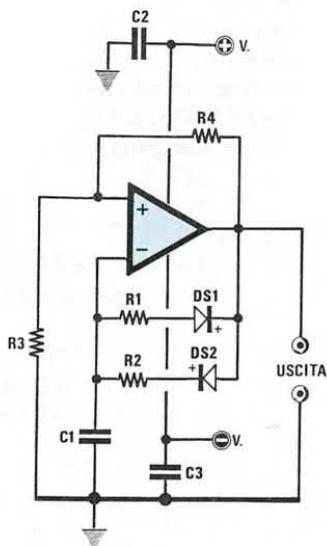


Fig.77 Generatore di ONDE QUADRE con duty-cycle VARIABILE.

- R1-R2 = vedi formule
- R3-R4 = 100.000 ohm
- C1 = vedi formule
- C2-C3 = 100.000 pF
- DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

Per certe applicazioni può risultare necessario disporre di un generatore che possa fornire in uscita un'onda quadra con un duty-cycle non perfettamente simmetrico, cioè con una semionda **positiva** di durata **diversa** rispetto a quella della semionda **negativa** (vedi fig. 77).

Per ottenere questa condizione occorre collegare tra l'uscita ed il piedino **invertente** dell'operazionale due resistenze con due diodi posti in **opposizione di polarità**.

Per conoscere la durata degli intervalli di tempo relativi allo stato **ON** ed allo stato **OFF** in **millisecondi** (**millisec**), si utilizzeranno queste due formule:

$$\text{ON millisec} = 0,0011 \times (R2 \times C1)$$

$$\text{OFF millisec} = 0,0011 \times (R1 \times C1)$$

I valori delle **resistenze** sono in **Kiloohm**.
 I valori dei **condensatori** sono in **nanoFarad**.
 I valori dei **tempi** sono in **millisecondi**.

Per conoscere quali valori utilizzare per **R1** ed **R2** in modo da ottenere i due stati logici **ON - OFF** in **millisecondi** oppure in **secondi**, conoscendo il solo valore di **C1**, dovremo utilizzare queste formule:

$$\begin{aligned} R1 \text{ Kiloohm} &= (\text{OFF millisec} \times 909) : C1 \text{ nanoF} \\ R2 \text{ Kiloohm} &= (\text{ON millisec} \times 909) : C1 \text{ nanoF} \\ R1 \text{ Kiloohm} &= (\text{OFF sec} \times 909.090) : C1 \text{ nanoF} \\ R2 \text{ Kiloohm} &= (\text{ON sec} \times 909.090) : C1 \text{ nanoF} \end{aligned}$$

Esempio = Ci occorre un'onda quadra che rimanga su **ON** per circa **20 millisecondi** e su **OFF** per **5 millisecondi**, vorremmo perciò conoscere quale valore usare per **R1** ed **R2** utilizzando per **C1** una capacità di **270.000 picroFarad** pari a **270 nanoFarad**.

$$\begin{aligned} R1 &= (5 \times 909) : 270 = 16,83 \text{ Kiloohm} \\ R2 &= (20 \times 909) : 270 = 67,33 \text{ Kiloohm} \end{aligned}$$

Per conoscere la frequenza di quest'onda quadra asimmetrica, divideremo il numero fisso **1.000** per la somma dei due tempi, **20 + 5 = 25 millisecondi**:

$$1.000 : 25 = 40 \text{ Hertz}$$

Poiché non troveremo mai in commercio i due valori di resistenza prima calcolati, dovremo necessariamente collegare in **serie** più resistenze o ancora meglio utilizzare due **trimmer** che tareremo fino ad ottenere i tempi di **ON-OFF** richiesti.

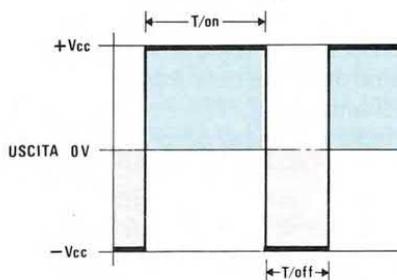


Fig.78 Variando i valori di **R1** e **R2** potremo restringere o allargare i tempi di **T/On** e **T/Off**. Se sostituiamo le due resistenze **R1-R2** con due **trimmer**, potremo modificare a nostro piacimento i tempi di **T/On** e di **T/Off**.

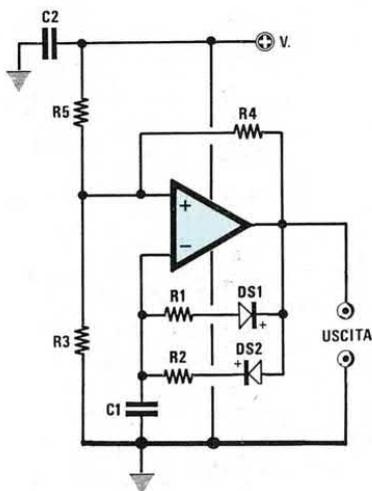


Fig.79 Generatore di ONDE QUADRE da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

- R1-R2 = vedi formula
- R3-R4-R5 = 100.000 ohm
- C1 = vedi formula
- C2 = 100.000 pF
- DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

L'onda quadra in uscita assumerà valore pari a **0 volt** in corrispondenza dello stato logico OFF e un valore pari alla tensione di alimentazione in corrispondenza dello stato logico ON.

Se si desidera conoscere quali valori utilizzare per le resistenze **R1** ed **R2** in modo da ottenere dei tempi ben determinati in **millisecondi** o in **secondi** per gli stati logici **ON** ed **OFF** scegliendo per **C1** un valore di capacità **standard**, dovremo usare queste formule:

Per i millisecondi

R1 Kiloohm = (OFF millisecc x 1.428) : C1

R2 Kiloohm = (ON millisecc x 1.428) : C1

Per i secondi

R1 Kiloohm = (OFF sec x 1.428.000) : C

R2 Kiloohm = (ON sec x 1.428.000) : C1

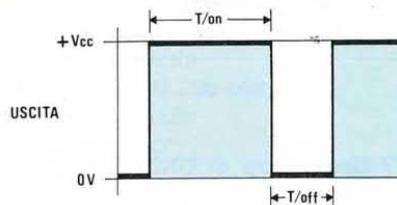


Fig.80 Usando una alimentazione SINGOLA otterremo un'onda quadra con un livello logico 0 ed un livello logico 1. Per variare i tempi potremo sostituire le due resistenze R1-R2 con due trimmer.

Volendo realizzare un generatore di onda quadra da alimentare con una **tensione singola**, dovremo utilizzare lo schema visibile in figura.

Per conoscere i tempi **ON** ed **OFF** in **millisecondi**, dovremo utilizzare delle formule differenti rispetto allo schema di fig.77.

Le formule in questo caso sono le seguenti:

ON millisecc = 0,0007 x (R2 x C1)

OFF millisecc = 0,0007 x (R1 x C1)

I valori delle **resistenze** sono in **Kiloohm**.
I valori dei **condensatori** sono in **nanoFarad**.
I valori dei **tempi** sono in **millisecondi**.

Per conoscere la frequenza in **Hertz** potremo usare la stessa formula vista nel caso di un'alimentazione duale:

Hz = 1.000 : (ON millisecc + OFF millisecc)

Esempio = Ci occorre un'onda quadra che rimanga a **livello logico 1 = ON** per **100 millisecondi** ed a **livello logico 0 = OFF** per **40 millisecondi**, vorremmo quindi conoscere quali valori di **R1** ed **R2** scegliere utilizzando per **C1** una capacità di **470.000 picoFarad** pari a **470 nanoFarad**.

R1 = (40 x 1.428) : 470 = 121,5 Kiloohm

R2 = (100 x 1.428) : 470 = 303,8 Kiloohm

Per conoscere la frequenza di un'onda quadra asimmetrica, divideremo il numero fisso **1.000** per la somma dei due tempi **ON-OFF**, quindi nel nostro esempio sommeremo **100 + 40 = 140 millisecondi**, poi:

1.000 : 140 = 7,14 Hertz

Poichè non troveremo in commercio i due valori di resistenze da noi calcolati, conviene usare due **trimmer** che tareremo sul valore ohmico richiesto.

CONVERTITORE CORRENTE/TENSIONE - Alimentazione DUALE

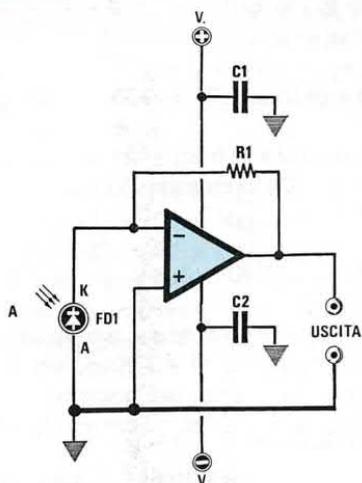


Fig.81 Convertitore Corrente/Tensione da utilizzare con qualsiasi operazionale con una alimentazione DUALE.

R1 = 680.000 ohm
C1-C2 = 100.000 pF
FD1 = fotodiode BPW34

CONVERTITORE CORRENTE/TENSIONE - Alimentazione SINGOLA

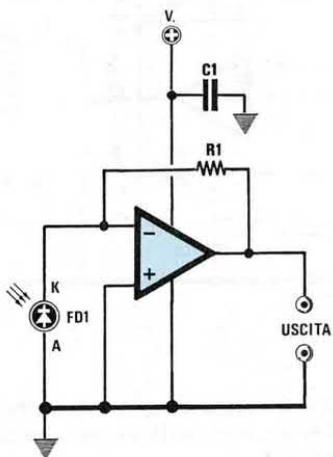


Fig.82 Per alimentarlo con una tensione SINGOLA, dovremo utilizzare degli operazionali tipo LM.358 - LM324 - CA3130.

R1 = 680.000 ohm
C1 = 100.000 pF
FD1 = fotodiode BPW34

Come indica la parola stessa, i convertitori **corrente-tensione** vengono utilizzati per trasformare una **corrente** in una **tensione**.

Nella fig.81 vi riportiamo lo schema elettrico di un convertitore **corrente-tensione** alimentato con tensione **duale**.

Per realizzare un circuito alimentato con una tensione **singola** (vedi fig.82), potrete utilizzare lo stesso schema elettrico, ma in questo caso potrete usare soltanto degli operazionali tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130**.

Usando dei **fotodiodi** tipo **BPW34** o altri equivalenti (vedi fig.83), il **catodo (K)** dovrà essere rivolto verso il piedino d'ingresso **invertente** e l'**anodo (A)** verso massa.

La tensione che otterrete sull'uscita può essere calcolata con la seguente formula:

$$V \text{ uscita} = (R1 \text{ Kiloohm} \times \text{microA}) : 1.000$$

Il **microA** da inserire in queste formula si riferiscono alla corrente che scorre nel **fotodiode** o nel **fototransistor**.

AmMESSO che nel **fotodiode** colpito da una luce scorra tra Catodo e Anodo una corrente di **1 microAmper** e che la resistenza **R1** sia di **470 Kiloohm**, sull'uscita ritroverete una tensione di:

$$(470 \times 1) : 1.000 = 0,47 \text{ volt}$$

Aumentando o diminuendo il valore di **R1** potrete aumentare o ridurre quello della tensione d'uscita.

Nota = Come noterete, il fotodiode **BPW34** ha dimensioni microscopiche, e non essendo presente sul suo corpo un qualsiasi **riferimento** per il terminale Catodo e per quello Anodo, risulta piuttosto difficoltosa la loro individuazione.

Abbiamo comunque scoperto un metodo alquanto semplice per stabilire quali sono l'Anodo ed il Catodo. Guardando internamente questo fotodiode (vedi fig.83), si noterà che il terminale **Anodo** è collegato ad una piccola **asta** posta sul lato sinistro della superficie sensibile di forma quadra, mentre il terminale **Catodo** o **K** risulta direttamente collegato alla superficie sensibile.

Nel convertitore corrente/tensione visibile nelle figg.81-82, il terminale collegato alla piccola **asta** andrà collegato a **massa** e l'opposto terminale al piedino **invertente**.

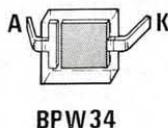


Fig.83 Connessioni del fotodiode BPW34.

GENERATORE DI ONDE TRIANGOLARI - Alimentazione DUALE

Per realizzare un generatore di **onda triangolare** è sufficiente collegare sull'uscita di un generatore di **onde quadre** un integratore.

Nella fig.84 viene riportato lo schema che dovremo utilizzare per un'alimentazione **duale** e a tale scopo consigliamo di utilizzare operazionali doppi con ingresso a fet, cioè **TL.082 - LF.353** o altri equivalenti.

Nella fig.85 sono mostrate le forme d'onda all'uscita di IC1/A ed all'uscita di IC1/B (uscita del generatore di onda triangolare).

Per poter progettare correttamente un generatore di onde triangolari, la prima operazione da effettuare sarà quella di calcolare i valori di **R1** e di **C1** in funzione della frequenza che desideriamo ottenere, utilizzando queste formule:

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 454.545 : (R1 \times C1) \\ R1 &= 454.545 : (C1 \times \text{Hz}) \\ C1 &= 454.545 : (R1 \times \text{Hz}) \\ C4 &= \text{valore uguale a } C1 \\ R4 &= \text{valore uguale a } R1 \text{ o maggiore} \\ R5 &= \text{valore di } R1 \text{ moltiplicato } 20 \end{aligned}$$

dove:

R1 è il valore della resistenza in **Kiloohm**
C1 è il valore del condensatore in **nanoFarad**

Nota = Normalmente si sceglie per **C1** una capacità di valore **standard**, poi si calcola il valore della resistenza **R1**.

Il valore della resistenza **R4** deve risultare uguale o maggiore di **R1**, quindi potremo scegliere anche valori standard che risultino di **1,2 - 1,4 - 1,6 - 1,8** volte maggiori.

Tenete presente che tanto maggiore sarà il valore di **R4** rispetto al valore di **R1** tanto più piccola risulterà l'ampiezza del segnale d'uscita, pertanto vi consigliamo di **non** porre **R4** maggiore del **doppio** di **R1**.

Per **R5** potrete scegliere dei valori maggiori di **R1** di circa 18-19-20-21-22 volte.

Esempio = Si desidera realizzare un generatore che fornisca in uscita delle onde triangolari di frequenza pari a circa **350 Hz**, quindi vorremmo calcolare i valori di **R1-C1-C4-R4-R5**.

Come prima operazione sceglieremo per **C1** un valore standard, ad esempio **470.000 pF** che corrispondono a **470 nanoFarad**.

Con questo valore calcoleremo quale valore di **R1** utilizzare usando la formula poc'anzi riportata:

$$R1 = 454.545 : (470 \times 350) = 2,76 \text{ Kiloohm}$$

Usando il valore standard più vicino a quello calcolato, cioè **2,7 Kiloohm**, controlleremo quale frequenza otterremo:

$$454.545 : (470 \times 2,7) = 358 \text{ Hertz}$$

Se questo valore di frequenza ci soddisfa potremo utilizzare per **C4** lo stesso valore di **C1** e poi scegliere:

$$R4 = R1 = 2,7 \text{ Kiloohm}$$

Come valore di **R4** potremo anche usare un valore di **3,3 Kiloohm** o di **4,7 Kiloohm**, che sono maggiori di **2,7 Kiloohm**, ma bisognerà tener presente che in questo caso l'ampiezza dell'onda **triangolare** diminuirà.

Per conoscere il valore della resistenza **R5** dovremo moltiplicare il valore di **R1** per 20:

$$2,7 \times 20 = 54 \text{ Kiloohm}$$

quindi utilizzeremo un valore standard di **56 Kiloohm**.

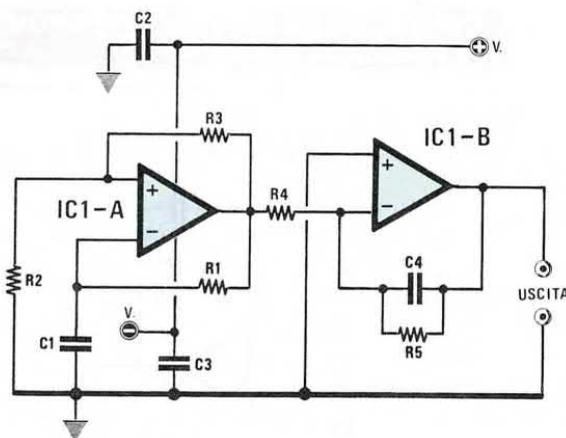


Fig.84 Schema di un Generatore di Onde TRIANGOLARI da usare per una alimentazione DUALE.

R1 = vedi formula
R2-R3 = 100.000 ohm
R4 = valore identico a **R1**
R5 = valore di **R1** x 20
C1 = vedi formula
C2-C3 = 100.000 pF
C4 = valore identico a **C1**

GENERATORE DI ONDE TRIANGOLARI - Alimentazione SINGOLA

Per realizzare un generatore di onde triangolari da utilizzare per una alimentazione **singola** dovremo realizzare lo schema visibile nella fig.86.

Le formule da utilizzare per l'alimentazione **singola** non sono identiche a quelle per la tensione **duale**, infatti avremo:

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 718.285 : (R1 \times C1) \\ R1 &= 718.285 : (C1 \times \text{Hz}) \\ C1 &= 718.285 : (R1 \times \text{Hz}) \\ C4 &= \text{valore di } C1 \\ R4 &= \text{valore uguale a } R1 \text{ o maggiore} \\ R5 &= \text{maggiore di } R1 \text{ di } 20 \text{ circa} \end{aligned}$$

Nota = Consigliamo di scegliere R4 uguale a R1, poichè se sceglierete R4 maggiore di R1, l'ampiezza dell'onda triangolare di uscita diminuirà.

Esempio = Vogliamo realizzare un generatore che ci fornisca in uscita delle onde **triangolari** sulla frequenza di **1.200 Hz**, quindi vorremmo conoscere quali valori di **R1-C1-C4-R4-R5** utilizzare in tale schema.

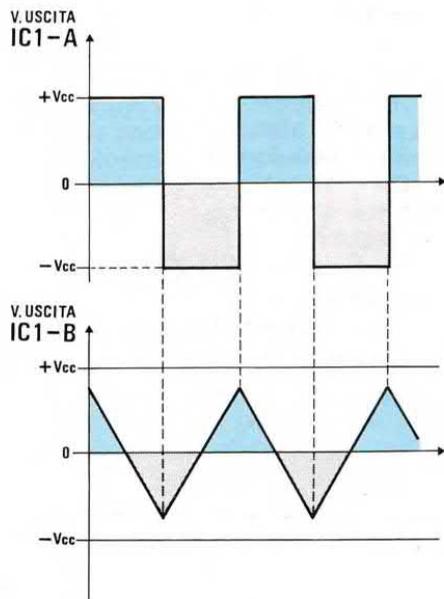


Fig.85 Usando una alimentazione **DUALE** otterremo delle onde **TRIANGOLARI** con semionde negative e positive rispetto alla massa. Per modificare la frequenza si può collegare un trimmer in serie a R1.

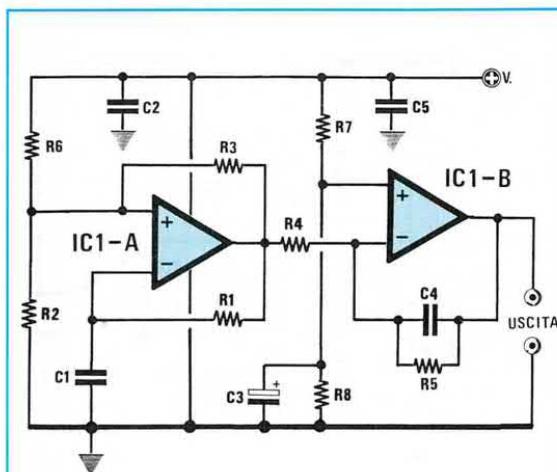


Fig.86 Schema di fig.84 modificato per essere alimentato da una tensione **SINGOLA**.

$$\begin{aligned} R1 &= \text{vedi formula} \\ R2-R3 &= 100.000 \text{ ohm} \\ R4 &= \text{valore identico a } R1 \\ R5 &= \text{valore di } R1 \times 20 \\ R6-R7-R8 &= 100.000 \\ C1 &= \text{vedi formula} \\ C2 &= 100.000 \text{ pF} \\ C3 &= 10 \text{ mF elettrolitico} \\ C4 &= \text{valore identico a } C1 \\ C5 &= 100.000 \text{ pF} \end{aligned}$$

Innanzitutto sceglieremo per **C1** un valore di capacità standard e a caso sceglieremo **10.000 picroFarad** pari a **10 nanoFarad**, poi calcoleremo il valore della resistenza **R1**:

$$R1 = 714.285 : (10 \times 1.200) = 59,5 \text{ Kiloohm}$$

Poichè il valore standard più vicino a quello calcolato è **56 Kiloohm**, controlleremo quale frequenza otterremo con questo valore:

$$\text{Hz} = 714.285 : (10 \times 56) = 1.275 \text{ Hertz}$$

In pratica riscontreremo sempre una differenza dal valore calcolato in via **teorica** con quello che rileveremo in **pratica**, a causa della normale tolleranza delle resistenze e dei condensatori.

Sapendo che **C4** ha lo stesso valore di **C1** e scegliendo **R4** uguale a **R1**, calcoleremo il valore da assegnare a **R5**:

$$R5 = 56 \times 20 = 1.120 \text{ Kiloohm}$$

In questo caso potremo inserire una resistenza da **1 Megaohm**.

GENERATORE A DENTE DI SEGA - Alimentazione DUALE

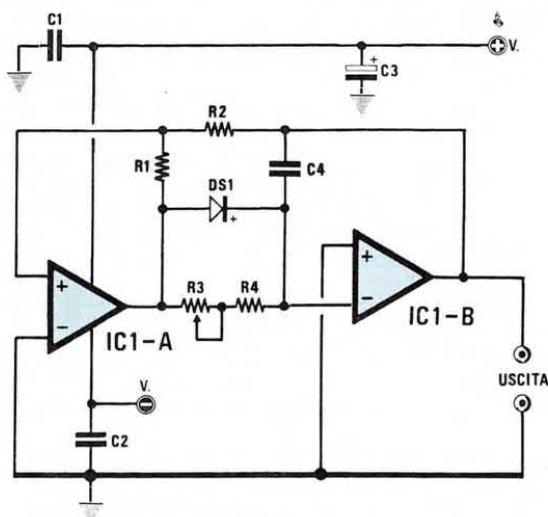


Fig.87 Generatore di onde a DENTE di SEGA da alimentare con una tensione DUALE.

- R1 = 12.000 ohm
- R2 = 8.200 ohm
- R3-R4 = vedi formula
- C1-C2 = 100.000 pF
- C3 = 10 mF elettrolitico
- C4 = vedi formula
- DS1 = diodo 1N4150 o 4148

GENERATORE A DENTE DI SEGA - Alimentazione SINGOLA

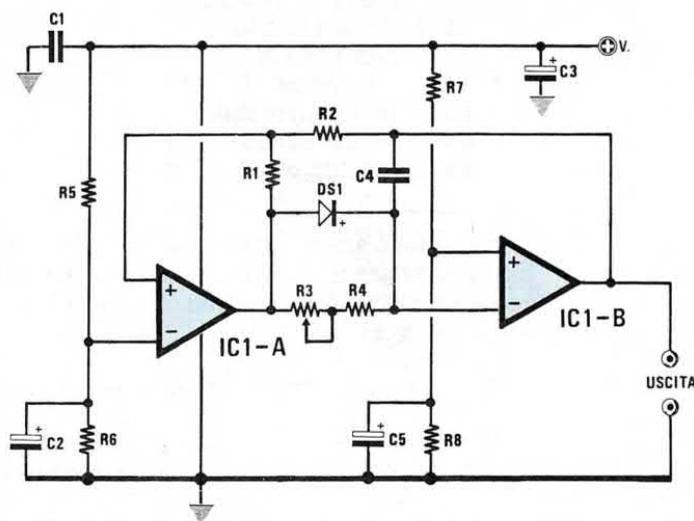


Fig.88 Schema di fig.87 modificato per una alimentazione SINGOLA. Per questo schema usare integrati LM.358 - LM.324 - CA3130.

- R1 = 12.000 ohm
- R2 = 8.200 ohm
- R3-R4 = vedi formula
- R5-R6 = 10.000 ohm
- R7-R8 = 10.000 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2-C3 = 10 mF elettrolitico
- C4 = vedi formula
- C5 = 10 mF elettrolitico
- DS1 = diodo 1N4150 o 1N4148

Nella fig.87 è riportato lo schema elettrico di un generatore a **dente di sega** alimentato con una tensione **duale** che utilizza un **trigger di Schmitt** (IC1/A) ed un **integratore** (IC1/B), mentre nella fig.88 lo schema per un'alimentazione singola.

Inserendo in questo circuito il diodo **DS1** con il catodo rivolto verso **IC1/B**, otterremo un'onda a dente di sega come visibile nella fig.89.

Rivolgendo il catodo di tale diodo verso l'operazionale **IC1/A**, otterremo un'onda a dente di sega rovesciata come visibile nella fig.90.

Un altro vantaggio che presenta questo circuito è quello di poter generare un'onda **triangolare** (vedi fig.91) togliendo dal circuito il diodo al silicio **DS1**.

Per realizzare questo circuito è consigliabile utilizzare operazionali **doppi** con ingresso a **FET** del tipo **TL.082 - LF.353**.

Il trimmer **R3** collegato tra l'uscita di IC1/A e l'ingresso invertente di IC1/B, serve per variare la **frequenza** dell'onda a dente di sega o triangolare.

Per calcolare la frequenza di lavoro di questo ge-

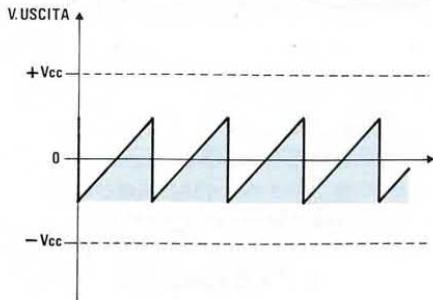


Fig.89 Se il catodo del diodo DS1 risulta rivolto verso il condensatore C4, otterremo delle onde a dente di SEGA con il lato inclinato rivolto verso sinistra ed il lato verticale rivolto verso destra.

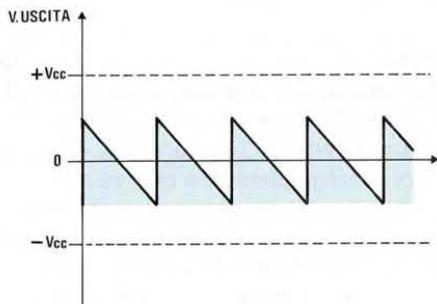


Fig.90 Se il catodo del diodo DS1 risulta rivolto verso la resistenza R1, otterremo delle onde a dente di SEGA con il lato inclinato rivolto verso destra ed il lato verticale rivolto verso sinistra.

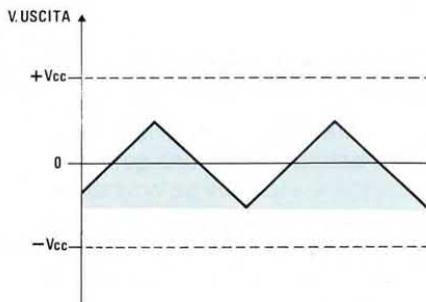


Fig.91 Togliendo dal circuito il diodo DS1, l'onda a dente di sega si trasformerà in un'onda TRIANGOLARE. Togliendo il diodo DS1, cambierà il numero fisso per calcolare la frequenza (vedi testo).

neratore a dente di sega potremo utilizzare queste formule:

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 731.000 : [(R3 + R4) \times C4] \\ R3 + R4 &= 731.000 : (\text{Hz} \times C4) \\ C4 &= 731.000 : [(R3 + R4) \times \text{Hz}] \end{aligned}$$

Nota = I valori di R3-R4 sono espressi in Kiloohm e il valore del condensatore C4 in nanoFarad.

Togliendo dai circuiti di fig.87 e di fig.88 il diodo DS1, per poter ottenere delle onde triangolari le formule sopra riportate andranno modificate come segue:

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 365.000 : [(R3 + R4) \times C4] \\ R3 + R4 &= 365.000 : (\text{Hz} \times C4) \\ C4 &= 365.000 : [(R3 + R4) \times \text{Hz}] \end{aligned}$$

A causa della tolleranza delle resistenze e del condensatore otterremo in pratica dei valori di frequenza leggermente diversi da quelli calcolati in via teorica.

Esempio = Abbiamo realizzato il Generatore a dente di SEGA di fig.87 utilizzando questi valori:

$$\begin{aligned} R3 &= 2.200 \text{ ohm} \\ R4 &= 4.700 \text{ ohm trimmer} \\ C4 &= 33.000 \text{ pF} \end{aligned}$$

Vorremmo quindi conoscere quali frequenze otterremo ruotando da un estremo all'altro il cursore del trimmer R4 ed anche quale frequenza otterremo togliendo dal circuito il diodo DS1.

Ruotando il trimmer R4 per la sua massima resistenza 4,7 Kiloohm e sapendo che la R3 è da 2,2 Kiloohm, otterremo un totale di 4,7 + 2,2 = 6,9 Kiloohm.

Convertendo C4 da 33.000 pF in nanoFarad, otterremo un valore di 33 nanoFarad.

Utilizzando la formula sopra riportata otterremo:

$$731.000 : (6,9 \times 33) = 3.210 \text{ Hz}$$

Cortocircuitando il trimmer R4, inseriremo nella formula il solo valore di R3 pari a 2,2 Kiloohm e così facendo otterremo:

$$731.000 : (2,2 \times 33) = 10.068 \text{ Hz}$$

Togliendo il diodo DS1 otterremo delle onde Triangolari con una frequenza ben diversa dalle precedenti, infatti:

$$\begin{aligned} 365.000 : (6,9 \times 33) &= 1.602 \text{ Hz} \\ 365.000 : (2,2 \times 33) &= 5.027 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Cioè delle frequenze dimezzate rispetto a quelle che si ottenevano con il diodo inserito.

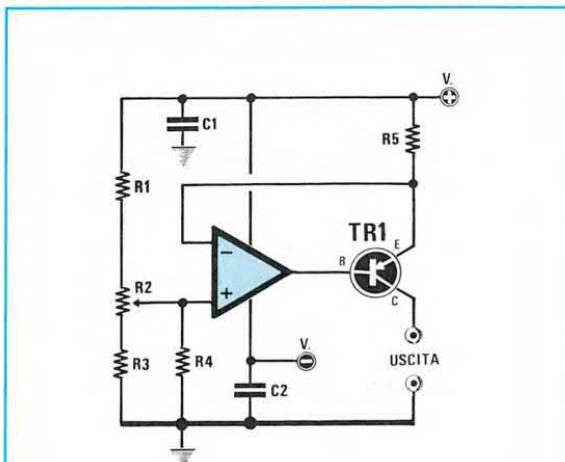


Fig.92 Generatore di CORRENTE costante da utilizzare per una alimentazione DUALE.

- R1 = 1.000 ohm
- R2 = 10.000 ohm trimmer
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 1 megaohm
- R5 = vedi formula
- C1-C2 = 100.000 pF
- TR1 = transistor PNP di potenza

Quando si ha necessità di modificare il guadagno di uno stadio amplificatore a transconduttanza variabile o di ricaricare delle pile al nichel-cadmio con una ben precisa corrente, occorre utilizzare un generatore di **corrente costante** (vedi fig.92).

Come potete notare, il piedino d'ingresso **non invertente** risulta collegato sul cursore del trimmer R2, mentre il piedino **invertente** è collegato sull'**Emettitore** del transistor TR1 che deve necessariamente essere un **PNP** di potenza.

La **corrente costante** che potremo prelevare da questo circuito dipende dalla tensione di alimentazione e dal valore della resistenza R5 applicata sull'Emettitore del transistor.

Le formule da utilizzare per questo generatore di corrente costante sono le seguenti:

$$\begin{aligned} \text{Amper} &= (V_{cc} - V_{in}) : R5 \\ R5 &= (V_{cc} - V_{in}) : \text{Amper} \\ \text{Watt } R5 &= \text{Amper} \times \text{Amper} \times \text{ohm} \end{aligned}$$

Nota = Vcc è il valore della sola tensione **positiva** di alimentazione, Vin è la tensione che applicheremo sull'ingresso **non invertente** dell'operazionale. Il valore della R5 è in questo caso espresso in **ohm**.

Facciamo presente che eseguendo il calcolo ed utilizzando per R5 dei bassi valori **ohmici**, in teoria potremmo anche ottenere in uscita delle correnti di alcune **decine** di Amper, che poi non ritroveremo in pratica, perchè il transistor di potenza e la resistenza R5, che deve necessariamente risultare a **filo**, si surriscalderebbero esageratamente.

Inoltre, per correnti di uscita abbastanza elevate potrà essere necessario l'uso di un transistor darlington al posto del transistor TR1.

Ruotando il trimmer R2 verso il negativo, la corrente in uscita **aumenterà**, ruotandolo verso il **positivo**, la corrente in uscita **diminuirà**.

Se volessimo alimentare questo circuito con una tensione **singola**, dovremmo collegare a **massa** il piedino che andrebbe collegato alla tensione **negativa** di alimentazione e utilizzare in questo caso **soltanto** degli amplificatori operazionali del tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130**.

Esempio = Abbiamo alimentato il circuito di fig.92 con una tensione **duale** di **15 + 15 volt** e regolato il trimmer R2 in modo da applicare sull'ingresso **non invertente** una tensione di **4 volt negativi**, vorremmo conoscere che valore di R5 utilizzare per ottenere in uscita una corrente di **1,2 Amper**.

Come Vcc prenderemo il valore massimo positivo, cioè **15 volt**, mentre per la Vin prenderemo **4 volt**. Pertanto il valore di R5 in ohm sarà di:

$$(15 - 4) : 1,2 = 9,16 \text{ ohm}$$

Poichè questo valore non è reperibile in commercio, potremo collegare in parallelo due resistenze da **18 ohm** in modo da ottenere **9 ohm**.

Con questo valore otterremo in uscita una corrente di:

$$(15 - 4) : 9 = 1,22 \text{ amper}$$

Per conoscere di quanti Watt dovrà essere la resistenza R2 potremo utilizzare questa formula:

$$\text{Watt} = \text{Amper} \times \text{Amper} \times \text{ohm}$$

pertanto tale resistenza dovrà risultare da:

$$1,22 \times 1,22 \times 9 = 13,39 \text{ Watt}$$

Quindi se useremo una sola resistenza a filo, questa dovrà risultare da almeno **15 watt**, mentre se ne useremo due in parallelo, queste potranno essere da **7 watt** ognuna.

GENERATORE DI CORRENTE COSTANTE BILATERALE

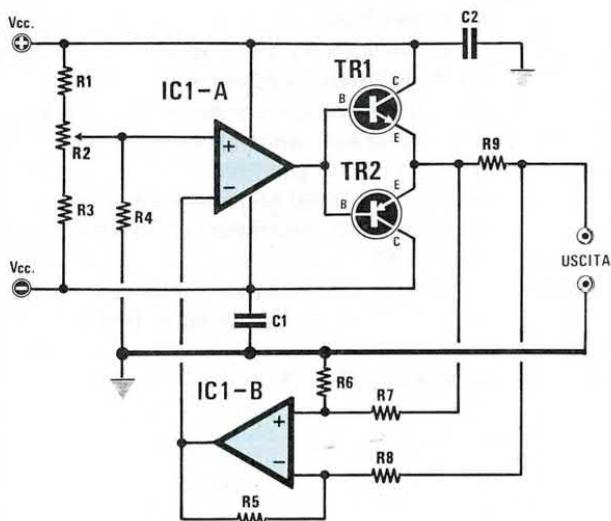


Fig.93 Generatore di CORRENTE costante da utilizzare per una alimentazione DUALE. Questo circuito è in grado di fornire in uscita una tensione Positiva oppure Negativa.

- R1 = 1.000 ohm
- R2 = 22.000 ohm trimmer
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 1 megaohm
- R5-R6 = 1 megaohm
- R7-R8 = 1 megaohm
- R9 = vedi formula
- C1-C2 = 100.000 pF
- TR1 = transistor di potenza NPN
- TR2 = transistor di potenza PNP

Il Generatore di Corrente Costante di fig.92 permette di erogare una corrente che potremo variare semplicemente ruotando il cursore del trimmer R2.

Lo schema visibile nella fig.93, il cui operazionale pilota le Basi di un transistor NPN e di un PNP, ci permetterà di ottenere un'uscita con polarità invertita.

Il secondo operazionale IC1/B, i cui ingressi sono collegati sui due estremi della resistenza R9 e la cui uscita è collegata sul piedino invertente di IC1/A, viene utilizzato per fare in modo che la corrente d'uscita risulti proporzionale alla tensione prelevata sul cursore R2.

A questo punto qualcuno tra voi lettori potrebbe chiedersi a che cosa può servire un generatore di corrente costante che inverte la sua polarità.

Qui ci limiteremo ad elencare le applicazioni più comuni, ad esempio invertire il senso di rotazione di un motorino in CC, scaricare delle pile al nichel cadmio, invertire il lato che deve generare calore in una cella di Peltier.

Le formule da usare per ricavare il valore della resistenza R9 in ohm e la corrente in amper sono qui sotto riportate.

$$\begin{aligned} \text{Amper} &= \text{Vin} : R9 \\ R9 &= \text{Vin} : \text{Amper} \\ \text{Watt } R9 &= \text{Amper} \times \text{Amper} \times \text{ohm} \end{aligned}$$

Nota = Vin e la tensione prelevata dal cursore del trimmer R2. Se ruoteremo il trimmer verso la tensione positiva, all'uscita di R9 avremo una corrente positiva, se ruoteremo il trimmer verso la tensione negativa, sull'uscita avremo una corrente negativa.

Esempio = Volendo scaricare delle pile al nichel-cadmio con una corrente di 120 milliamper pari a 0,12 Amper, vorremmo conoscere il valore della resistenza R9, sapendo che sul cursore del trimmer R2 è presente una tensione negativa di 5 volt.

Il valore della resistenza R9 sarà di:

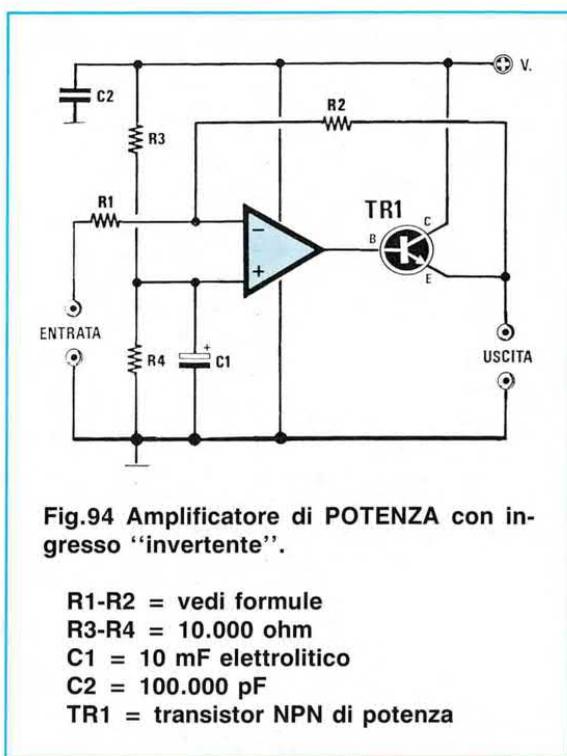
$$5 : 0,12 = 41,6 \text{ ohm}$$

Poichè questo valore non è standard, potremo utilizzare una resistenza da 47 ohm, poi ruotare il trimmer R1 non più sui 5 volt negativi, bensì sui 5,65 volt negativi, infatti:

$$5,65 : 47 = 0,12 \text{ amper}$$

Facciamo presente che questo specifico Generatore di corrente costante può essere realizzato solo per un'alimentazione duale e non per alimentazione singola.

AMPLIFICATORE DI POTENZA ingresso INVERTENTE - Alimentazione SINGOLA



Questo circuito può essere utilizzato per amplificare anche dei segnali di BF.

In **assenza** di un segnale sull'ingresso, ritroverete sull'uscita una **tensione positiva** pari alla **metà** della tensione di alimentazione.

Quando sull'ingresso giunge un segnale **negativo**, la tensione sull'uscita salirà da **metà tensione** verso il massimo **positivo**.

Quando sull'ingresso entra un segnale **positivo**, la tensione sull'uscita scenderà da **metà tensione** verso gli **0 volt**.

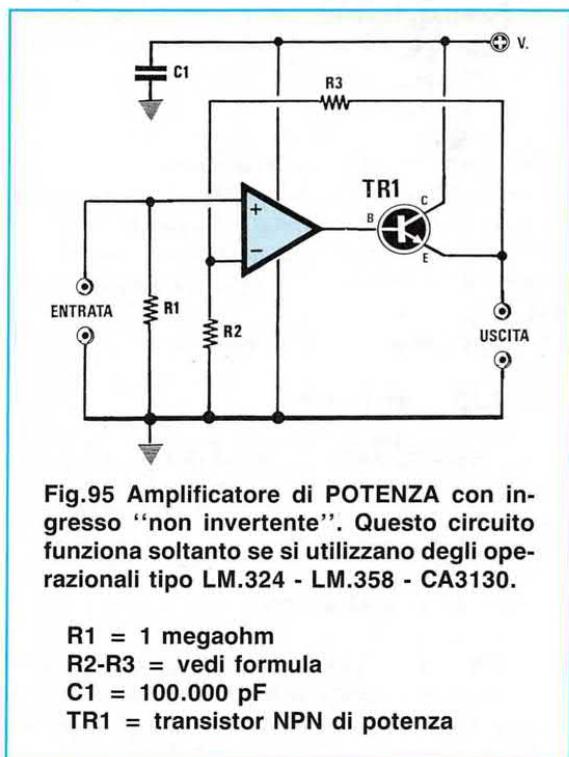
Per calcolare il **guadagno** di questo stadio potrete utilizzare la formula qui sotto riportata:

$$\text{Guadagno} = R2 : R1$$

Nota = I valori di R2 e di R1 possono essere espressi in **ohm** oppure in **Kiloohm** per entrambe le resistenze.

La corrente massima che potrete prelevare da questo amplificatore dipende dalle caratteristiche del transistor finale **NPN**.

AMPLIFICATORE DI POTENZA ingresso NON INVERTENTE - Alimentazione SINGOLA



Se in uscita volete ottenere una tensione che partendo da **0 volt** possa salire verso il **massimo positivo**, dovrete entrare nel piedino **non invertente** come visibile in figura.

In questo circuito dovrete necessariamente utilizzare come operazionale un integrato tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130**.

Il **guadagno** di questo stadio si può calcolare con la formula:

$$\text{Guadagno} = (R3 : R2) + 1$$

Se il circuito viene utilizzato solo per ottenere in uscita maggiore potenza, non conviene amplificare la tensione applicata sull'ingresso, quindi per **R3** ed **R2** si userà un identico valore, ad esempio **10.000** o **15.000 ohm**.

La corrente massima che potrete prelevare da questo amplificatore dipende dalle caratteristiche del transistor finale **NPN**.

Il transistor di potenza **TR1** va applicato sopra ad un'aletta di raffreddamento in modo da dissipare abbastanza velocemente il calore generato.

ALIMENTATORE BIPOLARE ingresso INVERTENTE - Alimentazione DUALE

Se volete accendere delle lampadine a bassa tensione oppure alimentare dei motorini in CC per farli ruotare in un senso o in senso inverso, occorrerà applicare sull'uscita dell'operazionale visibile in figura una coppia di **transistor NPN/PNP**.

Poichè il cursore del potenziometro è collegato sull'ingresso **invertente** dell'operazionale, quando su questo ingresso entrerà una tensione **negativa** sull'uscita ritroverete una tensione **positiva**.

Quando sull'ingresso **invertente** entrerà una tensione **positiva**, sull'uscita ritroverete una tensione **negativa**.

Per ottenere un guadagno **unitario**, conviene che le due resistenze **R4-R5** risultino di identico valore, ad esempio **100.000 ohm**.

Se utilizzerete due diversi valori, potrete calcolare il **guadagno** usando la formula:

$$\text{Guadagno} = R5 : R4$$

La corrente massima che potrete prelevare da questo alimentatore dipende dalle caratteristiche dei due finali **NPN-PNP**.

I finali andranno montati sopra un'aletta di raffreddamento, separando il loro corpo dal metallo dell'aletta con delle miche isolanti per evitare cortocircuiti.

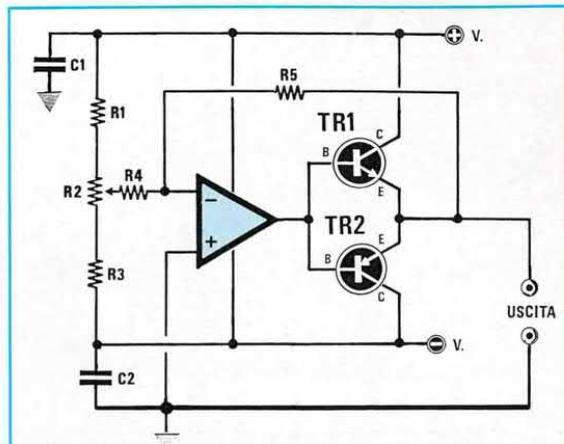


Fig.96 Alimentatore BIPOLARE di potenza da alimentare con una tensione DUALE.

- R1 = 1.000 ohm
- R2 = 22.000 ohm trimmer
- R3 = 1.000 ohm
- R4-R5 = vedi formula
- C1-C2 = 100.000 pF
- TR1 = Transistor di potenza NPN
- TR2 = Transistor di potenza PNP

AMPLIFICATORE di POTENZA ingresso NON INVERTENTE - Alimentazione DUALE

Questo circuito, dove a differenza del precedente la tensione entra nell'ingresso **non invertente**, vi permetterà di ottenere in uscita un segnale in fase.

Vale a dire che entrando con una tensione **positiva**, in uscita ritroverete una tensione **positiva** ed entrando con una tensione **negativa**, in uscita ritroverete una tensione **negativa**.

Entrando sull'ingresso **non invertente**, la formula del **guadagno** andrà modificata come segue:

$$\text{Guadagno} = (R3 : R2) + 1$$

Esempio = Se in questo circuito sono state utilizzate per **R3** una resistenza da **47.000 ohm** e per **R2** una resistenza da **10.000 ohm**, questo stadio amplificherà un segnale o una tensione applicata sull'ingresso di:

$$(47.000 : 10.000) + 1 = 5,7 \text{ volte}$$

La corrente massima che potrete prelevare da questo amplificatore dipende dalle caratteristiche dei due finali **NPN/PNP**.

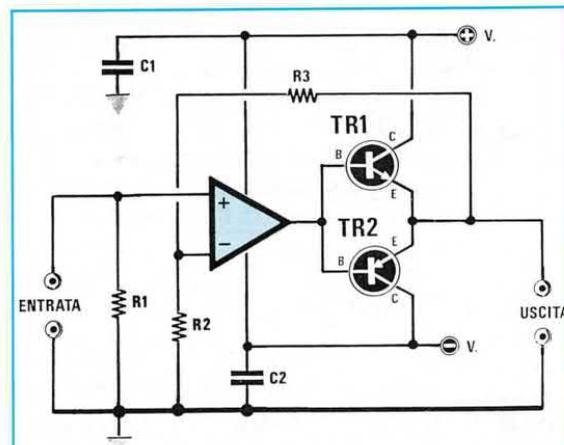


Fig.97 Amplificatore di POTENZA con ingresso "non invertente".

- R1 = 1 megaohm
- R2-R3 = vedi formula
- C1-C2 = 100.000 pF
- TR1 = transistor di potenza NPN
- TR2 = transistor di potenza PNP

SCHEMI e FORMULE

per realizzare

FILTRI PASSA BASSO

FILTRI PASSA ALTO

FILTRI PASSA BANDA

FILTRI NOTCH



Il filtro è un dispositivo che consente di **attenuare** tutte quelle frequenze che non ci interessa amplificare.

In campo elettronico esistono molti circuiti in cui occorre far uso di **filtri**, ad esempio negli Hi-Fi per eliminare i rumori di fondo e le frequenze indesiderate, per realizzare dei Cross-Over, ecc.

Se vi siete trovati nella necessità di calcolare un filtro Passa/Basso, Passa/Alto o Passa/Banda, avrete certamente incontrato non poche difficoltà o perchè le formule a disposizione non sempre risultano comprensibili o perchè una volta montato il filtro vi siete accorti che autooscillava o tagliava su frequenze ben diverse rispetto a quelle calcolate.

Prima di presentarvi tutte le formule necessarie per calcolare qualsiasi tipo di filtro, vi rammentiamo quanto segue.

FILTRO PASSA/BASSO

Come si vede in fig.1, questo è un filtro che lascia passare senza alcuna attenuazione tutte le frequenze più basse della frequenza di taglio, eliminando o attenuando notevolmente tutte le frequenze superiori.

FILTRO PASSA/ALTO

Come si vede in fig.2, questo è un filtro che lascia passare senza alcuna attenuazione tutte le frequenze più alte della frequenza di taglio, eliminando o attenuando notevolmente tutte le frequenze inferiori.

FILTRO PASSA/BANDA

Questo è un filtro che lascia passare una **ristretta** banda di frequenza (vedi fig.3), pertanto tutte le frequenze maggiori o minori, rispetto alla frequenza centrale per cui questo filtro è stato calcolato, vengono eliminate o notevolmente attenuate.

FILTRO NOTCH

Questo filtro compie l'operazione inversa a quella del filtro Passa/Banda, infatti elimina la sola frequenza per la quale è stato calcolato e lascia passare senza alcuna attenuazione o attenuandole moderatamente tutte le frequenze al di sopra ed al di sotto della sua banda passante (vedi fig.4).

ORDINE DEI FILTRI

Si parla spesso di filtri di **1° - 2° - 3° - 4° - 5° ordine**, ma senza spiegare quale differenza intercorra tra l'uno e l'altro.

In pratica il tipo di ordine ci permette di conoscere l'**attenuazione in dB** che un filtro effettua per ogni **ottava**.

Ma che cosa si intende esattamente per **ottava**?

La parola **ottava** sta ad indicare semplicemente il **raddoppio** o il **dimezzamento** della frequenza fondamentale.

Per una **frequenza fondamentale** esistono dunque sia le ottave **superiori** sia quelle **inferiori**, che si ottengono moltiplicando o dividendo la frequenza fondamentale per **2 - 4 - 8 - 16**.

TABELLA N.1 ATTENUAZIONI per OTTAVE

ordine filtro	attenuazioni × ottava	1 ^a ottava	2 ^a ottava	3 ^a ottava
1° ordine	6 dB	: 2,818	: 5,623	: 11,22
2° ordine	12 dB	: 5,623	: 22,39	: 89,12
3° ordine	18 dB	: 11,22	: 89,12	: 707,9
4° ordine	24 dB	: 22,39	: 354,8	: 5.623
5° ordine	30 dB	: 44,67	: 1.412	: 44.670
6° ordine	36 dB	: 89,12	: 5.623	: 354.800
7° ordine	42 dB	: 177,8	: 22.390	: 2.818.000
8° ordine	48 dB	: 354,8	: 89.125	: 22.390.000

Conoscendo la frequenza e l'ampiezza del segnale di BF applicato sull'ingresso di un filtro, potrete calcolare l'ampiezza del segnale d'uscita della 1°, della 2° e della 3° ottava, dividendolo per il numero riportato in questa tabella.

Se realizzate un filtro **Passa/Basso** calcolato per una frequenza di taglio pari a **1.200 Hz**, verranno attenuate le sole **ottave superiori**, cioè:

- 1° ottava = 1.200 x 2 = 2.400 Hz
- 2° ottava = 1.200 x 4 = 4.800 Hz
- 3° ottava = 1.200 x 8 = 9.600 Hz
- 4° ottava = 1.200 x 16 = 19.200 Hz

Se realizzate un filtro **Passa/Alto** calcolato per una frequenza di taglio a **1.200 Hz** verranno attenuate le sole **ottave inferiori**, cioè:

- 1° ottava = 1.200 : 2 = 600 Hz
- 2° ottava = 1.200 : 4 = 300 Hz
- 3° ottava = 1.200 : 8 = 150 Hz
- 4° ottava = 1.200 : 16 = 75 Hz

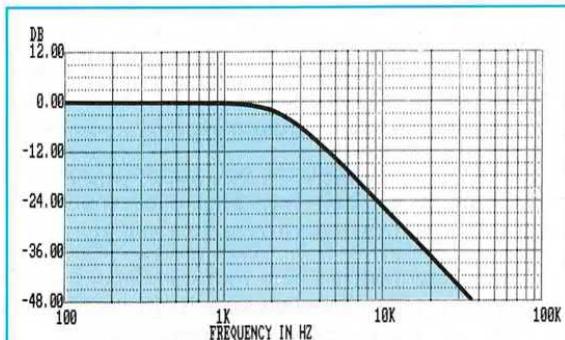


Fig.1 Il filtro Passa/Basso lascia passare senza attenuazione tutte le frequenze poste sotto il valore della "frequenza di taglio".

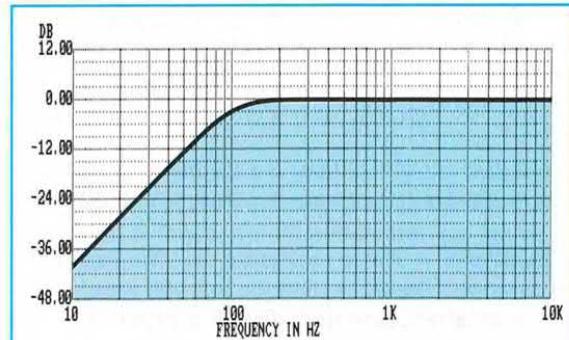


Fig.2 Il filtro Passa/Alto lascia passare senza attenuazione tutte le frequenze poste sopra il valore della "frequenza di taglio".

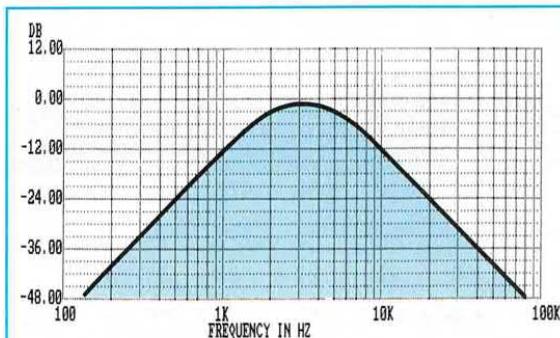


Fig.3 Il filtro Passa/Banda lascia passare, senza alcuna attenuazione, una ristretta banda di frequenza.

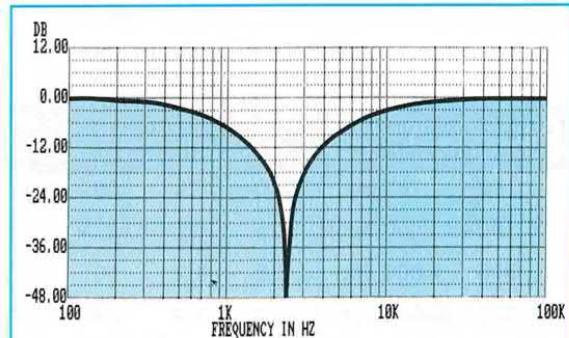


Fig.4 Il filtro Notch viene utilizzato per eliminare totalmente la frequenza sulla quale è stato calcolato.

Per calcolare l'attenuazione introdotta dal filtro alle varie ottave dovrete usare la **Tabella N.1**.

Se avete scelto un filtro Passa/Basso del **1° ordine** che attenua **6 dB x ottava**, dovrete dividere l'ampiezza del segnale di BF applicato all'ingresso, per il numero fisso riportato nella **Tabella N.1**:

- a 2.400 Hz (1° ottava) = volt d'ingresso : 2,818
- a 4.800 Hz (2° ottava) = volt d'ingresso : 5,623
- a 9.600 Hz (3° ottava) = volt d'ingresso : 11,22

Se avete scelto un filtro Passa/Alto del **2° ordine** che attenua **12 dB x ottava**, dovrete dividere l'ampiezza del segnale di BF applicato all'ingresso, per il numero fisso riportato nella **Tabella N.1**:

- a 600 Hz (1° ottava) = volt d'ingresso : 5,623
- a 300 Hz (2° ottava) = volt d'ingresso : 22,39
- a 150 Hz (3° ottava) = volt d'ingresso : 89,12

Nota = Nel calcolo delle attenuazioni sulla 1°, 2° e 3° ottava è già inserita l'attenuazione di **3 dB** che il filtro introduce alla frequenza di taglio.

Esempio = Avete realizzato un filtro **Passa/Basso** con una frequenza di taglio a **1.200 Hz** che presenta un'attenuazione di **24 dB x ottava** e vorreste conoscere l'ampiezza del segnale di uscita sulla **1° ottava** (2.400 Hz) e sulla **2° ottava** (4.800 Hz) applicando sull'ingresso un segnale di **3 volt**.

- a 2.400 Hz (1° ottava) $3 : 22,39 = 0,134$ volt
- a 4.800 Hz (2° ottava) $3 : 354,8 = 0,008$ volt

Esempio = Avete realizzato un filtro **Passa/Alto** con una frequenza di taglio a **3.000 Hz** che presenta un'attenuazione di **12 dB x ottava** e vorreste conoscere l'ampiezza del segnale di uscita sulla **1° ottava** (1.500 Hz) e sulla **2° ottava** (750 Hz) applicando sull'ingresso un segnale di **4 volt**.

- a 1.500 Hz (1° ottava) $4 : 5,623 = 0,711$ volt
- a 750 Hz (2° ottava) $4 : 22,39 = 0,178$ volt

NOTE IMPORTANTI

Prima di continuare illustrandovi gli schemi completi di esempi utili per calcolare i diversi tipi di filtri, è necessario fare un'importante precisazione.

Nelle formule riportate sotto ad ogni schema occorre scegliere per la capacità **C1** oppure per la resistenza **R1** un valore **arbitrario**.

In pratica non è mai consigliabile scegliere il valore di **R1** e poi calcolare la capacità del condensatore **C1**, ma è meglio effettuare l'operazione inversa, cioè scegliere un valore **standard** per **C1** ed in base a questo calcolare il valore della resistenza **R1**.

Infatti difficilmente si riusciranno a ricavare dai calcoli dei valori **standard**, pertanto risulta sempre più semplice, e occupa meno spazio sul circuito, collegare in serie o in parallelo due resistenze piuttosto che due condensatori.

Per evitare comunque di scegliere delle capacità inadeguate alle frequenze di taglio, che vi fornirebbero dei valori di **R1** sproporzionati, abbiamo riportato nella **Tabella N.2** i valori che vi consigliamo di adoperare.

Nota = Di seguito vedremo alcuni esempi, ma ricordatevi comunque che dal calcolo **teorico** al risultato **pratico** possono intercorrere delle consistenti differenze per i seguenti motivi:

1° = Tutte le resistenze ed i condensatori che si utilizzano hanno delle tolleranze di circa il **5-10%** in più o in meno del valore impresso sull'involucro.

2° = Posizionando il filtro sopra un circuito stampato, si sommeranno delle **capacità parassite** che ovviamente non possiamo prevedere con i nostri calcoli.

3° = Applicando il filtro sulla Base di un transistor, le resistenze di polarizzazione avranno valori ohmici che, sommandosi a quelli già presenti sul filtro, ne modificheranno la **frequenza**.

TABELLA N.2 VALORI di C1 consigliati per le varie FREQUENZE

Frequenza di taglio		capacità in nanoFarad										
10	100 Hz	100	120	150	180	220	270	330	390	470	560	nanoFarad
100	500 Hz	22	27	33	39	47	56	68	82	100	120	nanoFarad
500	1.000 Hz	6,8	8,2	10	12	15	18	22	27	33	39	nanoFarad
1.000	5.000 Hz	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2	10	12	15	nanoFarad
5.000	10.000 Hz	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	nanoFarad
10.000	20.000 Hz	0,56	0,68	0,82	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	nanoFarad
20.000	40.000 Hz	0,33	0,39	0,47	0,56	0,68	0,82	1,0	1,2	1,5	1,8	nanoFarad

Esempio = Volete calcolare un filtro **Passa/Basso** di **2° ordine** (vedi fig.9) con una frequenza di taglio a **350 Hz** e quindi vi occorre determinare i valori del condensatore **C1** e della resistenza **R1**.

Come prima operazione ricercherete nella **Tabella N.2** le capacità consigliate per una frequenza di **350 Hz** e nella prima colonna troverete che per una gamma compresa tra **100 e 500 Hz** potete scegliere qualsiasi capacità compresa tra **22 e 120 nanoFarad**.

A questo punto controllerete con quale di queste capacità standard, cioè:

22-27-33-39-47-56-68-82-100-120 nanoFarad

potete ottenere per la resistenza **R1** un valore **standard** utilizzando la formula qui sotto riportata:

$$R1 \text{ Kiloohm} = 75.000 : (C1 \times Hz)$$

Sostituendo a **C1** i valori standard in **nanoFarad** otterrete per **R1** questi valori espressi in Kiloohm:

$$75.000 : (22 \times 350) = 9,74 \text{ Kiloohm}$$

$$75.000 : (27 \times 350) = 7,93 \text{ Kiloohm}$$

$$75.000 : (33 \times 350) = 6,50 \text{ Kiloohm}$$

$$75.000 : (39 \times 350) = 5,50 \text{ Kiloohm}$$

$$75.000 : (47 \times 350) = 4,55 \text{ Kiloohm}$$

$$75.000 : (56 \times 350) = 3,82 \text{ Kiloohm}$$

$$75.000 : (68 \times 350) = 3,15 \text{ Kiloohm}$$

$$75.000 : (82 \times 350) = 2,61 \text{ Kiloohm}$$

$$75.000 : (100 \times 350) = 2,14 \text{ Kiloohm}$$

$$75.000 : (120 \times 350) = 1,78 \text{ Kiloohm}$$

Da questi calcoli potete rilevare che le combinazioni più valide sono:

valore C1	valore R1
22 nanoF	9,74 Kiloohm
39 nanoF	5,50 Kiloohm
56 nanoF	3,82 Kiloohm
120 nanoF	1,78 Kiloohm

Se volete utilizzare per **C1 = 22 nanoF** e per **R1 = 10 Kiloohm**, in sostituzione dei **9,74 Kiloohm** che non è un valore standard, potrete calcolare di quanto si sposterà la frequenza di taglio, utilizzando la formula:

$$Hz = 75.000 : (C1 \times R1)$$

$$Hz = 75.000 : (22 \times 10) = 340 \text{ Hz}$$

Dobbiamo ricordarvi che i valori ricavati con queste formule non saranno mai reali perchè esistono sempre delle **tolleranze** sui valori delle capacità e delle resistenze che utilizzerete.

Ammetto che il condensatore sia da **21,4 nanoF** anche se sull'involucro è riportato **22 nanoF**, e che la resistenza risulti da **9,8 Kiloohm**, anche se indicata da **10 Kiloohm**, otterrete in pratica una frequenza di taglio a:

$$75.000 : (21,4 \times 9,8) = 357 \text{ Hz}$$

Come potete notare è sufficiente una tolleranza maggiore di un **5%** per modificare notevolmente la frequenza di taglio, quindi questo particolare va tenuto sempre ben presente.

Ad esempio in un condensatore da **22.000 pF** con una tolleranza del **5%**, la capacità può variare da un minimo di **20.900 pF** fino ad un massimo di **23.100 pF**.

In una resistenza da **10.000 ohm** con una tolleranza del **5%**, il valore può variare da un minimo di **9.500 ohm** fino ad un massimo di **10.500 ohm**.

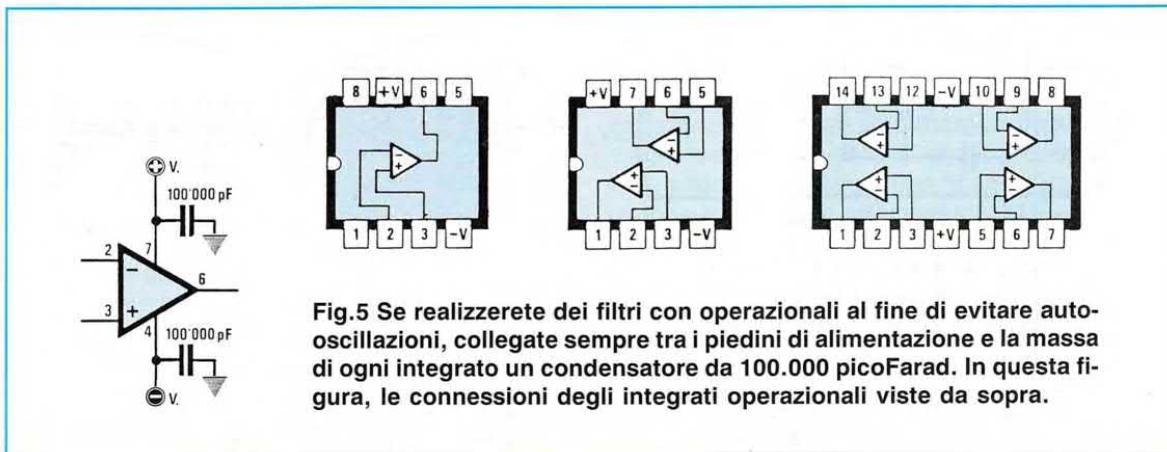
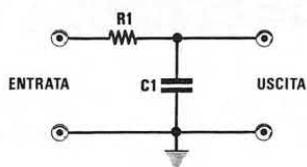


Fig.5 Se realizzerete dei filtri con operazionali al fine di evitare auto-oscillazioni, collegate sempre tra i piedini di alimentazione e la massa di ogni integrato un condensatore da 100.000 picoFarad. In questa figura, le connessioni degli integrati operazionali viste da sopra.

Fig.6 Filtro Passa/Basso 1° ordine Attenuazione 6 dB x ottava

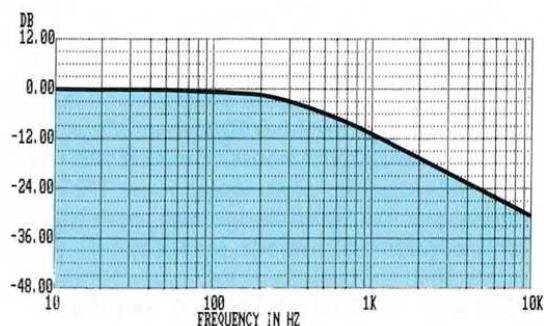


$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

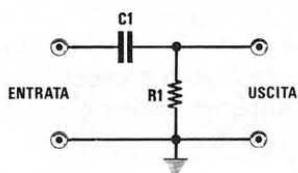
$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

Il valore di R1 è in Kiloohm e il valore di C1 in nanoFarad.



Calcolando questo filtro sui 300 Hz, si ottiene la curva visibile in questo grafico.

Fig.7 Filtro Passa/Alto 1° ordine Attenuazione 6 dB x ottava

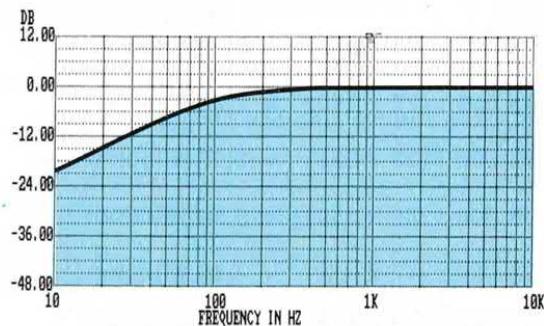


$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

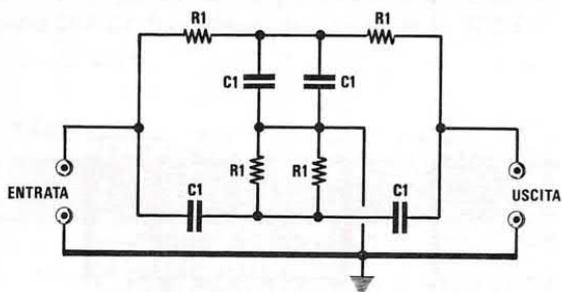
$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

Il valore di R1 è in Kiloohm e il valore di C1 in nanoFarad.



Calcolando questo filtro sui 100 Hz, si ottiene la curva visibile in questo grafico.

Fig.8 Filtro Notch 1° ordine Attenuazione 6 dB x ottava

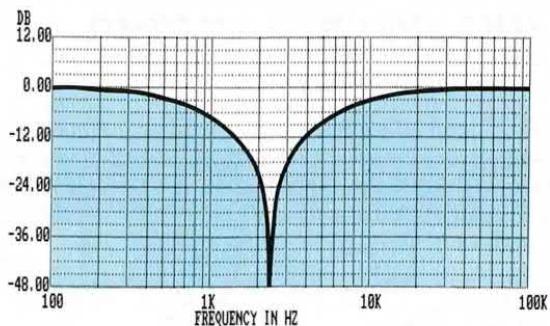


$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

Il valore di R1 è in Kiloohm e il valore di C1 in nanoFarad.



Calcolando questo filtro sui 2.400 Hz, si ottiene la curva visibile in questo grafico.

Esempio = Calcolare i valori di **R1** e di **C1** per realizzare un filtro **Passa/Basso** di **1° ordine** con una frequenza di taglio a **300 Hz**.

Controllando la **Tabella N.2** vedrete che per questo filtro potete utilizzare una qualsiasi capacità compresa tra **22** e **120 nanoFarad**.

Supposto di aver scelto una capacità di **22 nanoF** e conoscendo la frequenza di taglio pari a **300 Hz**, potete calcolare il valore della resistenza **R1** facendo:

$$159.000 : (22 \times 300) = 24,09 \text{ Kiloohm}$$

Non essendo questo valore reperibile, potete collegare in serie ad una resistenza da **22 Kiloohm** una resistenza da **2,2 Kiloohm**, ottenendo così **24,2 Kiloohm**.

Per sapere su quale **frequenza di taglio** si sposta tale filtro utilizzando per il condensatore una capacità di **22 nanoF** e per la resistenza un valore di **24,2 Kiloohm**, potrete utilizzare la formula:

$$159.000 : (22 \times 24,2) = 298 \text{ Hz}$$

Poichè questo valore non si discosta molto dalla frequenza desiderata, potrete impiegare per **C1** e per **R1** i valori prima calcolati.

Se volete ottenere un'esatta frequenza di **300 Hz**, potrete collegare in serie alla resistenza da **22.000 ohm** un trimmer da **4.700 ohm**.

Utilizzando un trimmer potrete correggere anche le immancabili tolleranze del condensatore C1.

Esempio = Calcolare i valori di **R1** e di **C1** per realizzare un filtro **Passa/Alto** di **1° ordine** che tagli tutte le frequenze inferiori a **100 Hz**.

Controllando la **Tabella N.2** vedrete che per questo filtro potete utilizzare una qualsiasi capacità compresa tra **100** e **560 nanoF**.

Supposto di aver scelto una capacità di **150 nanoF** e conoscendo la frequenza di taglio pari a **100 Hz**, potete calcolare il valore della resistenza **R1** facendo:

$$159.000 : (150 \times 100) = 10,6 \text{ Kiloohm}$$

Valore che potrete tranquillamente arrotondare a **10 Kiloohm**, che è un valore **standard**.

Per sapere su quale **frequenza di taglio** si sposta tale filtro utilizzando per il condensatore una capacità di **150 nanoF** e per la resistenza un valore di **10 Kiloohm**, potrete utilizzare la formula:

$$159.000 : (150 \times 10) = 106 \text{ Hz}$$

Poichè questo valore non si discosta molto dalla frequenza desiderata, potrete impiegare per **C1** e per **R1** i valori prima calcolati.

Esempio = Calcolare i valori di **R1** e **C1** per realizzare un filtro **Notch** di **1° ordine** che elimini da un segnale di BF la sola frequenza di **2.400 Hz**.

Controllando la **Tabella N.2** vedrete che per questo filtro potete utilizzare una qualsiasi capacità compresa tra **2,7** e **15 nanoF**.

Supponendo di aver scelto una capacità di **5,6 nanoF** e conoscendo la frequenza di taglio pari a **2.400 Hz**, potete calcolare il valore della resistenza **R1** facendo:

$$159.000 : (5,6 \times 2.400) = 11,83 \text{ Kiloohm}$$

Valore che potrete tranquillamente arrotondare a **12 Kiloohm**, che è un valore **standard**.

Per sapere su quale **frequenza di taglio** si sposta tale filtro utilizzando per il condensatore una capacità di **5,6 nanoF** e per la resistenza un valore di **12 Kiloohm**, potrete utilizzare la formula:

$$159.000 : (5,6 \times 12) = 2.366 \text{ Hz}$$

Poichè questo valore non si discosta molto dalla frequenza desiderata, potrete impiegare per **C1** e per **R1** i valori prima calcolati.

FILTRI di ORDINE SUPERIORE

Tutti i filtri di **1° ordine** attenuano le **ottave** superiori o inferiori di soli **6 dB per ottava**, quindi la loro curva (vedi figg.6-7) risulta meno ripida rispetto ad un filtro di **ordine superiore** (vedi figg.1-2).

Per ottenere dei filtri che abbiano una maggior attenuazione, ad esempio **12 - 18 - 24 - 30 dB x ottava**, occorre abbandonare questi semplici filtri e passare a quelli di **2° - 3° - 4° - 5° - 6° ordine** che, come vedremo nelle pagine successive, si realizzano usando degli **amplificatori operazionali**.

Per realizzare gli schemi che vi proporremo potrete utilizzare qualsiasi tipo di amplificatore operazionale, come ad esempio **uA.741 - TL.081 - TL.082 - LM.1458** ecc.

Tutti gli schemi che trovate su questo manuale sono stati preventivamente **provati** e collaudati sia alimentandoli con una tensione **duale** che **singola**.

Come noterete, negli operazionali alimentati con una tensione **singola** lo schema risulta leggermente diverso rispetto allo stesso filtro alimentato con una tensione **duale**.

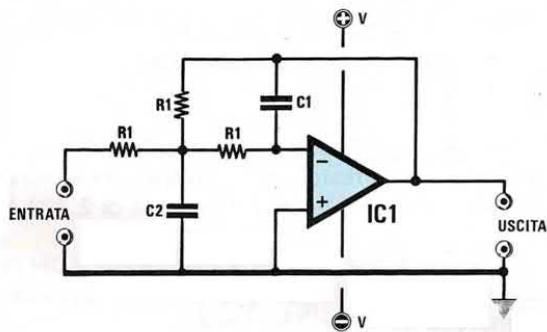


Fig.9 Filtro Passa/Basso di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB x ottava alimentato con una tensione duale (di lato). Se alimenterete l'operazionale con una tensione singola (sotto), dovrete inserire sull'ingresso "non invertente" due resistenze da 10.000 ohm ed aggiungere tre condensatori elettrolitici. Il segnale entra nel piedino "invertente".

Formule per Passa/Basso 2° ordine

$$\begin{aligned} Hz &= 75.000 : (R1 \times C1) \\ R1 &= 75.000 : (C1 \times Hz) \\ C1 &= 75.000 : (R1 \times Hz) \\ C2 &= C1 \times 4,5 \end{aligned}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

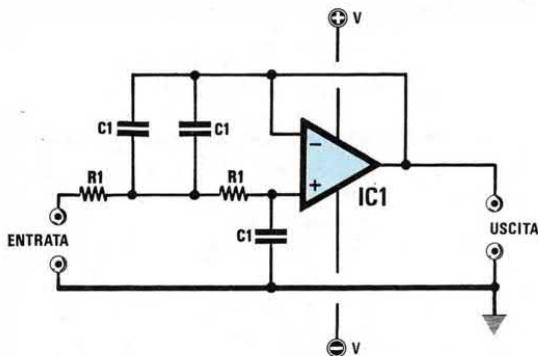
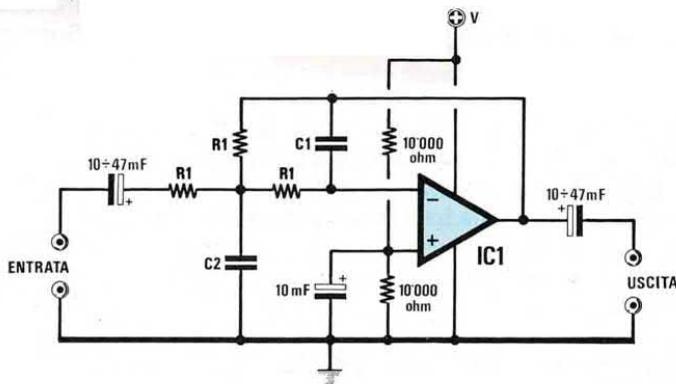
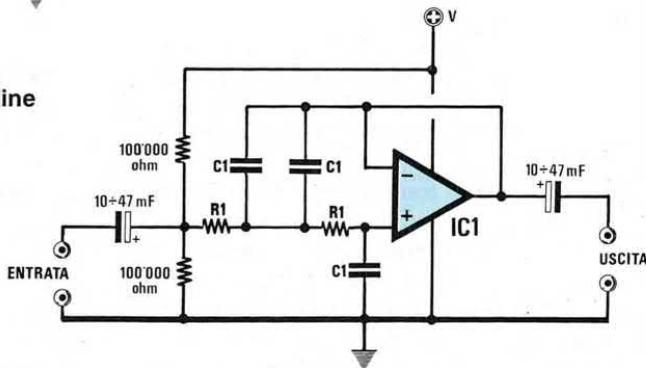


Fig.10 Filtro Passa/Basso VCVS di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB x ottava alimentato con una tensione duale (di lato). Se alimenterete l'operazionale con una tensione singola (sotto), dovrete inserire sull'ingresso, prima della R1, due resistenze da 100.000 ohm ed aggiungere due condensatori elettrolitici. Il segnale entra nel piedino "non invertente".

Formule per Passa/Basso VCVS 2° ordine

$$\begin{aligned} Hz &= 112.000 : (R1 \times C1) \\ R1 &= 112.000 : (C1 \times Hz) \\ C1 &= 112.000 : (R1 \times Hz) \end{aligned}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.



Per un filtro Passa/Basso di 2° ordine con un'attenuazione di **12 dB x ottava** occorrono tre resistenze e due capacità.

Anche se il filtro di fig.9 impiega un amplificatore operativo, il suo guadagno è uguale a **1**, cioè il segnale applicato sul suo ingresso non subisce alcuna amplificazione. Dunque i volt che applicherete sull'ingresso li ritroverete sull'uscita.

Tenete presente che utilizzando un amplificatore operativo il **massimo segnale** che potrete applicare sull'ingresso dovrà sempre essere **minore** del valore della tensione di alimentazione.

Quindi vi suggeriamo di verificare e rispettare sempre i limiti dell'operazionale prescelto. Se, ad esempio, la tensione di alimentazione dell'operazionale impiegato è di **12 volt**, il massimo segnale che potrete applicare all'ingresso non dovrà superare gli **8 volt**.

Nelle formule riportate sotto ogni schema le capacità dei condensatori sono espresse in **nanoFarad**, i valori delle resistenze in **Kiloohm** e la frequenza di taglio in **Hz**.

Per calcolare i filtri Passa/Basso di 2° ordine occorre scegliere per **R1** un valore arbitrario e poi calcolare i valori dei due condensatori.

Tenete comunque presente che più **alto** sarà il valore di **R1**, più basse risulteranno le capacità da inserire nel filtro e viceversa.

In fig.10 sono invece riportati gli schemi elettrici dei filtri **Passa/Basso** che rientrano nella categoria del **VCVS (Voltage Controlled - Voltage Source)**. In questi filtri il segnale si applica, a differenza dei precedenti, sull'ingresso **non invertente**.

Le formule per calcolare questo filtro sono diverse da quelle utilizzate per un normale filtro Passa/Basso e sono riportate nella fig.10.

Anche in questo caso però occorrerà scegliere per **R1** un valore di capacità standard.

Per dimostrare quale diversa capacità è necessario utilizzare per questi due diversi filtri, utilizzeremo gli stessi valori di resistenza per entrambi gli esempi di calcolo.

Esempio = Volete realizzare un filtro **Passa/Basso** di 2° ordine con una frequenza di taglio a **2.400 Hz** e scegliete per **R1** una resistenza da **15.000 ohm** pari a **15 Kiloohm**.

Con questi valori dovete innanzitutto calcolare la capacità del condensatore **C1**:

$$75.000 : (15 \times 2.400) = 2,083 \text{ nanoFarad}$$

che equivalgono a **2.083 picoFarad**.

Ora che conoscete il valore di **C1**, potrete calco-

lare la capacità di **C2**:

$$2,083 \times 4,5 = 9,373 \text{ nanoFarad}$$

che equivalgono a **9.373 picoFarad**.

Poichè non troverete mai in commercio dei condensatori da **2.083** e da **9.373 pF**, potrete usare il valore standard di **2.200 pF** per **C1** e per **C2** collegare in parallelo due condensatori da **4.700 pF**, così da ottenere **9.400 pF**.

A questo punto potrete calcolare la frequenza di taglio di questo filtro, che utilizza per **C1** una capacità di **2.200 pF** pari a **2,2 nanoF** e per **R1** un valore di **15 Kiloohm**:

$$75.000 : (15 \times 2,2) = 2.272 \text{ Hz}$$

Questa frequenza è ricavata da un calcolo **teorico** ed in pratica risulterà leggermente diversa a causa delle inevitabili tolleranze dei componenti.

Se desiderate un filtro con un'**esatta** frequenza di taglio, dovete ritoccare le diverse capacità controllando con un oscilloscopio ed un Generatore di BF dove inizia a tagliare il filtro.

Esempio = Per realizzare un filtro **Passa/Basso VCVS** di 2° ordine con una frequenza di taglio a **2.400 Hz**, scegliete per **R1** una resistenza da **15.000 ohm** pari a **15 Kiloohm**.

Con questi valori dovete innanzitutto calcolare la capacità del condensatore **C1**:

$$112.000 : (15 \times 2.400) = 3,11 \text{ nanoFarad}$$

che equivalgono a **3.110 picoFarad**.

Poichè questo valore non esiste in commercio, dovete utilizzare il valore standard più prossimo a quello calcolato, che è di **3.300 pF**.

Con questo valore di capacità, che corrisponde a **3,3 nanoF**, potrete ora controllare il valore della frequenza di taglio che otterrete:

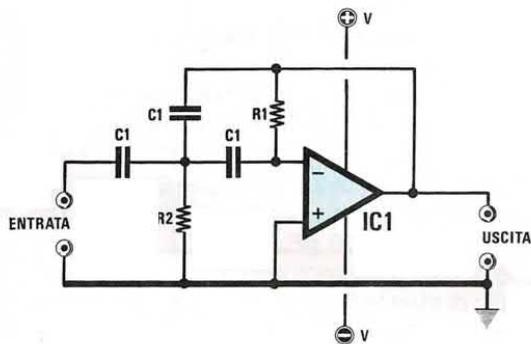
$$112.000 : (15 \times 3,3) = 2.262 \text{ Hz}$$

Per avvicinarsi maggiormente alla frequenza di taglio di **2.400 Hz**, potrete utilizzare per **C1** una capacità di **3,3 nanoF** ed abbassare il valore della resistenza **R1** a **14.200 ohm**, pari a **14,2 Kiloohm**, ponendo in serie ad una resistenza da **12.000 ohm** un'altra resistenza da **2.200 ohm**.

$$112.000 : (14,2 \times 3,3) = 2.390 \text{ Hz}$$

Considerando le inevitabili tolleranze della resistenza e dei condensatori questo valore può ritenersi accettabile.

Filtri Passa/Alto 2° ordine



Formule per Passa/Alto 2° ordine

$$Hz = 337.000 : (R1 \times C1)$$

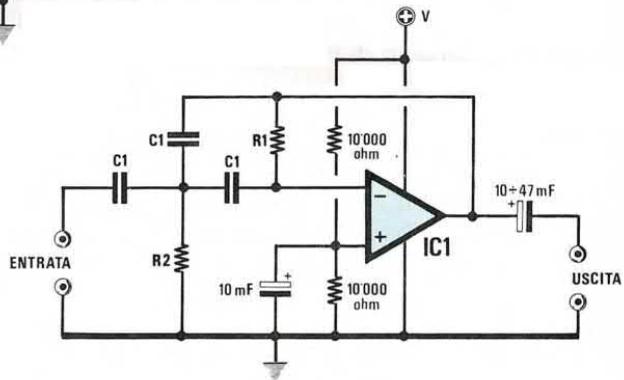
$$R1 = 337.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 337.000 : (R1 \times Hz)$$

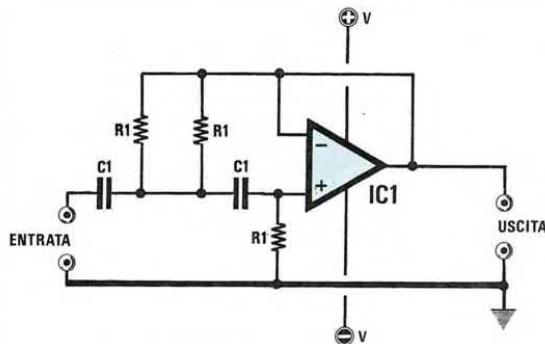
$$R2 = R1 : 4,5$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Fig.11 Filtro Passa/Alto di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB x ottava alimentato con una tensione duale (di lato). Se alimenterete l'operazionale con una tensione singola (sotto), dovrete inserire sull'ingresso "non invertente" due resistenze da 10.000 ohm ed aggiungere due condensatori elettrolitici. Il segnale entra nel piedino "invertente".



Filtri Passa/Alto VCVS 2° ordine



Formule per Passa/Alto VCVS 2° ordine

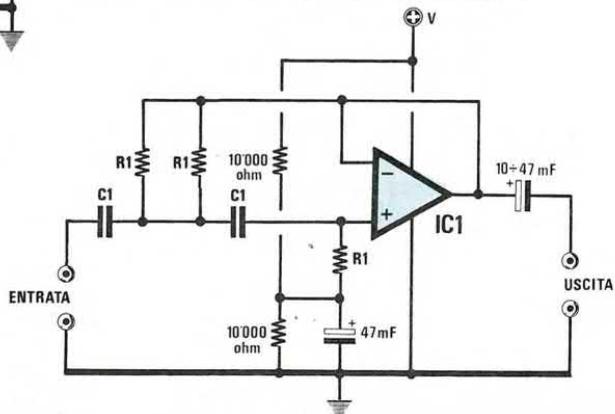
$$Hz = 225.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 225.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 225.000 : (R1 \times Hz)$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Fig.12 Filtro Passa/Alto VCVS di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB x ottava alimentato con una tensione duale (di lato). Se alimenterete l'operazionale con una tensione singola (sotto), dovrete inserire sull'ingresso "non invertente" due resistenze da 10.000 ohm ed aggiungere due condensatori elettrolitici. Il segnale entra nel piedino "non invertente".



I filtri Passa/Alto di 2° ordine che riportiamo in fig.11 rientrano nella categoria dei **filtri a reazione multipla** e richiedono tre condensatori e due resistenze.

Per questi filtri suggeriamo di scegliere un valore arbitrario per la **capacità** in quanto quello che varierà sarà il solo valore delle due resistenze presenti nel circuito.

Dovrete inoltre ricordare che più **alta** sceglierete la capacità del condensatore, minori saranno i valori ohmici delle resistenze e viceversa.

In fig.12 trovate, sempre con un'attenuazione di **12 dB x ottava**, i filtri che rientrano nella categoria dei **VCVS**.

Anche per questo tipo di filtro andrà scelto per **C1** un valore arbitrario e per farvi notare come possono variare i valori della resistenza **R1** rispetto al filtro passa/alto di fig.11, utilizzeremo negli esempi seguenti gli stessi valori per la frequenza di taglio e la capacità del condensatore.

Esempio = Volete calcolare un filtro **Passa/Alto** di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB che abbia una frequenza di taglio di **100 Hz**.

Per prima cosa dovrete consultare la **Tabella N.2**, che consiglia di utilizzare per questa frequenza una capacità compresa tra **100** e **560 nanoFarad**.

Se sceglierete per **C1** una capacità di **120 nanoF**, la resistenza **R1** dovrà risultare di:

$$337.000 : (120 \times 100) = 28,08 \text{ Kiloohm}$$

pari a **28.080 ohm**, mentre il valore di **R2** sarà di:

$$28,08 : 4,5 = 6,24 \text{ Kiloohm}$$

pari a **6.240 ohm**.

Trattandosi di valori ohmici fuori standard, per la resistenza **R1** potrete collegare in parallelo due resistenze da **56.000 ohm**, così da ottenere un valore di **28.000 ohm**, mentre per la resistenza **R2** potrete collegare sempre in parallelo due resistenze da **12.000 ohm**, così da ottenere un valore pari a **6.000 ohm**.

A questo punto potrete calcolare con precisione la frequenza di taglio di questo filtro che utilizza per **C1** una capacità di **120 nanoF** e per **R1** un valore di **28.000 ohm**, pari a **28 Kiloohm**:

$$337.000 : (28 \times 120) = 100,29 \text{ Hz}$$

Con questi valori potete affermare di aver **centrato** in modo perfetto la frequenza di taglio desiderata.

Provate ora a calcolare per curiosità quali valori di resistenze avreste dovuto utilizzare per un filtro sempre a **100 Hz**, ma impiegando per **C1** una capacità maggiore, cioè **330 nanoFarad**.

Come prima operazione calcolerete il valore di **R1**:

$$337.000 : (330 \times 100) = 10,21 \text{ Kiloohm}$$

pari a **10.210 ohm**, che potrete tranquillamente arrotondare a **10.000 ohm**.

Poi calcolate il valore di **R2**:

$$10,21 : 4,5 = 2,26 \text{ Kiloohm}$$

pari a **2.260 ohm**, che potrete tranquillamente arrotondare a **2.200 ohm**.

Come abbiamo detto all'inizio, avendo utilizzato una capacità più alta, i valori delle resistenze sono risultati più bassi.

Ora controllate la frequenza di taglio utilizzando per **R1** un valore di **10.000 ohm** pari a **10 Kiloohm** e per **C1** una capacità di **330 nanoF**:

$$337.000 : (10 \times 330) = 102,2 \text{ Hz}$$

Utilizzando questi valori standard otterrete ugualmente, senza bisogno di ricorrere a collegamenti in parallelo, un filtro **Passa/Alto** con una frequenza di taglio a **100 Hz**, perchè **2 Hz** sono un differenziale trascurabile.

Esempio = Volete realizzare un filtro **Passa/Alto VCVS** di 2° ordine sempre con una frequenza di taglio a **100 Hz**. Per farvi capire come possono variare i valori della resistenza tra questo filtro e quello precedente, usate per **C1** sempre una capacità di **120 nanoF**.

Con questi valori di frequenza e capacità la resistenza risulterà di:

$$225.000 : (120 \times 100) = 18,75 \text{ Kiloohm}$$

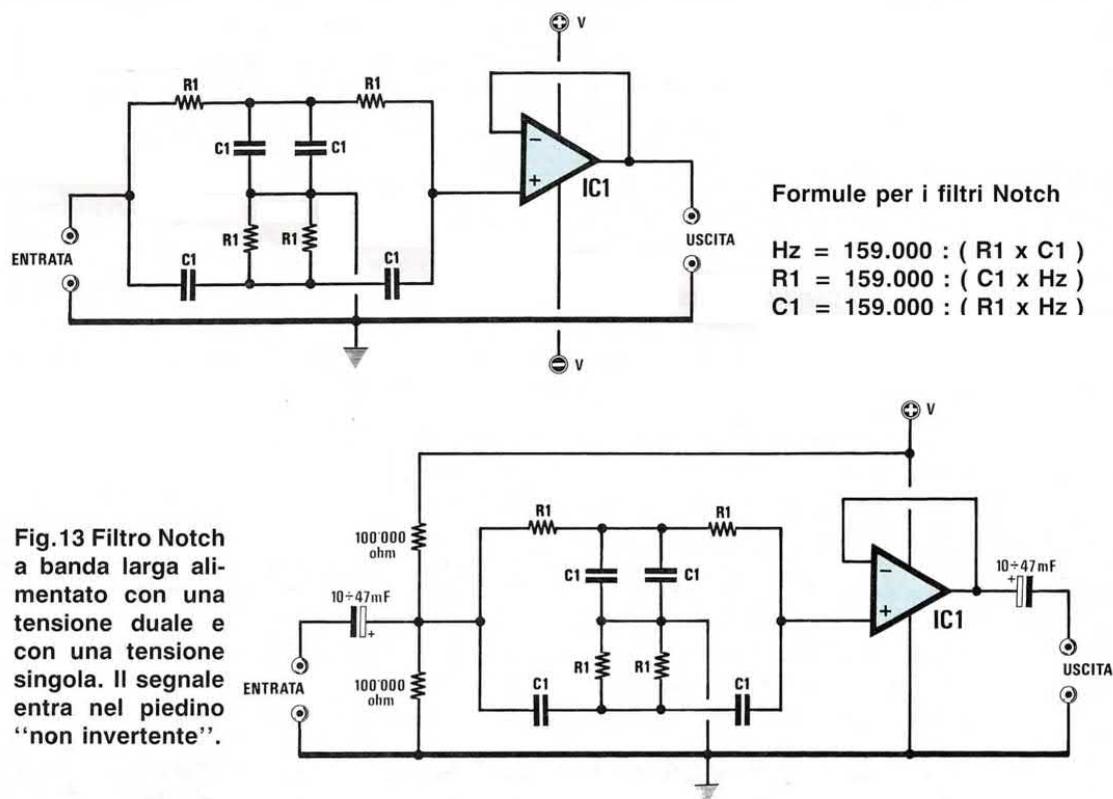
pari a **18.750 ohm**. Non essendo questo un valore standard potrete usare tranquillamente il valore più prossimo, cioè **18.000 ohm**.

Per sapere di quanto si sposterà la frequenza avendo inserito per **R1** un valore di **18 Kiloohm**, farete il seguente calcolo:

$$225.000 : (18 \times 120) = 104,16 \text{ Hz}$$

In pratica si può considerare anche questo valore ottimale, perchè i **4 Hz** rappresentano una differenza irrisoria che verrà corretta dalle tolleranze dei componenti impiegati.

Filtri Notch a banda larga 2° ordine



Formule per i filtri Notch

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 159.000 : (R1 \times C1) \\ R1 &= 159.000 : (C1 \times \text{Hz}) \\ C1 &= 159.000 : (R1 \times \text{Hz}) \end{aligned}$$

Fig.13 Filtro Notch a banda larga alimentato con una tensione duale e con una tensione singola. Il segnale entra nel piedino "non invertente".

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

FILTRI NOTCH DI 2° ORDINE

Le formule per calcolare il filtro Notch a **banda larga**, visibile in fig.13, e quelle per calcolare il filtro Notch a **banda stretta**, visibile in fig.14, sono identiche e le potrete trovare nella fig.13.

La differenza tra questi due filtri consiste nel fatto che mentre nel filtro a banda larga il segnale entra nel piedino **non invertente**, in quello a banda stretta il segnale entra nel piedino **invertente**.

Il **Q** o fattore di merito di un filtro a banda larga dipende dai valori di capacità e di resistenza che si vogliono utilizzare.

Il **Q** di un filtro a banda stretta è sempre uguale a 1.

Nota = Più risulta ripida la curva di attenuazione, più alto è il fattore di merito o **Q** di un filtro.

Come per tutti gli altri filtri, anche per i filtri Notch il valore delle resistenze è espresso in **Kiloohm**, mentre la capacità dei condensatori è espressa in **nanoFarad**.

Per realizzare un filtro Notch a banda larga occorrono **4** resistenze di uguale valore e **4** condensatori anch'essi di uguale valore, mentre per un filtro Notch a banda stretta servono **8** resistenze di uguale valore e **6** condensatori anch'essi di uguale valore.

Per entrambi i filtri vi suggeriamo di scegliere arbitrariamente una capacità standard per il condensatore **C1** ed in base a questa calcolare il valore della resistenza **R1**.

Anche in questo caso la **Tabella N.2** potrà aiutarvi a scegliere la capacità idonea in rapporto alla frequenza di taglio.

Esempio = Per calcolare un filtro Notch a **banda larga** con una frequenza di taglio di **3.500 Hz**, la Tabella N.2 vi suggerisce di utilizzare per **C1** un valore compreso tra **2,7** e **15 nanoFarad**.

Se utilizzerete per **C1** un valore di **2,7 nanoF**, la resistenza **R1** sarà di:

$$159.000 : (2,7 \times 3.500) = 16,82 \text{ Kiloohm}$$

pari a **16.820 ohm**.

Se invece utilizzerete per **C1** una capacità più alta, ad esempio **8,2 nanoF**, la resistenza **R1** avrà un valore molto più basso:

$$159.000 : (8,2 \times 3.500) = 5,54 \text{ Kiloohm}$$

pari a **5.540 ohm**.

Poiché questo valore non è standard potrete usare una resistenza da **5.600 ohm**.

Se volete conoscere su quale frequenza di taglio risulta centrato il filtro che utilizza per **R1** un valore di **5,6 Kiloohm** e per **C1** una capacità di **8,2 nanoF**, farete:

$$159.000 : (5,6 \times 8,2) = 3.462 \text{ Hz}$$

Valore molto prossimo ai **3.500 Hz** per cui questo filtro è stato calcolato.

Ora potrete anche calcolare la **larghezza di banda** a **-3 dB** utilizzando la seguente formula:

$$\text{Larg. Banda} = 636.000 : (R1 \times C1)$$

Quindi la larghezza di banda di sarà di:

$$636.000 : (5,6 \times 8,2) = 13.850 \text{ Hz}$$

Per conoscere il **Q** o fattore di merito, potrete invece usare questa formula:

$$Q = \text{Hz} : \text{Larg. Banda}$$

Il filtro Notch a banda larga avrà un **Q** di:

$$3.500 : 13.850 = 0,25$$

Filtri Notch a banda stretta 2° ordine

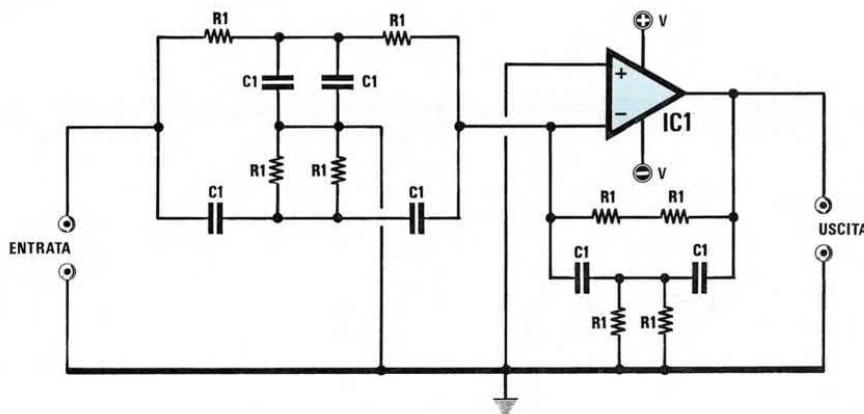
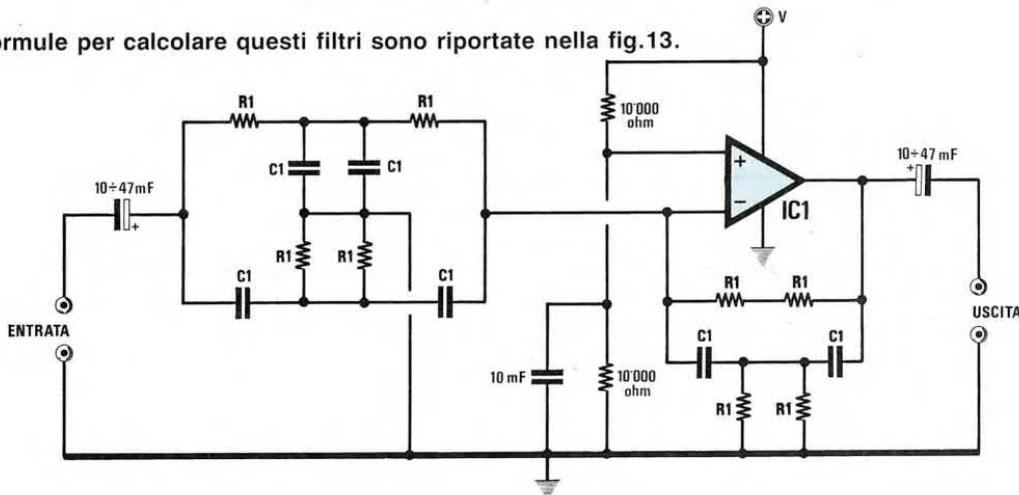


Fig.14 Filtro Notch a banda stretta alimentato con una tensione duale (di lato) e con una tensione singola (sotto). Il segnale entra nel piedino "invertente".

Le formule per calcolare questi filtri sono riportate nella fig.13.



Per ricavare le due frequenze **Low** e **High** con un'attenuazione di **-3 dB** di un filtro a **banda larga**, potrete utilizzare il numero fisso **0,24**.

Quindi avrete:

$$\begin{aligned} \text{Low} &= 3.462 \times 0,24 = 830 \text{ Hz} \\ \text{High} &= 3.462 : 0,24 = 14.425 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Poichè le formule per calcolare il filtro Notch a **banda stretta** sono identiche a quelle appena utilizzate, non sarà necessario portare un esempio di calcolo per un Notch a banda stretta.

Infatti se utilizzerete per i condensatori una capacità di **8,2 nanoF** e per le resistenze un valore di **5,6 Kiloohm**, saprete già che la frequenza di taglio risulterà centrata sui **3.462 Hz**.

Ora potrete invece calcolare la **larghezza di banda** a **-3 dB** utilizzando la seguente formula:

$$\text{Larg. Banda} = 159.000 : (R1 \times C1)$$

Come avrete già intuito guardando la formula, i filtri Notch a banda stretta hanno una **larghezza di banda** che è sempre identica alla frequenza di

taglio per la quale sono stati calcolati e per questo motivo il loro **Q** è sempre uguale a 1.

Per ricavare le due frequenze **Low** e **High** con un'attenuazione di **-3 dB** di un filtro a **banda stretta**, dovrete utilizzare il numero fisso **0,62**.

Quindi avrete:

$$\begin{aligned} \text{Low} &= 3.462 \times 0,62 = 2.146 \text{ Hz} \\ \text{High} &= 3.462 : 0,62 = 5.583 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Pertanto se avete realizzato il filtro Nocht a **banda larga** (vedi fig.13), calcolato per tagliare i **3.462 Hz**, questo inizierà ad attenuare tutte le frequenze **inferiori a 830 Hz** e quelle **superiori a 14.425 Hz**.

Mentre se avete realizzato il filtro Nocht a **banda stretta** (vedi fig.14), sempre calcolato per tagliare i **3.462 Hz**, questo inizierà ad attenuare tutte le frequenze **inferiori a 2.146 Hz** e quelle **superiori a 5.583 Hz**.

Se vi occorre un filtro Nocht con un diverso **Q**, vi consigliamo di scegliere un filtro a **Q variabile** che, a differenza dei filtri visti finora, richiede per la sua realizzazione un **doppio** operativo (vedi gli schemi riportati nelle figg.16-17).

FILTRO NOTCH A Q VARIABILE

Chi volesse un filtro Notch in cui si possa regolare la **banda passante** da larga a stretta, secondo le proprie esigenze, potrà realizzare i filtri visibili nelle figg.16-17.

In alto potete osservare lo schema elettrico di un filtro Notch alimentato con tensione duale, mentre in basso è raffigurato un filtro Notch alimentato con tensione singola.

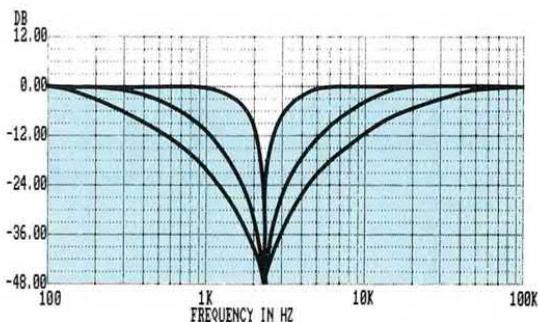
Per questo filtro è necessario utilizzare due ope-

razionali ed un **trimmer** da **10.000 ohm** che, tarato da un estremo all'altro, vi permetterà di restringere o allargare la banda passante.

Ruotando il cursore del trimmer verso l'uscita del primo operativo (IC1/A) **restringeremo la banda**, ruotandolo verso massa, la **allargheremo**.

Le formule per calcolare i valori delle resistenze e le capacità dei condensatori sono le stesse utilizzate per gli altri filtri Notch.

Fig.15 Come potete vedere nel grafico disegnato di lato, un filtro a "Q variabile" vi dà la possibilità di allargare o restringere la sua banda passante semplicemente ruotando un trimmer da 10.000 ohm il cui cursore risulti collegato sul piedino "non invertente" del secondo operativo siglato IC1/B (vedi gli schemi elettrici delle figg.16-17).



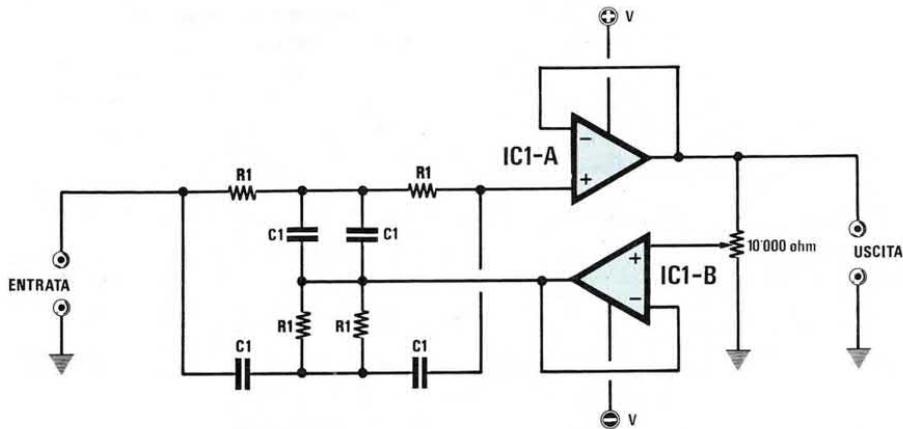


Fig.16 Schema di un filtro Nocht a Q variabile alimentato con una tensione Duale. Ruotando il cursore del trimmer da 10.000 ohm verso l'uscita dell'integrato IC1/A, si otterrà un filtro molto selettivo, ruotandolo verso massa otterrete un filtro più largo (vedi fig.15).

Formule per Filtro Notch a Q variabile

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 159.000 : (R1 \times C1) \\ R1 &= 159.000 : (C1 \times \text{Hz}) \\ C1 &= 159.000 : (R1 \times \text{Hz}) \end{aligned}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

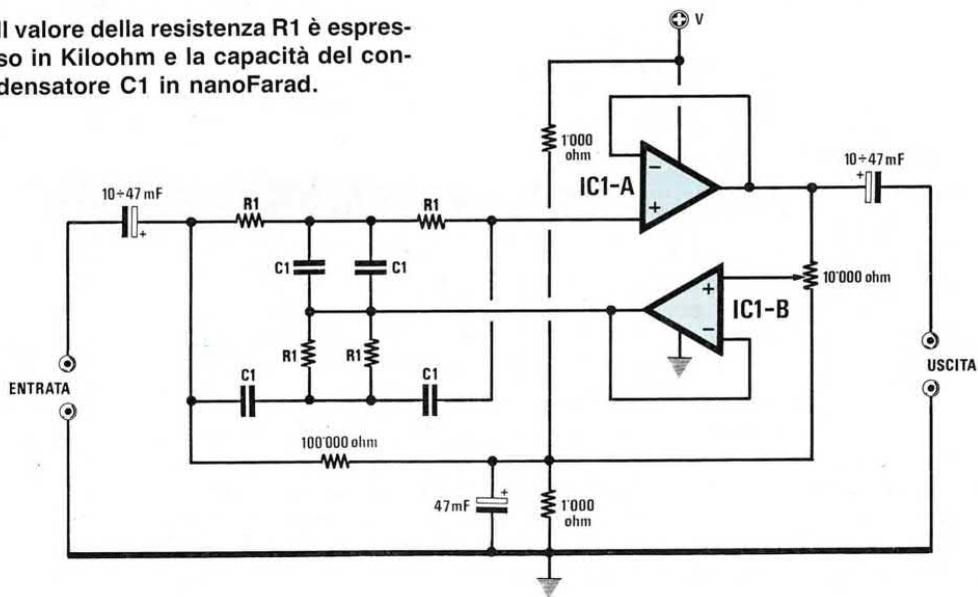
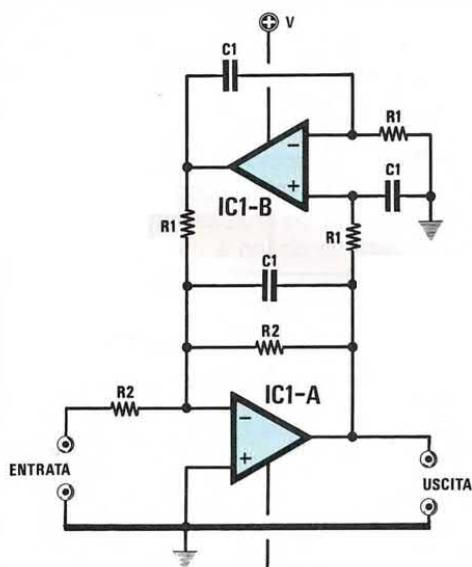


Fig.17 Lo stesso filtro di fig.16, modificato per essere alimentato con una tensione Singola. In questo filtro occorre aggiungere tre condensatori elettrolitici e tre resistenze. I valori dei componenti sono segnalati nello schema.



Formule per questo Filtro Passa/Banda

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

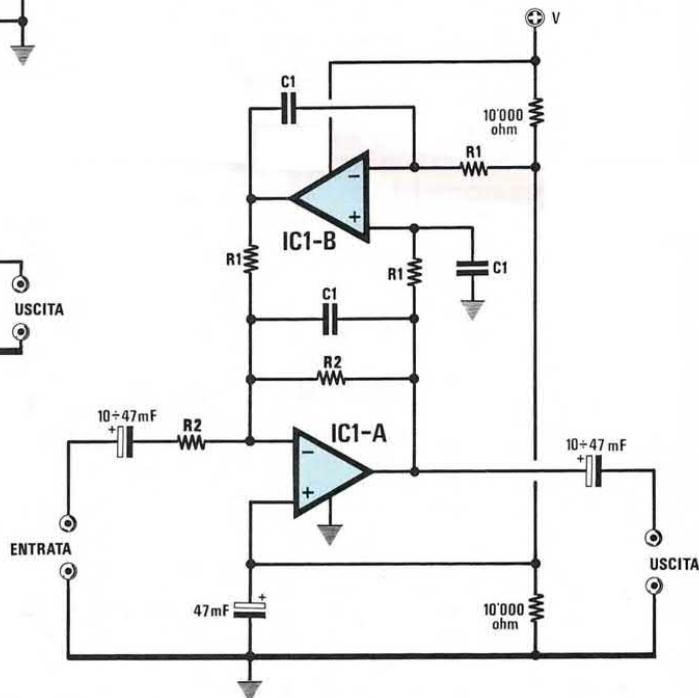
$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$R2 = 159.000 : (Bp \times C1)$$

Bp è la banda passante espressa in Hz.

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Fig.18 Usando due operazionali e collegandoli come si vede nella figura a sinistra, potrete ottenere dei filtri Passa/Banda molto stretti. Sotto lo stesso schema modificato per alimentare l'integrato con una tensione singola.



FILTRI PASSA/BANDA DI 2° ORDINE

Come abbiamo già avuto modo di dire, il filtro **Passa/Banda** serve per lasciar passare assieme alla frequenza centrale anche una porzione di **bande laterali**.

Il filtro che vi presentiamo in fig.18 è a nostro avviso molto valido anche se per realizzarlo occorrono due operazionali.

Il fattore di merito o **Q** di un filtro viene modificato per i filtri Passa/Banda dal valore delle resistenze siglate **R2**:

- se il valore di queste resistenze viene **aumentato**, aumenta il **Q** e quindi si restringe la banda passante.

- se il valore di queste resistenze viene **ridotto**, si riduce il **Q** e quindi si allarga la banda passante.

Il **fattore Q** si calcola con la seguente formula:

$$Q = Hz : Bp$$

Perciò conoscendo la frequenza di taglio in **Hz** del filtro, potrete anche stabilire di quanti Hertz è possibile restringere o allargare il filtro usando la formula:

$$Bp = Hz : Q$$

Se volete un filtro **stretto**, il cui schema elettrico è visibile in fig.18, sceglierete un **Q** uguale a **12**. Se volete un filtro **largo**, sceglierete un **Q** uguale a **1**. Se invece volete un filtro con valori medi, sceglierete un **Q** compreso tra **6** e **8**.

Esempio = Ammesso di avere una frequenza di taglio di **3.000 Hz**, volete realizzare un filtro **stretto**, cioè con **Q = 12**.

Il filtro dovrà avere una banda passante di:

$$3.000 : 12 = 250 \text{ Hz}$$

Se invece volete una banda passante larga cir-

ca **1.000 Hz**, per conoscere il fattore di merito del filtro dovrete utilizzare la prima formula:

$$3.000 : 1.000 = 3$$

Le formule necessarie per calcolare i valori ohmici delle resistenze di un filtro **Passa/Banda** sono riportate in fig.18.

Esempio = Volete calcolare i valori delle resistenze **R1** ed **R2** di un filtro **Passa/Banda** con una frequenza di taglio di **3.000 Hz** e con una banda passante **Bp** di **250 Hz**.

Anche per questo filtro dovrete scegliere arbitrariamente il valore delle capacità **C1**.

Per questo può aiutarvi la **Tabella N.2**, che consiglia di utilizzare per un filtro a **3.000 Hz** i valori compresi tra **2,7** e **15 nanoFarad**.

Supposto di aver scelto una capacità di **4,7 nanoF**, per prima cosa calcolerete il valore della resistenza **R1**:

$$159.000 : (4,7 \times 3.000) = 11,27 \text{ Kiloohm}$$

Ora, sapendo che volete ottenere una banda passante a **250 Hz**, potete calcolare il valore della resistenza **R2**:

$$159.000 : (250 \times 4,7) = 135,31 \text{ Kiloohm}$$

Poichè vi trovate con due valori fuori standard, utilizzerete i valori ohmici più prossimi:

$$R1 = 10 \text{ Kiloohm}$$

$$R2 = 120 \text{ Kiloohm}$$

Con i valori così modificati, potrete conoscere di quanto si è spostata la frequenza di taglio, utilizzando la formula visibile in fig.18:

$$159.000 : (10 \times 4,7) = 3.382 \text{ Hz}$$

Se volete avvicinarvi ai **3.000 Hz** richiesti, potrete utilizzare per **R1** due resistenze da **22.000 ohm** collegate in parallelo, così da ottenere **11.000 ohm** pari a **11 Kiloohm**.

In questo caso la frequenza di taglio risulterà di:

$$159.000 : (11 \times 4,7) = 3.075 \text{ Hz}$$

Per calcolare la banda passante potrete utilizzare la seguente formula:

$$Bp = 159.000 : (R2 \times C1)$$

e quindi avrete:

$$159.000 : (120 \times 4,7) = 282 \text{ Hz}$$

CONSIGLI

Un filtro **Passa/Banda** si realizza principalmente per lasciare passare senza alcuna attenuazione la banda di frequenze richieste, tentando di eliminare o attenuare al massimo tutte le frequenze indesiderate.

Se volete un filtro molto efficace, la soluzione più valida che noi vi consigliamo è quella di porre in serie ad un filtro **Passa/Alto** un filtro **Passa/Basso** come si vede in fig.19.

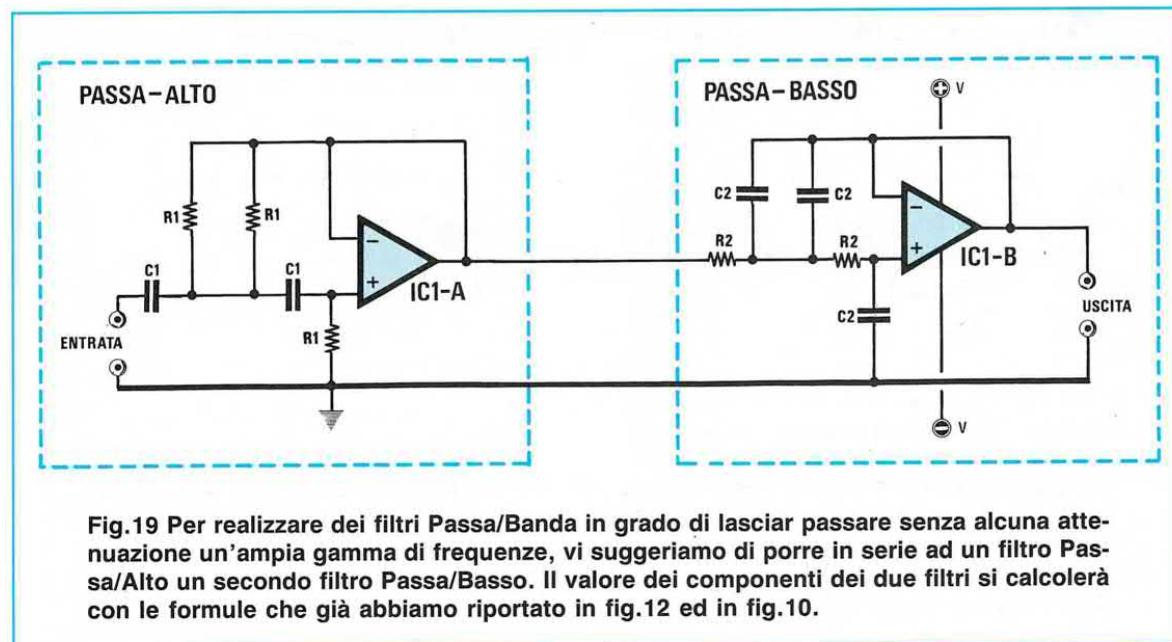


Fig.19 Per realizzare dei filtri **Passa/Banda** in grado di lasciar passare senza alcuna attenuazione un'ampia gamma di frequenze, vi suggeriamo di porre in serie ad un filtro **Passa/Alto** un secondo filtro **Passa/Basso**. Il valore dei componenti dei due filtri si calcolerà con le formule che già abbiamo riportato in fig.12 ed in fig.10.

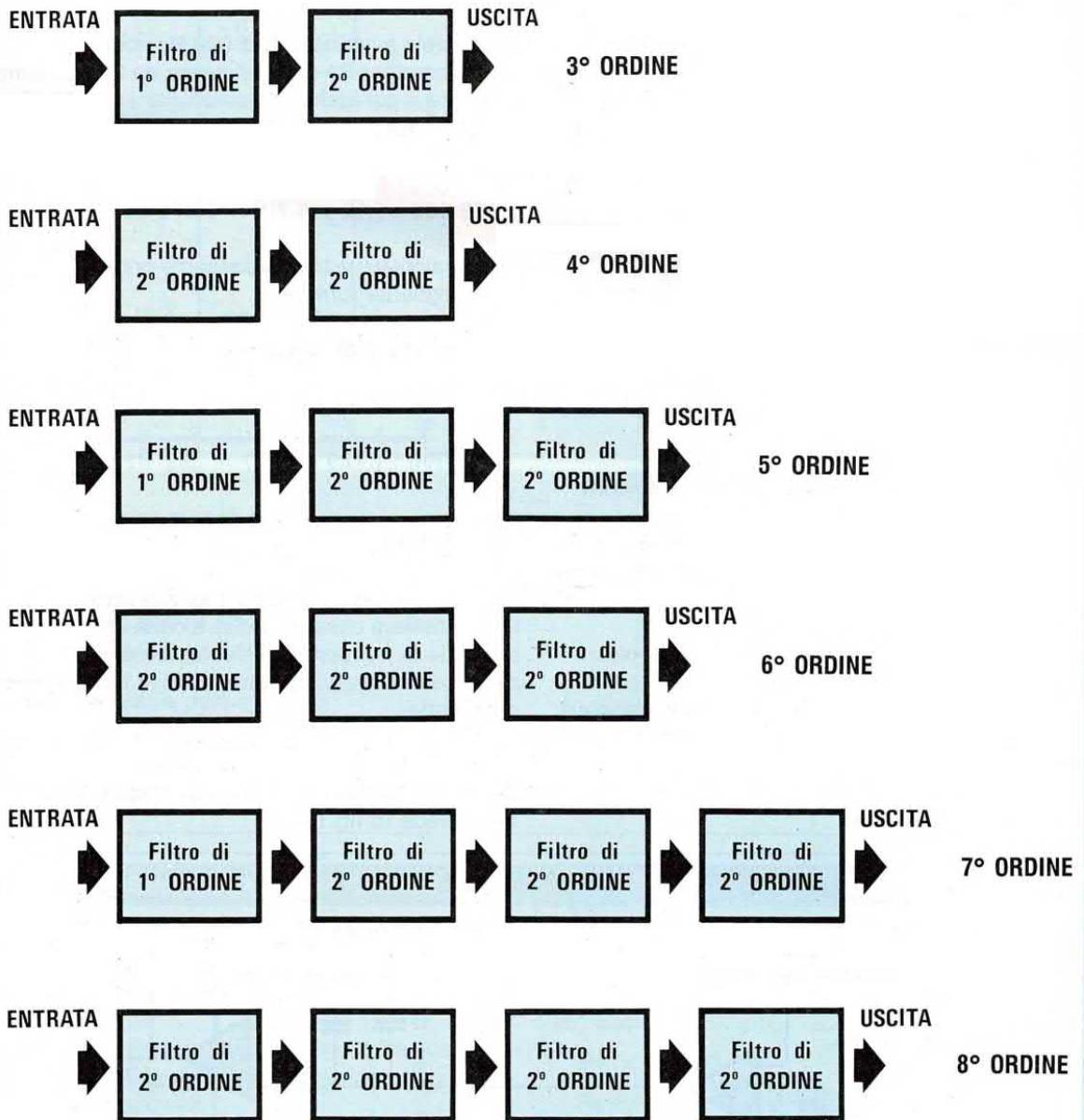


Fig.20 Per realizzare dei filtri Passa/Basso e Passa/Alto di 3°, 5° e 7° ordine, si utilizzerà un filtro di 1° ordine (vedi figg.21-23) collegando alla sua uscita uno o più filtri di 2° ordine (vedi fig.22-24).

Per realizzare dei filtri Passa/Basso e Passa/Alto di 4°, 6° e 8° ordine, si potranno in serie solo dei filtri di 2° ordine.

Le formule per calcolare i filtri di ordine superiore si trovano nelle figg.21-24.

Nelle pagine seguenti troverete tutti gli schemi ed i valori delle resistenze per realizzare dei filtri di 3°, 4°, 5° e 6° ordine.

Filtri Passa/Basso 1° - 2° ordine

Fig.21 A destra, il filtro Passa/Basso di 1° ordine da utilizzare come primo stadio nei filtri di 3°, 5° e 7° ordine.

Formule per stadio 1° ordine

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

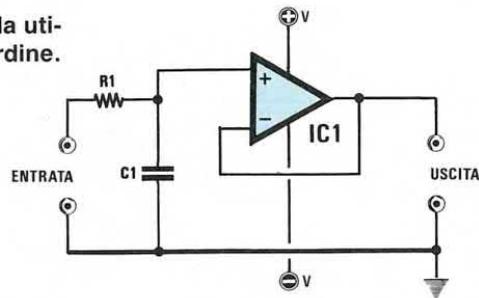
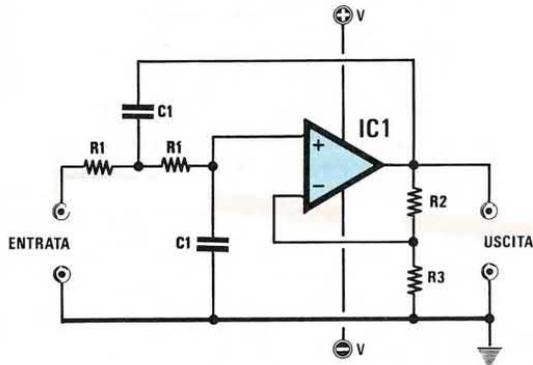


Fig.22 A sinistra, il filtro Passa/Basso di 2° ordine da utilizzare come secondo, terzo e quarto stadio nei filtri di 3°, 5° e 7° ordine o come primo, secondo, terzo e quarto stadio nei filtri di 4°, 6° e 8° ordine.

Formule per stadio 2° ordine

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

Il valore di R1 è in Kiloohm e quello di C1 in nanoFarad. Per conoscere i valori di R2 ed R3 potrete controllare l'elenco componenti riportato in ognuno degli schemi seguenti.

Filtri Passa/Alto 1° - 2° ordine

Fig.23 A destra, il filtro Passa/Alto di 1° ordine da utilizzare come primo stadio nei filtri di 3°, 5° e 7° ordine.

Formule per stadio 1° ordine

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

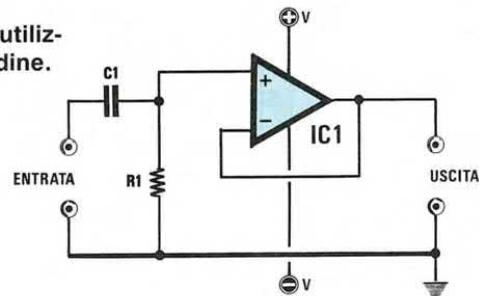
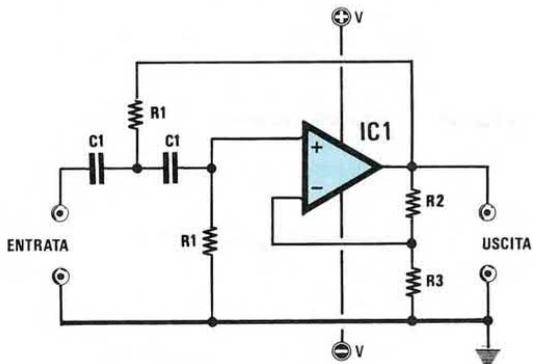


Fig.24 A sinistra, il filtro Passa/Alto di 2° ordine da utilizzare come secondo, terzo e quarto stadio nei filtri di 3°, 5° e 7° ordine o come primo, secondo, terzo e quarto stadio nei filtri di 4°, 6° e 8° ordine.

Formule per stadio 2° ordine

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

Il valore di R1 è in Kiloohm e quello di C1 in nanoFarad. Per conoscere i valori di R2 ed R3 potrete controllare l'elenco componenti riportato in ognuno degli schemi seguenti.

Filtro Passa/Basso 3° ordine

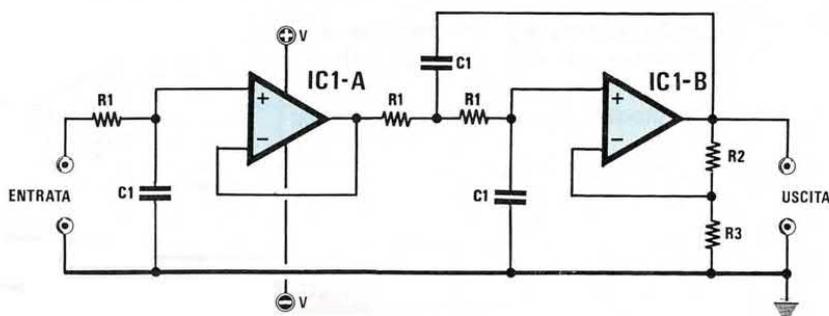


Fig.25 Per realizzare un filtro Passa/Basso di 3° ordine occorre accoppiare ad un filtro di 1° ordine (vedi IC1/A), un filtro di 2° ordine (vedi IC1/B). Questo filtro guadagna 6 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà amplificato di circa 2 volte in tensione.

Formule per Filtro Passa/Basso di 3° ordine

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

Elenco Componenti

$$R2 = 22 \text{ Kiloohm}$$

$$R3 = 22 \text{ Kiloohm}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Filtro Passa/Basso 4° ordine

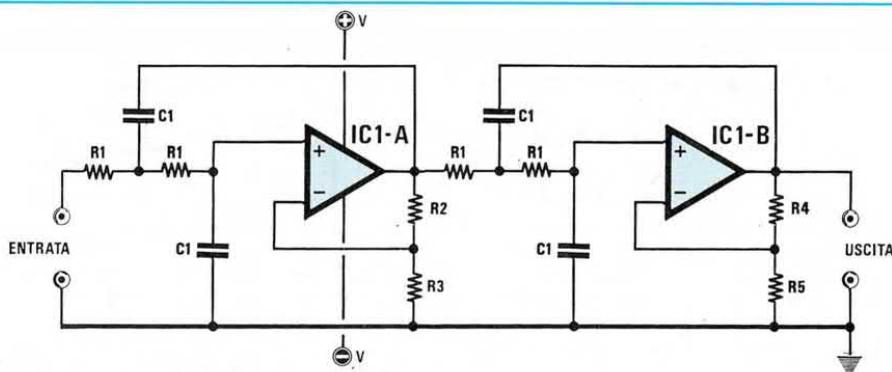


Fig.26 Per realizzare un filtro Passa/Basso di 4° ordine occorre collegare in serie due filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 8 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà dall'integrato IC1/B amplificato di circa 2,5 volte in tensione.

Formule per Filtro Passa/Basso di 4° ordine

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

Elenco Componenti

$$R2 = 3.300 \text{ ohm}$$

$$R3 = 22.000 \text{ ohm}$$

$$R4 = 27.000 \text{ ohm}$$

$$R5 = 22.000 \text{ ohm}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Filtro Passa/Alto 3° ordine

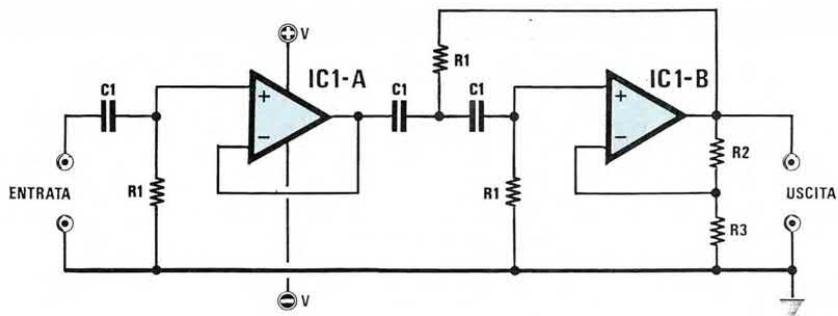


Fig.27 Per realizzare un filtro Passa/Alto di 3° ordine occorre accoppiare ad un filtro di 1° ordine (vedi IC1/A), un filtro di 2° ordine (vedi IC1/B). Questo filtro guadagna 6 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà amplificato di circa 2 volte in tensione.

Formule per Filtro Passa/Alto di 3° ordine

$$\text{Hz} = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times \text{Hz})$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times \text{Hz})$$

Elenco Componenti

$$R2 = 22 \text{ Kiloohm}$$

$$R3 = 22 \text{ Kiloohm}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Filtro Passa/Alto 4° ordine

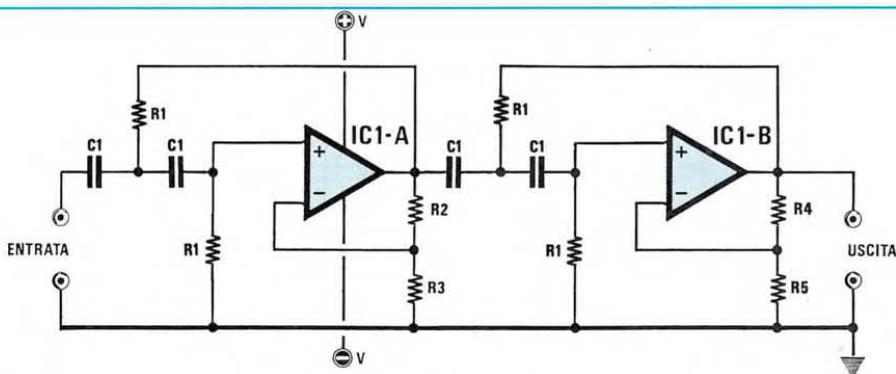


Fig.28 Per realizzare un filtro Passa/Alto di 4° ordine occorre collegare in serie due filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 8 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà dall'integrato IC1/B amplificato di circa 2,5 volte in tensione.

Formule per Filtro Passa/Alto di 4° ordine

$$\text{Hz} = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times \text{Hz})$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times \text{Hz})$$

Elenco Componenti

$$R2 = 3.300 \text{ ohm}$$

$$R3 = 22.000 \text{ ohm}$$

$$R4 = 27.000 \text{ ohm}$$

$$R5 = 22.000 \text{ ohm}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Filtro Passa/Basso 5° ordine

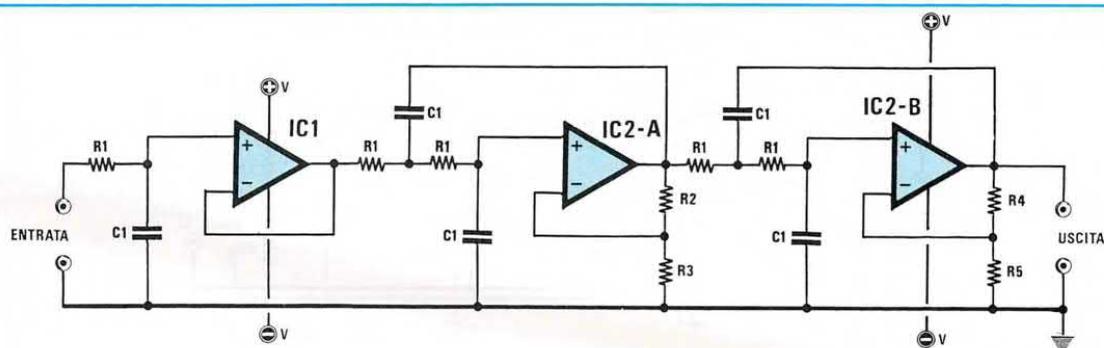


Fig.29 Per realizzare un filtro Passa/Basso di 5° ordine occorre collegare in serie un filtro di 1° ordine e due filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 10 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà amplificato di circa 3 volte in tensione.

Formule per Passa/Basso di 5° ordine

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 159.000 : (R1 \times C1) \\ R1 &= 159.000 : (C1 \times \text{Hz}) \\ C1 &= 159.000 : (R1 \times \text{Hz}) \end{aligned}$$

Elenco Componenti

$$\begin{aligned} R2 &= 6.800 \text{ ohm} \\ R3 &= 18.000 \text{ ohm} \\ R4 &= 8.200 \text{ ohm} \\ R5 &= 6.800 \text{ ohm} \end{aligned}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Filtro Passa/Basso 6° ordine

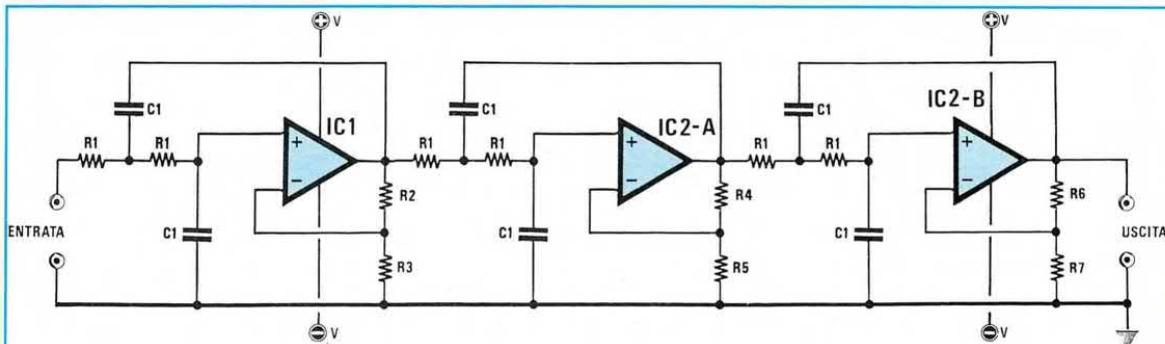


Fig.30 Per realizzare un filtro Passa/Basso di 6° ordine occorre collegare in serie tre filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 12 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà dall'integrato IC1/B amplificato di circa 4 volte in tensione.

Formule per Passa/Basso di 6° ordine

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 159.000 : (R1 \times C1) \\ R1 &= 159.000 : (C1 \times \text{Hz}) \\ C1 &= 159.000 : (R1 \times \text{Hz}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R2 &= 1.800 \text{ ohm} \\ R3 &= 27.000 \text{ ohm} \\ R4 &= 10.000 \text{ ohm} \\ R5 &= 18.000 \text{ ohm} \\ R6 &= 22.000 \text{ ohm} \\ R7 &= 15.000 \text{ ohm} \end{aligned}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Filtro Passa/Alto 5° ordine

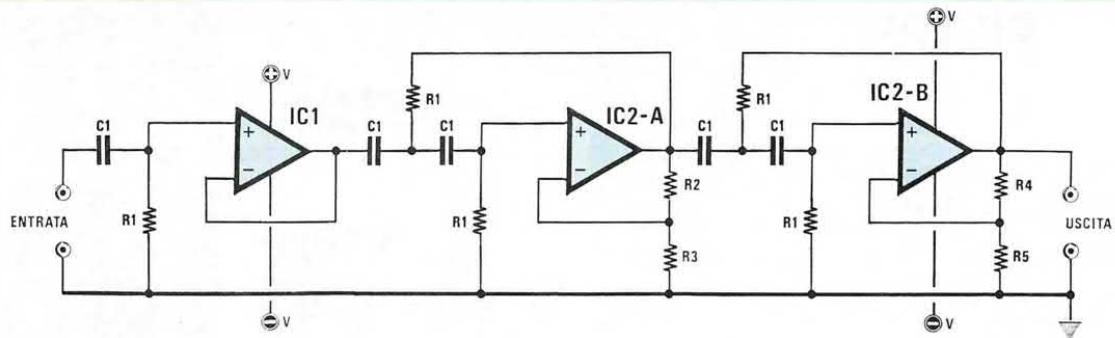


Fig.31 Per realizzare un filtro Passa/Alto di 5° ordine occorre collegare in serie un filtro di 1° ordine e due filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 10 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà amplificato di circa 3 volte in tensione.

Formule per Passa/Alto di 5° ordine

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

Elenco Componenti

$$R2 = 6.800 \text{ ohm}$$

$$R3 = 18.000 \text{ ohm}$$

$$R4 = 8.200 \text{ ohm}$$

$$R5 = 6.800 \text{ ohm}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

Filtro Passa/Alto 6° ordine

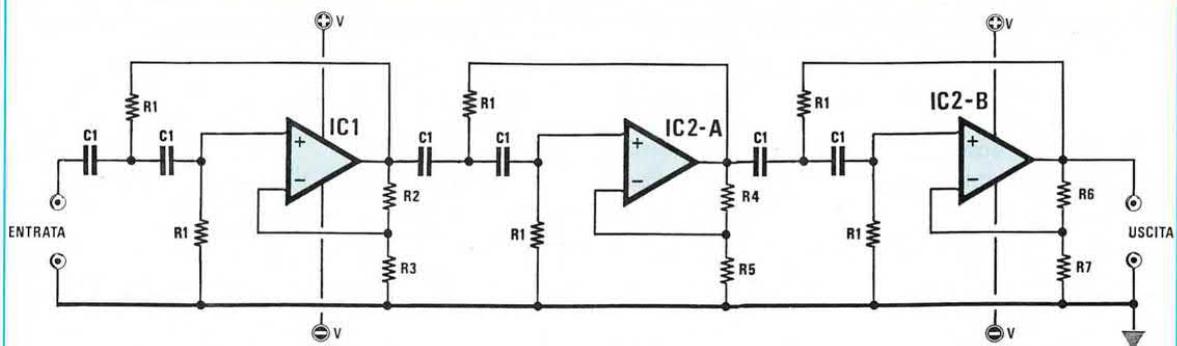


Fig.32 Per realizzare un filtro Passa/Alto di 6° ordine occorre collegare in serie tre filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 12 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà dall'integrato IC1/B amplificato di circa 4 volte in tensione.

Formule per Passa/Alto di 6° ordine

$$Hz = 159.000 : (R1 \times C1)$$

$$R1 = 159.000 : (C1 \times Hz)$$

$$C1 = 159.000 : (R1 \times Hz)$$

$$R2 = 1.800 \text{ ohm}$$

$$R3 = 27.000 \text{ ohm}$$

$$R4 = 10.000 \text{ ohm}$$

$$R5 = 18.000 \text{ ohm}$$

$$R6 = 22.000 \text{ ohm}$$

$$R7 = 15.000 \text{ ohm}$$

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

FILTRI 12-18 dB



CROSS-OVER per OTTAVA



A COSA SERVE UN FILTRO CROSS-OVER

Come saprete la gamma di frequenza riprodotta da un buon impianto Hi-Fi è piuttosto ampia, perchè partendo da un minimo di **20 Hz** può raggiungere e oltrepassare i **20.000 Hz**.

Tutte queste frequenze vengono poi trasferite agli altoparlanti che hanno il compito di **trasformarle** in vibrazioni **sonore**.

In pratica un **solo** altoparlante non riuscirà **mai** a riprodurre fedelmente tutte le frequenze interessate, cioè dai **Bassi** agli **Acuti**.

Infatti se sceglieremo un solo altoparlante con un **cono** di ampie dimensioni, avremo una fedele riproduzione delle frequenze **medio-basse** ed una carenza delle frequenze acute, utilizzando invece un altoparlante con **cono** di piccole dimensioni, avremo una fedele riproduzione delle frequenze **medio-acute** ed una carenza delle basse.

Se poi sceglieremo un altoparlante dotato di un **cono** di medie dimensioni, non riusciremo a riprodurre fedelmente nè le note **basse** nè le note **acute**.

Per ottenere una fedele riproduzione di tutta la gamma delle frequenze acustiche, la soluzione ideale sarebbe quella di usare più altoparlanti con diametri diversi, cercando di far giungere all'altoparlante di ampie dimensioni le sole frequenze dei **medi-bassi** e all'altoparlante di piccole dimensioni le sole frequenze dei **medi-acuti**.

Il filtro Cross-Over, collegato tra l'uscita dell'am-

plificatore e i diversi altoparlanti, svolge questa precisa funzione, cioè separare le frequenze **basse** dalle **acute** per inviarle ai soli altoparlanti in grado di riprodurle.

FILTRI a 2 VIE o a 3 VIE

La scelta di un filtro a 2 vie o a 3 vie dipende unicamente dal numero di altoparlanti presenti nella cassa.

Un Cross-Over a **2 Vie** si usa principalmente quando si dispone di un altoparlante (**Woofers**) idoneo a riprodurre tutte le frequenze comprese tra i **20** e i **2.000 Hz** circa ed un altoparlante (**Tweeter**) in grado di riprodurre fedelmente tutte le frequenze comprese tra i **1.000** ed i **20.000 Hz**.

Un Cross-Over a **3 Vie** viene scelto quando si dispone di un **Woofers** idoneo a riprodurre tutte le frequenze dai **20** ai **1.000 Hz**, di un **Mid-Range** in grado di riprodurre fedelmente tutte le frequenze intermedie, dai **300** ai **6.000 Hz**, e di un **Tweeter** in grado di riprodurre tutti gli acuti compresi nella gamma dai **3.000** ai **20.000 Hz**.

I filtri a **12 dB/ottava** risultano più economici perchè richiedono un numero minore di induttanze e condensatori.

I filtri a **18 dB/ottava** sono ovviamente più costosi perchè richiedono più induttanze e capacità superiori, ma i risultati sono notevolmente migliori rispetto a quelli da 12 dB.

LA FREQUENZA di TAGLIO

In un Cross-Over sono sempre presenti dei filtri **passa/basso** e dei filtri **passa/alto**.

Il filtro **passa/basso** viene utilizzato per convogliare sull'altoparlante dei **BASSI** tutte le frequenze comprese tra i **20 Hz** fino alla sua frequenza di **taglio**, il filtro **passa/alto** per convogliare sul **Tweeter** tutte le frequenze superiori alla sua frequenza di **taglio**.

I due filtri devono essere calcolati in modo da avere la stessa frequenza di taglio, ossia laddove il filtro passa/basso inizia ad attenuare le frequenze **alte**, il filtro passa/alto deve iniziare a farle passare.

La frequenza di taglio viene detta anche frequenza "d'incrocio", perchè le due curve (quella del filtro passa/basso e quella del passa/alto) si **incrociano** (vedi fig.1).

Se abbiamo un filtro Cross-Over con frequenza di taglio a **2.000 Hz**, al Woofer arriveranno tutte le frequenze da **0 a 2.000 Hz**, mentre al Tweeter arriveranno tutte le frequenze superiori ai **2.000 Hz**.

Solo nei filtri a 3 vie è presente, oltre ai filtri **passa/basso** (per il Woofer) e **passa/alto** (per il Tweeter), anche un filtro **passa/banda** (per il Mid-Range) che lascia passare le sole frequenze dei **medi**.

Nei Cross-Over a 3 vie vi sono **due** frequenze d'incrocio.

Il **passa/basso** viene normalmente calcolato sui **500 Hz**, il **passa/banda** per la gamma dai **500 ai 4.000 Hz** ed il **passa/alto** per una frequenza di taglio sui **4.000 Hz** (vedi fig.2).

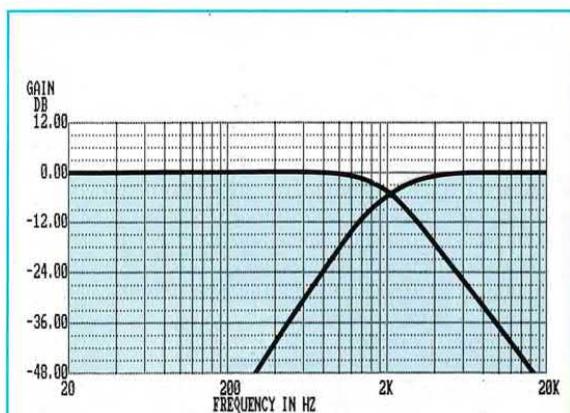


Fig.1 Il filtro Cross-Over a 2 VIE con frequenza di taglio a 2.000 Hz si usa principalmente quando si dispone di un Woofer in grado di riprodurre tutte le frequenze da 0 a 2.000 Hz e di un Tweeter in grado di riprodurre tutte le frequenze superiori ai 2.000 Hz.

ATTENUAZIONE sulla "F" d'INCROCIO

Guardando le figg.1 e 2 noterete che per tutti i filtri, siano essi a 2 o 3 vie, la frequenza d'**incrocio** subisce un'attenuazione di **3 dB**.

Questo potrebbe erroneamente lasciar supporre che la frequenza di taglio subisca un'attenuazione, cioè giunga sugli altoparlanti con minore potenza.

Infatti un'attenuazione di **3 dB** corrisponderebbe in pratica ad una diminuzione di potenza pari al **50%**.

Come è possibile dedurre dalla **Tabella N.1**, un'attenuazione di 3 dB corrisponde ad un'attenuazione in potenza di **1,995**.

Pertanto collegando un filtro a 2 vie con frequenza di taglio a **2.000 Hz** ad un amplificatore che eroghi **60 watt**, sull'altoparlante dei Bassi questa frequenza giungerà con soli :

$$60 : 1,995 = 30 \text{ watt}$$

In effetti questo altoparlante riprodurrà questa frequenza con soli **30 watt**.

Non dovete però dimenticare che anche il filtro **passa/alto** lascerà passare verso il Tweeter questa stessa frequenza con un'attenuazione di **3 dB**, quindi questo secondo altoparlante riprodurrà i **2.000 Hz** con altri **30 watt**.

Sommando i 30 watt del Woofer ai 30 watt del Tweeter otterremo nuovamente una potenza totale di **30 + 30 = 60 watt**.

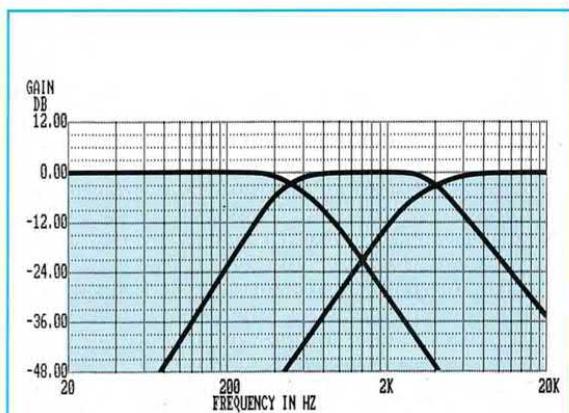


Fig.2 Il filtro Cross-Over a 3 VIE dispone di due frequenze di taglio, una calcolata a 500 Hz e l'altra a 4.000 Hz. Questo filtro si usa quando si dispone di un ottimo Woofer per i bassi, di un Mid-Range per i medi e di un Tweeter per riprodurre gli acuti.

IMPEDEZZA d'INGRESSO e d'USCITA

L'ultimo parametro da rispettare nei calcoli di un filtro Cross-Over è l'**impedenza** d'ingresso e d'uscita.

Per farvi comprendere come un filtro calcolato per un carico di **8 ohm** non possa servire per altoparlanti da **4 ohm** o viceversa, vi portiamo un semplice esempio che consiste nel considerare un amplificatore come un **trasformatore**, provvisto di un secondario idoneo per alimentare una **resistenza** il cui valore ohmico può risultare di **4 o 8 ohm**.

Se abbiamo un trasformatore da **60 watt** e desideriamo alimentare una resistenza da **4 ohm**, il suo secondario dovrà erogare una ben precisa **corrente e tensione** :

$$\text{ampere} = \sqrt{(\text{watt} : \text{ohm})}$$

$$\text{volt} = \text{watt} : \text{ampere}$$

vale a dire :

$$\sqrt{(60 : 4)} = 3,87 \text{ ampere}$$

$$60 : 3,87 = 15,5 \text{ volt}$$

Se invece desideriamo alimentare la resistenza da **8 ohm**, otterremo valori di corrente e di tensione ben diversi :

$$\sqrt{(60 : 8)} = 2,74 \text{ ampere}$$

$$60 : 2,74 = 21,9 \text{ volt}$$

Se tra l'uscita di questo trasformatore e la resistenza di carico colleghiamo un **secondo trasformatore** (vedi figg.3 e 4), che in questo caso potremmo identificare con il nostro **filtro Cross-Over**, è ovvio che quest'ultimo dovrà essere calcolato in modo che il suo **primario** risulti atto ad accettare la corrente e la tensione erogate dall'amplificatore ed il suo **secondario** atto a fornire all'uscita la stessa corrente e tensione.

Se applichiamo sull'uscita di un filtro a 4 ohm un altoparlante da 8 ohm, otterremo **più** tensione del richiesto, se invece colleghiamo sull'uscita di un filtro da 8 ohm un altoparlante da 4 ohm, avremo una tensione minore, ma una **maggiore** corrente, quindi in uscita non riusciremo ad ottenere le medesime prestazioni.

Poichè i valori delle induttanze e delle capacità

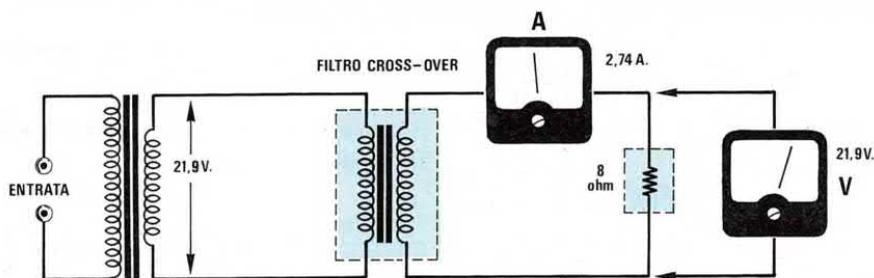


Fig.3 Un filtro Cross-Over va calcolato in modo da presentare sia in uscita sia in entrata la stessa impedenza. In pratica possiamo considerare il filtro Cross-Over come un trasformatore interposto tra l'uscita e gli altoparlanti.

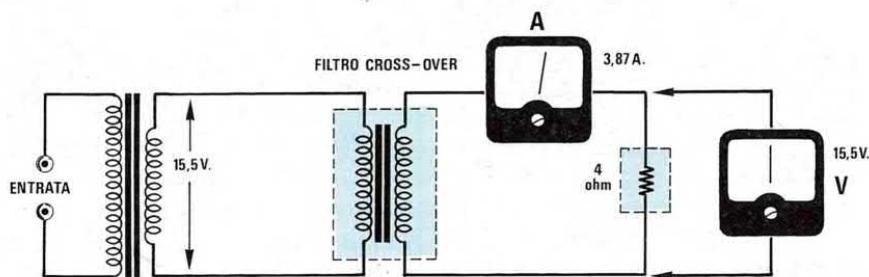


Fig.4 Per dissipare 60 Watt su un carico da 8 ohm (vedi fig.3) occorre una tensione di 21,9 volt ed una corrente di 2,74 ampere; per dissipare la stessa potenza su un carico di 4 ohm occorre una tensione di 15,5 volt ed una corrente di 3,87 ampere.

sono calcolati per ottenere una ben determinata **frequenza d'incrocio** per un preciso valore d'impedenza, se quest'ultimo viene modificato otterremo un filtro che non esplicherà come dovuto la funzione per il quale è stato progettato.

FORMULE PER I CALCOLI

Sarà bene precisare anzitutto che le impedenze da usare per questi filtri debbono essere necessariamente **avvolte in aria**, quindi non usate mai impedenze con nuclei in ferrite o lamierini, perchè anche se in questo modo riuscite ad ottenere impedenze di dimensioni più ridotte e con lo stesso valore in **milliHenry**, queste purtroppo si saturano e, deformando la forma d'onda, introducono una notevole distorsione.

Per i condensatori invece vi consigliamo, quando è possibile, di usare sempre dei **poliesteri**, che oltre ad avere una tolleranza più che accettabile, non modificano nel tempo le loro capacità.

Solo quando sono richieste capacità molto elevate, si dovrà necessariamente passare ai condensatori **elettrolitici** che, per questi filtri, debbono risultare del tipo **non polarizzato**, con bassa tolleranza e di ottima qualità.

Poichè gli elettrolitici **non polarizzati** sono difficilmente reperibili, molti consigliano di usare due condensatori in serie, di capacità doppia, collegando il **terminale negativo** del primo condensatore al **terminale negativo** del secondo condensatore (o viceversa) per ottenere un **condensatore non polarizzato**.

Questa soluzione non è certo la migliore perchè, come abbiamo più volte accennato, i comuni **elettrolitici** hanno delle tolleranze che possono raggiungere e superare anche il **40%** della capacità riportata sull'involucro.

Perciò se vi occorresse una capacità da **50 microfarad**, collegando in serie due comuni condensatori da **100 microfarad** difficilmente otterreste il valore richiesto.

Se avete un capacimetro ed ai suoi capi applicate due condensatori da **100 microfarad**, non meravigliatevi se uno misura **60 microfarad** e l'altro **80 microfarad**, conseguentemente se li collegate in serie, otterrete un condensatore **non polarizzato** da **34,29 microfarad**, cioè una capacità molto diversa da quella richiesta.

Un altro difetto che presentano i normali condensatori elettrolitici è quello di modificare nel tempo la propria capacità, perchè l'elettrolita contenuto al loro interno tende ad essiccarsi.

Inoltre se questi condensatori sono rimasti molto tempo in magazzino, può verificarsi il caso inverso, cioè che **si rigenerino** nel tempo, vale a dire che la capacità di un condensatore da **100 microfarad**, che alla prima misurazione risultava pari a 60 microfarad, dopo poche ore di funzionamento salga a 80-90 microfarad.

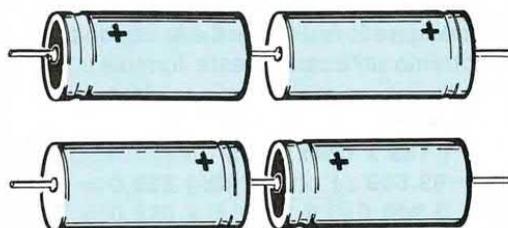


Fig.5 Per ottenere condensatori non polarizzati vi suggeriamo di utilizzare due condensatori collegando in serie i terminali negativi o positivi.



Fig.6 Schema elettrico di un filtro Cross-Over a 2 VIE da 12 dB per ottava.

Le formule per calcolare tale filtro sono :

Passa/Alto

$$L1 = (159 \times \text{ohm}) : \text{Hz}$$

$$C1 = 99.500 : (\text{ohm} \times \text{Hz})$$

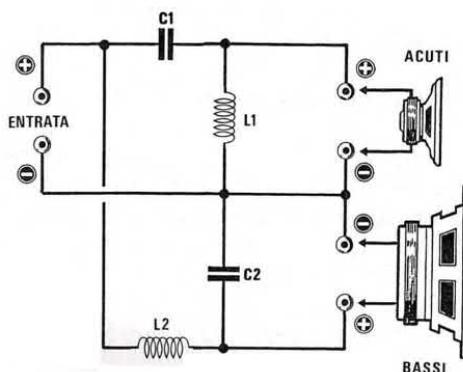
$$\text{Hz} = 3.980 : \sqrt{L1 \times C1}$$

Passa/Basso

$$L2 = (255 \times \text{ohm}) : \text{Hz}$$

$$C2 = 159.200 : (\text{ohm} \times \text{Hz})$$

$$\text{Hz} = 6.370 : \sqrt{L2 \times C2}$$



FILTRO 2 VIE da 12 dB per OTTAVA

Un filtro a 2 vie è composto da un filtro **passa/basso** ed un filtro **passa/alto** (vedi fig.6).

Per calcolare le **induttanze** e le **capacità** di tale filtro potremo utilizzare queste formule :

Passa/Alto

$$L1 = (159 \times \text{ohm}) : \text{Hz}$$

$$C1 = 99.500 : (\text{ohm} \times \text{Hz})$$

$$\text{Hz} = 3.980 : \sqrt{L1 \times C1}$$

Passa/Basso

$$L2 = (255 \times \text{ohm}) : \text{Hz}$$

$$C2 = 159.200 : (\text{ohm} \times \text{Hz})$$

$$\text{Hz} = 6.370 : \sqrt{L2 \times C2}$$

Nota = Il significato delle lettere utilizzate in tali formule è il seguente :

- L induttanza in milliHenry
- C capacità in microfarad
- Hz frequenza di incrocio

Esempio = Calcolare il valore delle induttanze e delle capacità per un filtro Cross-Over a 2 vie 12 dB/ottava con frequenza di taglio a 2.000 Hz per una cassa acustica da 8 ohm.

Come prima operazione calcoleremo l'induttanza della bobina L1 del **passa/alto** utilizzando la formula :

$$L1 = (159 \times \text{ohm}) : \text{Hz}$$

$$L1 = (159 \times 8) : 2.000 = 0,636 \text{ mH}$$

Poi calcoleremo la capacità del condensatore C1 del **passa/alto** usando la formula :

$$C1 = 99.500 : (\text{ohm} \times \text{Hz})$$

$$C1 = 99.500 : (8 \times 2.000) = 6,218 \text{ microF}$$

Se nel filtro **passa/alto** inseriremo dei valori di induttanza e di capacità standard, come ad esempio 0,65 mH e 6 microF (due condensatori in parallelo da 2,7 + 3,3 microF), potremo conoscere l'esatta frequenza di taglio usando la formula :

$$\text{Hz} = 3.980 : \sqrt{C1 \times L1}$$

$$3.980 : \sqrt{6 \times 0,65} = 2.016 \text{ Hz}$$

Poichè la tolleranza è minore di un 10% possiamo considerare questi valori ottimali.

A questo punto potremo calcolare l'induttanza della bobina L2 del **passa/basso** utilizzando la formula :

$$L2 = (255 \times \text{ohm}) : \text{Hz}$$

$$L2 = (255 \times 8) : 2.000 = 1,02 \text{ mH}$$

Poi la capacità del condensatore C2 del **passa/basso** usando la formula :

$$C2 = 159.200 : (\text{ohm} \times \text{Hz})$$

$$C2 = 159.200 : (8 \times 2.000) = 9,95 \text{ microF}$$

Se nel filtro **passa/basso** inseriremo dei valori di induttanza e di capacità standard, come ad esempio 1 mH e 10 microF, potremo conoscere l'esatta frequenza di taglio usando la formula :

$$\text{Hz} = 6.370 : \sqrt{C2 \times L2}$$

$$6.370 : \sqrt{10 \times 1} = 2.014 \text{ Hz}$$

Anche in questo caso, rimanendo entro una tolleranza del 10%, possiamo considerare questi due valori accettabili.

FILTRO 2 VIE da 18 dB per OTTAVA

Un filtro a 18 dB per ottava risulta leggermente più complesso, perchè sul filtro **passa/basso** occorre utilizzare due induttanze e sul filtro **passa/alto** due condensatori (vedi fig.7).

Le formule a cui dovremmo ricorrere in questo caso sono le seguenti :

Passa/Alto

$$\begin{aligned} L1 &= (79,60 \times \text{ohm}) : \text{Hz} \\ C1 &= 99.500 : (\text{ohm} \times \text{Hz}) \\ C2 &= 1,6 \times C1 \\ \text{Hz} &= 2.820 : \sqrt{C1 \times L1} \end{aligned}$$

Passa/Basso

$$\begin{aligned} L2 &= (255 \times \text{ohm}) : \text{Hz} \\ L3 &= 0,625 \times L2 \\ C3 &= 3,2 \times C1 \\ \text{Hz} &= 9.010 : \sqrt{C3 \times L2} \end{aligned}$$

Nota = Il significato delle lettere utilizzate in tali formule è il seguente :

L induttanza in milliHenry
C capacità in microfarad
Hz frequenza di incrocio

Esempio = Calcolare il valore delle induttanze e delle capacità per un filtro Cross-Over a 2 vie 18 dB/ottava con frequenza di taglio a 2.000 Hz per una cassa acustica da 4 ohm.

Come prima operazione calcoleremo l'induttanza della bobina **L1** del **passa/alto** utilizzando la formula :

$$\begin{aligned} L1 &= (79,60 \times \text{ohm}) : \text{Hz} \\ L1 &= (79,60 \times 4) : 2.000 = 0,159 \text{ mH} \end{aligned}$$

Poi calcoleremo le capacità dei due condensatori del **passa/alto** usando le formule :

$$\begin{aligned} C1 &= 99.500 : (\text{ohm} \times \text{Hz}) \\ C1 &= 99.500 : (4 \times 2.000) = 12,437 \text{ microF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C2 &= 1,6 \times C1 \\ C2 &= 1,6 \times 12,437 = 19,89 \text{ microF} \end{aligned}$$

Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del **passa/alto** con questi valori di induttanza e di capacità useremo la formula :

$$\begin{aligned} \text{Hz} &= 2.820 : \sqrt{C1 \times L1} \\ 2.820 : \sqrt{12,437 \times 0,159} &= 2.005 \text{ Hz} \end{aligned}$$

A questo punto possiamo calcolare le induttanze delle bobine **L2** ed **L3** del filtro **passa/basso** :

$$\begin{aligned} L2 &= (255 \times \text{ohm}) : \text{Hz} \\ L2 &= (255 \times 4) : 2.000 = 0,51 \text{ mH} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L3 &= 0,625 \times L2 \\ L3 &= 0,625 \times 0,51 = 0,318 \text{ mH} \end{aligned}$$

Per conoscere la capacità da utilizzare per il condensatore del **passa/basso** useremo la formula :

$$\begin{aligned} C3 &= 3,2 \times C1 \\ C3 &= 3,2 \times 12,437 = 39,79 \text{ microF} \end{aligned}$$

Fig.7 Schema elettrico di un filtro Cross-Over a 2 VIE da 18 dB per ottava.

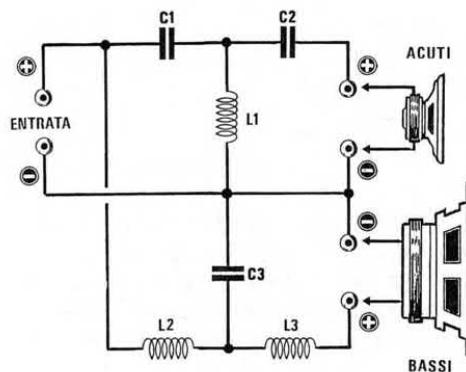
Le formule per calcolare tale filtro sono :

Passa/Alto

$$\begin{aligned} L1 &= (79,60 \times \text{ohm}) : \text{Hz} \\ C1 &= 99.500 : (\text{ohm} \times \text{Hz}) \\ C2 &= 1,6 \times C1 \\ \text{Hz} &= 2.820 : \sqrt{C1 \times L1} \end{aligned}$$

Passa/Basso

$$\begin{aligned} L2 &= (255 \times \text{ohm}) : \text{Hz} \\ L3 &= 0,625 \times L2 \\ C3 &= 3,2 \times C1 \\ \text{Hz} &= 9.010 : \sqrt{C3 \times L2} \end{aligned}$$



Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del passa/basso con questi valori di induttanza e di capacità useremo la formula :

$$Hz = 9.010 : \sqrt{C3 \times L2}$$

$$9.010 : \sqrt{39,79 \times 0,51} = 2.000 \text{ Hz}$$

Nota = In tutti questi esempi si possono arrotondare i valori delle capacità, ad esempio per 19,89 microF si useranno **20 microF** (cioè 2 condensatori da 10 microF in parallelo), per ottenere 39,79 microF si userà un condensatore da **39 microF**, poiché si rimane sempre entro una tolleranza del 10-15%.

LA SCELTA DEGLI ALTOPARLANTI

Se si utilizzano i filtri a **2 vie** occorre fare molta attenzione alla scelta degli altoparlanti Woofer e Tweeter, che andranno selezionati tra i modelli "a banda estesa".

Infatti abbiamo previsto una frequenza di taglio sui **2.000 Hz** per il semplice motivo che la maggior parte dei Woofer copre una gamma compresa tra i **19-30 Hz** e i **3.000-5.000 Hz**.

A volte i rivenditori consigliano Woofer che potrebbero anche risultare migliori di qualsiasi altro modello, ma che, ad un attento esame della loro **frequenza di risposta**, si scopre che riescono a coprire una gamma compresa tra i **20 Hz** e i **1.500 Hz** oppure tra i **15 Hz** e i **1.300 Hz**.

Collegando questi altoparlanti al nostro filtro Cross-Over, tutte le frequenze comprese tra i **1.300 - 1.500 Hz** fino ai **2.000 Hz** verrebbero riprodotte notevolmente attenuate.

Perciò gli unici altoparlanti Woofer da usare dovranno avere una frequenza di risposta che possa raggiungere o meglio superare i **2.000 Hz**.

Avremmo anche potuto consigliarvi per le **2 vie** una frequenza di taglio più bassa, cioè **1.000 Hz**, ma vi sareste poi trovati in difficoltà con i Tweeter.

Infatti anche se esistono dei Tweeter speciali che partono da **1.000 Hz**, non bisogna dimenticare che la maggior parte di quelli comunemente reperibili non scende sotto ai **1.500 - 1.800 Hz**, quindi scegliendo una frequenza di taglio sui **2.000 Hz** riusciremo a coprire tutta la gamma acustica, senza incorrere nell'**attenuazione** della gamma compresa tra **1.000 - 2.000 Hz**.

Questo problema si presenta solo nel caso dei filtri Cross-Over a **2 vie**, perchè per quelli a **3 vie**, che come prima frequenza presentano un taglio sui **500 Hz**, potremo scegliere qualsiasi tipo di Woofer e poiché la seconda frequenza di taglio è stata prefissata sui **4.000 Hz**, potremo scegliere per le frequenze **Medie** qualsiasi **Mid-Range** perchè tutti partono con una frequenza di risposta minima di **200-300 Hz** per raggiungere tranquillamente gli **8.000-10.000 Hz**.

Come Tweeter potremo scegliere, per i soli Cross-Over a **3 vie**, un modello in grado di riprodurre fedelmente tutte le frequenze che partano da un minimo di **2.000-3.000 Hz** per salire fino ed oltre i **20.000 Hz**.

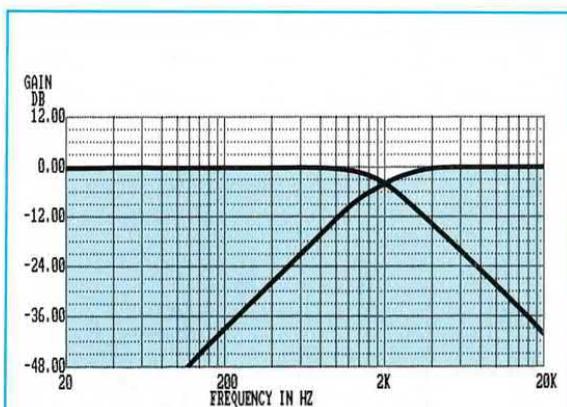


Fig.8 Un filtro con un'attenuazione di 12 dB per ottava e con una frequenza di taglio a 2.000 Hz riesce ad attenuare sia la prima ottava superiore (filtro passa/basso) sia quella inferiore (filtro passa/alto) di 12 dB, la seconda ottava di 24 dB e la terza ottava di 36 dB.

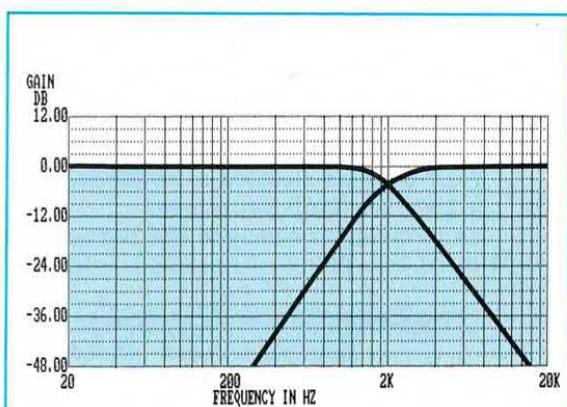


Fig.9 Un filtro con un'attenuazione di 18 dB per ottava e con una frequenza di taglio a 2.000 Hz riesce ad attenuare sia la prima ottava superiore (filtro passa/basso) sia quella inferiore (filtro passa/alto) di 18 dB, la seconda ottava di 36 dB e la terza ottava di 54 dB.

FILTRO a 3 VIE da 12 dB per OTTAVA

Utilizzando tre altoparlanti, cioè un **Woofers** per riprodurre le sole frequenze dei Bassi, un **Mid-Range** per riprodurre le sole frequenze dei Medi ed un **Tweeter** per le frequenze degli Acuti, è indispensabile utilizzare un filtro Cross-Over a **3 vie**.

In pratica questi filtri sono composti da un passa/basso, un passa/banda ed un passa/alto (vedi fig.10).

Per calcolare un simile filtro da 12 dB per ottava potremo utilizzare le seguenti formule :

Passa/Alto

$$L1 = (159 \times \text{ohm}) : B$$
$$C1 = 99.500 : (B \times \text{ohm})$$
$$B = 3.980 : \sqrt{C1 \times L1}$$

Passa/Banda

$$L2 = (159 \times \text{ohm}) : A$$
$$L3 = 1,6 \times L1$$
$$C2 = 99.500 : (A \times \text{ohm})$$
$$C3 = 1,6 \times C1$$
$$A = 3.980 : \sqrt{C2 \times L2}$$
$$B = 6.370 : \sqrt{C3 \times L3}$$

Passa/Basso

$$L4 = 1,6 \times L2$$
$$C4 = 1,6 \times C2$$
$$A = 6.370 : \sqrt{C4 \times L4}$$

Nota = Il significato delle lettere utilizzate in tali formule è il seguente :

L induttanza in milliHenry

C capacità in microfarad

Hz frequenza di incrocio

A = 500 Hertz

B = 4.000 Hertz

Esempio = Calcolare il valore delle induttanze e delle capacità per un filtro Cross-Over a **3 vie 12 dB/ottava** per una cassa acustica da **8 ohm**. Nei filtri a **3 vie** noi consigliamo di scegliere come prima frequenza di taglio **A = 500 Hz** e come seconda frequenza di taglio **B = 4.000 Hz**.

Come prima operazione calcoleremo l'impedenza della bobina **L1** del **passa/alto** utilizzando la formula :

$$L1 = (159 \times \text{ohm}) : B$$
$$L1 = (159 \times 8) : 4.000 = 0,318 \text{ mH}$$

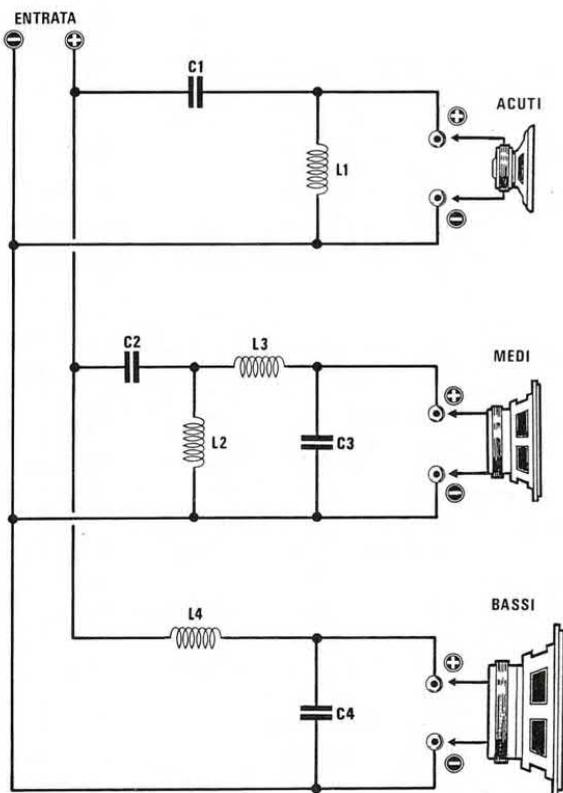


Fig.10 Schema elettrico di un filtro Cross-Over a 3 VIE da 12 dB per ottava. Le formule per calcolare tale filtro sono :

Passa/Alto

$$L1 = (159 \times \text{ohm}) : B$$
$$C1 = 99.500 : (B \times \text{ohm})$$
$$B = 3.980 : \sqrt{C1 \times L1}$$

Passa/Banda

$$L2 = (159 \times \text{ohm}) : A$$
$$L3 = 1,6 \times L1$$
$$C2 = 99.500 : (A \times \text{ohm})$$
$$C3 = 1,6 \times C1$$
$$A = 3.980 : \sqrt{C2 \times L2}$$
$$B = 6.370 : \sqrt{C3 \times L3}$$

Passa/Basso

$$L4 = 1,6 \times L2$$
$$C4 = 1,6 \times C2$$
$$A = 6.370 : \sqrt{C4 \times L4}$$

Poi calcoleremo la capacità del condensatore **C1** del **passa/alto** usando la formula :

$$C1 = 99.500 : (\text{ohm} \times B)$$

$$C1 = 99.500 : (8 \times 4.000) = 3,109 \text{ microF}$$

Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del **passa/alto** con questi valori di induttanza e di capacità useremo la formula :

$$Hz = 3.980 : \sqrt{C1 \times L1}$$

$$3.980 : \sqrt{3,109 \times 0,318} = 4.004 \text{ Hz}$$

Calcolato il **passa/alto** potremo calcolare tutte le induttanze e le capacità del filtro **passa/banda** tenendo presente che il valore di **B** è di **4.000 Hz** ed il valore di **A** è di **500 Hz**.

$$L2 = (159 \times \text{ohm}) : A$$

$$L2 = (159 \times 8) : 500 = 2,544 \text{ mH}$$

$$L3 = 1,6 \times L1$$

$$L3 = 1,6 \times 0,318 = 0,508 \text{ mH}$$

A questo punto possiamo calcolare tutte le capacità del **passa/banda** :

$$C2 = 99.500 : (\text{ohm} \times A)$$

$$C2 = 99.500 : (8 \times 500) = 24,87 \text{ microF}$$

$$C3 = 1,6 \times C1$$

$$C3 = 1,6 \times 3,109 = 4,974 \text{ microF}$$

Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del **passa/banda** con i valori di induttanza e di capacità poc'anzi calcolati useremo la formula :

$$A = 3.980 : \sqrt{C2 \times L2}$$

$$3.980 : \sqrt{24,87 \times 2,544} = 500 \text{ Hz}$$

$$B = 6.370 : \sqrt{C3 \times L3}$$

$$6.370 : \sqrt{4,974 \times 0,508} = 4.008 \text{ Hz}$$

Calcolati i valori del **passa/alto** e del **passa/banda** potremo passare a calcolare i valori delle induttanze e delle capacità del **passa/basso**.

$$L4 = 1,6 \times L2$$

$$L4 = 1,6 \times 2,544 = 4,07 \text{ mH}$$

$$C4 = 1,6 \times C2$$

$$C4 = 1,6 \times 24,87 = 39,79 \text{ microF}$$

Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del **passa/basso** con questi valori di induttanza e di capacità useremo la formula :

$$A = 6.370 : \sqrt{C4 \times L4}$$

$$6.370 : \sqrt{39,79 \times 4,07} = 500 \text{ Hz}$$

Nota = È opportuno precisare che i valori delle capacità si possono tranquillamente arrotondare.

Non bisogna infatti dimenticare che qualsiasi condensatore inserirete nel filtro avrà già una sua tolleranza e quindi non è da escludere che un condensatore sul cui involucro è stampigliato **39 microF**, in pratica risulti da **38,5** o **38,6 microF**.

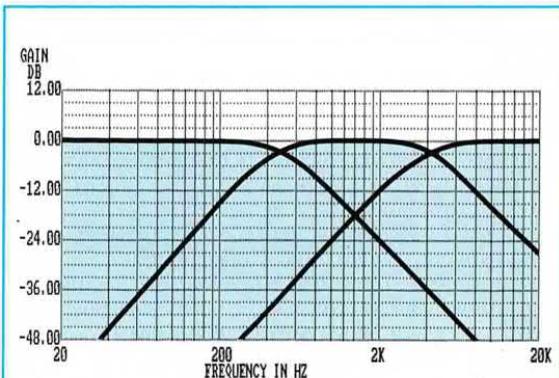


Fig.11 Nei filtri a 3 VIE esistono due frequenze di taglio, una calcolata a 500 Hz ed una calcolata a 4.000 Hz. Nella figura si vedono le curve di un filtro da 12 dB per ottava che rispetto a quello da 18 dB (vedi fig.12) risulta più largo.

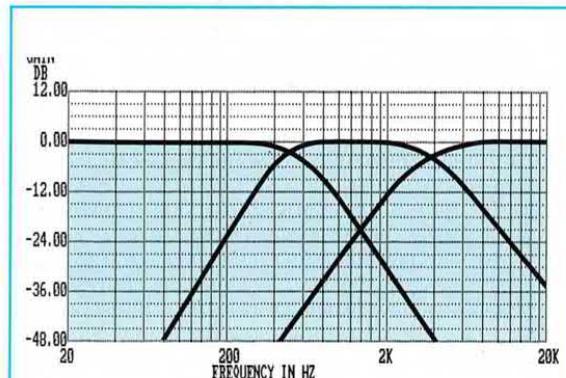


Fig.12 Nei filtri a 3 VIE da 18 dB per ottava abbiamo sempre una prima frequenza di taglio a 500 Hz e una seconda a 4.000 Hz. Con questo tipo di filtro avremo una maggiore attenuazione su tutte le ottave superiori o inferiori.

FILTRO a 3 VIE da 18 dB per OTTAVA

Un filtro a 3 vie con 18 dB per ottava è leggermente più complesso (vedi fig.13), perchè richiede più induttanze e capacità.

Come per il precedente filtro, abbiamo preso come frequenza **inferiore** il valore standard di **A = 500 Hz** e come frequenza **superiore** il valore standard di **B = 4.000 Hz**.

Le formule per calcolare i valori delle induttanze e delle capacità sono le seguenti :

Passa/Alto

$$\begin{aligned} L1 &= (79,60 \times \text{ohm}) : B \\ C1 &= 99.500 : (\text{ohm} \times B) \\ C2 &= 1,6 \times C1 \\ B &= 2.820 : \sqrt{C1 \times L1} \end{aligned}$$

Passa/Banda

$$\begin{aligned} L2 &= (79,6 \times \text{ohm}) : A \\ C3 &= 99.500 : (\text{ohm} \times A) \\ C4 &= 1,6 \times C3 \\ L3 &= 3,2 \times L1 \\ L4 &= 2 \times L1 \\ C5 &= 3,2 \times C1 \\ A &= 2.820 : \sqrt{C3 \times L2} \\ B &= 9.010 : \sqrt{C5 \times L3} \end{aligned}$$

Passa/Basso

$$\begin{aligned} L5 &= 3,2 \times L2 \\ L6 &= 2 \times L2 \\ C6 &= 3,2 \times C3 \\ A &= 9.010 : \sqrt{C6 \times L5} \end{aligned}$$

Nota = Il significato delle lettere utilizzate in tali formule è il seguente :

L induttanza in milliHenry

C capacità in microfarad

Hz frequenza di incrocio

A = 500 Hertz

B = 4.000 Hertz

Esempio = Calcolare il valore delle induttanze e delle capacità per un filtro Cross-Over a **3 vie 18 dB/ottava** per una cassa acustica da **4 ohm**, utilizzando per **A = 500 Hz** e per **B = 4.000 Hz**.

Come prima operazione calcoleremo l'impedenza della bobina **L1** del **passa/alto** utilizzando la formula :

$$\begin{aligned} L1 &= (79,60 \times \text{ohm}) : B \\ L1 &= (79,60 \times 4) : 4.000 = 0,0796 \text{ mH} \end{aligned}$$

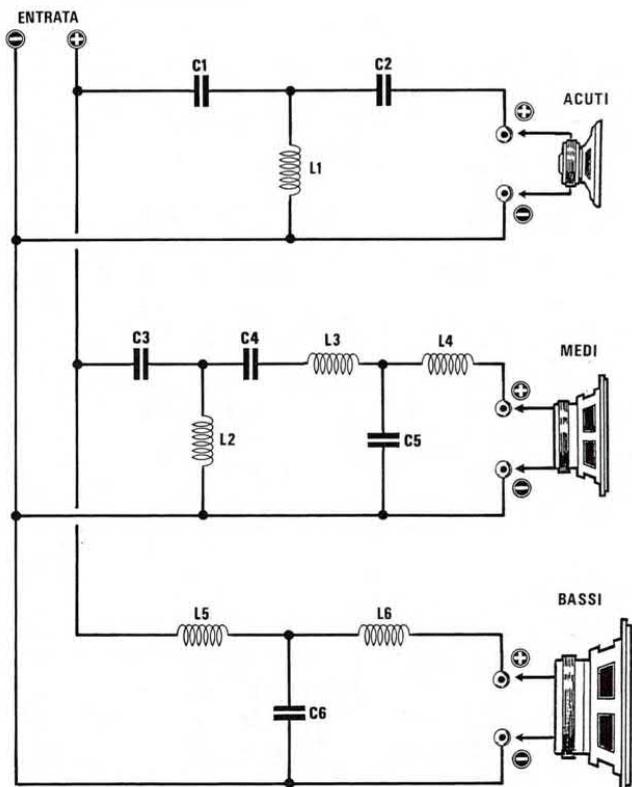


Fig.13 Schema elettrico di un filtro Cross-Over a 3 VIE da 18 dB per ottava.

Le formule per calcolare tale filtro sono :

Passa/Alto

$$\begin{aligned} L1 &= (79,60 \times \text{ohm}) : B \\ C1 &= 99.500 : (\text{ohm} \times B) \\ C2 &= 1,6 \times C1 \\ B &= 2.820 : \sqrt{C1 \times L1} \end{aligned}$$

Passa/Banda

$$\begin{aligned} L2 &= (79,6 \times \text{ohm}) : A \\ C3 &= 99.500 : (\text{ohm} \times A) \\ C4 &= 1,6 \times C3 \\ L3 &= 3,2 \times L1 \\ L4 &= 2 \times L1 \\ C5 &= 3,2 \times C1 \\ A &= 2.820 : \sqrt{C3 \times L2} \\ B &= 9.010 : \sqrt{C5 \times L3} \end{aligned}$$

Passa/Basso

$$\begin{aligned} L5 &= 3,2 \times L2 \\ L6 &= 2 \times L2 \\ C6 &= 3,2 \times C3 \\ A &= 9.010 : \sqrt{C6 \times L5} \end{aligned}$$

Poi calcoleremo la capacità del condensatore **C1** del **passa/alto** usando la formula :

$$C1 = 99.500 : (\text{ohm} \times B)$$
$$C1 = 99.500 : (4 \times 4.000) = 6,218 \text{ microF}$$

Calcolato il **passa/alto** potremo calcolare tutte le induttanze e le capacità del filtro **passa/banda** tenendo presente che il valore di **B** è di **4.000 Hz** ed il valore di **A** è di **500 Hz**.

$$L2 = (79,60 \times \text{ohm}) : A$$
$$L2 = (79,60 \times 4) : 500 = 0,636 \text{ mH}$$

$$L3 = 3,2 \times L1$$
$$L3 = 3,2 \times 0,0796 = 0,254 \text{ mH}$$

$$L4 = 2 \times L1$$
$$L4 = 2 \times 0,0796 = 0,159 \text{ mH}$$

A questo punto possiamo calcolare tutte le capacità del **passa/banda** :

$$C3 = 99.500 : (\text{ohm} \times A)$$
$$C3 = 99.500 : (4 \times 500) = 49,75 \text{ microF}$$

$$C4 = 1,6 \times C3$$
$$C4 = 1,6 \times 49,75 = 79,6 \text{ microF}$$

$$C5 = 3,2 \times C1$$
$$C5 = 3,2 \times 6,218 = 19,89 \text{ microF}$$

Calcolati i valori del **passa/alto** e del **passa/banda** potremo passare a calcolare i valori delle induttanze e delle capacità del **passa/basso**.

$$L5 = 3,2 \times L2$$
$$L5 = 3,2 \times 0,636 = 2,03 \text{ mH}$$

$$L6 = 2 \times L2$$
$$L6 = 2 \times 0,636 = 1,27 \text{ mH}$$

$$C6 = 3,2 \times C3$$
$$C6 = 3,2 \times 49,75 = 159 \text{ microF}$$

Poichè non sempre potremo reperire esatti valori di **induttanze** o di **capacità**, potremo controllare con una buona approssimazione le varie frequenze di **taglio**.

Se nel filtro **passa/alto** utilizzeremo per **L1** una induttanza da **0,08 mH** e per **C1** una capacità di **6 microF**, otterremo per **B = 4.000 Hz** un taglio a :

$$\text{Hz} = 2.820 : \sqrt{C1 \times L1}$$
$$2.820 : \sqrt{6 \times 0,08} = 4.075 \text{ Hz}$$

Se nel filtro **passa/banda** utilizzeremo per **L2** una induttanza da **0,6 mH** e per **C2** una capacità di **50 microF**, otterremo per **A = 500 Hz** un taglio a :

$$\text{Hz} = 2.820 : \sqrt{C2 \times L2}$$
$$2.820 : \sqrt{50 \times 0,6} = 514 \text{ Hz}$$

Se per la frequenza **B = 4.000 Hz** useremo per **L3** un'induttanza da **0,25 mH** e per **C5** una capacità di **20 microF**, otterremo una frequenza di taglio a :

$$\text{Hz} = 9.010 : \sqrt{C5 \times L3}$$
$$9.010 : \sqrt{20 \times 0,25} = 4.029 \text{ Hz}$$

Se nel filtro **passa/basso** utilizzeremo per **L5** una induttanza da **2 mH** e per **C6** una capacità di **160 microF**, otterremo per **A = 500 Hz** una frequenza di taglio a :

$$\text{Hz} = 9.010 : \sqrt{C6 \times L5}$$
$$9.010 : \sqrt{160 \times 2} = 503 \text{ Hz}$$

Come potete notare anche arrotondando i valori delle **induttanza** e delle **capacità** si rimane sempre entro una tolleranza del **10%**.

Nota = Per ottenere i valori di capacità richiesti si possono collegare in parallelo più condensatori di capacità standard.

COSA SONO LE OTTAVE

Abbiamo già visto che l'attenuazione si esprime in dB e che graficamente consiste in una curva a tratto orizzontale con "**attenuazione di 0 dB**" che, ad un certo punto, inizia a declinare verso il basso, cioè comincia ad attenuare.

Come saprete, nei filtri da **12 dB/ottava** la curva dell'attenuazione risulta **meno ripida** rispetto ai filtri da **18 dB/ottava**.

Ricordiamo che **per ottava** (che può essere superiore od inferiore), si intende una frequenza che risulta il **doppio** o la **metà** della frequenza fondamentale.

Esempio = Fissando a **2.000 Hz** la frequenza di incrocio, la prima ottava superiore sarà di **4.000 Hz**, la seconda ottava superiore di **8.000 Hz**, la terza di **16.000 Hz** e così via.

Per le ottave **inferiori** vale lo stesso discorso, solo che la frequenza invece di raddoppiare si **dimezza**.

Esempio = Fissando a **2.000 Hz** la frequenza di incrocio, avremo che la prima ottava **inferiore** sarà di **1.000 Hz**, la seconda ottava inferiore sarà di **500 Hz**, la terza di **250 Hz** e così via.

Ottave SUPERIORI
(**Fondamentale = 2.000 Hz**)

1° Ottava = 4.000 Hz
2° Ottava = 8.000 Hz
3° Ottava = 16.000 Hz

Ottave INFERIORI
(**Fondamentale = 2.000 Hz**)

1° Ottava = 1.000 Hz
2° Ottava = 500 Hz
3° Ottava = 250 Hz

ATTENUAZIONE per OTTAVA

Quando si dice **attenuazione 12 dB/ottava** vuol dire che per ogni **ottava** il segnale risulta attenuato di **12 dB** rispetto all'ottava precedente (per i filtri passa/basso) o successiva (per i filtri passa/alto) perciò, prendendo come riferimento una **frequenza d'incrocio di 2.000 Hz**, si otterranno queste attenuazioni :

2.000 Hz = 3 dB
4.000 Hz = 12 dB
8.000 Hz = 24 dB
16.000 Hz = 36 dB ecc.

Se prendiamo un filtro con **attenuazione di 18 dB/ottava**, l'attenuazione risulterà pari a :

2.000 Hz = 3 dB
4.000 Hz = 18 dB
8.000 Hz = 36 dB
16.000 Hz = 54 dB ecc.

Se ora guardiamo la tabella delle **attenuazioni in potenza** (vedi Tabella n.1), vedremo che sugli altoparlanti le frequenze **non interessate** giungeranno notevolmente attenuate.

Conoscendo i dB di attenuazione del filtro ed i Watt erogati dall'amplificatore, potremo conoscere la potenza delle ottave che giungeranno sull'altoparlante non interessato dividendo i Watt per il numero riportato nella colonna di destra.

TABELLA N.1 Attenuazione in potenza

dB	Rapp. Potenza
0	1
1	1,259
2	1,585
3	1,995
4	2,512
5	3,162
6	3,981
7	5,012
8	6,310
9	7,943
10	10
11	12,59
12	15,85
13	19,95
14	25,12
15	31,62
16	39,81
17	50,12
18	63,10
19	79,43
20	100
21	125,9
22	158,5
23	199,5
24	251,2
25	316,2
26	398,1
27	501,2
28	631,0
29	794,3
30	1.000
31	1.259
32	1.585
33	1.995
34	2.512
35	3.162
36	3.981
37	5.012
38	6.310
39	7.943
40	10.000
41	12.590
42	15.850
43	19.950
44	25.120
45	31.620
46	39.810
47	50.120
48	63.100
49	79.430
50	100.000

Se prendiamo come esempio un amplificatore che eroghi **60 watt** con inserito un filtro Cross-Over a **2 vie** 12 dB/ottava tagliato a **2.000 Hz** ed applichiamo al suo ingresso una frequenza di **2.000 Hz**, le frequenze delle ottave superiori, cioè **4.000 - 8.000 - 16.000 Hz**, giungeranno sull'altoparlante dei Medio-Bassi (Woofer) con queste potenze :

4.000 Hz ... 60 : 15,85 = 3,79 watt (-12 dB)
 8.000 Hz ... 60 : 251,2 = 0,24 watt (-24 dB)
 16.000 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt (-36 dB)

Analogamente sul Tweeter tutte le ottave inferiori, cioè **1000 - 500 - 250 Hz**, giungeranno con queste potenze :

1.000 Hz ... 60 : 15,85 = 3,79 watt (-12 dB)
 500 Hz ... 60 : 251,2 = 0,24 watt (-24 dB)
 250 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt (-36 dB)

Ovviamente al filtro Cross-Over con **18 dB/ottava**, risultando molto più efficace rispetto al precedente, queste frequenze giungeranno sul Woofer e sul Tweeter notevolmente più attenuate.

Sul Woofer :

4.000 Hz ... 60 : 63,1 = 0,95 watt (-18 dB)
 8.000 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt (-36 dB)

Sul Tweeter :

1.000 Hz ... 60 : 63,1 = 0,95 watt (-18 dB)
 500 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt (-36 dB)

Se utilizziamo un filtro a **3 vie** sempre con **18 dB/ottava** avremo una maggiore attenuazione, perchè due sono le frequenze d'incrocio, a **500 e a 4.000 Hz**.

Per la frequenza d'incrocio dei **500 Hz** le sue ottave cadranno a **1.000 - 2.000 - 4.000 Hz**.

Quindi applicando sull'ingresso di un amplificatore da **60 watt** una frequenza di **250 Hz**, le sue ottave giungeranno sull'altoparlante dei **Bassi** con queste potenze :

250 Hz ... 60 : 1 = 60 watt (0 dB)
 500 Hz ... 60 : 1,995 = 30 watt (-3 dB)
 1.000 Hz ... 60 : 63,1 = 0,95 watt (-18 dB)
 2.000 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt (-36 dB)

Fig.14 Per individuare il terminale Positivo in un altoparlante è sufficiente applicare ai suoi capi una tensione CC da 4,5 volt. Quando applicherete il positivo sul giusto terminale, il cono dell'altoparlante si sposterà verso l'esterno.

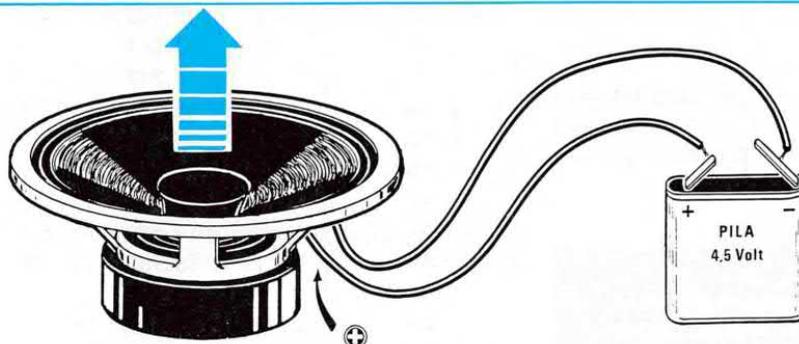
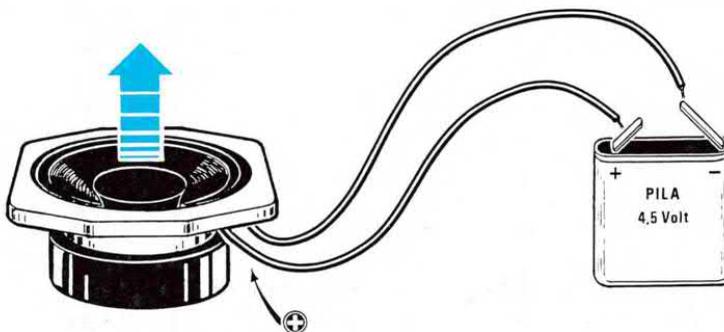


Fig.15 Questo controllo si effettuerà solo sugli altoparlanti Woofer e Mid-Range e mai sui Tweeter.

Sull'altoparlante dei **Medi** tutte le frequenze comprese tra i **250 Hz** fino ai **8.000 Hz** giungeranno con queste potenze :

250 Hz ... 60 : 63,1	= 0,95 watt (-18 dB)
500 Hz ... 60 : 1,995	= 30 watt (- 3 dB)
1.000 Hz ... 60 : 1	= 60 watt (0 dB)
2.000 Hz ... 60 : 1	= 60 watt (0 dB)
4.000 Hz ... 60 : 1,995	= 30 watt (- 3 dB)
8.000 Hz ... 60 : 63,1	= 0,95 watt (-18 dB)

Sull'altoparlante degli **Acuti** giungeranno tutte le frequenze superiori ai **4.000 Hz** senza alcuna attenuazione, mentre la frequenza inferiore a **2.000 Hz** giungerà attenuata di **18 dB** e quella a **1.000 Hz** di **36 dB**.

POLARITÀ ALTOPARLANTI

Sui terminali d'ingresso e d'uscita di ogni filtro troverete indicata una polarità +/- utile per collegare in fase tutti gli altoparlanti presenti all'interno della cassa acustica.

Infatti non tutti sanno che quando all'interno di una cassa acustica vi è più di un altoparlante, è assolutamente necessario rispettare la polarità di collegamento per far sì che i **coni** di entrambi gli altoparlanti si muovano in fase, cioè tutti verso l'interno o tutti verso l'esterno.

Se gli altoparlanti non risultano collegati in **fase**, cioè non risultano rispettate le loro polarità, avrete un altoparlante che "**comprime**" l'aria all'interno della cassa acustica ed un altro che invece la "**espande**", cosicché un altoparlante influenzerà negativamente l'altro.

Perciò il terminale d'uscita indicato con il segno **+** andrà sempre collegato al terminale dell'altoparlante contrassegnato anch'esso con un **+** oppure con un punto di vernice di colore **rosso**.

Se sui terminali dell'altoparlante non è indicata la polarità, individuarla sarà molto semplice perché basterà prendere una pila da 4,5 volt, collegarla ai due terminali e, così facendo, noterete che il cono dell'altoparlante si sposterà verso l'**esterno** o verso l'**interno** del cestello.

Se invertirete la polarità si invertirà anche il movimento del cono.

Quando l'altoparlante si sposterà verso l'**esterno** (vedi figg.14-15), contrassegnate con un **punto rosso** il terminale al quale avrete collegato il **positivo** della pila.

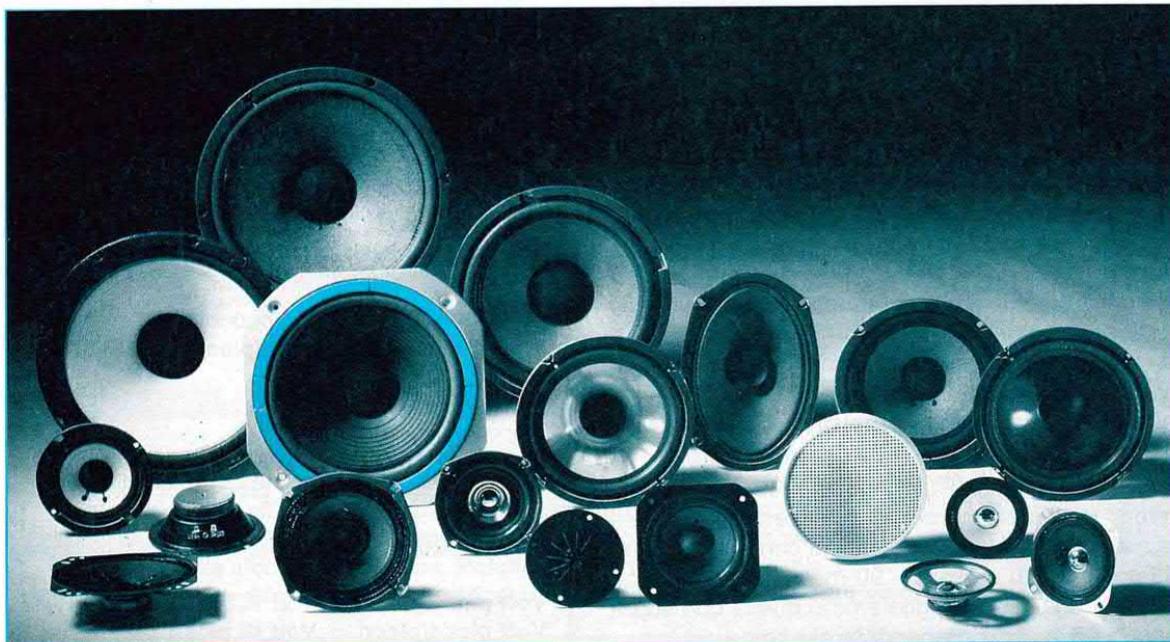
Ripetete questa operazione per tutti gli altoparlanti che dovrete inserire nelle due casse acustiche ad eccezione dei **Tweeter** che potrebbero danneggiarsi.

Per i **Tweeter non è assolutamente necessario** rispettare la sua polarità

COLLEGAMENTO ALTOPARLANTI

Per portare il segnale acustico dall'uscita dell'amplificatore alle casse acustiche, è necessario usare della piattina bifilare che abbia il **diametro** del filo di rame di almeno **1 millimetro** per altoparlanti da **8 ohm** e di **1,6 millimetri** per altoparlanti da **4 ohm**, al fine di ridurre al minimo la resistenza ohmica del collegamento e quindi le perdite di potenza lungo il cavo.

Se userete dei fili di diametro **minore** cambierà l'impedenza di **carico** e quindi le caratteristiche del filtro.





POTENZA SONORA degli AMPLIFICATORI BF

La potenza di un amplificatore di BF può essere espressa in diversi modi: **Watt R.M.S. - Watt musicali (o di picco) - Watt picco/picco.**

Poichè non tutti sanno valutare la differenza che esiste tra queste tre diverse espressioni, riteniamo opportuno fare chiarezza su questo argomento in modo che, per esempio, sappiate stabilire con sicurezza quale tra due diversi amplificatori eroghi la potenza maggiore.

Supponiamo che ad una persona intenzionata ad acquistare un amplificatore vengano proposti allo stesso prezzo tre diversi amplificatori, uno da **15 Watt R.M.S.**, uno da **30 Watt musicali** ed uno da **120 Watt picco/picco.**

Se l'acquirente si basa per la sua scelta solamente sui numeri, sentendo **15 - 30 - 120**, sceglierà sicuramente l'amplificatore da **120 Watt picco/picco**, nella convinzione di avere allo stesso prezzo un amplificatore più potente degli altri due.

In realtà questi tre amplificatori erogano la **stessa potenza** e la differenza che i **numeri** esprimono dipende soltanto dal fatto che la potenza è stata indicata in modo diverso per ciascun amplificatore.

Per cercare di farvi comprendere come un numero possa essere notevolmente **umentato** vi porteremo l'esempio di come una **cordella elastica** possa essere venduta con una **diversa** indicazione pur avendo la stessa **metratura**.

Se nello scaffale di un negozio trovassimo tre differenti confezioni contenenti ciascuna una cordella elastica di **identico** costo, ma con sopra scritto **15 metri/r - 30 metri/m - 90 metri/t**, noi tutti, con molta probabilità, sceglieremmo quella con sopra scritto **90 metri/t** ritenendola più lunga.

TABELLA N.1

CONVERSIONE dei WATT
WATT R.M.S o EFFICACI
Watt R.M.S = Watt musicali x 0,5
Watt R.M.S = Watt picco/picco x 0,125
WATT MUSICALI
Watt musicali = Watt R.M.S x 2
Watt musicali = Watt picco/picco x 0,25
WATT PICCO/PICCO
Watt picco/picco = Watt R.M.S x 8
Watt picco/picco = Watt musicali x 4

TABELLA N.2

CONVERSIONE dei VOLT
VOLT R.M.S o EFFICACI
Volt R.M.S = Volt di picco x 0,7072
Volt R.M.S = Volt picco/picco x 0,3535
VOLT di PICCO
Volt di picco = Volt R.M.S. x 1,414
Volt di picco = Volt di picco/picco x 0,5
VOLT PICCO/PICCO
Volt picco/picco = Volt R.M.S. x 2,828
Volt picco/picco = Volt di picco x 2

Se a casa, aprendo la confezione, trovassimo solo **15 metri** di cordella, ritorneremo dal venditore per chiedergli spiegazioni sui 75 metri che mancano, ma egli ci farebbe osservare che quella "t", riportata dopo i metri, indica che i **90 metri** si raggiungono **tirando** al massimo la cordella.

Se avessimo scelto la confezione da **30 metri/m** e avessimo trovato al suo interno sempre **15 metri**, il venditore ci avrebbe fatto notare che la **m** riportata dopo i metri indica un valore **medio** di allungamento della cordella.

Quindi solo la confezione con sopra segnato **15 metri/r**, cioè **reali**, corrisponde all'effettiva misura della cordella "non tirata".

Questo esempio è utile anche per valutare la potenza erogata dagli amplificatori di BF.

Se dopo la scritta **Watt** appare la sigla **R.M.S.** (Root Mean Square), la potenza di questo amplificatore è quella **efficace**, se appare una diversa scritta la potenza non è quella **reale**.

Per calcolare la potenza **reale R.M.S** conoscendo i **Watt musicali** (o di **picco**) o i **Watt picco/picco** potremo utilizzare la **Tabella n.1**.

COME SI MISURA LA POTENZA

La potenza di un amplificatore si misura applicando sulla sua uscita, in sostituzione dell'altoparlante, una **resistenza a filo** che abbia una resistenza ohmica pari all'impedenza dell'altoparlante, cioè **8** oppure **4 ohm**, e una potenza dissipabile superiore a quella erogata dall'amplificatore.

Ai capi di questa resistenza collegherete un oscilloscopio, poi sull'ingresso dell'amplificatore applicherete un segnale **sinusoidale** a **1.000 Hz** circa (vedi fig.1) che preleverete da un qualsiasi **Generatore di BF**.

Aumentando lentamente l'ampiezza del segnale erogato dal **Generatore di BF**, dovrete cercare di far apparire sullo schermo dell'oscilloscopio un'onda della massima ampiezza senza alcuna distorsione.

A questo punto dovrete misurare l'ampiezza in **Volt** del segnale sinusoidale.

Poichè si tratta di **Volt picco/picco**, per ricava-

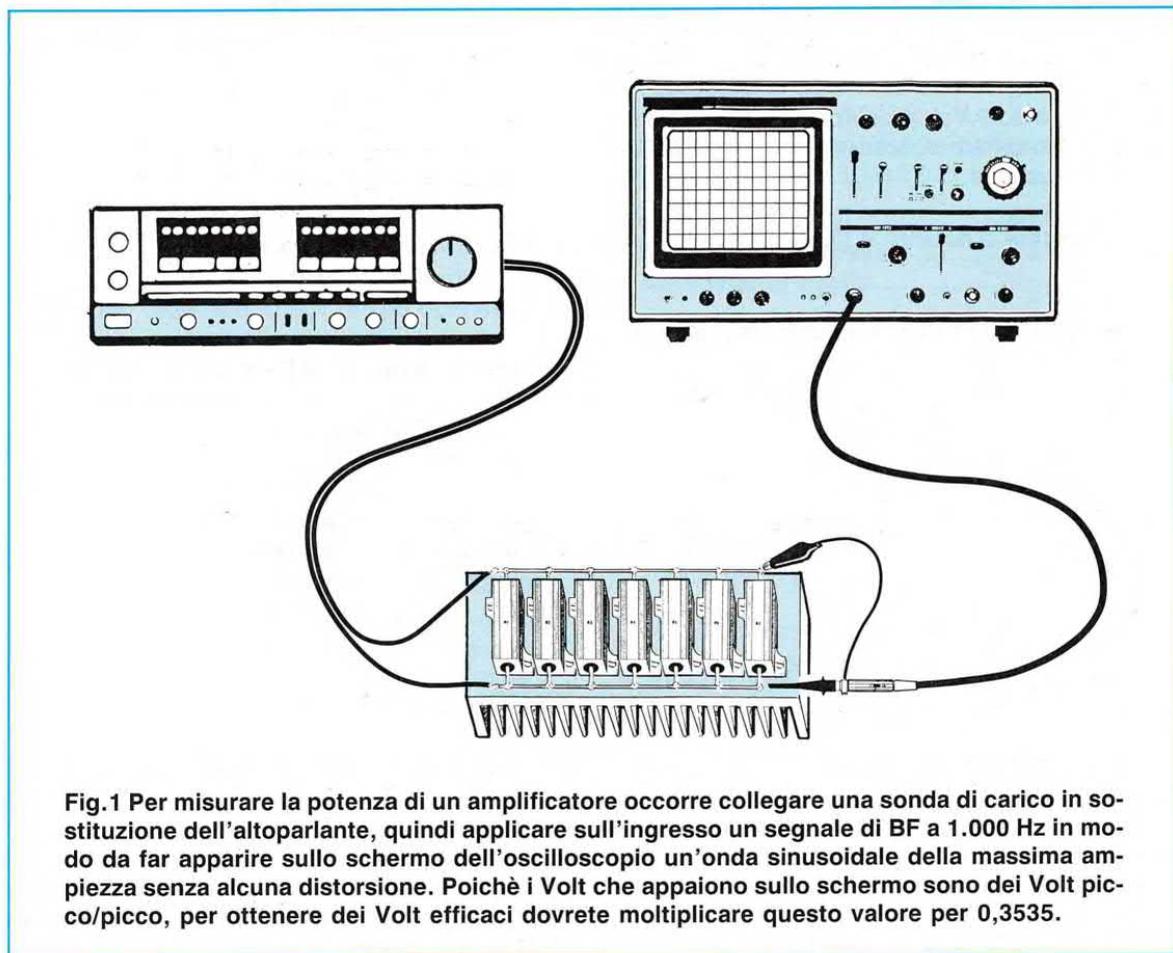


Fig.1 Per misurare la potenza di un amplificatore occorre collegare una sonda di carico in sostituzione dell'altoparlante, quindi applicare sull'ingresso un segnale di BF a 1.000 Hz in modo da far apparire sullo schermo dell'oscilloscopio un'onda sinusoidale della massima ampiezza senza alcuna distorsione. Poichè i Volt che appaiono sullo schermo sono dei Volt picco/picco, per ottenere dei Volt efficaci dovrete moltiplicare questo valore per 0,3535.

re la potenza in **Watt** potrete usare queste formule:

ricavare i WATT R.M.S = EFFICACI

$$[(\text{Volt p/p} \times \text{Volt p/p}) : R] : 8$$

ricavare i WATT MUSICALI

$$[(\text{Volt p/p} \times \text{Volt p/p}) : R] : 4$$

ricavare i WATT PICCO/PICCO

$$(\text{Volt p/p} \times \text{Volt p/p}) : R$$

Nota = Volt p/p è l'ampiezza **picco/picco** della sinusoide visualizzata sullo schermo dell'oscilloscopio, ed **R** è il valore della **resistenza di carico** corrispondente all'**impedenza dell'altoparlante** che applicherete sull'uscita dell'amplificatore.

Esempio = Supponiamo che ai capi della resistenza di carico da **8 ohm**, applicata sull'uscita dell'amplificatore (vedi fig.1), rileviate, sullo schermo dell'oscilloscopio, una sinusoide che raggiunge un'ampiezza di **30 Volt picco/picco** e che con questo dato desideriate conoscere la potenza **R.M.S** e quella **musicale**.

- Per conoscere la potenza **R.M.S** utilizzerete la formula:

$$\text{Watt RMS} = [(\text{Volt p/p} \times \text{Volt p/p}) : R] : 8$$

utilizzando i dati in vostro possesso otterrete:

$$\text{Watt RMS} = [(30 \times 30) : 8] : 8$$

Le prime operazioni da eseguire sono quelle racchiuse entro le parentesi rotonde, quindi:

$$(30 \times 30) : 8 = 112,5$$

in seguito dividerete **x8** e, così facendo, otterrete i **Watt R.M.S**:

$$112,5 : 8 = 14,0625 \text{ Watt R.M.S}$$

Per convertire i **Watt R.M.S** in **Watt musicali** potrete utilizzare il fattore di moltiplicazione riportato nella **Tabella n.1** che è **2**, quindi:

$$14,0625 \times 2 = 28,125 \text{ Watt musicali}$$

Ricavare i WATT conoscendo i VOLT di ALIMENTAZIONE

Conoscendo il valore della tensione **Vcc** utilizzata per alimentare il **transistor finale** di potenza, potrete calcolare con una buona approssimazione i **Watt R.M.S** che l'amplificatore sarà in grado di erogare, usando questa formula:

$$\text{Watt R.M.S} = [(V_{cc} \times 0,3535)^2 : R] \times 0,65$$

Vcc = è la tensione di alimentazione dei transistor finali. Se lo stadio finale viene alimentato con una tensione **duale**, si dovrà calcolare la somma della tensione **negativa** più quella **positiva**.

^2 = è il segno dell'elevazione al **quadrato**

R = è l'impedenza in **ohm** dell'altoparlante.

Nota = Si tenga presente che negli amplificatori provvisti di finali collegati a **ponte**, la potenza finale dovrà essere **quadruplicata**.

Esempio = Supponiamo che abbiate acquistato un amplificatore finale alimentato con una tensione di alimentazione di **18 volt** e che utilizza un altoparlante da **4 ohm** e che, poichè questo vi è stato venduto per una potenza di **14 Watt R.M.S**, desideriate sapere se ciò corrisponde a verità.

- Per conoscere la potenza **R.M.S** potrete utilizzare la formula:

$$\text{Watt R.M.S} = [(V_{cc} \times 0,3535)^2 : R] \times 0,65$$

inserendo i dati in vostro possesso otterrete:

$$[(18 \times 0,3535)^2 : 4] \times 0,65$$

A questo punto eseguirete in sequenza queste operazioni:

$$\begin{aligned} 18 \times 0,3535 &= 6,363 \\ 6,363 \times 6,363 &= 40,487 \\ 40,487 : 4 &= 10,12 \\ 10,12 \times 0,65 &= 6,57 \text{ Watt R.M.S} \end{aligned}$$

Pertanto la potenza indicata dal venditore è in **Watt musicali** e non in **Watt R.M.S**.

Esempio = In un depliant avete trovato pubblicizzato un amplificatore **Hi-Fi** per auto da **100 Watt picco/picco** e poichè sapete che questa potenza non è quella reale vorreste conoscere a quanti **Watt R.M.S** corrisponde.

- Guardando la **Tabella n.1** noterete che per convertire i **Watt picco/picco** in **Watt R.M.S** sarà sufficiente moltiplicare questa potenza per il numero fisso **0,125**, pertanto eseguendo questa operazione otterrete:

$$100 \times 0,125 = 12,5 \text{ Watt R.M.S}$$

Come potrete notare, questo amplificatore erogherà la stessa potenza di un amplificatore dichiarato **12 Watt R.M.S**.

Esempio = Desiderate realizzare un amplificatore provvisto di uno stadio finale alimentato da una tensione **duale** di **30 + 30 volt**, che vorreste collegare ad una **cassa acustica** da **8 ohm**.

Prima di realizzarlo vorreste conoscere quale potenza massima **R.M.S** questo finale sarà in grado di erogare.

- Poichè l'amplificatore viene alimentato da una tensione **duale** di **30 + 30 volt**, il valore della tensione **Vcc** sarà uguale alla somma della tensione negativa più quella positiva, cioè **60 volt**.

Per calcolare la potenza **Watt R.M.S** dovrete utilizzare la formula:

$$\text{Watt R.M.S} = [(V_{cc} \times 0,3535)^2 : R] \times 0,65$$

Inserendo nella formula i dati in vostro possesso otterrete:

$$[(60 \times 0,3535)^2 : 8] \times 0,65$$

A questo punto eseguirete in sequenza queste operazioni:

$$\begin{aligned} 60 \times 0,3535 &= 21,21 \\ 21,21 \times 21,21 &= 449,86 \\ 449,86 : 8 &= 56,23 \\ 56,23 \times 0,65 &= 36,54 \text{ Watt R.M.S} \end{aligned}$$

Utilizzando un altoparlante da **4 ohm** la potenza raddoppierà.

SENSIBILITÀ D'INGRESSO

Nelle caratteristiche tecniche di un amplificatore finale di potenza, i **Watt massimi R.M.S** che questo potrà erogare sono sempre legati alla **sensibilità d'ingresso**, quindi se troverete le indicazioni:

Potenza d'uscita **40 Watt R.M.S**
Sensibilità d'ingresso **3 Volt R.M.S**

significa che per ottenere in uscita una potenza

di **40 Watt R.M.S** occorre che la massima ampiezza del segnale da applicare sull'ingresso raggiunga i **3 Volt R.M.S**.

Se misurerete il segnale da applicare sull'ingresso con un oscilloscopio, ricordatevi che la tensione che appare sullo schermo sono dei **Volt picco/picco**.

Per convertire i **Volt R.M.S** in **Volt picco/picco**, potrete controllare nella **Tabella n.2**, qual è il fattore di moltiplicazione.

Poichè questo è di **2,828**, sullo schermo dell'oscilloscopio dovrà apparire una sinusoide con un'ampiezza di:

$$3 \times 2,828 = 8,48 \text{ Volt picco/picco}$$

Se sull'ingresso applicherete un segnale di **metà ampiezza**, cioè **1,5 Volt R.M.S**, pari a **4,24 Volt picco/picco**, la potenza d'uscita si **ridurrà** di ben **quattro volte**, quindi i **40 watt** diventeranno soltanto **10 watt**.

GUADAGNO in TENSIONE o in dB

Conoscendo la **sensibilità d'ingresso** e la potenza d'uscita **Watt R.M.S** potrete calcolare facilmente quante volte viene amplificato il segnale in **tensione** e con questo dato potrete conoscere anche il **guadagno in dB**.

Ammessi di trovare indicati nelle caratteristiche di un amplificatore questi dati:

Potenza d'uscita **40 Watt R.M.S**
Sensibilità d'ingresso **3 Volt R.M.S**
Altoparlante uscita **8 ohm**

Le operazioni da compiere saranno le seguenti:

1° - Calcolare quale **tensione R.M.S** appare ai capi dell'altoparlante alla **massima potenza** utilizzando la formula:

$$\text{Volt R.M.S} = \sqrt{\text{Watt R.M.S} \times R}$$

quindi otterrete:

$$\sqrt{40 \times 8} = 17,88 \text{ Volt sull'altoparlante}$$

2° - Per conoscere il **guadagno** in tensione userete questa semplice formula:

$$\text{Guadagno} = V/\text{Altoparlante} : V/\text{ingresso}$$

quindi otterrete:

$$17,88 : 3 = 5,96 \text{ volte in tensione}$$

3° - Volendo conoscere il **Guadagno** in **dB** potrete consultare la **Tabella dei dB** pubblicata in questo stesso volume e qui troverete che un **guadagno in tensione** di **5,96 volte** corrisponde a **15,5 dB**.



APPLICAZIONI con NE.555 normali e C-MOS

Anche se questo integrato è comunemente noto con la sigla impostagli dalla Fairchild, cioè NE.555, è possibile reperirlo in commercio con le medesime caratteristiche, ma con sigle diverse:

Versione a TRANSISTOR

PRODUTTORE	SIGLA
EXAR	XR.555
FAIRCHILD	NE.555
INTERSIL	SE.555
LITNIC SYS.	LC.555
MOTOROLA	MC.14555
MOTOROLA	MC.1555
NATIONAL	LM.555
RAYTHEON	RM.555
RAYTHEON	RC.555
RCA	CA.555
TEXAS	SN.52555
TEXAS	SN.72555
SAMSUNG	NE.555
SIGNETIS	SE.555

Versione a C/Mos

PRODUTTORE	SIGLA
INTERSIL	ICM.7555
SGS THOMSON	TS.555/CN
SAMSUNG	KS.555/HN
TEXAS	TLC.551C

ALL'INTERNO DELL'NE.555

Questo integrato può essere reperito in un contenitore metallico, o in un contenitore plastico a 8 pin (vedi fig.32).

Come potete vedere in fig.1, al suo interno sono presenti due **operazionali** in configurazione COMPARATORE, seguiti da un FLIP-FLOP, da un BUFFER negato (vedi pallino sull'ingresso) e da un TRANSISTOR a Collettore aperto.

GND piedino 1

Piedino da collegare alla **MASSA**.

TRIGGER piedino 2

Piedino che controlla l'ingresso **invertente** del COMPARATORE N.2.

Come potete vedere nello schema elettrico di fig.1, l'ingresso opposto **non invertente** di questo COMPARATORE viene alimentato da un partitore resistivo, che applicherà su tale ingresso una tensione pari ad $1/3$ di quella di alimentazione.

Se l'NE.555 venisse alimentato con una tensione di 12 volt, sull'ingresso **non invertente** risulterebbe presente una tensione di riferimento di **4 volt**.

In tali condizioni, se sul **piedino 2** applicherete una tensione **maggiore** di 4 volt, sul piedino d'uscita **3** non avrete nessuna variazione, cioè esso rimarrà sempre sul **livello logico 0**.

Se invece sul **piedino 2** applicherete una tensione **minore** di 4 volt, andrete a pilotare, tramite il **comparatore n.2** , l'ingresso **Set** del flip-flop interno e, così facendo, sul piedino d'uscita **3** vi ritroverete con un **livello logico 1** , vale a dire con una tensione **positiva** .

Il piedino d'uscita **3** si riporterà a **livello logico 0** , solo quando sul piedino **6** applicherete una tensione **maggiore** di $2/3$ rispetto a quella di alimentazione.

Come risulta ben evidente in fig.1, il **piedino 6** andrà a pilotare l'ingresso **Reset** del flip-flop interno tramite il **comparatore n.1** .

THRESHOLD piedino 6 (SOGLIA)

Questo piedino come abbiamo poc'anzi accennato, controlla l'ingresso **non invertente** del **comparatore n.1** .

Se su questo piedino applicherete una tensione **minore** di $2/3$ rispetto a quella di alimentazione, su quello di uscita **3** rimarrà sempre presente un **livello logico 1** .

Se, invece, su questo piedino applicherete una tensione **maggiore** di $2/3$ rispetto a quella di alimentazione, su quello di uscita **3** vi ritroverete con un **livello logico 0** .

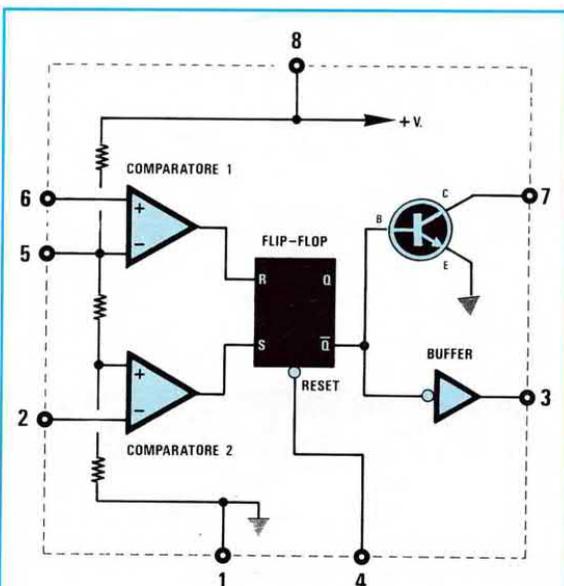


Fig.1 All'interno di un NE.555 sono presenti due comparatori (vedi piedini 6-5-2), un flip-flop (vedi piedino 4 di reset), un buffer d'uscita (vedi piedino 3) ed un transistor, il cui collettore fa capo al piedino 7. I numeri riportati sul perimetro del riquadro, corrispondono ai numeri della zoccolatura.

Considerando, ad esempio, una tensione di alimentazione di **12 volt** , saprete già che i $2/3$ di tale valore equivalgono ad una tensione di **8 volt** .

Pertanto, se sul **piedino 6** applicherete una tensione **minore di 8 volt** , sul piedino d'uscita **3** vi ritroverete sempre una tensione **positiva** , vale a dire un **livello logico 1** .

Se, invece, sul **piedino 6** applicherete una tensione **maggiore di 8 volt** , sul piedino d'uscita **3** otterrete una tensione di zero volt, vale a dire un **livello logico 0** .

NOTA: la tensione maggiore di $2/3$ rispetto a quella di alimentazione da applicare sul piedino **6** , è valida se viene lasciato inalterato il valore di tensione presente sul **piedino 5** .

Se modificherete il valore della tensione sul piedino **5** , automaticamente varierà anche il valore della tensione da applicare al piedino **6** :

- quando la tensione sul piedino **6** risulterà **minore** rispetto a quella presente sul piedino **5** , sul piedino d'uscita **3** sarà presente un **livello logico 1** ;

- quando la tensione sul piedino **6** risulterà **maggiore** rispetto a quella presente sul piedino **5** , sul piedino d'uscita **3** sarà presente un **livello logico 0** .

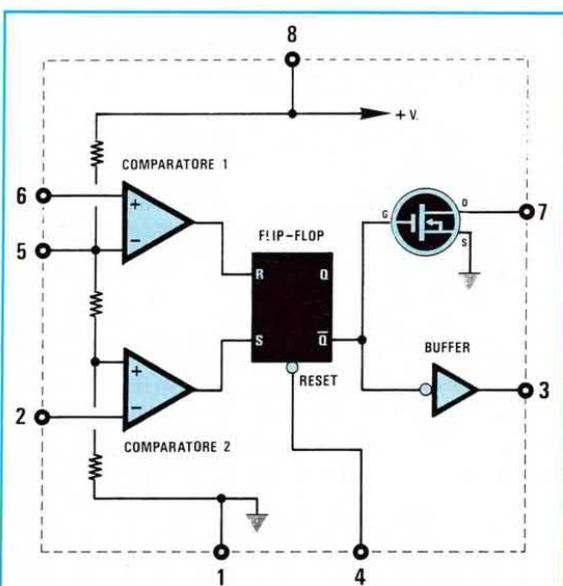


Fig.2 In un C/Mos sono presenti due comparatori, un flip-flop, un buffer, come nel tipo standard, ma questi stadi sono realizzati in tecnologia C/Mos. Confrontando questa figura con quella di sinistra, noterete che il transistor è stato sostituito con un Mosfet. Il C/Mos risulta molto più veloce e consuma meno corrente.

VOLTAGE CONTROLL piedino 5

Questo piedino collegato all'ingresso **invertente** del **comparatore n.1**, viene alimentato dallo stesso partitore resistivo che alimenta il **comparatore n.2**, ma con una tensione pari a **2/3** di quella di alimentazione.

Assumendo sempre come esempio una tensione di alimentazione di 12 volt, su questo ingresso **non invertente** sarà presente una tensione di riferimento di **8 volt**.

Il piedino **5** si potrà utilizzare per **modificare** le tensioni di riferimento del 1° e del 2° comparatore e, così facendo, sarà possibile ritardare o anticipare la commutazione del livello logico sul piedino d'uscita **3**.

Quando questo piedino non viene utilizzato, bisogna sempre metterlo a **massa** tramite il condensatore al poliestere da 10.000 pF circa.

RESET piedino 4

Questo piedino, come già avrete intuito, serve per **resettare**, cioè per azzerare la funzione che sta svolgendo l'integrato.

Per ottenere questa condizione, è sufficiente applicare su tale piedino un **livello logico 0**, cioè collegarlo a **massa**.

Se la funzione di **reset** non vi interessa, dovrete necessariamente collegare tale piedino alla tensione **positiva** di alimentazione.

DISCHARGE piedino 7

Questo piedino, come potrete notare osservando lo schema elettrico delle figg.1-2, risulta collegato al Collettore di un transistor se quest'ultimo è un normale NE.555, oppure al Drain di un Mosfet se quest'ultimo è un C/Mos.

Questo piedino serve per **scaricare** un eventuale condensatore posto sugli ingressi dei due comparatori interni, cioè sul **piedino 6** oppure sul **piedino 2**.

Negli schemi applicativi che vi presenteremo, riuscirete a comprendere meglio la funzione svolta da questo piedino.

OUTPUT piedino 3

Questo piedino è quello di utilizzo, cioè quello al quale si potrà collegare la Base di un transistor, l'ingresso di una porta logica, un relè, ecc.

Facciamo presente che su tale piedino non è possibile applicare dei carichi che assorbano una corrente maggiore di **100 milliamper**, perchè l'integrato non lo sopporterebbe.

A titolo informativo aggiungiamo che, al variare

della corrente che verrà prelevata dal piedino **3**, varierà anche la tensione del **livello logico 0**.

Esempio.

Alimentando l'integrato con 12 volt, se preleveremo dalla sua uscita una corrente di **10 milliamper**, si otterranno due diversi valori logici:

Livello logico 0 = 0,1 volt

Livello logico 1 = 10,6 volt

Se, invece, preleveremo dalla sua uscita una corrente di **100 milliamper**, si otterranno questi due diversi livelli logici:

Livello logico 0 = 1,7 volt

Livello logico 1 = 10,5 volt

Come potrete notare, aumentando la corrente di assorbimento salirà il valore di tensione del **livello logico 0**, una condizione questa che bisognerà tenere presente nel caso dovessimo **pilotare** degli integrati TTL.

Vcc piedino 8

Questo piedino va collegato alla tensione **positiva** di alimentazione, che dovrà essere compresa tra un **minimo di 5 volt** ed un **massimo di 15 volt** per i normali NE.555 e tra un **minimo di 4,5 volt** ed un **massimo di 18 volt** per i C/Mos.

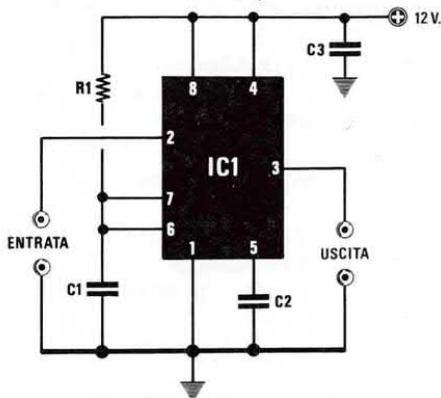
VANTAGGI DEI C/MOS

La versione C/Mos presenta dei vantaggi rispetto ai normali NE.555, sia come assorbimento che come corrente di trigger, velocità, ecc.

La tabella che qui riportiamo potrà servirvi per operare un confronto tra tali caratteristiche:

	NE.555	555 C/Mos
Tensione alim.	4,5 - 15 volt	3,0 - 18 volt
Assorb. a 5 volt	3 mA	500 microA
Assorb. a 15 volt	10 mA	800 microA
Corr. trigger	0,01 microA	10 picoA
Corr. soglia	0,1 microA	10 picoA
Tensione reset	0,5 volt	1,1 volt
Corrente reset	0,1 microA	10 picoA
Corrente uscita	100 milliA	150 milliA
Tempo salita	100 nanoS	20 nanoS
Tempo discesa	100 nanoS	15 nanoS
Max. freq.	500 KHz	1,8 megaH

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE (fig.3)



- R1 = vedi formule
- C1 = vedi formule
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = NE555

Quello che vi presentiamo è un **monostabile** utilizzato principalmente per ottenere in uscita un impulso **positivo**, ogniqualvolta nel piedino 2 Trigger entrerà un impulso **negativo**.

Poichè la larghezza dell'impulso di uscita potrà essere variata a piacimento modificando i valori di **R1** e **C1**, questo circuito risulta molto valido per convertire degli impulsi di eccitazione **stretti** in impulsi di maggiore durata.

Formula per ricavare T conoscendo R1 e C1

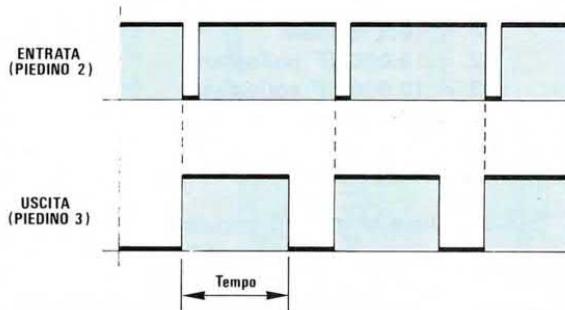
- microsec. = $0,0011 \times \text{Kiloohm} \times \text{picoFarad}$
- millisec. = $1,1 \times \text{Kiloohm} \times \text{microFarad}$
- secondi = $0,0011 \times \text{Kiloohm} \times \text{microFarad}$

Formula per ricavare C1 conoscendo T e R1

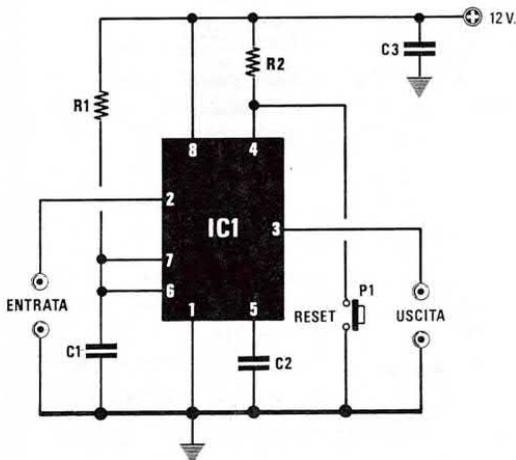
- picoFarad = $\text{microsec.} : (0,0011 \times \text{Kiloohm})$
- microFarad = $\text{millisec.} : (1,1 \times \text{Kiloohm})$
- microFarad = $\text{secondi} : (0,0011 \times \text{Kiloohm})$

Formula per ricavare R1 conoscendo T e C1

- Kiloohm = $\text{microsec.} : (0,0011 \times \text{picoFarad})$
- Kiloohm = $\text{millisec.} : (1,1 \times \text{microFarad})$
- Kiloohm = $\text{secondi} : (0,0011 \times \text{microFarad})$



MULTIVIBRATORE MONOSTABILE CON RESET (fig.4)

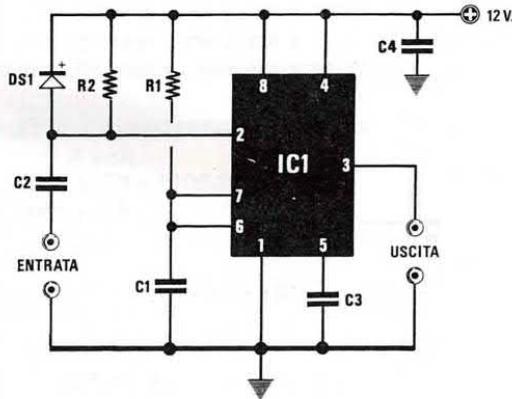


- R1 = vedi formule riportate in fig.3
- R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = vedi formule riportate in fig.3
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = NE555
- P1 = pulsante

Per resettare questo multivibratore, sarà sufficiente applicare una resistenza tra il piedino 4 ed il positivo di alimentazione ed un pulsante come illustrato in figura.

NOTA: sul terminale di uscita 3 di un multivibratore monostabile si ottiene un impulso **positivo** ogniqualvolta sul piedino 2 risulta presente un impulso **negativo**.

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE INVERSO (fig.5)



- R1 = vedi formule
- R2 = 18.000 ohm 1/4 watt
- C1 = vedi formule
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 10.000 pF poliestere
- C4 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N4150
- IC1 = NE555

Se anzichè **allargare** gli impulsi come visibile in questo schema, li vorrete **restringere**, dovrete modificare lo schema come illustrato in fig.6.

Quando sul piedino 2 giungerà un'onda quadra, dal piedino 3 uscirà un'onda quadra il cui

Formula per ricavare T conoscendo R1 e C1

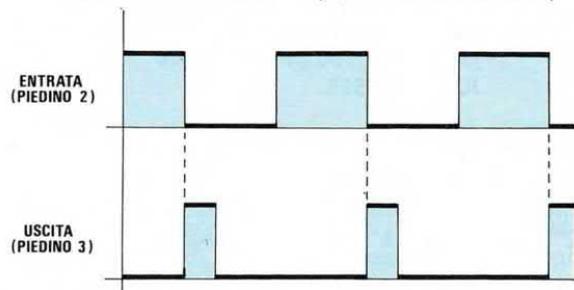
- microsec. = $0,0011 \times \text{Kiloohm} \times \text{picoFarad}$
- millisec. = $1,1 \times \text{Kiloohm} \times \text{microFarad}$
- secondi = $0,0011 \times \text{Kiloohm} \times \text{microFarad}$

Formula per ricavare C1 conoscendo T e R1

- picoFarad = microsec.: $(0,0011 \times \text{Kiloohm})$
- microFarad = millisec. : $(1,1 \times \text{Kiloohm})$
- microFarad = secondi : $(0,0011 \times \text{Kiloohm})$

Formula per ricavare R1 conoscendo T e C1

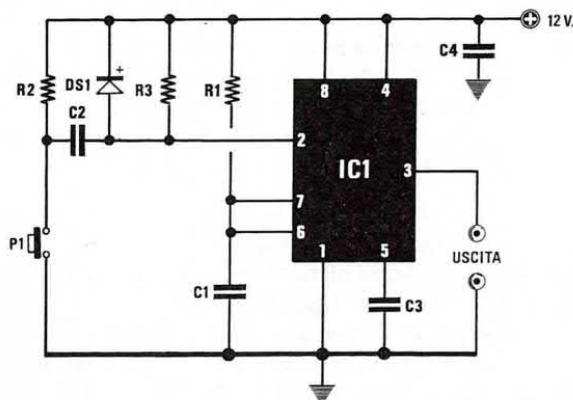
- Kiloohm = microsec. : $(0,0011 \times \text{picoFarad})$
- Kiloohm = millisec. : $(1,1 \times \text{microFarad})$
- Kiloohm = secondi : $(0,0011 \times \text{microFarad})$



fronte di **salita** inizierà quando sul piedino d'ingresso 2 si presenterà il fronte di **discesa**.

La larghezza dell'impulso sul piedino di uscita potrà essere variata secondo le diverse esigenze, utilizzando le formule qui sopra riportate.

MONOSTABILE ANTIRIMBALZO (fig.6)

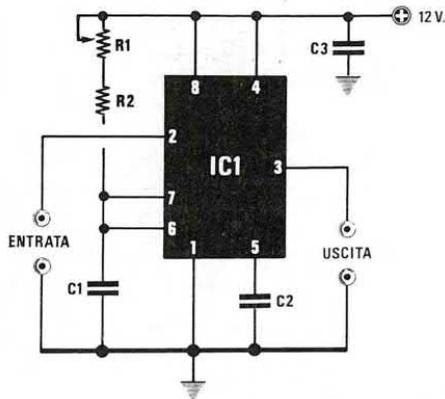


- R1 = 820.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 1 mF poliestere
- C2 = 100.000 pF poliestere
- C3 = 10.000 pF poliestere
- C4 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N4150
- IC1 = NE555
- P1 = pulsante

Per ottenere **1 solo impulso** premendo il pulsante P1, si potrà usare il circuito riprodotto qui accanto.

Anche in questo circuito è possibile modificare la larghezza degli impulsi in uscita, agendo sul valore della resistenza R1 e su quello del condensatore C1.

MULTIVIBRATORE REGOLABILE (fig.7)



R1 = vedi formule
R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE con possibilità di variare o di correggere la sua frequenza agendo sul trimmer R1.

Formula per ricavare T conoscendo R1 e C1

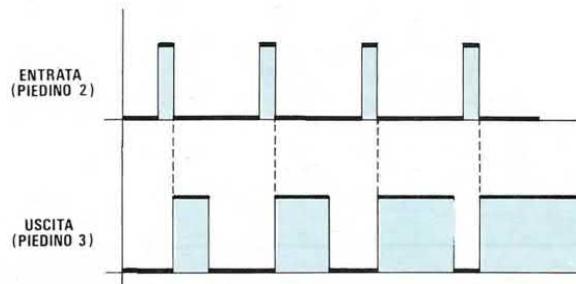
microsec. = $0,0011 \times \text{Kiloohm} \times \text{picoFarad}$
 millisecc. = $1,1 \times \text{Kiloohm} \times \text{microFarad}$
 secondi = $0,0011 \times \text{Kiloohm} \times \text{microFarad}$

Formula per ricavare C1 conoscendo T e R1

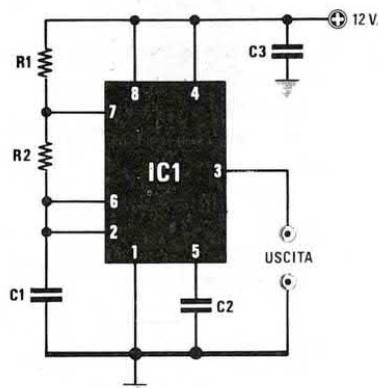
picoFarad = microsec.: $(0,0011 \times \text{Kiloohm})$
 microFarad = millisecc.: $(1,1 \times \text{Kiloohm})$
 microFarad = secondi : $(0,0011 \times \text{Kiloohm})$

Formula per ricavare R1 conoscendo T e C1

Kiloohm = microsec. : $(0,0011 \times \text{picoFarad})$
 Kiloohm = millisecc. : $(1,1 \times \text{microFarad})$
 Kiloohm = secondi : $(0,0011 \times \text{microFarad})$



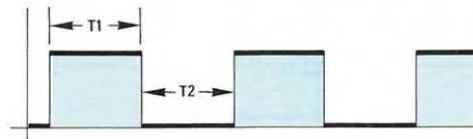
MULTIVIBRATORE ASTABILE (fig.8)



R1 = vedi formule
R2 = vedi formule
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

T1 millisecc. = $0,693 \times (R1 + R2) \times C1$
T2 millisecc. = $0,693 \times R2 \times C1$
Kilohertz = $1,44 : [(R1 + R2 + R2) \times C1]$

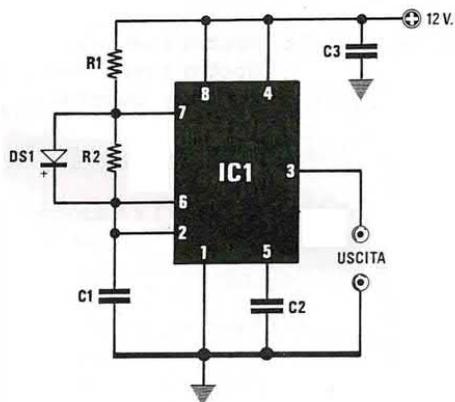
il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
 il valore di **C1** è espresso in **microFarad**



Quando sui piedini 6-2 risulterà presente una tensione leggermente superiore ai 2/3 di quella di alimentazione, sul piedino d'uscita 3 otterremo un **livello logico 0**.

Quando sui piedini 6-2 sarà presente 1/3 della tensione di alimentazione, il piedino d'uscita 3 si porterà a **livello logico 1**.

MULTIVIBRATORE ASTABILE con DUTY-CYCLE MINORE DEL 50% (fig.9)



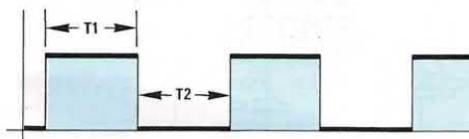
- R1 = vedi formule
- R2 = vedi formule
- C1 = vedi formule
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N4150
- IC1 = NE555

$$T1 \text{ millisecc.} = 0,693 \times (R1 + R2 \times C1)$$

$$T2 \text{ millisecc.} = 0,693 \times R2 \times C1$$

$$\text{Kilohertz} = 1,44 : [(R1 + R2 + R2) \times C1]$$

i valori di **R1-R2** sono espressi in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**

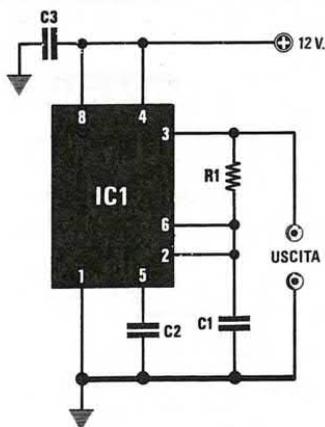


In questo circuito occorre scegliere per **R1** un valore ohmico notevolmente **inferiore** al valore di **R2**, per poter ottenere un tempo di carica all'incirca analogo al tempo di scarica.

Consigliamo comunque di non scendere mai per **R1** sotto a **1.000 ohm**, per limitare la corrente che scorrerà nel transistor presente all'interno dello NE.555 quando questo risulterà in conduzione.

Nota = Dobbiamo far presente che il tempo in millisecondi di **T1** risulterà leggermente diverso da quello ricavato tramite la formula, perché la ricarica del condensatore **C1** viene influenzata dal diodo **DS1**.

MULTIVIBRATORE ASTABILE con DUTY-CYCLE AL 50% (fig.10)

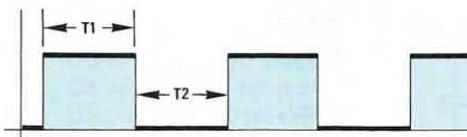


- R1 = vedi formule
- C1 = vedi formule
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = NE555

$$T1 \text{ millisecc.} = (1,4 \times R1 \times C1) : 2$$

$$\text{Kilohertz} = 1 : (1,4 \times R1 \times C1)$$

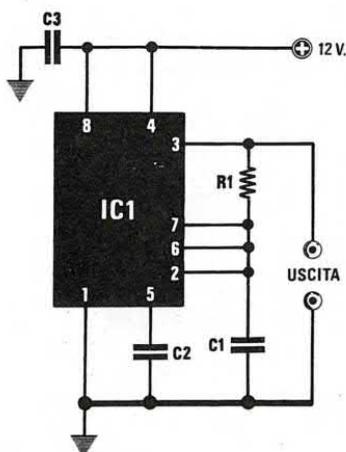
il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**



Schema di un multivibratore astabile idoneo a fornire un'onda quadra con duty-cycle del **50%**.

L'unico inconveniente di questo circuito è quello di non accettare sull'uscita dei carichi che assorbano correnti elevate.

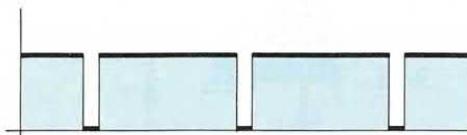
MULTIVIBRATORE ASTABILE con IMPULSI negativi STRETTI (fig.11)



- R1 = vedi formula
- C1 = vedi formula
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = NE555

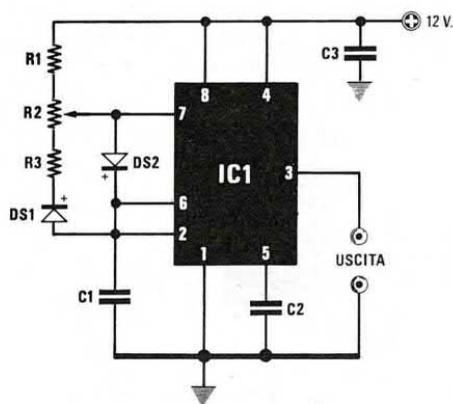
$$T1 \text{ millisec.} = 0,693 \times R1 \times C1$$

il valore di **R1** è espresso in **Kilohm**
 il valore di **C1** è espresso in **microFarad**



Collegando il **piedino 7** dell'integrato NE.555 ai **piedini 2-6** come visibile in figura, si riescono ad ottenere degli impulsi **negativi** molto stretti. Volendo ottenere degli impulsi negativi variabili in larghezza, consigliamo di utilizzare lo schema di fig.12 che vi permetterà di poterli allargare o restringere a vostro piacimento.

ASTABILE con DUTY-CYCLE VARIABILE (fig.12)

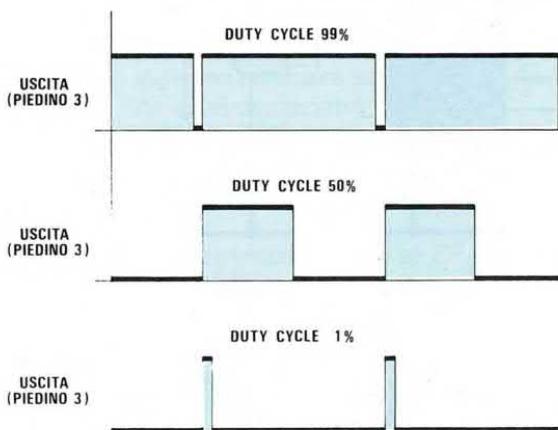


- R1 = 2.200 ohm 1/4 watt
- R2 = 220.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 2.200 ohm 1/4 watt
- C1 = 10.000 pF poliestere
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N4150
- DS2 = diodo 1N4150
- IC1 = NE555

$$\text{KHz} = 1,44 : [(R1 + R2 + R3) \times C1]$$

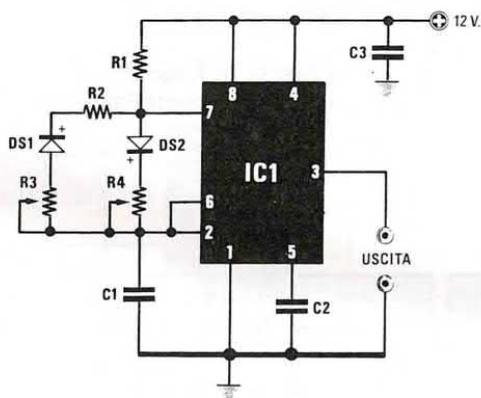
$$C1 = 1,44 : [(R1 + R2 + R3) \times \text{KHz}]$$

il valore di **R1-R2-R3** sono espressi in **Kilohm**
 il valore di **C1** è espresso in **microFarad**



Questo schema consente di ottenere una frequenza costante e di variare il **duty-cycle** da un **1%** ad un **99%**, ruotando semplicemente il cursore del trimmer R2.

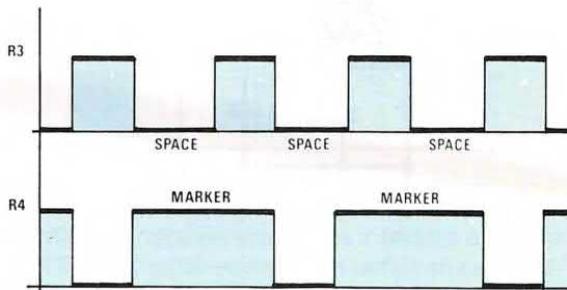
ASTABILE VARIABILE di SPACE e MARKER (fig.13)



$$\text{Space millisecc.} = 0,693 \times (R2 + R3) \times C1$$

$$\text{Marker millisecc.} = 0,693 \times (R4 + R1) \times C1$$

i valori di R1-R2-R3-R4 sono espressi in Kiloohm
il valore di C1 è espresso in microFarad

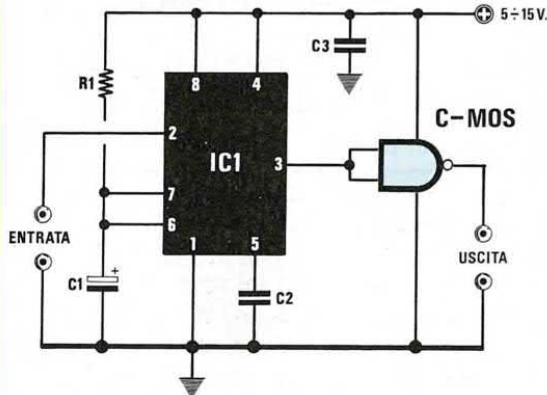


- R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R3 = vedi formule
- R4 = vedi formule
- C1 = vedi formule
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N4150
- DS2 = diodo 1N4150
- IC1 = NE555

Se vi occorre un astabile in cui sia possibile variare sia lo Space (**livello logico 0**) che il Marker (**livello logico 1**), vi consigliamo di utilizzare lo schema visibile in figura.

Ruotando il trimmer R3, potrete variare lo Space e, ruotando il trimmer R4, il Marker.

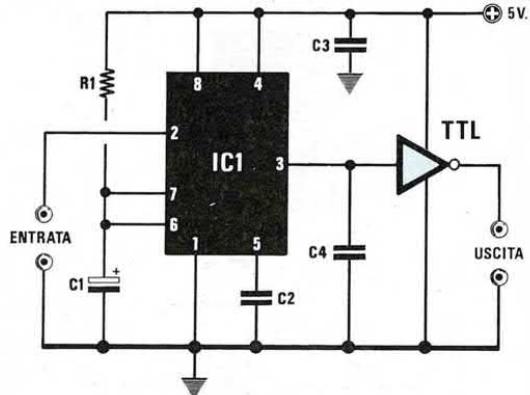
PILOTAGGIO PORTE LOGICHE C-MOS (fig.14)



- R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 10 mF elettr. 63 volt
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = NE555

La porta C/Mos potrà essere collegata direttamente all'NE555, purchè venga usata la stessa tensione di alimentazione.

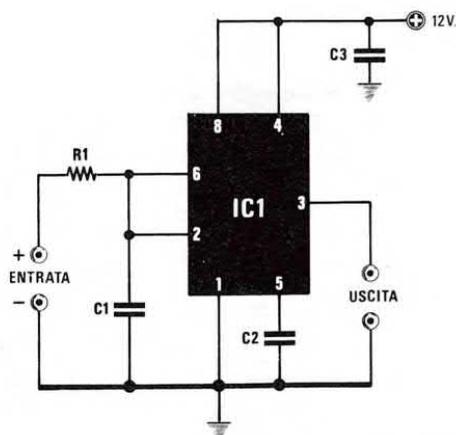
PILOTAGGIO PORTE LOGICHE TTL (fig.15)



- R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 10 mF elettr. 63 volt
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- C4 = 1.000 pF poliestere
- IC1 = NE555

Per pilotare una porta TTL, è assolutamente necessario che l'NE.555 sia alimentato a 5 volt.

TRIGGER DI SCHMITT per CC (fig.16)



R1 = 2.700 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

Potrete utilizzare questo schema per tutte quelle applicazioni in cui sia necessario pilotare dei relè o un Triac in ON-OFF.

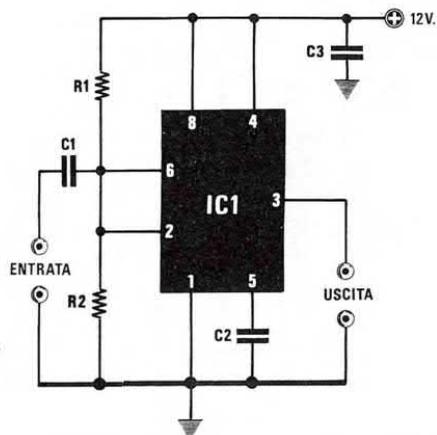
Come saprete, **ON** equivale ad un **livello logico 1** (massima tensione positiva) ed **OFF** equivale a **livello logico 0** (nessuna tensione), quindi sull'uscita del piedino 3 non si avranno mai dei valori di tensione intermedi.

Infatti, in molti progetti, come termostati, interruttori crepuscolari, carica batteria, ecc., se non si utilizzasse un circuito ON - OFF, un qualsiasi relè inizierebbe a **vibrare** ed un Triac funzionerebbe ad intermittenza.

In questo circuito, sul piedino d'uscita **3** sarà presente un **livello logico 1** fino a quando la tensione sui piedini di ingresso **2** e **6** non supererà il valore di **2/3** della tensione di alimentazione e solo quando lo supererà, l'uscita passerà bruscamente a **livello logico 0**.

Nel caso inverso, sull'uscita sarà presente un **livello logico 0** fino a quando la tensione sui piedini di ingresso **2** e **6** non scenderà sotto ad **1/3** della tensione di alimentazione e, solo quando la supererà, l'uscita passerà bruscamente a **livello logico 1**.

TRIGGER DI SCHMITT per AC (fig.17)



R1 = 1 megaohm 1/4 watt
R2 = 1 megaohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

Schema di un trigger di Schmitt per tensioni **alternate**, che potrebbe risultare utile per **squadrare** onde sinusoidali o di forma indefinita.

Vi ricordiamo che l'uscita si porterà a **livello logico 0** solo quando la tensione sull'ingresso supererà i **2/3** della tensione di alimentazione dell'NE555 e si riporterà a **livello logico 1**, quando la tensione sul piedino di ingresso scenderà sotto ad **1/3** della tensione di alimentazione dell'NE555.

Se l'ampiezza massima della tensione alternata non raggiungesse i **7 volt**, sull'uscita vi ritrovereste sempre con un **livello logico 1**.

Se disponete di segnali BF la cui ampiezza non riesce a superare il valore di **5 volt**, potrete risolvere il problema alimentando l'integrato con una tensione di **6 volt**.

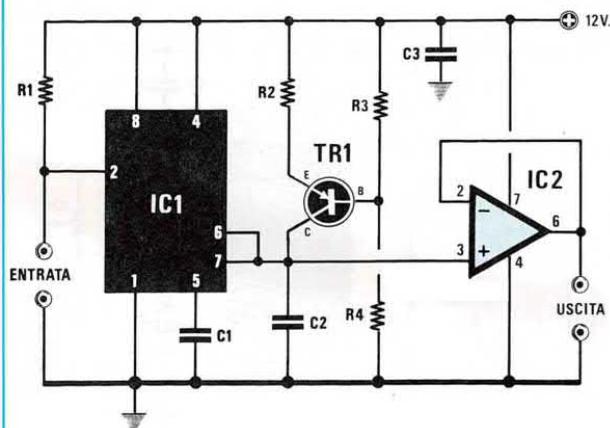
In queste condizioni, otterrete in uscita un **livello logico 0**, quando la tensione alternata supererà

$$6 \times 2 : 3 = 4 \text{ volt}$$

ed un **livello logico 1**, quando la tensione scenderà a

$$6 \times 1 : 3 = 2 \text{ volt.}$$

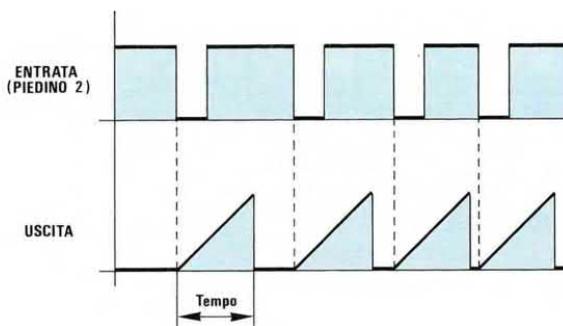
GENERATORE DENTI DI SEGA controllato pilotato dal piedino 2 (fig.18)



R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 2.700 ohm 1/4 watt
R3 = 47.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
TR1 = PNP tipo BC328
IC1 = NE555
IC2 = TL081

Tempo in millisecondi = A : B
A = (Vcc x 0,667) x R2 x (R3 + R4) x C2
B = (R3 x Vcc) - (R3 + R4) x 0,6

I valori di **R2-R3-R4** sono espressi in **Kilohm** il valore di **C2** è espresso in **microFarad**



Ogniquilvolta cortocircuiterete a massa il piedino 2, dai piedini 6-7 uscirà un segnale a **dente di sega** come quello visibile in figura.

Per ottenere in uscita un segnale a dente di sega a ciclo continuo, è necessario applicare sul piedino d'ingresso 2 un segnale ad **onda quadra** che abbia un **livello logico "0"**, che risulti inferiore ad 1/3 della tensione di alimentazione ed un **livello logico "1"**, che risulti maggiore di 2/3 della stessa tensione.

Il transistor PNP tipo BC.328, od altri equivalenti, collegato al suo Collettore tramite i piedini 6-7, viene utilizzato in questo schema per caricare a corrente costante il condensatore C2.

Il segnale a dente di sega presente sui piedini d'uscita 6-7 è sempre consigliabile applicarlo sul piedino **non invertente** di un operazionale con ingressi a fet, tipo TL.081 o altri similari, onde evitare di caricare eccessivamente l'uscita dell'NE.555.

La resistenza **R2** posta in serie all'Elettore del transistor, la potrete scegliere da **1.500 - 1.800 - 2.200 - 2.700 - 3.300 - 3.900 ohm**.

Per calcolare il tempo dell'**onda a dente di sega**, potrete utilizzare la seguente formula:

Tempo millisecondi = A : B

Il valore di **A** si ottiene con questa formula:

$$(V_{cc} \times 0,667) \times R2 \times (R3 + R4) \times C2$$

Il valore di **B** si ottiene con questa seconda formula:

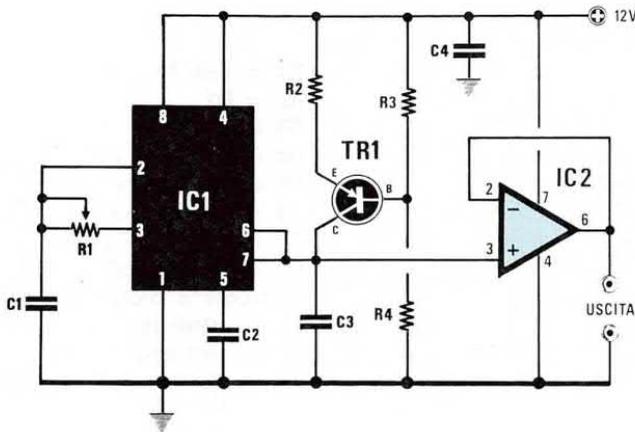
$$(R3 \times V_{cc}) - (R3 + R4) \times 0,6$$

Il simbolo **Vcc** è il valore della **tensione** di alimentazione dell'integrato e del transistor.

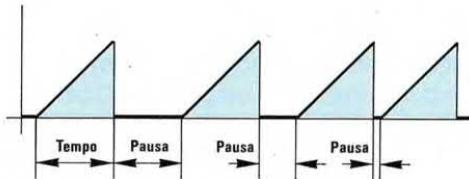
Il numero **0,667** lo abbiamo utilizzato per ottenere un valore pari a 2/3 della tensione di alimentazione, mentre **0,6** è la tensione VBE del transistor TR1.

NOTA: in questa formula il valore delle resistenze deve risultare espresso in **Kilohm**, mentre quello del condensatore C2 in **microFarad**.

GENERATORE A DENTI DI SEGA a ciclo continuo (fig.19)



R1 = vedi formule
R2 = 2.700 ohm 1/4 watt
R3 = 47.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere
TR1 = PNP tipo BC328
IC1 = NE555
IC2 = TL081



Tempo in millisecondi = A : B
A = (Vcc x 0,667) x R2 x (R3 + R4) x C2
B = (R3 x Vcc) - (R3 + R4) x 0,6
Pausa millisecc. = 0,693 x (R1 x C1)

i valori di **R1-R2-R3-R4** sono espressi in **Kiloohm**
 i valori di **C1-C2** sono espressi in **microFarad**

A quanti desiderassero un generatore a denti di sega a ciclo continuo, cioè che non richieda nessun impulso di controllo sul piedino 2, consigliamo lo schema riprodotto in figura.

Per calcolare il **tempo**, dovrete ricorrere alla stessa formula utilizzata per lo schema del generatore a denti di sega controllato, cioè:

Tempo in millisecondi = A : B

Il valore di **A** si ottiene con questa formula:

$$(V_{cc} \times 0,667) \times R_2 \times (R_3 + R_4) \times C_2$$

Il valore di **B** si ottiene con questa seconda formula:

$$(R_3 \times V_{cc}) - (R_3 + R_4) \times 0,6$$

Il simbolo **Vcc** è il valore della **tensione** di alimentazione dell'integrato e del transistor.

Il numero **0,667** lo abbiamo utilizzato per ottenere un valore pari a 2/3 della tensione di alimentazione, mentre **0,6** è la tensione VBE del transistor TR1.

Il trimmer **R1** posto tra i piedini 3-2, vi permetterà di allargare o restringere il tempo di **pausa** tra un'onda e l'altra.

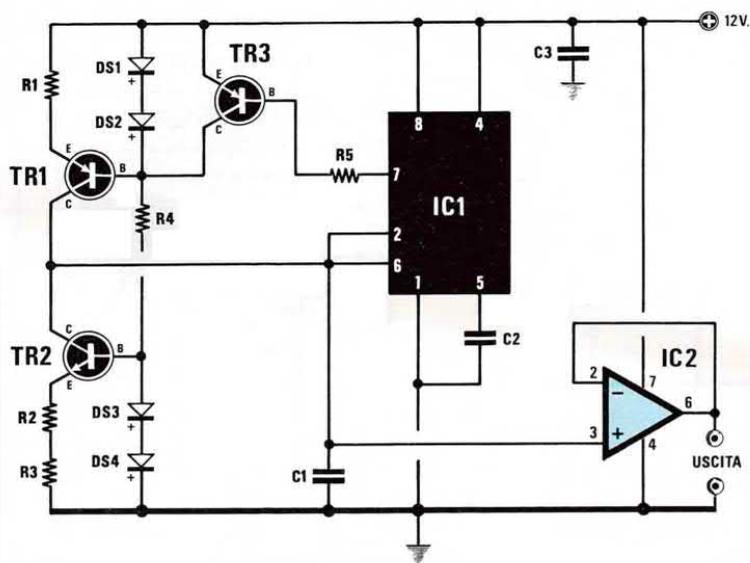
I valori di R1 e C1 andranno scelti in modo da non scendere mai sotto agli **0,01 millisecondi** e, per ricavare questo dato, potrete utilizzare questa semplice formula:

Pausa millisecc. = 0,693 x (R1 x C1)

Vi rammentiamo che tutti i valori delle resistenze debbono essere espressi in **Kiloohm**, mentre quelli dei condensatori in **microFarad**.

In questo circuito i valori del condensatore **C1** e della resistenza **R1** determinano il tempo di **pausa**, cioè la distanza che separa un'onda triangolare dalla successiva (vedi grafico in alto). Se disponete di un oscilloscopio, vi consigliamo di applicare in sostituzione della resistenza **R1**, un trimmer da **100.000 ohm**, inserendo poi per il condensatore **C1** dei valori da **1.000 - 2.200 - 4.700 - 8.200 - 10.000 pF**. Ruotando il trimmer **R1** controllerete con quale capacità e con quale valore ohmico si ottiene il valore di **pausa** richiesto.

GENERATORE DI ONDE TRIANGOLARI (fig.20)



- R1 = vedi formule
- R2 = R1
- R3 = R1
- R4 = 680 ohm 1/4 watt
- R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
- C1 = vedi formule
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- DS1-DS4 = diodi 1N4150
- TR1 = PNP tipo BC328
- TR2 = NPN tipo BC237
- TR3 = PNP tipo BC328
- IC1 = NE555
- IC2 = TL081

Per generare delle **onde triangolari**, ben diverse da quelle a denti di sega, lo schema diventa un pò più complesso, perchè all'integrato NE.555 si dovranno aggiungere tre transistor (1 NPN e 2 PNP) e sul segnale di uscita un amplificatore con ingresso a fet tipo TL081 o similare per non sovraccaricare l'NE555.

Questo schema vi permetterà di allargare o di restringere il tempo di discesa dell'onda triangolare, aumentando o riducendo il solo valore della resistenza **R2**.

Per ottenere un'onda triangolare perfettamente **simmetrica**, è assolutamente necessario che le tre resistenze **R1-R2-R3** risultino di **identico valore**.

In questo circuito il transistor TR1 provvede a generare il fronte ascendente **T1**, mentre il transistor TR2 il fronte discendente **T2**.

Il terzo transistor TR3 serve per "bloccare" il funzionamento del transistor TR1, quando ha inizio la fase discendente dell'onda triangolare.

Per conoscere il **tempo** ($T1 + T2$) dell'onda triangolare in **millisecondi**, potrete usare la seguente formula:

$$T \text{ millisc.} = (V_{cc} \times 0,334 \times C1 \times R1) : 0,3$$

Per conoscere la frequenza in **Hertz** dell'onda triangolare, potrete utilizzare questa formula:

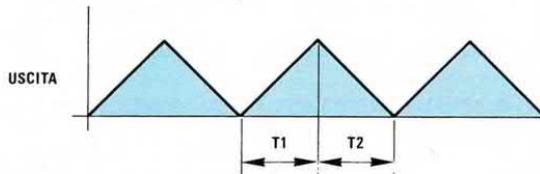
$$\text{Hz} = 1.000 : T \text{ in millisecondi}$$

Il valore **Vcc** presente in questa formula, è quello di alimentazione.

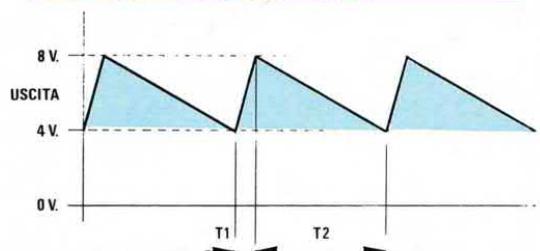
$$T \text{ millisc.} = (V_{cc} \times 0,334 \times C1 \times R1) : 0,3$$

$$\text{Hz} = 1.000 : T \text{ in millisecondi}$$

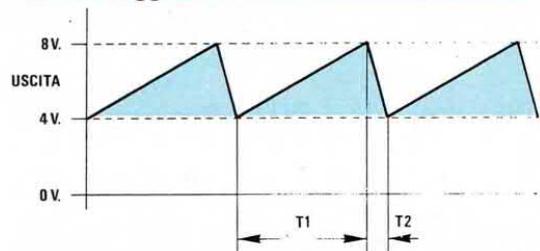
il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**



R1-R2-R3 = di identico valore

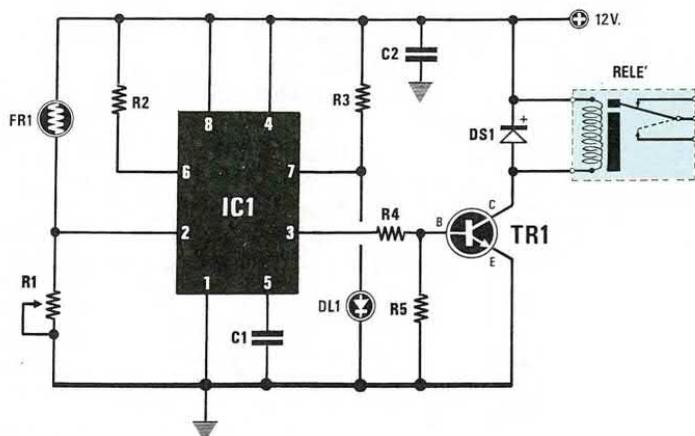


R2 = maggiore di R1-R3



R2 = minore di R1-R3

INTERRUTTORE CREPUSCOLARE = il RELÈ si eccita al BUIO (fig.21)



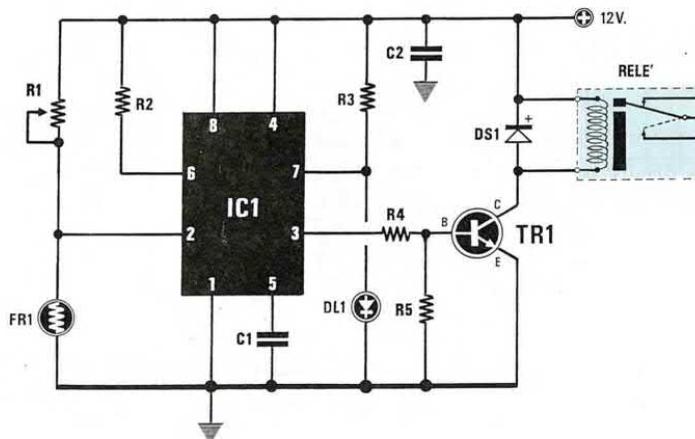
- R1 = 1 megaohm trimmer
- R2 = 4.700 ohm 1/4 watt
- R3 = 680 ohm 1/4 watt
- R4 = 4.700 ohm 1/4 watt
- R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
- FR1 = fotoresistenza
- C1 = 10.000 pF poliestere
- C2 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N4007
- DL1 = diodo led
- TR1 = NPN tipo BC237
- IC1 = NE555
- RELE' = relè 12 V. 1 scambio

Più aumenta il buio, più la fotoresistenza **au-**menterà il suo valore ohmico e, conseguentemente, la tensione sul piedino 2 **si abbasserà**. Quando questa tensione scenderà sotto ad **1/3** della tensione di alimentazione, il relè **si ecciterà**. Il diodo led DL1 collegato al piedino 7, in questa condizione **si accenderà**, confermandovi così

che il relè si è eccitato. Il trimmer **R1** collegato tra il piedino 2 dello NE.555 e la massa, vi servirà per determinare a quale intensità di oscurità desiderate che il relè si ecciti. Questo circuito viene utilizzato per accendere automaticamente delle luci dopo il tramonto.

INTERRUTTORE CREPUSCOLARE = il RELÈ si eccita alla LUCE (fig.22)

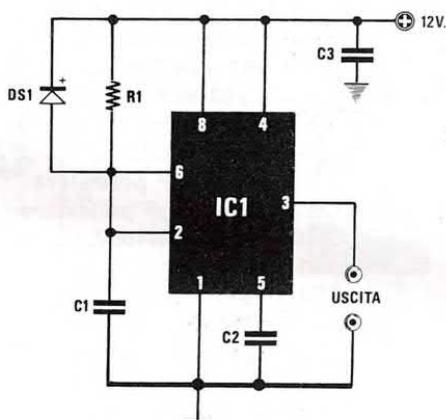
- R1 = 1 megaohm trimmer
- R2 = 4.700 ohm 1/4 watt
- R3 = 680 ohm 1/4 watt
- R4 = 4.700 ohm 1/4 watt
- R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
- FR1 = fotoresistenza
- C1 = 10.000 pF poliestere
- C2 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N4007
- DL1 = diodo led
- TR1 = NPN tipo BC237
- IC1 = NE555
- RELE' = relè 12 volt 1 scambio



Più aumenterà la **luce**, più la fotoresistenza **ridurrà** il suo valore ohmico e, conseguentemente, la tensione sul piedino 2 **si abbasserà**. Quando questa tensione scenderà di **1/3** rispetto a quella di alimentazione, il relè **si ecciterà** immediatamente.

Il diodo led DL1 collegato al piedino 7 di IC1, in questa condizione **si spegnerà**, confermandovi così che il relè si è eccitato. Il trimmer R1 posto tra il piedino 2 e il positivo regola la sensibilità, cioè stabilisce a quale intensità di "luce" il relè si deve eccitare.

RESET DI ACCENSIONE (fig.23)



- R1** = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo 1N4150
IC1 = NE555

Questo "Reset" di accensione risulta utilissimo in tutti quei circuiti in cui si richieda un **azzeramento automatico** di contatori, frequenzimetri digitali, contapezzi, cronometri, contasecondi, ecc., al momento dell'accensione.

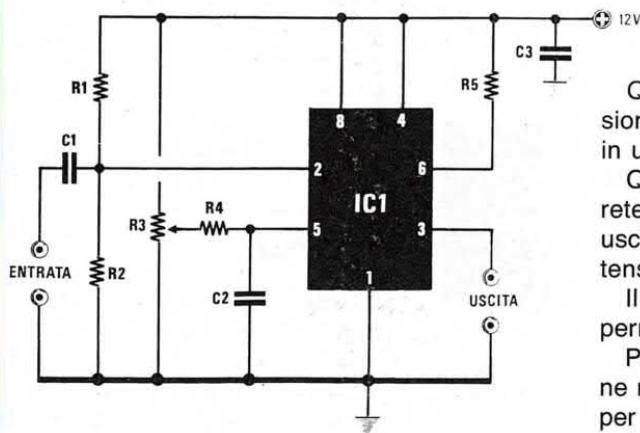
Ogniqualvolta si alimenta una qualsiasi apparecchiatura, il condensatore C1 applicato tra il piedino 2 e la massa, risultando scarico, farà sì che sul piedino di uscita 3 risulti presente un **livello logico 1**, pari alla metà della tensione di alimentazione.

Tramite la resistenza R1, il condensatore lentamente si caricherà e quando ai suoi capi risulterà presente una tensione pari a 2/3 di quella di alimentazione, automaticamente l'uscita (piedino 3) dal **livello logico 1** si convertirà in un **livello logico 0** e rimarrà in tale condizione fino a quando il circuito non verrà spento.

Il diodo DS1 applicato in parallelo alla resistenza R1, provvederà a scaricare rapidamente C1 ogniqualvolta verrà tolta tensione al circuito.

Il tempo può essere allungato o ridotto modificando il valore di capacità del condensatore C1 o della resistenza R1.

COMPARATORE IN AC A SOGLIA VARIABILE (fig.24)



- R1** = 100.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
R3 = 15.000 ohm trimmer
R4 = 180 ohm 1/4 watt
R5 = 4.700 ohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

Questo circuito serve per trasformare una tensione alternata o un segnale sinusoidale di BF in un'onda quadra.

Quando sulle bocche "Entrata" non applicherete alcuna tensione alternata, sulle bocche di uscita sarà presente un **livello logico 0**, cioè tensione "zero".

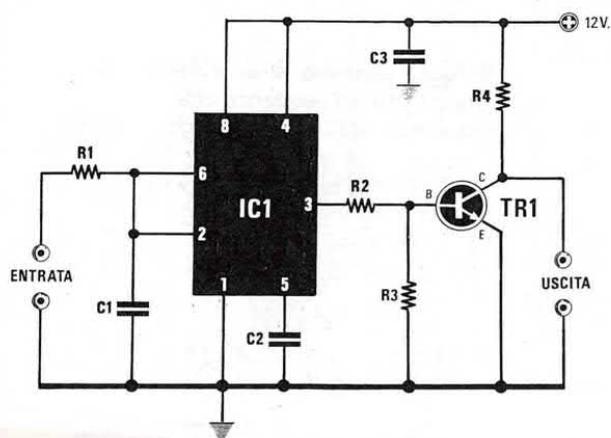
Il trimmer R3 presente in questo circuito, vi permetterà di variare il livello di soglia.

Per tensioni alternate minori di 6 volt, conviene ruotare il cursore verso il **positivo**, mentre per tensioni alternate maggiori di 6 volt, conviene ruotare il cursore verso **massa**.

Come noterete, quando la tensione scenderà sotto al livello di soglia prefissato dal trimmer R3, in uscita vi ritroverete un **livello logico 1**, mentre quando la tensione supererà il livello di soglia, in uscita vi ritroverete un **livello logico 0**.

Questo circuito viene anche utilizzato per squadrare e pulire un segnale captato da un fotodiode per telecomando, o da una capsula ultrasonica.

RITARDATORE DI IMPULSI (fig.25)



R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 4.700 ohm 1/4 watt
R3 = 10.000 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
TR1 = NPN tipo BC237
IC1 = NE555

$$\text{Millisec.} = 1,1 \times R1 \times C1$$

$$C1 = \text{millisec.} : (1,1 \times R1)$$

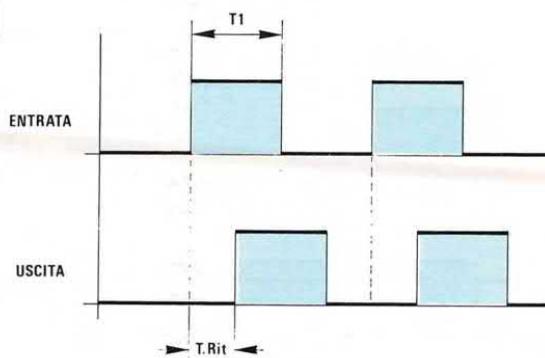
$$R1 = \text{millisec.} : (1,1 \times C1)$$

$$\text{Sec} = 0,001 \times R1 \times C1$$

$$C1 = \text{sec} : (0,001 \times R1)$$

$$R1 = \text{sec} : (0,001 \times C1)$$

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
 il valore di **C1** è espresso in **microFarad**



Questo circuito viene utilizzato per prelevare in uscita un impulso positivo **ritardato** rispetto a quello applicato sull'ingresso.

Quando sul piedino d'ingresso 2 giungerà un impulso positivo (**livello logico 1**), il condensatore C1 lentamente si caricherà ed in questo lasso di tempo il piedino d'uscita 3, trovandosi a **livello logico 1**, porterà in conduzione il transistor TR1; pertanto, sul terminale d'uscita, cioè sul Collettore, risulterà presente un **livello logico 0**.

A condensatore **carico**, il piedino d'uscita 3 si porterà a **livello logico 0** ed in questa condizione il transistor TR1 risulterà interdetto; sul terminale d'uscita sarà presente perciò un **livello logico 1** ritardato rispetto a quello d'entrata.

Quando l'onda quadra applicata sull'ingresso si porterà a **livello logico 0**, il condensatore C1 si scaricherà tramite la R1 e, a condensatore scarico, sul piedino d'uscita 3 sarà presente nuovamente un **livello logico 1** che, portando in conduzione il transistor TR1, commuterà la sua uscita dal livello logico 1 al **livello logico 0**.

Esempio = se l'impulso d'ingresso T1 risultasse di **10 millisecondi** e lo voleste ritardare di **4 millisecondi**, conoscendo il valore della **R1** potrete calcolare la capacità del condensatore **C1** utilizzando una delle seguenti formule:

$$C1 \text{ microF} = \text{secondi} : (0,001 \times R1 \text{ Kiloohm})$$

$$C1 \text{ microF} = \text{millisec} : (1,1 \times R1 \text{ Kiloohm})$$

Se conoscete il valore di **C1**, potrete ricavare il valore di **R1** utilizzando le formule inverse:

$$R1 \text{ Kiloohm} = \text{secondi} : (0,0011 \times C1 \text{ mF})$$

$$R1 \text{ Kiloohm} = \text{millisec} : (1,1 \times C1 \text{ mF})$$

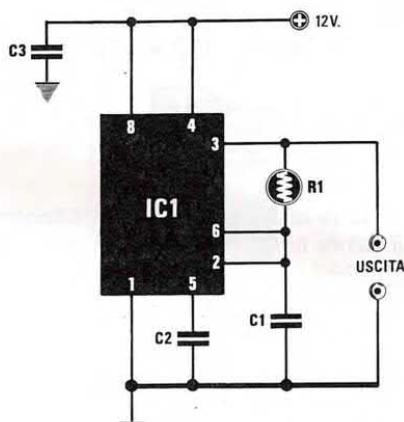
Ammessi che abbiate scelto per R1 un valore di **10 Kiloohm**, per ottenere un ritardo di **4 millisecondi** dovreste utilizzare una capacità di:

$$4 : (1,1 \times 10) = 0,3636 \text{ microFarad}$$

Poichè questo valore non è standard, potrete usare un condensatore da **0,33 mF**.

Anzichè adottare per R1 una resistenza di valore fisso, in sua sostituzione potrete utilizzare un **trimmer** e, in tal modo, potrete anche modificare a vostro piacimento il tempo di ritardo.

Facciamo presente che il segnale ad onda quadra da applicare sull'ingresso, dovrà avere un'ampiezza che non risulti **mai inferiore** ai 2/3 di quella di alimentazione, diversamente il circuito non funzionerà.



Schema elettrico di un convertitore Temperatura/Frequenza che utilizza una resistenza NTC o una fotoresistenza.

R1 = NTC o fotoresistenza (vedi formule)
 C1 = vedi formule
 C2 = 10.000 pF poliestere
 C3 = 100.000 pF poliestere
 IC1 = NE555

$$\text{Kilohertz} = 1 : (1,4 \times R1 \times C1)$$

$$C1 \text{ microF} = 1 : (1,4 \times R1 \times \text{KHz})$$

il valore di R1 è espresso in Kiloohm
 il valore di C1 è espresso in microFarad

Per realizzare un semplice convertitore **Temperatura/Frequenza**, sarà sufficiente applicare tra i piedini 6-2 ed il piedino di uscita 3, una resistenza **NTC** di valore appropriato.

Questo circuito potrebbe risultare molto utile per leggere su un **frequenzimetro digitale**, un numero che aumenterà all'aumentare della temperatura.

Poichè la frequenza risulterà proporzionale al valore della NTC e del condensatore **C1**, una volta conosciuto il valore ohmico della resistenza NTC a **20-25 gradi**, potrete calcolare quale capacità utilizzare per ottenere in uscita una determinata frequenza, oppure, conoscendo la capacità del condensatore, ricavare il valore di frequenza utilizzando le seguenti formule:

$$\text{Kilohertz} = 1 : (1,4 \times R1 \times C1)$$

$$C1 \text{ microF.} = 1 : (1,4 \times R1 \times \text{KHz})$$

In questo caso, la capacità del condensatore C1 andrà calcolata in rapporto alla intensità di luce alla quale lavorerà la fotoresistenza.

Infatti, con bassissima luce, la fotoresistenza indicata **R1** assumerà dei valori ohmici elevati, mentre con luci molto forti, la sua resistenza scenderà a poche centinaia di ohm.

Questo circuito potrebbe anche essere utilizzato come convertitore Luce/Frequenza, se in sostituzione della resistenza NTC venisse utilizzata una **fotoresistenza**.

Ricordiamo che il valore di **C1** deve essere espresso in **microFarad**, mentre il valore della **NTC** in **Kiloohm** e quello della frequenza in **Kilohertz**.

Esempio = se, avendo inserito in questo circuito una NTC da **4,7 Kiloohm**, con questo valore si desidera ottenere in uscita una frequenza di **25 KHz** e conoscere quale capacità scegliere per **C1**, si dovrà eseguire questa semplice operazione:

$$1 : (1,4 \times 4,7 \times 25) = 0,006 \text{ microFarad}$$

che corrisponderebbe ad una capacità di **0,006 x 1.000.000 = 6.000 picoFarad**.

Poichè questo valore non è standard, si potrà utilizzare un valore di **5.600 - 6.800 pF**.

Ammettendo che si inserisca una capacità di **6.800 pF**, equivalenti a **0,0068 microFarad**, in uscita si otterrà questa frequenza:

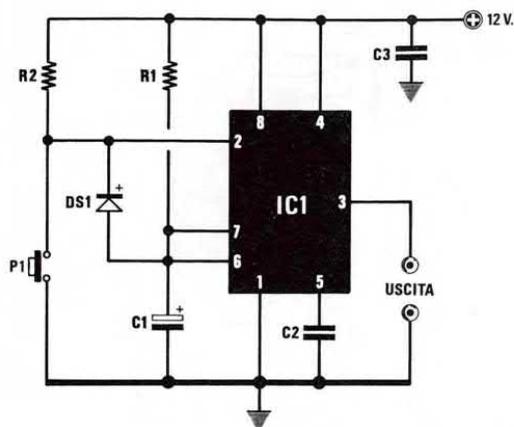
$$1 : (1,4 \times 4,7 \times 0,0068) = 22,3 \text{ Kilohertz}$$

Variando la temperatura in più o in meno, varierà la frequenza.

Poichè una fotoresistenza presenta al **buio** un valore di circa **1 megaohm** e in presenza di una luce intensa qualche **centinaia di ohm**, è intuitivo che questo componente potrà essere usato soltanto in quei casi in cui le variazioni di luce non sono molto ampie. Utilizzando ad esempio una capacità di **1 nanoFarad**, otterrete al **buio** una frequenza di circa **700 Hz**, mentre in presenza di luce si dovrebbero raggiungere i **7 megaHertz**, cioè una frequenza che l'NE.555 non riuscirà mai a generare.

Utilizzando una capacità di **470 nanoFarad**, in presenza di una luce intensa otterrete una frequenza di circa **15.000 Hz** ed al buio una frequenza di soli **1,5 Hz**.

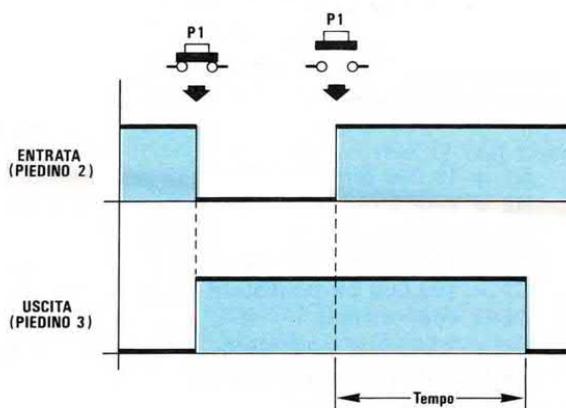
MONOSTABILE con uscita RITARDATA (fig.27)



R1 = vedi formule
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo 1N4150
IC1 = NE555
P1 = pulsante

millisecondi = $1,1 \times R1 \times C1$
secondi = $0,0011 \times R1 \times C1$
R1 Kiloohm = secondi : ($0,0011 \times C1$)

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
 il valore di **C1** è espresso in **microFarad**



Premendo il pulsante P1 applicato sull'ingresso di questo **monostabile**, l'**uscita** che in condizioni normali si trova a **livello logico 0**, si porterà immediatamente a **livello logico 1**.

Fintanto che terrete premuto il pulsante, la condizione sull'uscita rimarrà a **livello logico 1** e, quando lo lascerete, l'uscita si riporterà a **livello logico 0**, con un **ritardo** che potrete prefissare modificando i valori di R1-C1.

Ogniqualevolta premerete il pulsante, cortocircuiterete verso massa il piedino 2 dell'integrato e, tramite il diodo DS1, scaricherete il condensatore elettrolitico C1 applicato tra i piedini 6-7 e la massa.

Con l'ingresso cortocircuitato verso massa, in uscita otterrete un **livello logico 1**, cioè una tensione positiva pari a quella di alimentazione.

Rilasciando il pulsante, l'uscita si riporterà a **livello logico 0** solo quando il condensatore C1 si sarà **ricaricato**.

Il tempo necessario al condensatore C1 per caricarsi, si può ricavare da queste due formule:

Millisecondi = $1,1 \times R1 \times C1$
Secondi = $0,0011 \times R1 \times C1$

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
 il valore del condensatore **C1** in **microFarad**.

Esempio = Ammettendo di aver utilizzato **47 Kiloohm** per R1 e **10 microFarad** per C1, l'uscita si riporterà a **livello logico 0** dopo un tempo di:

$$1,1 \times 47 \times 10 = 517 \text{ millisecondi}$$

Per ottenere dei tempi ben definiti, conviene sempre scegliere un valore di capacità **standard** in microFarad e calcolare il valore della **R1** in **Kiloohm** utilizzando la formula:

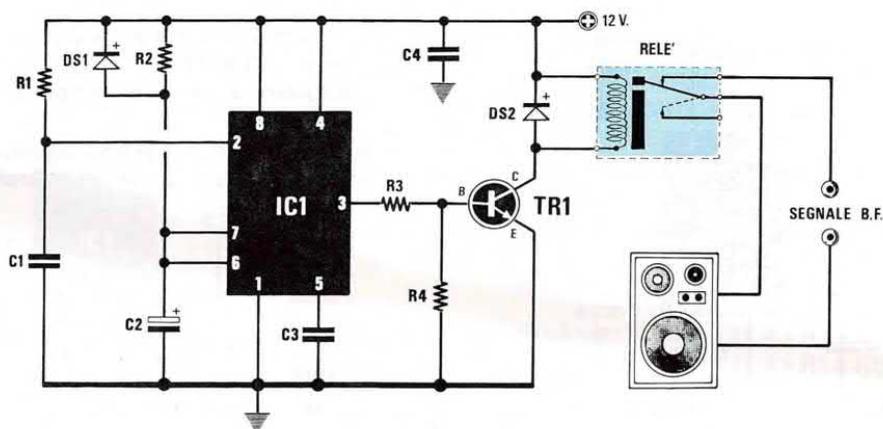
$$R1 = \text{secondi} : (0,0011 \times C1)$$

Esempio = Ammettendo di avere un condensatore da **470 microFarad** e di volere ottenere un ritardo di **60 secondi**, si dovrà scegliere per **R1** un valore di:

$$60 : (0,0011 \times 470) = 116 \text{ Kiloohm}$$

Per ottenere dei tempi molto **precisi**, consigliamo di utilizzare in sostituzione della resistenza R1, un trimmer da **220.000 ohm**, regolandolo poi sperimentalmente in modo da compensare la tolleranza del condensatore. Il trimmer è assolutamente necessario quando si usano dei condensatori **elettrolitici**, perchè questi hanno delle tolleranze che possono raggiungere anche il **40%**, quindi una capacità dichiarata da **470 microFarad** in pratica può risultare da **300 microFarad** oppure da **600 microFarad**.

ANTI-BUMP per CASSE ACUSTICHE (fig.28)



R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = vedi formula
R3 = 4.700 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = vedi formula
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo 1N4150
DS2 = diodo 1N4007
TR1 = NPN tipo BC237
IC1 = NE555
RELÈ = relè 12 volt 1 scambio

C2 = secondi : (0,0011 × R2)
R2 = secondi : (0,0011 × C2)
secondi = 0,0011 × R2 × C2

il valore di **R2** è espresso in **Kiloohm**
 il valore di **C2** è espresso in **microFarad**

Per evitare quel fastidioso "bump" udibile nelle casse acustiche quando si accende un amplificatore HI-FI, potrete utilizzare questo circuito, che provvederà a collegare le casse acustiche alle uscite dello stadio finale in **ritardo**, cioè quando tutti i condensatori elettrolitici si saranno già caricati.

Il ritardo dipende dai valori di R2 e C2, quindi se per **C2** volete utilizzare una capacità di **47 microFarad** per ottenere un ritardo di **5 secondi** potreste calcolare il valore della resistenza **R2** utilizzando la seguente formula:

$$R2 = \text{secondi} : (0,0011 \times C2)$$

Pertanto, il valore richiesto per R2 sarà di:

$$5 : (0,0011 \times 47) = 96,71 \text{ Kiloohm}$$

Poichè questo valore non è standard, potrete utilizzare una resistenza da **100.000 ohm**.

Per conoscere dopo quanti **secondi** si ecciterà il relè con i valori di **100 Kiloohm** e di **47 microFarad**, dovrete utilizzare la formula:

$$\text{secondi} = 0,0011 \times R2 \times C2$$

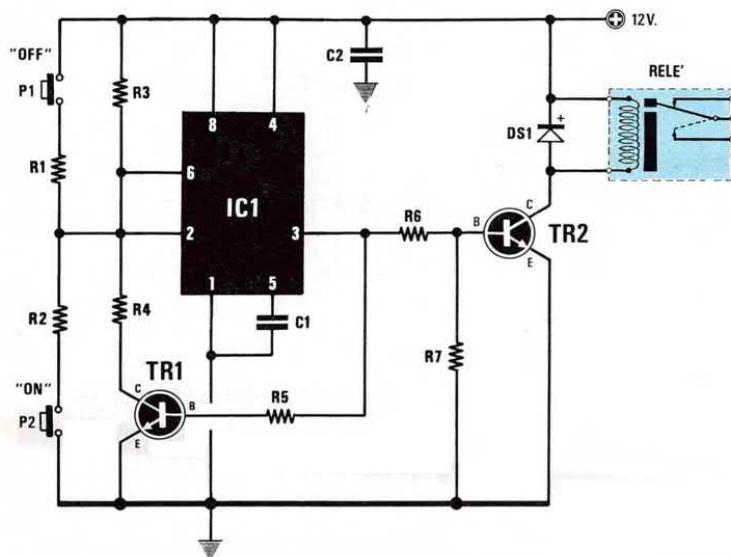
quindi otterrete un tempo di:

$$0,0011 \times 100 \times 47 = 5,17 \text{ secondi}$$

Il diodo DS1 posto in parallelo alla resistenza R2 serve a scaricare rapidamente il condensatore C2 ogniqualvolta si spegnerà l'amplificatore, in modo da garantire sempre lo stesso ritardo nell'inserimento degli altoparlanti, nell'eventualità in cui l'amplificatore venisse spento e subito riacceso.

Il circuito richiede per la sua alimentazione una tensione di **12 volt**, quindi se il vostro amplificatore funziona con tensioni notevolmente più elevate, ad esempio di 30-40-50 volt, vi converrà realizzare un piccolo alimentatore separato.

FLIP/FLOP tipo SET/RESET (fig.29)



- R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 4.700 ohm 1/4 watt
- R7 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 10.000 pF poliestere
- C2 = 100.000 pF poliestere
- DS1 = diodo 1N4007
- TR1 = NPN tipo BC237
- TR2 = NPN tipo BC237
- IC1 = NE555
- P1 = pulsante
- P2 = pulsante
- RELE = relè 12 volt 1 scambio

Questo circuito vi permetterà di eccitare o di diseccitare un relè, premendo per un brevissimo istante il pulsante **ON** o **OFF**.

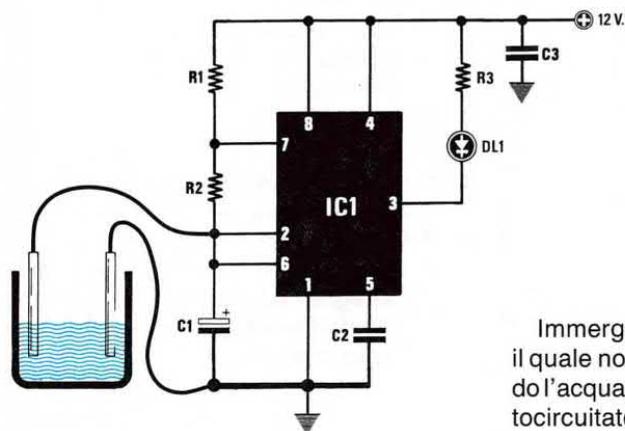
Ogniqualvolta fornirete tensione al circuito, il relè risulterà **diseccitato**, mancando sul piedino d'uscita 3 una tensione positiva utile a portare in conduzione il transistor TR2.

Premendo il pulsante **ON**, cortocircuiterete verso massa i piedini 2-6 dell'NE555 e, così facendo, sul piedino d'uscita 3 vi ritroverete con un **livello logico 1** che, polarizzando la Base del transistor TR2, **ecciterà** il relè.

Anche il transistor TR1 collegato con la sua Base al piedino d'uscita 3, si porterà in conduzione e, conseguentemente, il suo Collettore **forzerà a livello logico 0** i piedini 2-6 dell'NE555; pertanto, anche quando lascerete il pulsante **ON**, questi due piedini rimarranno sempre a **livello logico 0**.

Premendo il pulsante **OFF**, cortocircuiterete verso il positivo i piedini 2-6 e, così facendo, sul piedino d'uscita 3 vi ritroverete con un **livello logico 0** che, togliendo la tensione di polarizzazione dalla Base del transistor TR2, **disecciterà** il relè.

INDICATORE di LIVELLO ACQUA (fig.30)

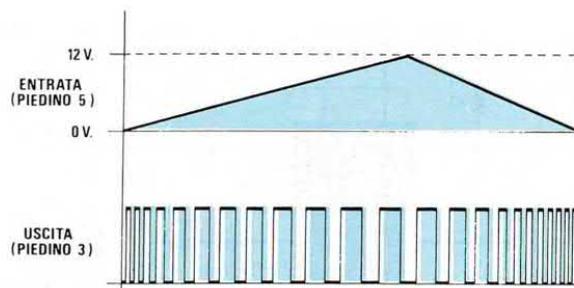
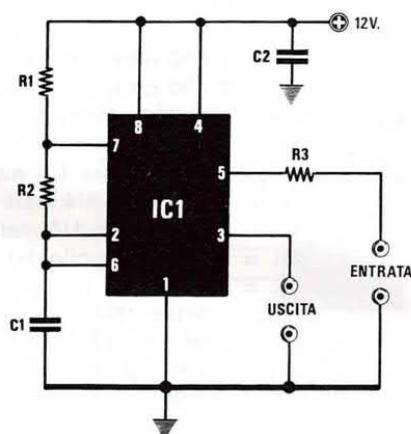


- R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 18.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 560 ohm 1/4 watt
- C1 = 10 mF elettr. 25 volt
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- DL1 = diodo led
- IC1 = NE555

Immergendo i due puntali fino al **livello minimo** oltre il quale non vogliamo che l'acqua scenda, fino a quando l'acqua toccherà i due puntali il piedino 2 risulterà cortocircuitato a **massa**, ed in queste condizioni il diodo led risulterà spento.

Quando l'acqua **non toccherà** più i due puntali, il diodo led inizierà a **lampeggiare** ad una frequenza di **4 Hertz**.

SEMPLICE V.C.O (fig.31)



- R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 2.200 ohm 1/4 watt
- C1 = vedi tabella
- C2 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = NE555

C1 in pF	0 Volt	6 Volt	12 Volt
470	145.000	143.000	80.000 Hz
1.000	82.000	61.000	33.600 Hz
4.700	20.400	14.600	7.800 Hz
10.000	10.600	7.600	4.000 Hz
22.000	4.300	3.000	1.600 Hz
47.000	2.400	1.700	900 Hz
56.000	2.000	1.500	800 Hz
82.000	1.600	800	600 Hz
100.000	1.100	800	400 Hz

Schema elettrico di un semplice V.C.O (Oscillatore Controllato in Tensione). Come si potrà notare dal grafico, se sull'ingresso del V.C.O non applicherete alcuna tensione, in uscita otterrete una frequenza proporzionale al valore del condensatore C1.

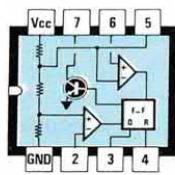
Applicando sull'ingresso una tensione continua, la frequenza si abbasserà.

Applicando sul piedino 5 una tensione continua variabile da 0 volt fino ad un massimo di 12 volt,

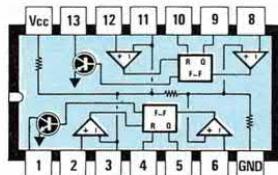
pari cioè alla tensione di alimentazione dell'NE555, sul piedino di uscita 3 otterrete una frequenza proporzionale al valore della tensione.

A titolo di esempio, alimentando l'integrato NE555 con una tensione di 12 volt ed applicando sul piedino d'ingresso 5 una tensione variabile da 0 a 12 volt, otterrete una gamma di frequenze proporzionale al valore di C1.

Nella tabella in alto riportiamo le frequenze che si otterranno applicando sull'ingresso 0-6-12 volt.



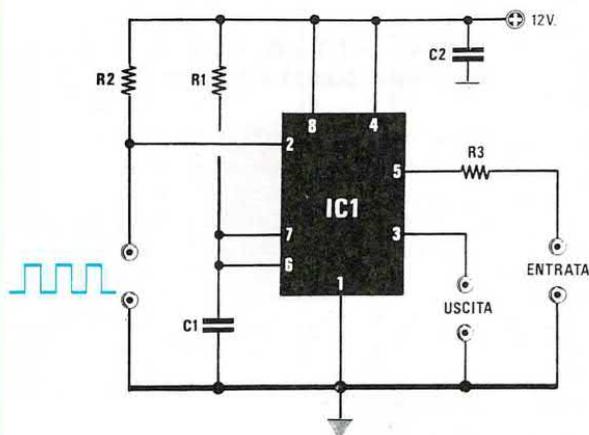
NE555



NE 556

Fig.32 Connessioni viste da sopra degli integrati NE.555 ed NE.556. Come potete vedere nella figura di destra, quest'ultimo contiene due integrati NE.555. Si noti la tacca di riferimento a U presente su un solo lato del corpo.

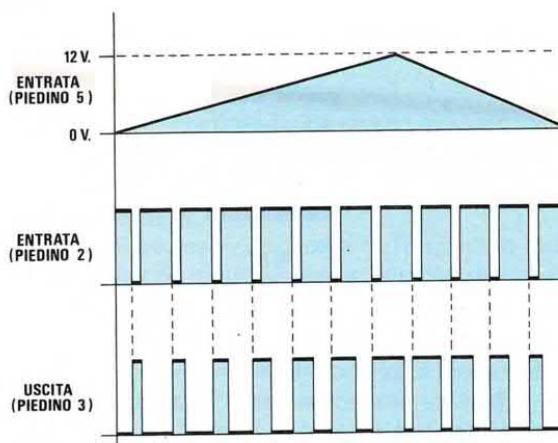
MODULATORE a DUTY-CYCLE variabile (fig.33)



R1 = vedi formule
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
R3 = 2.200 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

T millisecc. = 1 : KHz
C1 = millisecc. : (1,1 x R1)

il valore di **R1** è espresso in Kiloohm
 il valore di **C1** è espresso in microFarad



Applicando sul piedino 2 un'onda **quadra** non importa con quale duty-cycle, potrete **allargare** o **restringere** sia gli impulsi a **livello logico 1** che quelli a **livello logico 0**, applicando sul piedino 5 una tensione continua da 0 a 12 volt.

In questo circuito sarà necessario scegliere per **C1** una capacità tale, che il suo tempo non **superi mai** quello del segnale ad onda quadra che applicherete sul piedino 2.

Amesso che sull'ingresso si applichi un'onda quadra da **10.000 Hz**, la prima operazione che dovrete compiere sarà quella di ricavare il suo tempo in **millisecondi** utilizzando la formula:

$$T \text{ millisecc.} = 1 : \text{KHz}$$

Convertendo **20.000 Hz** in Kiloherzt, otterrete **20 KHz** e con questa frequenza avrete un tempo di:

$$1 : 20 = 0,05 \text{ millisecondi}$$

Pertanto, la capacità del condensatore **C1** dovrà

risultare **minore** di:

$$C1 = \text{millisecc.} : (1,1 \times R2)$$

NOTA: Il valore di **R2** è espresso in Kiloohm e quello del condensatore **C1** in microFarad.

Amesso che la resistenza **R2** sia da **10 Kiloohm**, come capacità del condensatore **C1** otterrete:

$$0,05 : (1,1 \times 10) = 0,004545 \text{ mF}$$

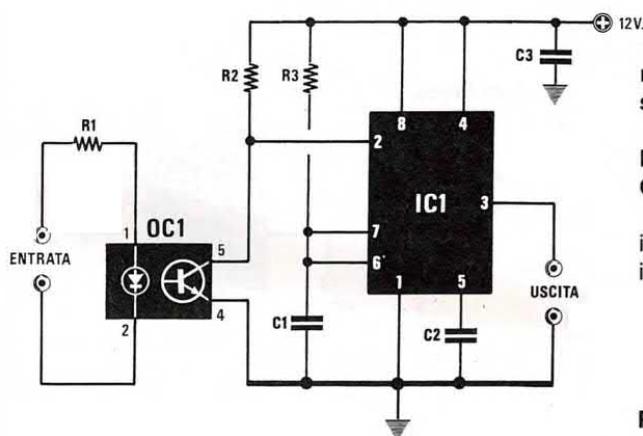
Per convertire i microFarad in **picoFarad**, dovrete moltiplicarli x 1.000.000 e, così facendo, otterrete:

$$0,00454 \times 1.000.000 = 4.545 \text{ pF}$$

Pertanto, dovendo utilizzare una capacità **minore**, potrete scegliere per **C1** una capacità di **3.900 pF**.

Il tempo si può variare anche modificando in più o in meno il valore della resistenza **R1**.

MONOSTABILE PILOTATO TRAMITE UN FOTOACCOPIATORE (fig.34)



$$\text{millisec.} = 1,1 \times R3 \times C1$$

$$\text{secondi} = 0,0011 \times R3 \times C1$$

$$R3 = \text{secondi} : (0,0011 \times C1)$$

$$C1 = \text{secondi} : (0,0011 \times R3)$$

il valore di **R3** è espresso in **Kiloohm**
 il valore di **C1** è espresso in **microFarad**

R1 = vedi tabella N.1

R2 = 10.000 ohm 1/4 watt

R3 = vedi formule

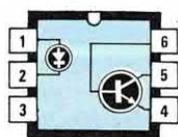
C1 = vedi formule

C2 = 10.000 pF poliestere

C3 = 100.000 pF poliestere

OC1 = fotoaccoppiatore 4N37

IC1 = NE555



4N37

In talune applicazioni potrebbe presentarsi la necessità di **isolare** elettricamente il multivibratore monostabile dal circuito che lo pilota.

Utilizzando un **fotoaccoppiatore** come quello visibile in figura, potrete portare a **livello logico 0** il piedino 2 del trigger dell'NE.555, ogniqualvolta il diodo emittente presente nel fotoaccoppiatore verrà posto in conduzione.

Infatti, il diodo eccitando il fototransistor lo porterà in conduzione cortocircuitando a **massa** il piedino 2 e, così facendo, verrà attivato il monostabile.

Quando il fototransistor sarà diseccitato, il piedino 3 d'uscita si troverà a **livello logico 0**, mentre quando il fototransistor verrà eccitato, il piedino 3 d'uscita si porterà immediatamente a **livello logico 1**.

L'uscita dal **livello logico 1** si riporterà a **livello logico 0**, dopo un tempo che potrete calcolare usando le formule qui sotto riportate:

$$\text{millisecondi} = 1,1 \times R3 \times C1$$

$$\text{secondi} = 0,0011 \times R3 \times C1$$

il valore della resistenza **R3** è in **Kiloohm**

il valore del condensatore **C1** è in **microFarad**.

Poichè quando si progetta un circuito si sa quale **tempo** si desidera ottenere, ma non si conosce

mai quale valore di **R3** o di **C1** scegliere, converrà usare le seguenti formule:

$$R3 = \text{secondi} : (0,0011 \times C1)$$

$$C1 = \text{secondi} : (0,0011 \times R3)$$

In pratica, conviene scegliere un valore di capacità **standard**, poi ricercare il valore della resistenza. Ad esempio, per ottenere un ritardo di **5 secondi**, potrete scegliere un condensatore elettrolitico da **47 microFarad** e poi calcolare quale valore di resistenza dovrete utilizzare:

$$5 : (0,0011 \times 47) = 96,7 \text{ Kiloohm}$$

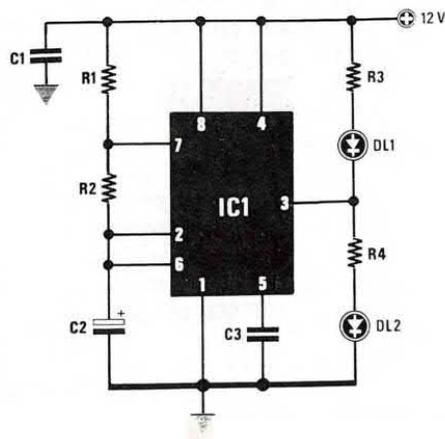
In questo caso potrete tranquillamente utilizzare una resistenza da **100.000 ohm**, perchè occorre sempre considerare che i condensatori elettrolitici sono caratterizzati da notevoli **tolleranze**.

La resistenza **R1** posta in serie al diodo fotoaccoppiatore andrà calcolata in funzione dei volt che applicherete su tale diodo come indicato nella tabella seguente:

TABELLA N.1

5 volt = R1 da 270 ohm
12 volt = R1 da 680 ohm
15 volt = R1 da 820 ohm
18 volt = R1 da 1.000 ohm
24 volt = R1 da 1.200 ohm

LAMPEGGIATORE A DUE LED (fig.35)



- R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R2 = vedi formule
- R3 = 680 ohm 1/4 watt
- R4 = 680 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = vedi formule
- C3 = 10.000 pF poliestere
- DL1 = diodo led
- DL2 = diodo led
- IC1 = NE555

$$\text{lampeggii} = 86.400 : [(R1 + R2 + R2) \times C2]$$

$$\text{Hz} = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) \times C2]$$

i valori di R1-R2 sono espressi in Kiloohm
il valore di C2 è espresso in microFarad

Per stabilire quanti lampeggii otterrete nel tempo di **60 secondi** potrete usare la seguente formula:

$$\text{lampeggii} = 86.400 : [(R1 + R2 + R2) \times C2]$$

dove:

i valori di R1-R2 sono espressi in Kiloohm
il valore del condensatore C2 in microFarad.

Amesso di avere inserito nel circuito un condensatore elettrolitico da **220 microFarad** ed una resistenza R2 da **82 Kiloohm** e che la R1 sia da **1 Kiloohm**, ogni minuto otterrete questo numero di lampeggii:

$$86.400 : [(1 + 82 + 82) \times 220] = 2,38 \text{ lampeggii}$$

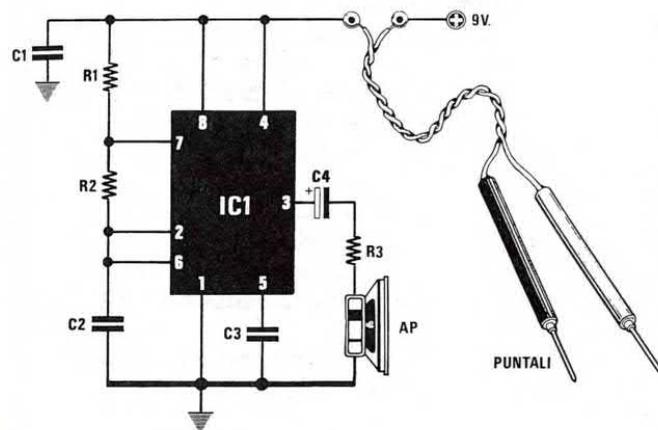
Aumentando la capacità del condensatore C2 si **ridurra** il numero dei lampeggii, mentre riducendola **aumenterà**.

Chi volesse conoscere la **frequenza** di questo oscillatore, potrà usare la formula seguente:

$$\text{Hz} = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) \times C2]$$

Se questo circuito venisse alimentato con una tensione di **9 volt** anzichè di **12 volt** come da noi indicato, sarebbe necessario ridurre il valore delle resistenze R3-R4 a soli **470 ohm** per ottenere una maggiore luminosità dei due led.

TESTER per CORTOCIRCUITI (fig.36)

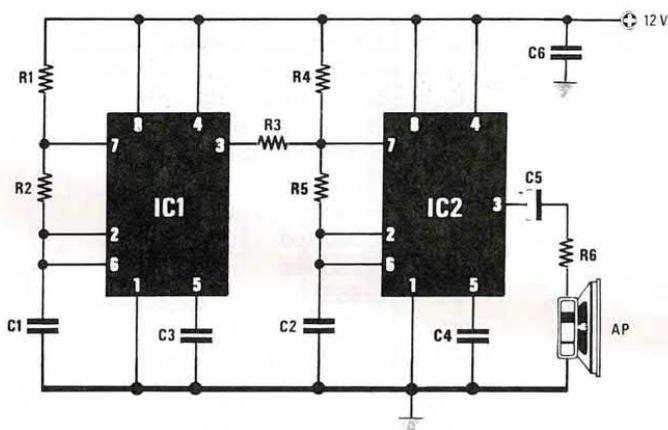


- R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 68 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- C2 = 82.000 pF poliestere
- C3 = 10.000 pF poliestere
- C4 = 10 mF elettr. 63 volt
- IC1 = NE555
- AP = altoparlante 8 ohm

$$\text{Hz} = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) \times C1]$$

i valori di R1-R2 sono in Kiloohm
il valore di C2 è in microFarad

GENERATORE di note BITONALI (fig.37)



R1 =	10.000 ohm	1/4 watt
R2 =	820.000 ohm	1/4 watt
R3 =	390.000 ohm	1/4 watt
R4 =	100.000 ohm	1/4 watt
R5 =	10.000 ohm	1/4 watt
R6 =	68 ohm	1/4 watt
C1 =	150.000 pF	poliestere
C2 =	12.000 pF	poliestere
C3 =	10.000 pF	poliestere
C4 =	10.000 pF	poliestere
C5 =	10 mF	elett. 63 volt
C6 =	100.000 pF	poliestere
IC1 =	NE555	
IC2 =	NE555	
AP =	altoparlante 8 ohm	

Questo circuito genera una nota **bitonale**, che si potrà utilizzare come segnale di allarme.

I due integrati NE.555 presenti nel circuito, vengono utilizzati per svolgere la seguente funzione:

IC1 per modificare la velocità di cambio
IC2 per generare le due frequenze bitonali

Il primo integrato IC1 andrà fatto oscillare su frequenze molto basse comprese tra **1-7 Hz** e il valore di questa frequenza si calcola nel seguente modo:

$$\text{Hz} = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) \times C1]$$

i valori di **R1-R2** sono espressi in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**.

Poichè il valore di **R1** riportato nell'elenco componenti equivale a **10.000 ohm** pari a **10 Kiloohm**, quello di **R2** a **820.000 ohm** pari a **820 Kiloohm** e quello di **C1** ad un valore di **0,15 microFarad**, la frequenza che otterrete sarà pari a:

$$1.440 : [(10 + 820 + 820) \times 0,15] = 5,8 \text{ Hz}$$

Poichè il piedino d'uscita 3 di **IC1** risulta collegato al piedino 7 di **IC2** tramite una resistenza (vedi R3) da **390.000 ohm**, quando questo piedino si porterà a **livello logico 1**, avrete in parallelo alla resistenza **R4** la resistenza **R3** e, di conseguenza, **R3** con **R4** vi daranno un valore totale:

$$Rt = (R3 \times R4) : (R3 + R4)$$

quindi i **100 Kiloohm** di **R4** diventeranno in pratica **79,59 Kiloohm**.

Con questo valore di **R totale** l'integrato **IC2** emetterà una nota acustica ad una frequenza di:

$$\text{Hertz} = 1.440 : [(Rt + R5 + R5) \times C2]$$

quindi con:

$$\begin{aligned} R_t &= 79,59 \text{ Kiloohm} \\ R_5 &= 10 \text{ Kiloohm} \\ C_2 &= 0,012 \text{ microFarad} \end{aligned}$$

otterrete una frequenza di:

$$1.440 : [(76,59 + 10 + 10) \times 0,012] = 1.242 \text{ Hz}$$

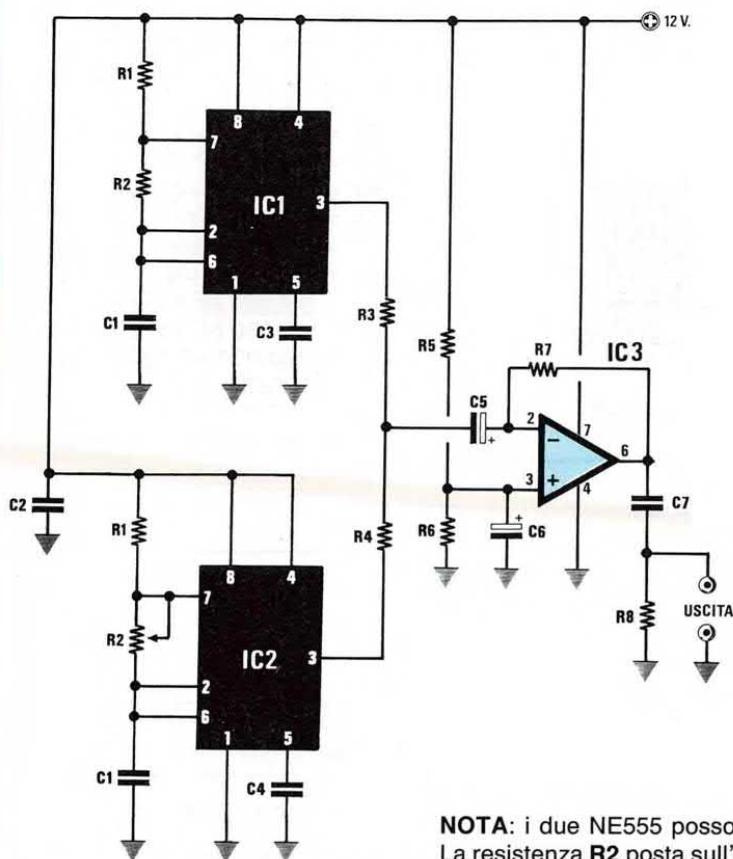
Quando il piedino 3 di **IC1** si porterà a **livello logico 0**, in parallelo alla resistenza **R5** ed alla capacità **C2** avrete la resistenza **R3** e, di conseguenza, la frequenza della nota acustica sarà più bassa di quella calcolata in precedenza di circa il 40% producendo una nota sui 745 Hz.

In pratica, ogniqualvolta sul piedino d'uscita 3 di **IC1** sarà presente un **livello logico 0**, l'integrato **IC2** emetterà una nota acustica a circa **745 Hz**, mentre quando sullo stesso piedino sarà presente un **livello logico 1**, l'integrato **IC2** emetterà una nota acustica a **1.240 Hz**.

Aumentando o riducendo il valore del condensatore **C1**, varierà la velocità del cambio di tonalità, mentre aumentando o riducendo il valore del condensatore **C2** varierà la frequenza della nota bitonale.

Usando per **R3** un valore di **270.000 ohm**, otterrete una **maggiore** differenza tra le due note emesse, mentre se userete un valore di **560.000 ohm**, otterrete una **minore** differenza tra le due note emesse.

GENERATORE di duplice NOTA di BF (fig.38)



- R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R2 = vedi formule
- R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R7 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R8 = 47.000 ohm 1/4 watt
- C1 = vedi formule
- C2 = 100.000 pF poliestere
- C3 = 10.000 pF poliestere
- C4 = 10.000 pF poliestere
- C5 = 22 mF elettr. 25 volt
- C6 = 10 mF elettr. 63 volt
- C7 = 1 mF poliestere
- IC1 = NE555
- IC2 = NE555
- IC3 = TL081

NOTA: i due NE555 possono essere sostituiti da un NE556.
La resistenza R2 posta sull'oscillatore IC2 è un potenziometro.

Utilizzando due oscillatori **astabili** potrete ottenere due **note** di diversa frequenza che, miscelate tra loro, produrranno un particolare effetto sonoro.

Per ascoltare in **altoparlante** questo suono, dovrete collegare l'uscita di questo circuito all'ingresso di un piccolo amplificatore finale da **3-5 watt**.

Per determinare a quale frequenza oscillano i due astabili, potrete servirvi della seguente formula:

$$\text{Hertz} = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) \times C1]$$

La resistenza R2 dei due oscillatori la potrete calcolare utilizzando un valore di frequenza compreso tra **500-2.000 Hz**, utilizzando la formula:

$$R1 + R2 + R2 = 1.440 : (\text{Hertz} \times C1)$$

Ammessi di voler ottenere una frequenza di **1.750 Hz** e di voler usare una capacità di **0,015 mi-**

croFarad, il valore di **R1 + R2 + R2** sarà pari a:

$$1.440 : (1.750 \times 0,015) = 54,8 \text{ Kiloohm}$$

Poichè **54,8 Kiloohm** è la somma di **R1 + R2 + R3**, sottraendo il valore di **R1** che è di **1 Kiloohm**, otterrete per **R2 + R2** un valore di:

$$54,8 - 1 = 53,8 \text{ Kiloohm}$$

Poiché il valore di **R2** dovrà essere uguale alla metà di **53,8**, cioè **26,9 Kiloohm**, non essendo questo un valore standard, sceglierete al suo posto **27 Kiloohm**.

Per determinare a quale frequenza oscillano i due astabili, potrete servirvi della seguente formula:

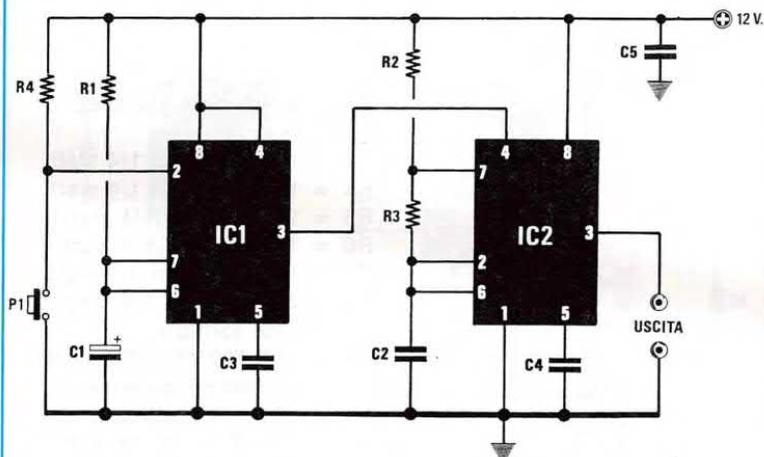
$$\text{Hertz} = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) \times C1]$$

Quindi, con i valori da noi scelti otterrete:

$$1.440 : [(1 + 27 + 27) \times 0,015] = 1.745 \text{ Hz}$$

Per il potenziometro **R2** applicato su **IC2** potrete usare un valore di **47 Kiloohm** o **100 Kiloohm**.

GENERATORE DI TRENI D'ONDA (fig.39)



- R1 = vedi formule
- R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R3 = vedi formule
- R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = vedi formule
- C2 = vedi formule
- C3 = 10.000 pF poliestere
- C4 = 10.000 pF poliestere
- C5 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = NE555
- IC2 = NE555
- P1 = pulsante

$$\text{secondi} = 0,0011 \times R1 \times C1$$

$$R1 = \text{secondi} : (0,0011 \times C1)$$

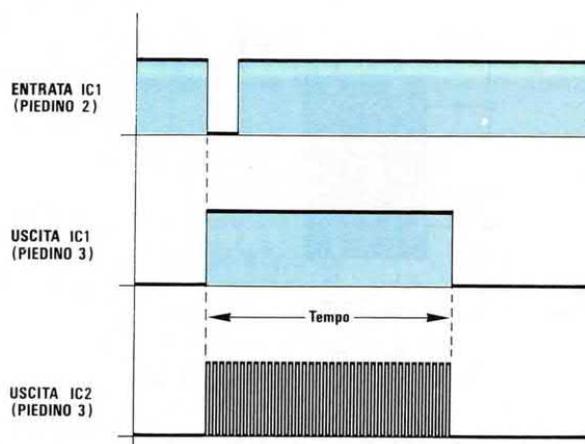
$$\text{Hertz} = \text{impulsi} : \text{secondi}$$

$$RX = R3 + R3 + R2$$

$$RX = 1.440 : (\text{Hertz} \times C2)$$

$$\text{impulsi} = 1.440 \times \text{secondi} : (RX \times C2)$$

i valori di R1-R2-R3 sono in Kiloohm
 i valori di C1-C2 sono in microFarad
 il valore di RX è uguale a R3 + R3 + R2



Questo circuito permette di ottenere in uscita (piedino 3 di IC2) un **treno d'impulsi** di durata ben definita, ogniqualvolta il piedino d'ingresso (piedino 2 di IC1) verrà portato a **livello logico 0** o semplicemente **cortocircuitato** a massa.

Tale circuito potrebbe risultare molto utile in tutti quei casi in cui sia necessario inviare un certo numero di impulsi a **livello logico 1** in un tempo pre-stabilito.

Ad esempio, se dovete inviare ad un circuito **30 impulsi** in **10 secondi**, anzichè premere per 30 volte consecutive un tasto, basterà premerlo **una sola volta** ed il circuito eseguirà questa operazione senza sbagliare.

Il primo integrato NE.555 siglato IC1 viene utilizzato come oscillatore **monostabile** ed è quello che vi permetterà di ottenere il **tempo** di durata degli impulsi, mentre il secondo, siglato IC2, viene utilizzato come oscillatore **astabile** ed è quello che vi permetterà di determinare quanti **impulsi** deside-

rate ottenere nel tempo prefissato da IC1.

Per determinare il **tempo** di durata degli impulsi potrete usare la formula:

$$\text{Secondi} = 0,0011 \times R1 \times C1$$

il valore di R1 è espresso in **Kiloohm**
 il valore di C1 è espresso in **microFarad**.

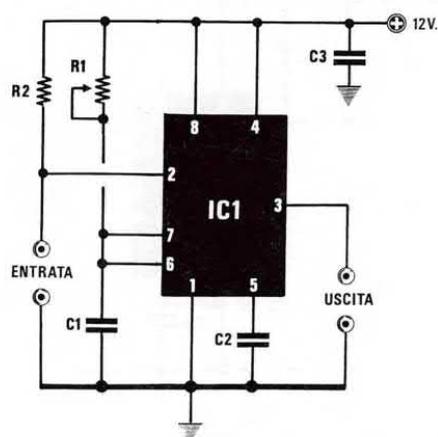
Per determinare il numero degli **impulsi** che si desidera ottenere nel **tempo** prestabilito, utilizzerete questa seconda formula:

$$\text{Impulsi} = (1.440 \times \text{Secondi}) : (RX \times C2)$$

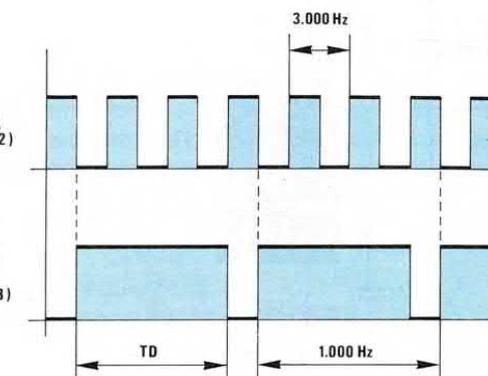
Il valore di RX da inserire in questa formula si ricava facendo la **somma** dei valori delle resistenze **R3 + R3 + R2** sempre espressi in **Kiloohm**.

In pratica, si potrebbe **raddoppiare** il valore di R3, **sommando** poi ad esso il valore di R2.

DIVISORE DI FREQUENZA (fig.40)



R1 = leggere testo
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = leggere testo



C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

Questo circuito è un semplice **divisore** di frequenza, che accetta sull'ingresso solo segnali ad **onda quadra** e frequenze massime di **500.000 Hz** se si usa un **normale NE555** e di **1,5 MHz** se si usano degli **NE555 C/Mos**.

Il vantaggio che offre questo divisore è quello di poter **dividere** la frequenza applicata sul suo ingresso per numeri interi, da **2-3-4-5-6-7-8-9-10**, ecc., modificando solo la capacità del condensatore **C1**.

Il trimmer **R1** presente nel circuito serve per correggere le immancabili tolleranze del condensatore **C1**.

Facciamo presente che questo divisore funzionerà solo se sul piedino d'ingresso 2 si applicherà un segnale ad onda **quadra**, la cui ampiezza superi di **1/3** il valore della tensione di alimentazione, diversamente il circuito non funzionerà.

Ad esempio, se si alimenta il circuito con una tensione di 12 volt, l'ampiezza del segnale ad onda quadra dovrà superare i **4 volt**, se dovesse risultare minore, converrà ridurre la tensione di alimentazione dell'NE.555.

Per calcolare il valore di **R1** e di **C1** si potrà utilizzare la seguente formula:

$$\begin{aligned} \mathbf{C1\ microF.} &= \mathbf{TD\ millisecc. : (Kiloohm \times 1,1)} \\ \mathbf{R1\ Kiloohm} &= \mathbf{TD\ millisecc. : (microF. \times 1,1)} \end{aligned}$$

il tempo **TD** si ricaverà dalla formula:

$$\mathbf{TD\ millisecc. = (ndiv - 0,5) : Kiloohertz}$$

dove:

ndv è il numero di divisione che si vuole ottenere.

Esempio = Ammettiamo di avere una frequenza di **80 Kiloohertz** e di volerla dividere **x7** in modo da ricavare una frequenza di **11,428 Kiloohertz**.

La prima operazione da effettuare sarà:

$$\mathbf{(ndiv - 0,5) : Kiloohertz}$$

pertanto, con i dati in vostro possesso otterrete:

$$\mathbf{(7 - 0,5) : 80 = 0,08125\ millisecc.}$$

Per ricavare il valore da assegnare al trimmer **R1**, si dovrà scegliere per **C1** un valore standard e verificare che quello della resistenza non risulti mai troppo elevato nè troppo basso.

Ammettiamo di scegliere per **C1** una capacità di **22.000 pF** pari a **0,022 mF**.

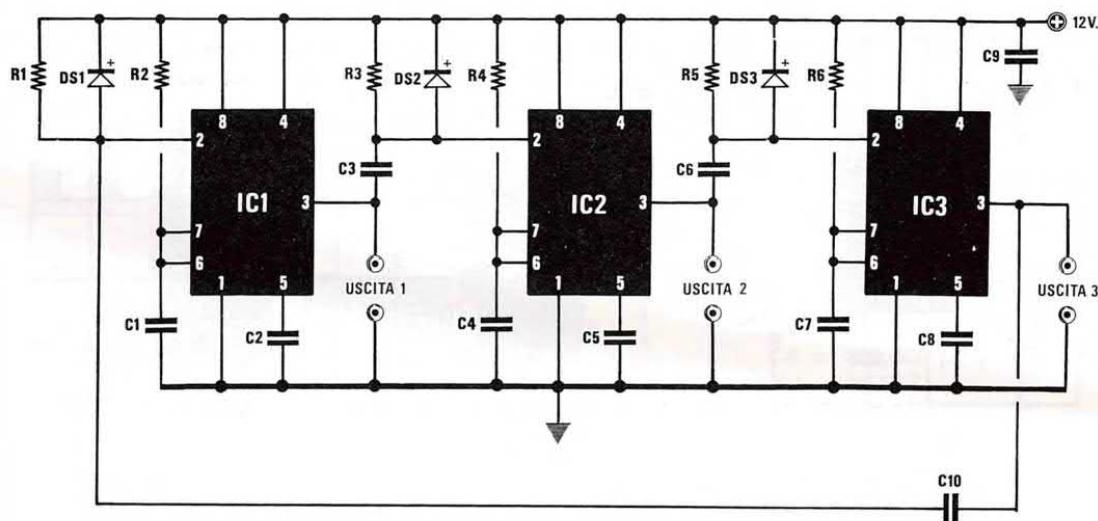
Il valore da scegliere per **R1** sarà pari a:

$$\mathbf{0,08125 : (0,022 \times 1,1) = 3,35\ Kiloohm}$$

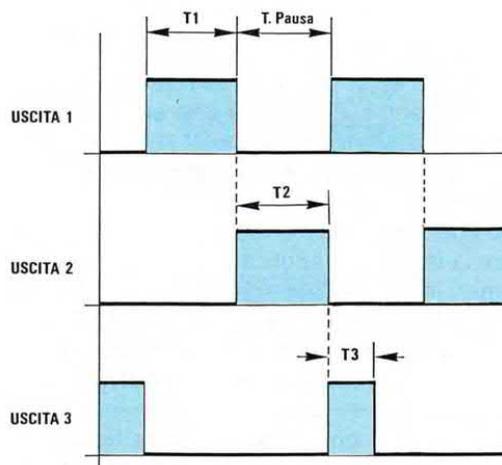
In questo caso si dovrà scegliere un trimmer da **5 Kiloohm**, in modo da poterlo meglio regolare sul valore richiesto e su un valore prossimo per correggere eventuali tolleranze del condensatore **C1**.

Svolgendo l'operazione inversa, cioè conoscendo il valore del trimmer **R1**, per sapere quale sia il valore del condensatore **C1**, si dovrà sempre ricordare di inserire nella formula la **metà** del valore ohmico di **R1**.

TEMPORIZZATORE AD ANELLO A CICLO CONTINUO (fig.41)



- R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R2 = leggere testo
- R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R4 = leggere testo
- R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R6 = leggere testo
- C1 = leggere testo
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 10.000 pF poliestere
- C4 = leggere testo
- C5 = 10.000 pF poliestere
- C7 = leggere testo
- C8 = 10.000 pF poliestere
- C9 = 100.000 pF poliestere
- C10 = 10.000 pF poliestere
- DS1-DS3 = diodi 1N4150
- IC1-IC2-IC3 = NE555



Un circuito monostabile ad **anello** può essere utilizzato in tutte quelle applicazioni in cui occorra una temporizzazione sequenziale, ma a ciclo continuativo.

Nel circuito riprodotto in figura sono presenti solo tre NE555, ma come presto capirete, ne potrete inserire da un **minimo** di 2 ad un numero praticamente infinito.

In sostituzione dell'NE555 potrete utilizzare degli NE556 che, come già saprete, contengono una **coppia** di NE555.

Questo circuito potrebbe risultare utile per accendere in **sequenza** delle lampadine, per ottenere degli effetti di luci **ruotanti**, per **cascate**, ecc.

Infatti, potrete usare le uscite **1-2-3** per accendere in sequenza, (tramite un Triac o un relè), una serie di lampade.

Come noterete, non appena l'uscita **1** si porterà a **livello logico 0**, l'uscita **2** si porterà a **livello logico 1** e quando anche questa, dopo un tempo prefissato, si porterà a **livello logico 0**, vi ritroverete con un **livello logico 1** sulla uscita **3**, e così pure quando questo si riporterà a **livello logico 0**, sulla uscita **1** otterrete un **livello logico 1** ed il ciclo si ripeterà all'infinito.

Il tempo per il quale volete che rimanga accesa la lampada, dipende dai valori delle resistenze **R2-R4-R6** e dei condensatori **C1-C4-C7**.

Se in sostituzione di resistenze di valore fisso, userete dei **trimmer**, potrete variare i tempi per i quali tenere accese le lampade applicate sulle tre uscite.

Ad esempio, potrete accendere velocemente le

lampade sulle uscite **1-2** e tenere accese per diversi secondi le lampade sull'uscita **3**, una soluzione questa che potrebbe risultare interessante per delle insegne pubblicitarie o Natalizie.

Ai tre stadi riportati in fig.41 ne potrete aggiungere degli altri, collegando sempre l'ultimo NE.555 al primo tramite il condensatore C10.

Le formule per ricavare tutti i valori richiesti, sono le seguenti:

$$\text{secondi} = 0,0011 \times R \times C$$

$$R = \text{secondi} : (0,011 \times C)$$

$$C = \text{secondi} : (0,011 \times R)$$

i valori di **R2-R4-R6** sono espressi in **Kiloohm**

i valori di **C1-C4-C7** sono espressi in **microFarad**.

Ad esempio, se volete conoscere il **tempo** di accensione di ogni lampada utilizzando delle resistenze (**R2-R4-R6**) da **100 Kiloohm** e delle capacità (**C1-C4-C7**) da **47 microFarad**, dovrete svolgere questa semplice operazione:

$$0,011 \times 100 \times 47 = 5,17 \text{ secondi}$$

Poichè i condensatori elettrolitici hanno delle elevate tolleranze, i tempi reali risulteranno alquanto diversi da quelli calcolati.

PER ECCITARE UN RELÈ

Collegando al piedino d'uscita **3** dell'NE.555 dei relè che richiedono elevate correnti per potersi eccitare, questo non funzionerà mai.

La soluzione più semplice per eccitare un qualsiasi relè, è quella di pilotare con la tensione che preleverete dal piedino **3** la Base di un transistor di piccola o media potenza.

In fig.42 appare lo schema che potrete utilizzare per dei transistor **NPN**, mentre in fig.43 lo schema per dei transistor **PNP**.

Il transistor che sceglierete deve essere in grado di erogare una corrente di circa **100 milliampere**.

Come transistor **NPN** potremmo consigliarvi i seguenti:

BC.107 - BC.238 - BC.337 - BC.338 - BD.135

o altri equivalenti.

Utilizzando dei transistor **NPN** (vedi fig.42) l'Emettitore verrà collegato a **massa** ed il relè inserito tra il Collettore ed il **positivo** di alimentazione.

Come transistor **PNP** potremmo consigliarvi i:

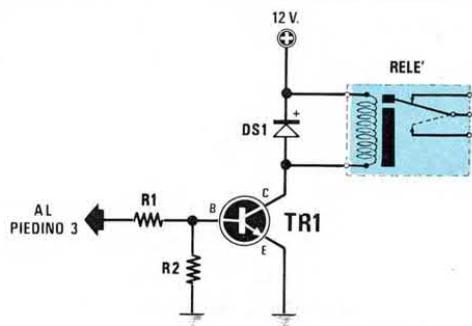
BC.213 - BC.251 - BC.327 - BC.559 - BD.136

o altri equivalenti.

Utilizzando dei transistor **PNP** (vedi fig.43) l'Emettitore verrà collegato al **positivo** di alimentazione ed il relè inserito tra il Collettore e la **massa**.

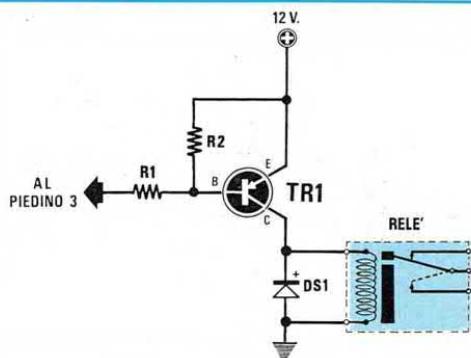
Il diodo DS1 posto in parallelo alla bobina di eccitazione serve per proteggere il transistor dalle extratensioni.

Per eccitare con l'NE.555 dei diodi **SCR** o dei **TRIAC**, vi consigliamo di utilizzare dei **fotoaccoppiatori** e a tal proposito potrete trovare nel capitolo dedicato a questo componente gli schemi da utilizzare.



R1 = 4.700 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
DS1 = diodo 1N4007
TR1 = transistor NPN
RELÈ = da 12 volt

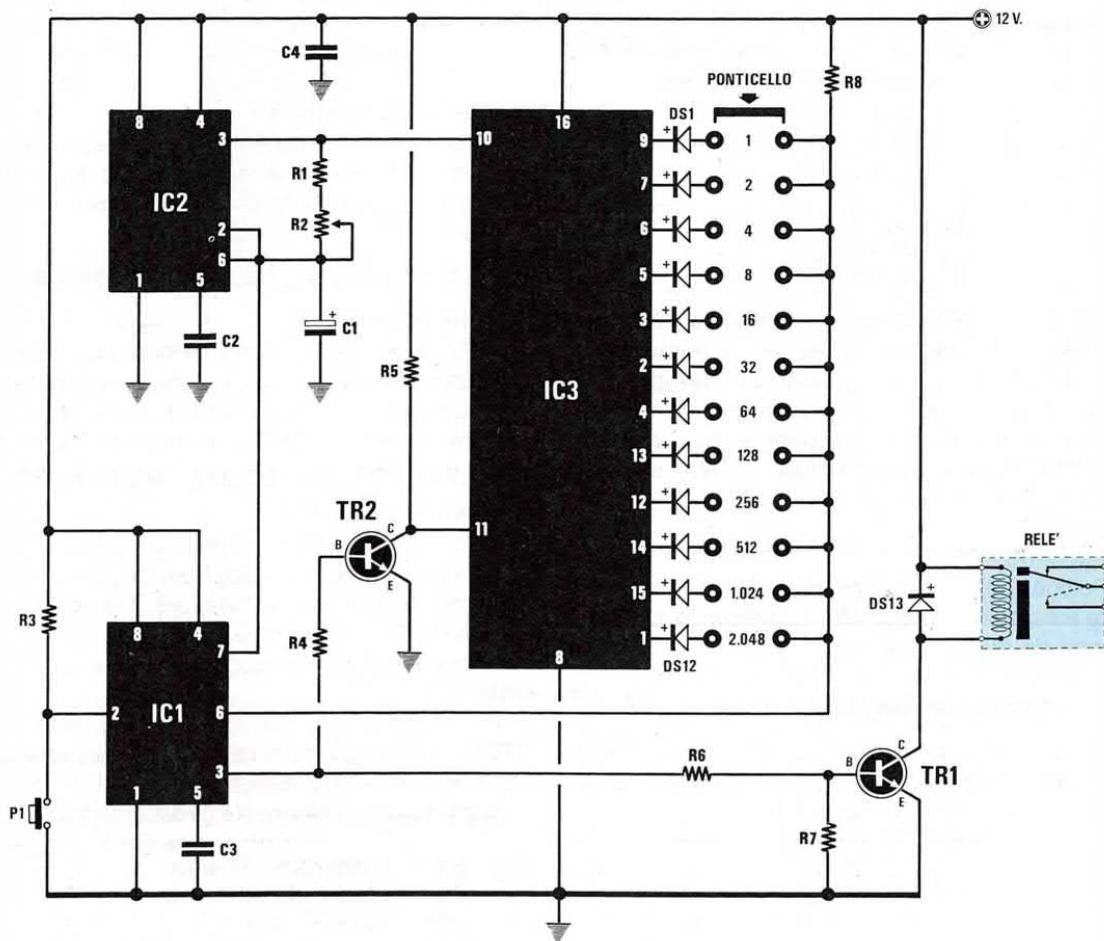
Fig.42 Per eccitare un relè con un transistor NPN potrete utilizzare questo semplice schema. La resistenza R1 andrà direttamente collegata al piedino 3 dell'integrato NE.555. Se alimenterete il transistor con una tensione di 12 volt anche il relè dovrà risultare da 12 volt.



R1 = 4.700 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
DS1 = diodo 1N4007
TR1 = PNP tipo BC237
RELÈ = da 12 volt

Fig.43 Utilizzando un transistor PNP, il relè andrà collegato tra il Collettore e la massa. La resistenza R1 andrà sempre collegata al piedino 3 dell'NE.555, mentre la resistenza R2 al positivo di alimentazione, cioè dal lato dell'Emettitore.

TIMER PER TEMPI LUNGI anche di ORE (fig.44)

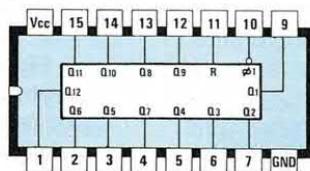


- R1 = vedi formule
- R2 = vedi formule
- R3 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 56.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 4.700 ohm 1/4 watt
- R7 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R8 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = vedi formule
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 10.000 pF poliestere
- C4 = 100.000 pF poliestere
- DS1-DS12 = diodi 1N.4150
- DS13 = diodo 1N4007
- TR1 = NPN tipo BC237
- TR2 = NPN tipo BC237
- IC1 = NE555
- IC2 = NE555
- IC3 = CD4040
- P1 = pulsante
- RELE' = relè 12 V. 1 scambio

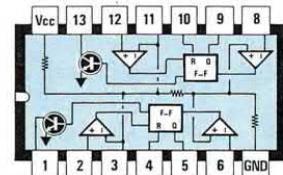
secondi = (1 : Hz) x fatt. multiplicaz.
 $Hz = 1 : [0,0014 \times C1 \times (R1 + R2)]$

$R1 + R2 = 1 : (0,0014 \times C1 \times Hz)$
 $C1 = 1 : [0,0014 \times Hz \times (R1 + R2)]$

i valori di R1-R2 sono espressi in Kiloohm
 il valore di C1 è espresso in microFarad



4040



NE 555

Tutte le configurazioni **monostabili** fin qui presentate danno in uscita un **livello logico 1** per un tempo limitato, in quanto già per ottenere dei tempi intorno i **30-50 secondi**, dovete utilizzare delle capacità e dei condensatori di valore molto elevato a scapito della precisione.

Per ottenere dei tempi molto più lunghi, ad esempio di qualche **decina di minuti** o anche di **qualche ora**, dovete necessariamente utilizzare due **NE.555** (oppure un NE.556 composto da due NE.555) ed un integrato tipo **CD.4040**.

Per la descrizione dello schema elettrico partiremo dall'integrato **CD.4040**, un contatore binario che, contando gli impulsi applicati sul suo piedino d'ingresso **10**, provvederà a modificare il **livello logico 0** presente sui piedini d'uscita, in un **livello logico 1** dopo un tempo dipendente dalla frequenza degli impulsi applicati in ingresso e da un fattore di moltiplicazione come qui sotto riportato:

TABELLA N.1

Piedini di uscita IC3	Fattore di moltiplicazione
piedino 9	1
piedino 7	2
piedino 6	4
piedino 5	8
piedino 3	16
piedino 2	32
piedino 4	64
piedino 13	128
piedino 12	256
piedino 14	512
piedino 15	1.024
piedino 1	2.048

Pertanto, se applicherete sul piedino d'ingresso 10 una frequenza di **1 Hz**, potremo già affermare che sul piedino d'uscita **9** vi sarà un **livello logico 1** dopo **1 secondo**

sul **piedino 7** dopo **2 secondi**

sul **piedino 6** dopo **4 secondi**

ed ovviamente sull'ultimo **piedino 1** un **livello logico 1** dopo **2.048 secondi**, vale a dire dopo **34 minuti**.

Poichè su ogni uscita è presente un diodo al silicio (vedi da **DS1** a **DS12**), che potrete collegare tramite un ponticello alla resistenza R8 da **10.000 ohm**, è intuitivo che fino a quando questo rimarrà a **livello logico 0** la tensione positiva fornita da tale resistenza verrà cortocircuitata a **massa** tramite il diodo posto sull'uscita dell'integrato.

Quando su tale piedino 1 sarà presente un **livello logico 1**, tale cortocircuito verrà eliminato e sul collegamento **diodo/resistenza** risulterà presente la tensione **positiva** di alimentazione, cioè un **livello logico 1**.

Poc'anzi abbiamo accennato al fatto che il **massimo** tempo è quello che può fornirci il piedino 1 che ha un fattore di moltiplicazione di **2.048**, qui aggiungiamo che ponticellando verso la resistenza R8 anche altri piedini, il fattore di moltiplicazione aumenterà.

Così, ponticellando i piedini **1-15-14** si otterrà un fattore di moltiplicazione pari a **2.048 + 1.024 + 512 = 3.584 volte**, perciò si otterrà in pratica un tempo di circa **60 minuti**.

Ponticellando, invece, tutti i **12 piedini**, otterrete un fattore di moltiplicazione di **4.095 volte**, corrispondente in pratica a circa **68 minuti**.

Riducendo la **frequenza** del segnale che applicherete sull'ingresso, **aumenterà** il tempo, mentre aumentando la **frequenza** ovviamente si **ridurrà** il tempo.

Per conoscere il tempo in **secondi** in rapporto alla frequenza in **Hertz**, potrete usare la formula:

$$\text{secondi} = (1 : \text{Hz}) \times \text{fatt. moltiplicaz.}$$

Ammetto di applicare sull'ingresso una frequenza di **0,1 Hz** e di ponticellare tutti i diodi in modo da ottenere un fattore di moltiplicazione pari a **4.095 volte**, otterrete un tempo massimo di:

$$(1 : 0,1) \times 4.095 = 40.950 \text{ secondi}$$

che corrispondono a **682 minuti**, vale a dire a **11 ore e 375 centesimi** di ora.

Ponticellando verso la resistenza **R8** meno diodi, otterrete dei tempi inferiori, che potrete sempre calcolare sommando il fattore di moltiplicazione di ogni piedino prescelto.

A questo punto possiamo passare allo stadio oscillatore in configurazione **astabile**, costituito dall'integrato **NE.555** siglato **IC1**.

Potrete calcolare la frequenza generata da questo oscillatore tramite la formula:

$$\text{Hz} = 1 : [0,0014 \times C1 \times (R1 + R2)]$$

il valore di **C1** è espresso in **microFarad** i valori di **R1-R2** sono espressi in **Kiloohm**.

Per determinare quale valore di capacità o di resistenza inserire nel circuito per ottenere una determinata **frequenza**, potrete adottare le seguenti formule:

$$R1 + R2 = 1 : (0,0014 \times C1 \times \text{Hz})$$

$$C1 = 1 : [0,0014 \times \text{Hz} \times (R1 + R2)]$$

Vi ricordiamo che per realizzare tale oscillatore è conveniente assumere un valore di **capacità** standard e poi calcolare il valore delle resistenze **R1 + R2**, anzichè effettuare l'operazione inversa.

Tenete ancora presente che, a causa della **toleranza** dei componenti, otterrete frequenze note-

volmente diverse da quanto calcolato.

Per ottenere un esatto valore di frequenza, vi conterrà utilizzare per **R1** un valore standard e porre in serie il **trimmer R2** per la taratura.

Il secondo NE.555 presente in tale circuito (vedi IC2) montato in configurazione **monostabile**, viene utilizzato per svolgere le seguenti funzioni:

- far partire l'oscillatore **IC1**
- eccitare il relè quando sulla resistenza **R8** risulterà presente un **livello logico 1**
- resettare l'integrato **CD.4040**, in modo che il conteggio riparta sempre da zero

Ogniqualevolta questo circuito verrà alimentato, il relè risulterà **diseccitato** perchè sul piedino d'uscita 3 di IC2 risulterà presente un **livello logico 0**, quindi la Base del transistor **TR1** non risulterà polarizzata.

Anche sul piedino 7 sempre di IC2 risulterà presente un **livello logico 0**, pertanto, cortocircuitando a **massa** i piedini 2-6 dell'oscillatore IC1, questo risulterà bloccato.

Premendo il pulsante P1 di **Start**, sul piedino 3 di IC2 avrete un **livello logico 1** che, polarizzando

la Base del transistor **TR1**, farà **eccitare** il relè.

Poichè si polarizzerà anche la Base del transistor **TR2**, il suo Collettore porterà a **livello logico 0** il piedino 11 del **CD.4040** e, così facendo, questo contatore verrà attivato.

Contemporaneamente, il piedino 7 di **IC2** si comporterà come un ramo **aperto** ed in tale condizione lo stadio oscillatore composto da **IC1** potrà **oscillare**, inviando sul piedino 10 del **CD.4040** la frequenza generata.

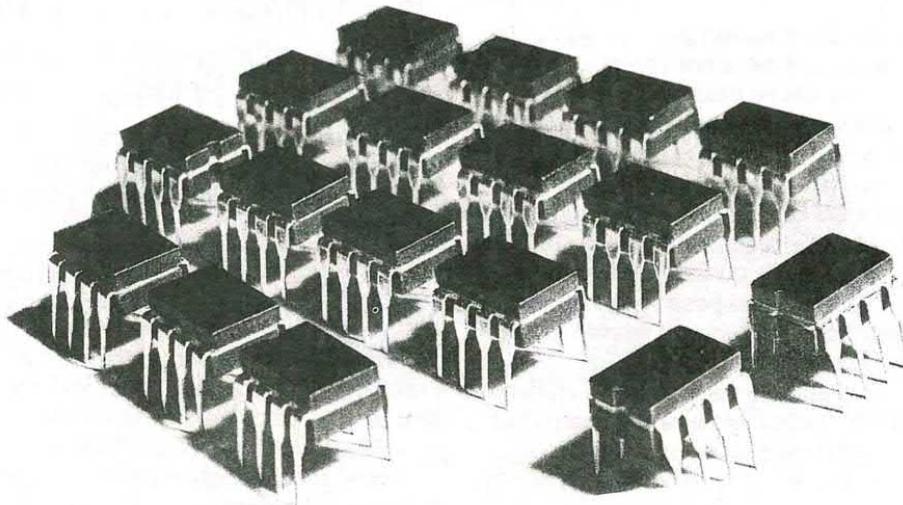
Quando su tutti i piedini di uscita di IC3, collegati tramite i ponticelli alla resistenza **R8**, risulterà presente un **livello logico 1**, automaticamente questo stesso livello logico si presenterà sul piedino 6 dell'integrato IC2.

In tale condizione, torneranno a **livello logico 0** i due piedini 3-7 di **IC2** e, di conseguenza, il relè si **disecciterà** e l'integrato **IC1** **cesserà** di oscillare.

Come vi abbiamo già spiegato, modificando la frequenza dell'oscillatore e ponticellando una o più uscite dell'integrato **CD.4040**, potrete ricavare una infinità di tempi, che potrete anche correggere in più o in meno agendo sul **trimmer R2** posto in serie alla resistenza **R1**.

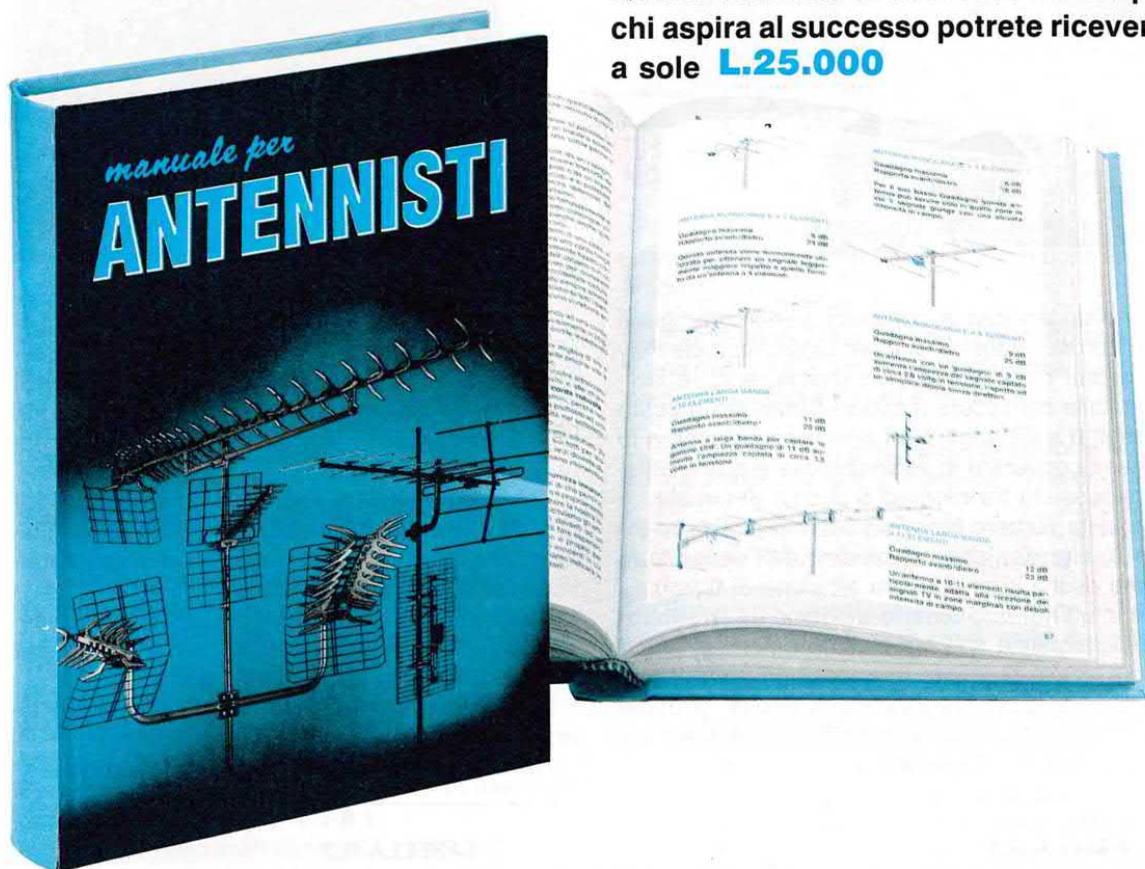
TABELLA N.2

C1 in microFarad	R1 + R2 in Kiloohm	frequenza Hz di IC2	tempo minimo	tempo massimo
10	60	1,19	0,84 sec.	57 min.
22	60	0,54	1,85 sec.	2 ore
33	60	0,36	2,77 sec.	3 ore
47	60	0,25	3,95 sec.	4 ore
100	60	0,12	8,40 sec.	9 ore
100	100	0,07	14,00 sec.	15 ore
220	60	0,05	18,48 sec.	21 ore
220	100	0,03	30,48 sec.	35 ore



tutto quello che **occorre sapere** sui **normali impianti d'antenne TV** e su quelli via **SATELLITE**

Questo manuale di successo scritto per
chi aspira al successo potrete riceverlo
a sole **L.25.000**



In questo **MANUALE** il tecnico antennista troverà centinaia di informazioni e di esempi pratici che gli permetteranno di approfondire le sue conoscenze e di risolvere con facilità ogni problema.

Gli argomenti trattati sono moltissimi ed oltre ai capitoli dedicati alle normali installazioni di antenne ed impianti centralizzati ne troverete altri dedicati alla **TV** via **SATELLITE**.

Tutte le informazioni sono arricchite di bellissimi disegni, perchè se le parole sono importanti, i disegni riescono a comunicare in modo più diretto ed immediato anche i concetti più difficili, ed oltre a rimanere impressi più a lungo nella mente, rendono la lettura più piacevole.

Nel capitolo dedicato alla TV via **SATELLITE** troverete una **TABELLA** con i gradi di Elevazione e di Azimut utili per direzionare in ogni città una parabola Circolare oppure Offset verso qualsiasi **SATELLITE** TV, compresi quelli **METEOROLOGICI**.

Il **MANUALE** per **ANTENNISTI** si rivelerà prezioso anche a tutti gli **UTENTI** che desiderano con i propri mezzi rifare o migliorare l'impianto di casa propria.

Questo **MANUALE**, unico nel suo genere sia per il contenuto sia per la sua veste editoriale (copertina brossurata e plastificata), è composto da ben 416 pagine ricche di disegni e illustrazioni.

Per riceverlo potrete inviare un vaglia, un assegno oppure il CCP allegato a fine rivista a:

NUOVA ELETTRONICA via **CRACOVIA N.19 40139 BOLOGNA**

Chi volesse riceverlo in **CONTRASSEGNO** potrà telefonare alla segreteria telefonica: **0542 - 641490** oppure potrà inviare un Fax al numero: **0542 - 641919**

NOTA: Richiedendolo in **CONTRASSEGNO** si pagherà un supplemento di **L.5.000**.



L'ABC del LINGUAGGIO ESADECIMALE e BINARIO

Per dialogare con un computer, per programmare delle Eprom - Ram - Prom, per utilizzare delle Porte logiche, dei Commutatori digitali, ecc., è indispensabile conoscere il codice **binario** composto da degli **0** e da degli **1** ed anche sapere come lo si possa convertire in **esadecimale** e quale differenza sussista tra esso ed il codice **decimale**.

Se in un numero **binario** troviamo un **livello logico 0**, significa che sul piedino dell'integrato in esame risulta presente una tensione di **0 volt**.

Se in un numero **binario** troviamo un **livello logico 1**, significa che sul piedino dell'integrato in esame risulta presente una tensione **positiva**.

Se abbiamo un integrato con **4 uscite**, potremo ottenere ben **16 diverse** combinazioni di **0** e **1** come visibile nella **Tabella n.1**.

Anche se molti non lo sapranno, comporre questa tabella dei numeri **binari** è molto semplice, essendo sufficiente ricordarsi un solo numero, cioè l'**8**.

Dividendo questo numero **x2**, **x2**, poi ancora **x2**, si ottengono quattro numeri molto facili da ricordare, cioè **8-4-2-1**.

Per scrivere questa **Tabella** si dovrà partire dalla **prima** colonna di sinistra e, procedendo dall'alto verso il basso, si dovranno scrivere in senso verticale **otto 0** seguiti da **otto 1**.

Passando alla **seconda** colonna, sempre procedendo dall'alto verso il basso, si dovranno scrivere in senso verticale **quattro 0** e **quattro 1**.

Nella **terza** colonna si dovranno scrivere dall'alto verso il basso **due 0** e **due 1**.

Nella **quarta** colonna a destra si dovranno scri-

TABELLA N.1

COMBINAZIONI			
0	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1

Fig.1 Per comporre la Tabella N.1 dei 16 codici Binari di base, abbiamo scritto nella prima colonna verticale di sinistra 8 zeri e 8 uno, nella seconda colonna 4 zeri e 4 uno, nella terza colonna 2 zeri e 2 uno e nell'ultima colonna di destra 1 zero e 1 uno.

Fig.2 Nella prima colonna della Tabella N.2 troverete i primi 16 numeri Decimali (da 0 a 15), nella seconda colonna i corrispondenti Esadecimale, che dopo il 9 si trasformano in A-B-C-D-E-F, e nella quarta colonna i numeri Binari presenti anche nella Tabella N.1.

TABELLA N.2

DEC.	ESADEC.	BINARIO			
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1
2	2	0	0	1	0
3	3	0	0	1	1
4	4	0	1	0	0
5	5	0	1	0	1
6	6	0	1	1	0
7	7	0	1	1	1
8	8	1	0	0	0
9	9	1	0	0	1
10	A	1	0	1	0
11	B	1	0	1	1
12	C	1	1	0	0
13	D	1	1	0	1
14	E	1	1	1	0
15	F	1	1	1	1

TABELLA N.3 PER CONVERTIRE un numero DECIMALE in BINARIO

												Decimale
2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	Peso
												Resto
												Binario

Fig.3 Questa Tabella N.3 serve per convertire un qualsiasi numero Decimale in un numero Binario. Per i numeri da 0 a 15 si userà la sola casella di destra, per i numeri da 16 a 255 si useranno due caselle, e per i numeri da 256 a 4095 tutte e tre le caselle.

vere **uno 0** ed un **1**.

Questi numeri **8-4-2-1** sono chiamati **pesi**.

Nella **Tabella n.2** abbiamo riportato il codice **binario** relativo a soli 4 ingressi o uscite.

Poichè esistono anche integrati o circuiti con **8-16** ingressi o uscite, si dovrebbero preparare delle lunghissime tabelle, che sarebbe poi alquanto difficoltoso consultare per la presenza di tanti **0** e di tanti **1**.

Infatti, già con **8 uscite** o **ingressi** sono possibili ben **256** combinazioni e con **16 uscite** o **ingressi** ben **65.536** combinazioni.

CONVERSIONE con i PESI

Un sistema molto semplice per scomporre un numero **decimale** in uno **binario** o viceversa, consiste nell'usare la **TABELLA** dei **PESI** (vedi Tabella n.3 raffigurata in alto).

Come potrete notare, questa tabella è suddivisa in tre caselle al cui interno sono presenti dei numeri chiamati **Pesi**.

Per i numeri **decimale** compresi tra **0-15** userete la prima casella di destra **8-4-2-1**.

Per i numeri **decimale** compresi tra **16-255** userete le due caselle **128-64-32-16** e **8-4-2-1**.

Per i numeri **decimale** compresi tra **256-4095** userete tutte e tre le caselle **2048-1024-512-256**, **128-64-32-16** e **8-4-2-1**.

CONVERTIRE i DECIMALI da 0 a 15 in numeri BINARI

Esempio = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **decimale 7** in un numero **binario**.

Poichè il **7** è compreso nei numeri da **0-15**, dovrete usare solo l'ultima casella di destra relativa ai **pesi 8-4-2-1** (vedi fig.4).

- Scriverete il numero **decimale 7** sopra al primo **peso 8**, controllando poi se sia possibile **sottrarlo**.

- Poichè non è possibile sottrarre **8** dal numero

7, nella casella del resto scriverete **N** che significa **NO**.

- Il **7** lo sposterete nella successiva casella sopra al **peso 4**, poi controllerete se sia possibile **sottrarlo**.

- Eseguendo **7-4** si ottiene **3**, numero che riporrete nella casella sottostante del **resto**, trascrivendolo anche sopra al **peso 2**.

- Svolgendo nuovamente la **sottrazione** fra questi due numeri, cioè **3-2**, otterrete come risultato **1**.

- Nella casella del **resto** scriverete **1**, poi lo stesso numero lo scriverete sopra al **peso 1**.

- Eseguendo quest'ultima **sottrazione 1-1** otterrete **0**, numero che scriverete nella casella del **resto**.

- Nelle caselle del **resto** avrete quindi questi dati:

N 3 1 0

- A questo punto dovrete mettere uno **0** laddove troverete nel **resto** una **N** e un **1** laddove troverete nel **resto** un qualsiasi numero compreso tra **0** e **15** e otterrete:

0 1 1 1

7	7	3	1	Decimale
8	4	2	1	Peso
N	3	1	0	Resto
0	1	1	1	Binario

Fig.4 Nel testo spieghiamo come utilizzare la Tabella N.3 riportata in fig.3 per convertire il numero Decimale 7 in un numero Binario composto da 0 e da 1.

Consultando la **Tabella n.2** oppure la **Tabella n.6**, nella colonna dei **binari** ed in corrispondenza del numero **decimale 7** troverete **0 1 1 1**.

Esempio = Ammettiamo ora che desideriate convertire il numero **decimale 10** in un numero **binario**.

Poichè questo numero è compreso tra **0-15**, dovrete usare solo la casella dei numeri **8-4-2-1** (vedi fig.5).

10	2	2	0	Decimale
8	4	2	1	Peso
2	N	0	N	Resto
1	0	1	0	Binario

Fig.5 Per convertire il numero Decimale 10 in un Binario, si parte da sinistra e lo si sottrae al Peso. Nel Resto si mette la lettera N se i due numeri non si possono sottrarre.

- Scriverete il numero **decimale 10** sopra al primo **peso 8**, poi verificherete se sia possibile **sottrarlo**.

- Poichè **10-8** dà come risultato **2**, dovrete riportare questo numero nella casellina del **resto** e anche sopra al **peso 4**.

- Proseguendo, controllerete se sia possibile eseguire la sottrazione **2-4** e poichè non è possibile nella casella del **resto** scriverete **N**.

- Sposterete il numero **2** sopra al **peso 2**, quindi eseguirete la **sottrazione**.

- Eseguendo **2 - 2** otterrete **0**, numero che riporterete nella casellina del **resto** ed anche sopra al **peso 1**.

- Verificherete quindi se sia possibile eseguire l'ultima **sottrazione**, cioè **0-1** e poichè non è possibile nella casella del **resto** scriverete **N**.

- Completate tutte queste **sottrazioni**, nelle caselline sottostanti avrete questi dati:

2 N 0 N

- Nell'ultima fila di quadretti, metterete il numero **0** laddove nel **resto** troverete una **N** ed il numero

1 laddove nel **resto** troverete un **qualsiasi** numero compreso tra **0** e **15** e, così facendo, otterrete il numero **binario**:

1 0 1 0

- Se nella **Tabella n.2** ricercherete il numero **decimale 10** e controllerete il suo numero **binario**, troverete **1 0 1 0**.

CONVERTIRE i DECIMALI da 16 a 255 in numeri BINARI

Per convertire in **binari** tutti i numeri compresi tra **16** e **255** dovrete usare due sole caselle, cioè quelle con i **pesi 128-64-32-16** e **8-4-2-1** (vedi fig.6).

Esempio = Supponiamo che desideriate convertire in **binario** il numero **decimale 21**.

- Come prima operazione scriverete **21** sopra al primo **peso 128**, poi verificherete se sia possibile **sottrarlo**.

- Poichè questa operazione è **impossibile**, nella casellina sottostante scriverete **N** che significa **NO**.

- Sposterete ora il numero **21** sopra al successivo **peso 64**, poi verificherete se sia possibile **sottrarlo**.

- Poichè ciò non è possibile, nella casellina sottostante scriverete ancora **N**.

- Porterete quindi il numero **21** sopra al successivo numero di destra, cioè sul **peso 32**, e verificherete se sia possibile **sottrarlo**.

- Poichè non è possibile sottrarlo, nella casellina sottostante scriverete **N**.

- Sposterete quindi il numero **21** sopra al **peso 16**, poi controllerete se sia possibile **sottrarlo**.

- Eseguendo **21-16** otterrete come **resto 5**.

- Riporterete quindi questo numero nella casella sottostante del **resto** e sopra al successivo **peso 8**.

- Proseguendo, dovrete verificare se sia possibile **sottrarre** il numero **8** dal numero **5** e poichè non è possibile, nella casellina sottostante scriverete **N**.

- Porterete quindi il numero **5** sopra al **peso 4** per poter eseguire la successiva **sottrazione**.

21	21	21	21	5	5	1	1	Decimale
128	64	32	16	8	4	2	1	Peso
N	N	N	5	N	1	N	0	Resto
0	0	0	1	0	1	0	1	Binario

Fig.6 Se il numero Decimale è compreso tra 16 e 255, dovreste usare due caselle. In questo esempio abbiamo convertito il numero Decimale 21 nel corrispondente Binario.

- Eseguendo 5-4 otterrete 1. Questo numero lo riporterete nella casellina del **resto** e anche sopra il **peso 2**.

- Poichè la **sottrazione** tra i due numeri 1-2 non è possibile, nella casellina del **resto** scriverete **N**.

- Scriverete quindi il numero 1 sopra all'ultimo **peso 1** per rifare la solita **sottrazione**.

- Eseguendo 1-1 otterrete 0, numero che riporterete nella casellina del **resto**.

- Nelle caselle sottostanti del **resto** vi ritroverete con questi dati:

N N N 5 - N 1 N 0

- Mettendo uno 0 laddove troverete **N** e un 1 laddove troverete un **qualsiasi** numero, compreso lo **zero**, otterrete questo numero **binario**:

0 0 0 1 - 0 1 0 1

Consultando la **Tabella N.6** scoprirete che questo numero **binario** corrisponde al **decimale 21**.

CONVERTIRE i DECIMALI da 256 a 4095 in numeri BINARI

Per convertire in **binari** tutti i numeri **decimali** compresi tra **256** a **4095**, dovreste usare tutte e tre le caselle (vedi fig.7).

Come già saprete, per scomporre un qualsiasi numero **decimale** dovreste sempre partire dal **peso maggiore** di sinistra, in questo caso dal numero **2048**, verificando poi se sia possibile sottrarre il vostro numero **decimale**.

Se questa operazione non è possibile, perchè il numero **decimale** è maggiore del numero del **peso**, nella casellina del **resto** dovreste scrivere una **N**.

Se invece è possibile **sottrarlo**, metterete il numero nel **resto** e questo stesso numero lo riporterete sopra al successivo **peso** posto a destra, fino ad arrivare all'ultimo **peso 1**.

Nelle caselline sottostanti (vedi **binario**) metterete uno 0 se troverete nel **resto** la lettera **N**.

Scrivere invece un 1 se nel **resto** troverete un qualsiasi **numero** compreso tra 0 e 4095.

Nella fig.7 riportiamo un esempio di scomposizione del numero **decimale 1710** in un numero **binario**.

Come noterete, nelle caselline sottostanti del **resto** saranno presenti questi dati:

N 686 174 N - 46 N 14 N - 6 2 0 N

Mettendo uno 0 nelle caselle sotto il **resto** laddove è presente una **N**, e un 1 laddove è presente un **qualsiasi numero**, otterrete:

0 1 1 0 - 1 0 1 0 - 1 1 1 0

cioè il numero **binario** del **decimale 1710**.

1710	1710	686	174	174	46	46	14	14	6	2	0	Decimale
2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	Peso
N	686	174	N	46	N	14	N	6	2	0	N	Resto
0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	Binario

Fig.7 Se il numero Decimale è compreso tra 256 a 4095, dovreste usare tutte e tre le caselle. In questo esempio abbiamo convertito il numero Decimale 1710 in un numero Binario.

TABELLA N.4 PER CONVERTIRE UN NUMERO BINARIO IN DECIMALE

2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	Peso
												Binario
												Somma

Fig.8 Per convertire un qualsiasi numero Binario in un numero Decimale, vi consigliamo di utilizzare questa Tabella. Come potrete notare, nelle caselle in alto è trascritto il Peso, nelle caselle centrali vi è lo spazio per inserire il numero Binario e nelle caselle in basso la Somma. Per i numeri composti da 4 cifre, ad esempio 1 1 1 1, si useranno le prime quattro caselle di destra, per i numeri composti da 8 cifre, ad esempio 1 1 1 1 - 1 1 1 1, si useranno anche le quattro caselle centrali con sopra trascritti i Pesi da 128 a 16 e per i numeri di 12 cifre, ad esempio 1 1 1 1 - 1 1 1 1 - 1 1 1 1, tutte e tre le serie di caselle.

CONVERTIRE un numero BINARIO in un numero DECIMALE

Per convertire un numero **binario** in un numero **decimale**, vi consigliamo di utilizzare la **Tabella N.4** visibile in fig.8.

Per i numeri **binari** composti da **quattro** cifre, userete la prima casella di destra, con i numeri **8-4-2-1**.

Per i numeri **binari** composti da **otto** cifre userete le due caselle con i numeri **128-64-32-16 e 8-4-2-1**.

Per i numeri **binari** composti da **dodici** cifre userete tutte e tre le caselle della **Tabella N.4** visibile in fig.8.

- Nella riga dei numeri **binari** riporterete il vostro numero **1 0 1 0**.

- Nella riga sottostante, denominata **somma**, scriverete il **numero** del **peso** se nella colonna in alto è presente un **1** e il segno **+** se è presente uno **0**.

- Così facendo nella fila di caselle denominata **somma** vi ritroverete con i numeri **8 + 2** che dovrete **sommare**:

$$8 + 2 = 10$$

Come potrete verificare consultando la **Tabella N.6**, il numero **decimale 10** ha come codice **binario 1 0 1 0**.

CONVERTIRE 4 cifre BINARIE in un numero DECIMALE

Esempio = Ammettiamo ora che desideriate convertire il numero **binario 1 0 1 0** in un numero **decimale**.

Trovandovi in presenza di **quattro** cifre, dovrete usare la sola casella con i numeri **8-4-2-1** come visibile in fig.9.

8	4	2	1	Peso
1	0	1	0	Binario
8	+	2	+	Somma

Fig.9 Per convertire il numero Binario 1010 nel corrispondente numero Decimale, si riporterà nella colonna Somma il numero del Peso dove è presente un 1 e un + dove vi è uno 0, poi si farà la somma.

CONVERTIRE 8 cifre BINARIE in un numero DECIMALE

Se il numero **binario** da convertire è composto da **otto** cifre, dovrete usare le due caselle con i **pesi 128-64-32-16 e 8-4-2-1** come visibile in fig.10.

Esempio = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **binario 0 0 0 1 - 0 1 0 1** in un numero **decimale**.

- Scriverete il numero **0 0 0 1 - 0 1 0 1** nelle caselle dei **binari**.

- Nella riga sottostante, indicata **somma**, scriverete il **numero** del **peso** se nella riga in alto è presente un **1** e il segno **+** se è presente uno **0**.

- Così facendo, nella fila di caselle sottostante vi ritroverete con questi numeri **16 + 4 + 1** che, sommati, daranno come totale:

$$16 + 4 + 1 = 21$$

128	64	32	16	8	4	2	1	Peso
0	0	0	1	0	1	0	1	Binario
+	+	+	16	+	4	+	1	Somma

Fig.10 Per convertire un numero Binario di 8 cifre, ad esempio 0 0 0 1 - 0 1 0 1, dovrete usare oltre alle caselle 8-4-2-1 anche quelle che riportano i Pesì 128-64-32-16. Nelle caselle dei Binari dovrete riportare il vostro numero 0 0 0 1 - 0 1 0 1, e nell'ultima fila di caselle della Somma trascriverete il numero riportato nelle caselle dei Pesì, solo se nella corrispondente casella del Binario è presente un 1 ed un + se nel numero Binario è presente uno 0. Facendo la Somma dei numeri così ottenuti, otterrete il corrispondente numero Decimale. In questo esempio, il numero Binario 0 0 0 1 - 0 1 0 1 corrisponde al Decimale 21.

Se nella **Tabella N.6** ricercherete il numero **decimale 21** e controllerete il suo numero **binario**, troverete **0 0 0 1 - 0 1 0 1**.

CONVERTIRE 12 cifre BINARIE in un numero DECIMALE

Esempio = Ammettiamo ora che desideriate convertire in **decimale** un numero **binario** composto da questi numeri:

0 1 1 0 - 1 0 1 0 - 1 1 1 0

Poichè questo **binario** è composto da **dodici** cifre, dovrete usare tutte e tre le caselle come evidenziato in fig.11.

- La prima operazione da compiere è quella di riportare il numero **binario** nelle rispettive caselle.

- Nella fila di caselle denominata **somma** scrivete il **numero** del **peso** se nella riga in alto è presente un 1 e il segno + se è presente uno 0.

- Così facendo in questa fila di caselle otterrete i numeri:

1024 + 512 + 128 + 32 + 8 + 4 + 2

- Sommando questi numeri otterrete il **decimale 1710**.

Se osservate la fig.7 dove abbiamo svolto l'operazione **inversa**, cioè abbiamo convertito questo numero **decimale 1710** in un numero **binario**, troverete:

0 1 1 0 - 1 0 1 0 - 1 1 1 0

Usando la **Tabella N.4** riuscirete molto velocemente e con estrema facilità a **convertire** qualsiasi numero **Binario** composto da 4-8-12 cifre in un numero **Decimale**, con il solo ausilio di una comune calcolatrice tascabile.

CONVERTIRE un numero ESADECIMALE in un numero BINARIO

Per convertire un numero **esadecimale** compreso tra 0 e FF (corrispondenti ad un numero **decimale** da 0 a 255) in un numero **binario**, potrete usare la **Tabella N.6**.

Comunque se avete a disposizione la sola **Tabella N.5** dei numeri **esadecimali** da 0 a F potrete ugualmente scomporre questi numeri in **binari** in un modo molto semplice.

Esempio = Ammettiamo che desideriate scomporre i numeri **esadecimali 12 - 1B - D4 - F3** utilizzando la sola **Tabella N.5**.

2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	Peso
0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	Binario
+	1024	512	+	128	+	32	+	8	4	2	+	Somma

Fig.11 Per convertire un numero Binario di 12 cifre dovrete usare tutte e tre le caselle della **Tabella N.4**. In questo esempio convertiamo un Binario di 12 cifre nel corrispondente numero Decimale che risulta 1710 (vedi esempio di fig.7).

- Per il numero **esadecimale 12**, ricercherete nella **Tabella N.5** il **binario** del numero **esadecimale 1 = 0 0 0 1**

- Ricercherete quindi il **binario** del numero **esadecimale 2** e troverete:

2 = 0 0 1 0

TABELLA N.5

DEC.	ESADEC.	BINARIO			
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1
2	2	0	0	1	0
3	3	0	0	1	1
4	4	0	1	0	0
5	5	0	1	0	1
6	6	0	1	1	0
7	7	0	1	1	1
8	8	1	0	0	0
9	9	1	0	0	1
10	A	1	0	1	0
11	B	1	0	1	1
12	C	1	1	0	0
13	D	1	1	0	1
14	E	1	1	1	0
15	F	1	1	1	1

Fig.12 Questa Tabella N.5, perfettamente identica a quella di fig.2, è stata qui riportata perchè negli esempi di conversione da Binario a Esadecimale che troverete in queste pagine, dovrete spesso consultarla. Per i numeri Esadecimali maggiori di F o per i numeri Decimali maggiori di 15 potrete trovare tutti i dati richiesti nella Tabella N.6.

- Affiancando questi due numeri **binari** otterrete **0 0 0 1 - 0 0 1 0**.

Se nella **Tabella N.6** andate al numero **esadecimale 12** (seconda colonna) e controllate il suo numero **binario**, troverete **0 0 0 1 - 0 0 1 0**.

- Per il numero **esadecimale 1B** ricercherete nella **Tabella N.5** il numero **binario** di **1** e di **B** e li porterete uno di seguito all'altro **0 0 0 1 - 1 0 1 1**.

- Per il numero **esadecimale D4** eseguirte la stessa operazione, cioè ricercherete nella **Tabella N.5** il numero **binario** corrispondente alla lettera **D = 1 1 0 1** e al numero **4 = 0 1 0 0** e li affiancherete ottenendo così **1 1 0 1 - 0 1 0 0**.

Controllando la **Tabella N.6** troverete che il nu-

mero **esadecimale D4** corrisponde al numero **decimale 212**, quindi se volete provare a scomporre questo numero **decimale 212** in **binario** utilizzando le due ultime **caselle** di destra riportate in fig.3, otterrete:

1 1 0 1 - 0 1 0 0

- Per quanto riguarda il numero **esadecimale F3**, usando la **Tabella N.6** dovrete ricercare il numero **binario** della prima lettera **F = 1 1 1 1** e del secondo numero **3 = 0 0 1 1**, affiancandoli poi in modo da ottenere una cifra di otto numeri:

1 1 1 1 - 0 0 1 1

Ricercando nella **Tabella N.6** il **binario** del numero **esadecimale F3**, troverete lo stesso numero poc'anzi indicato.

Dalla stessa **Tabella N.6** ricaverete che il numero **esadecimale F3** corrisponde al numero **decimale 243**, pertanto se volete controllare quale numero **binario** si otterrà usando le due ultime **caselle** di destra riportate in fig.3, al termine dell'operazione otterrete:

1 1 1 1 - 0 0 1 1

CONVERTIRE un BINARIO di 8 CIFRE in un numero ESADECIMALE

Sempre usando la **Tabella N.5** potrete convertire un numero **binario** di **8 cifre** in uno **esadecimale** o **decimale** suddividendo il numero **binario** in gruppi di **quattro** cifre.

Esempio = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **binario 0 1 1 0 0 0 1 1** in un numero **esadecimale**.

- Suddividendo questo numero **binario** di **8 cifre** in due gruppi di **4 cifre**, otterrete:

0 1 1 0 - 0 0 1 1

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 0 1 1 0** e qui troverete il numero **6**.

Sempre nella stessa **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponde **0 0 1 1** e qui troverete il numero **3**.

- Affiancando questi due numeri otterrete il numero **esadecimale 63** che corrisponde al numero **decimale 99** come visibile nella **Tabella N.6**.

Esempio = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **binario 11011110** in un numero **esadecimale**.

- Innanzitutto dovrete suddividere questo numero **binario** di **8 cifre** in due gruppi di **4 cifre**, ottenendo così **1 1 0 1 - 1 1 1 0**.

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 1 1 0 1** e qui troverete la lettera **D**.

- Sempre nella stessa **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda **1 1 1 0** e qui troverete la lettera **E**.

- Affiancando questi due numeri otterrete il numero **esadecimale DE**, che corrisponde al numero **decimale 222** come visibile nella **Tabella N.6**.

CONVERTIRE un BINARIO di 12 CIFRE in un numero ESADECIMALE

Sempre usando la **Tabella N.5** potrete convertire un numero **binario** di **12 cifre** in un numero **esadecimale**, suddividendo il numero **binario** in gruppi di **quattro** cifre.

Esempio = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **binario 0 1 1 0 1 0 1 0 1 1 1 0** in un numero **esadecimale**.

- Innanzitutto dovrete suddividere questo numero **binario** di **12 cifre** in tre gruppi di **4 cifre**, ottenendo così **0 1 1 0 - 1 0 1 0 - 1 1 1 0**.

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 0 1 1 0** e qui troverete il numero **6**.

- Sempre nella stessa **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 1 0 1 0** e qui troverete la lettera **A**.

- Ricercherete quindi a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 1 1 1 0** e qui troverete la lettera **E**.

- Affiancando al primo numero le due lettere, otterrete il numero **esadecimale 6AE**, che corrisponde al numero **decimale 1710**.

CONVERTIRE i DECIMALI da 256 a 4095 in un numero ESADECIMALE o BINARIO

Tutti i numeri **decimali** da **256** a **4095**, equivalenti ai numeri **esadecimali** da **100** a **FFF**, hanno un codice **binario** composto da **12 cifre**:

0 0 0 0 - 0 0 0 0 - 0 0 0 0

Per pubblicare una **Tabella** completa dei numeri compresi tra il **256** ed il **4095**, come abbiamo fatto per i numeri **decimali** da **0** a **255**, sarebbero state necessarie più di **40 pagine**, quindi in questo caso ci siamo limitati a riportare i soli numeri di **base** che, come già saprete, cambiano ogni **16** numeri.

Nella **Tabella N.7**, che inizia dal numero **decimale 256**, troverete quindi i soli numeri che aumentano di **16** in **16**, cioè:

256 + 16 = 272 decimale
272 + 16 = 288 decimale
288 + 16 = 304 decimale
304 + 16 = 320 decimale ecc.

che corrispondono ai numeri **esadecimali**:

256 = 100 esadecimale
272 = 110 esadecimale
288 = 120 esadecimale
304 = 130 esadecimale ecc.

Disponendo del solo numero **iniziale** per i **decimali** è molto facile ottenere anche tutti gli altri numeri **decimali** utilizzando la **Tabella N.5**.

Poichè nella **Tabella N.7** troverete i soli numeri **Decimali** con salti di **16** in **16** e non i numeri intermedi, per ricavare il numero **Esadecimale** dei numeri che non appaiono sarà sufficiente inserire nell'ultimo numero di destra il numero, o lettera, riportato nella colonna **Esadecimale** della **Tabella N.5**, ad esempio:

272 = 110	288 = 120	304 = 130
273 = 111	289 = 121	305 = 131
274 = 112	290 = 122	306 = 132
275 = 113	291 = 123	307 = 133
276 = 114	292 = 124	308 = 134
277 = 115	293 = 125	309 = 135
278 = 116	294 = 126	310 = 136
279 = 117	295 = 127	311 = 137
280 = 118	296 = 128	312 = 138
281 = 119	297 = 129	313 = 139
282 = 11A	298 = 12A	314 = 13A
283 = 11B	299 = 12B	315 = 13B
284 = 11C	300 = 12C	316 = 13C
285 = 11D	301 = 12D	317 = 13D
286 = 11E	302 = 12E	318 = 13E
287 = 11F	303 = 12F	319 = 13F

Nel caso non vogliate utilizzare questo sistema, ne esiste un secondo altrettanto semplice che consiste nel ricercare nella **Tabella N.7** il primo numero **inferiore** che non risulti maggiore del **decimale** che si vuole convertire, nello svolgere poi una sottrazione e, in base al numero ottenuto, nel prelevare dalla **Tabella N.5** il numero da inserire al posto dell'ultimo **zero**.

Esempio = Ammettiamo che desideriate conoscere il numero **esadecimale** ed il numero **binario** corrispondenti al numero **decimale 287**, che non troverete nella **Tabella N.6** perchè questa termina con il numero **255** e nemmeno nella **Tabella N.7** perchè dal numero **272** si passa al numero **288**.

- Nella **Tabella N.7** ricercherete il primo numero minore di **287** e qui troverete il numero **272**.

- A questo punto svolgerete la sottrazione:

$$287 - 272 = 15$$

- Nella **Tabella N.5** verificherete a quale **esadecimale** corrisponde **15** e qui troverete la lettera **F**.

- Poichè il numero **base 272** ha come codice **esadecimale 1 1 0**, toglierete l'ultimo **0** e lo sostituirte con la lettera **F**, ottenendo così **1 1 F**.

Per ottenere il numero **binario** potrete prelevare dalla **Tabella N.5** le cifre corrispondenti ai numeri **esadecimali 1 - 1 - F**, ottenendo così:

$$0 0 0 1 - 0 0 0 1 - 1 1 1 1$$

Esempio = Ammettiamo che desideriate conoscere quali siano il numero **esadecimale** ed il numero **binario** corrispondenti al numero **decimale 4036** non presente nella **Tabella N.7**.

- Nella **Tabella N.7** ricercherete il primo numero minore di **4036** e qui troverete il numero **4032**.

- A questo punto eseguirete la sottrazione:

$$4036 - 4032 = 4$$

Nella **Tabella N.5** verificherete quale numero **esadecimale** corrisponde a **4** e qui troverete **4**.

- Poichè il numero **base 4032** ha come codice **esadecimale FC0**, toglierete l'ultimo **0** e lo sostituirte con il numero **4**, ottenendo così **FC4**.

Per ricavare il numero **binario** potrete prelevare dalla **Tabella N.5** le cifre corrispondenti ai numeri **esadecimali F - C - 4**, ottenendo così:

$$1 1 1 1 - 1 1 0 0 - 0 1 0 0$$

Come avrete notato utilizzando le due **Tablelle N.5** e **N.7**, non risulta molto difficile convertire un numero **decimale** in uno **esadecimale** e trovare di questi anche il relativo numero **binario**.

CONVERTIRE un ESADECIMALE a 3 cifre in un numero DECIMALE

Per fare l'operazione inversa, cioè convertire un numero **esadecimale a 3 cifre** in un numero **decimale** si deve togliere dal numero **esadecimale** l'ultima cifra, sostituendola con uno **0**; quindi si ricerca nella **Tabella N.7** il suo numero **decimale** e a questo numero si **somma** il valore del numero **esadecimale** sostituito allo **0**.

Esempio = Supponiamo che desideriate convertire il numero **esadecimale 109**, non presente nella **Tabella N.7**, in un numero **decimale**.

- Nel numero **esadecimale 109** sostituirte l'ultima cifra **9** con uno **0**, ottenendo così il numero **100**.

- Nella **Tabella N.7** ricercherete a quale numero **decimale** corrisponde l'**esadecimale 100** e qui troverete il numero **decimale 256**.

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **decimale** corrisponde il numero **9** già sostituito con uno **0** e qui troverete **9**.

- A questo punto svolgerete una semplice **addizione**:

$$256 + 9 = 265$$

Infatti, il numero **esadecimale 265** corrisponde al numero **decimale 570**.

Esempio = Supponiamo che desideriate convertire il numero **esadecimale 23A** in un numero **decimale**.

- Nel numero **esadecimale 23A** sostituirte la lettera **A** di destra con uno **0**, ottenendo così il numero **230**.

- Nella **Tabella N.7** ricercherete a quale numero **decimale** corrisponde l'**esadecimale 230** e qui troverete il numero **decimale 560**.

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **decimale** corrisponde la lettera **A** e qui troverete **10**.

- A questo punto dovrete svolgere una semplice **addizione**:

$$560 + 10 = 570$$

Infatti, il numero **esadecimale 23A** corrisponde al numero **decimale 570**.

TABELLA N.6

Nella prima colonna sono elencati tutti i numeri DECIMALI da 0 a 255.
 Nella seconda colonna i corrispondenti numeri ESADECIMALI da 0 a FF.
 Nella terza colonna il codice BINARIO di ogni numero.

DEC.	ESADEC.	BINARIO
0	0	0 0 0 0 - 0 0 0 0
1	1	0 0 0 0 - 0 0 0 1
2	2	0 0 0 0 - 0 0 1 0
3	3	0 0 0 0 - 0 0 1 1
4	4	0 0 0 0 - 0 1 0 0
5	5	0 0 0 0 - 0 1 0 1
6	6	0 0 0 0 - 0 1 1 0
7	7	0 0 0 0 - 0 1 1 1
8	8	0 0 0 0 - 1 0 0 0
9	9	0 0 0 0 - 1 0 0 1
10	A	0 0 0 0 - 1 0 1 0
11	B	0 0 0 0 - 1 0 1 1
12	C	0 0 0 0 - 1 1 0 0
13	D	0 0 0 0 - 1 1 0 1
14	E	0 0 0 0 - 1 1 1 0
15	F	0 0 0 0 - 1 1 1 1

DEC.	ESADEC.	BINARIO
48	30	0 0 1 1 - 0 0 0 0
49	31	0 0 1 1 - 0 0 0 1
50	32	0 0 1 1 - 0 0 1 0
51	33	0 0 1 1 - 0 0 1 1
52	34	0 0 1 1 - 0 1 0 0
53	35	0 0 1 1 - 0 1 0 1
54	36	0 0 1 1 - 0 1 1 0
55	37	0 0 1 1 - 0 1 1 1
56	38	0 0 1 1 - 1 0 0 0
57	39	0 0 1 1 - 1 0 0 1
58	3A	0 0 1 1 - 1 0 1 0
59	3B	0 0 1 1 - 1 0 1 1
60	3C	0 0 1 1 - 1 1 0 0
61	3D	0 0 1 1 - 1 1 0 1
62	3E	0 0 1 1 - 1 1 1 0
63	3F	0 0 1 1 - 1 1 1 1

16	10	0 0 0 1 - 0 0 0 0
17	11	0 0 0 1 - 0 0 0 1
18	12	0 0 0 1 - 0 0 1 0
19	13	0 0 0 1 - 0 0 1 1
20	14	0 0 0 1 - 0 1 0 0
21	15	0 0 0 1 - 0 1 0 1
22	16	0 0 0 1 - 0 1 1 0
23	17	0 0 0 1 - 0 1 1 1
24	18	0 0 0 1 - 1 0 0 0
25	19	0 0 0 1 - 1 0 0 1
26	1A	0 0 0 1 - 1 0 1 0
27	1B	0 0 0 1 - 1 0 1 1
28	1C	0 0 0 1 - 1 1 0 0
29	1D	0 0 0 1 - 1 1 0 1
30	1E	0 0 0 1 - 1 1 1 0
31	1F	0 0 0 1 - 1 1 1 1

64	40	0 1 0 0 - 0 0 0 0
65	41	0 1 0 0 - 0 0 0 1
66	42	0 1 0 0 - 0 0 1 0
67	43	0 1 0 0 - 0 0 1 1
68	44	0 1 0 0 - 0 1 0 0
69	45	0 1 0 0 - 0 1 0 1
70	46	0 1 0 0 - 0 1 1 0
71	47	0 1 0 0 - 0 1 1 1
72	48	0 1 0 0 - 1 0 0 0
73	49	0 1 0 0 - 1 0 0 1
74	4A	0 1 0 0 - 1 0 1 0
75	4B	0 1 0 0 - 1 0 1 1
76	4C	0 1 0 0 - 1 1 0 0
77	4D	0 1 0 0 - 1 1 0 1
78	4E	0 1 0 0 - 1 1 1 0
79	4F	0 1 0 0 - 1 1 1 1

32	20	0 0 1 0 - 0 0 0 0
33	21	0 0 1 0 - 0 0 0 1
34	22	0 0 1 0 - 0 0 1 0
35	23	0 0 1 0 - 0 0 1 1
36	24	0 0 1 0 - 0 1 0 0
37	25	0 0 1 0 - 0 1 0 1
38	26	0 0 1 0 - 0 1 1 0
39	27	0 0 1 0 - 0 1 1 1
40	28	0 0 1 0 - 1 0 0 0
41	29	0 0 1 0 - 1 0 0 1
42	2A	0 0 1 0 - 1 0 1 0
43	2B	0 0 1 0 - 1 0 1 1
44	2C	0 0 1 0 - 1 1 0 0
45	2D	0 0 1 0 - 1 1 0 1
46	2E	0 0 1 0 - 1 1 1 0
47	2F	0 0 1 0 - 1 1 1 1

80	50	0 1 0 1 - 0 0 0 0
81	51	0 1 0 1 - 0 0 0 1
82	52	0 1 0 1 - 0 0 1 0
83	53	0 1 0 1 - 0 0 1 1
84	54	0 1 0 1 - 0 1 0 0
85	55	0 1 0 1 - 0 1 0 1
86	56	0 1 0 1 - 0 1 1 0
87	57	0 1 0 1 - 0 1 1 1
88	58	0 1 0 1 - 1 0 0 0
89	59	0 1 0 1 - 1 0 0 1
90	5A	0 1 0 1 - 1 0 1 0
91	5B	0 1 0 1 - 1 0 1 1
92	5C	0 1 0 1 - 1 1 0 0
93	5D	0 1 0 1 - 1 1 0 1
94	5E	0 1 0 1 - 1 1 1 0
95	5F	0 1 0 1 - 1 1 1 1

TABELLA N.6

Nella prima colonna sono elencati tutti i numeri DECIMALI da 0 a 255.
 Nella seconda colonna i corrispondenti numeri ESADECIMALI da 0 a FF.
 Nella terza colonna il codice BINARIO di ogni numero.

DEC.	ESADEC.	BINARIO
96	60	0 1 1 0 - 0 0 0 0
97	61	0 1 1 0 - 0 0 0 1
98	62	0 1 1 0 - 0 0 1 0
99	63	0 1 1 0 - 0 0 1 1
100	64	0 1 1 0 - 0 1 0 0
101	65	0 1 1 0 - 0 1 0 1
102	66	0 1 1 0 - 0 1 1 0
103	67	0 1 1 0 - 0 1 1 1
104	68	0 1 1 0 - 1 0 0 0
105	69	0 1 1 0 - 1 0 0 1
106	6A	0 1 1 0 - 1 0 1 0
107	6B	0 1 1 0 - 1 0 1 1
108	6C	0 1 1 0 - 1 1 0 0
109	6D	0 1 1 0 - 1 1 0 1
110	6E	0 1 1 0 - 1 1 1 0
111	6F	0 1 1 0 - 1 1 1 1

DEC.	ESADEC.	BINARIO
144	90	1 0 0 1 - 0 0 0 0
145	91	1 0 0 1 - 0 0 0 1
146	92	1 0 0 1 - 0 0 1 0
147	93	1 0 0 1 - 0 0 1 1
148	94	1 0 0 1 - 0 1 0 0
149	95	1 0 0 1 - 0 1 0 1
150	96	1 0 0 1 - 0 1 1 0
151	97	1 0 0 1 - 0 1 1 1
152	98	1 0 0 1 - 1 0 0 0
153	99	1 0 0 1 - 1 0 0 1
154	9A	1 0 0 1 - 1 0 1 0
155	9B	1 0 0 1 - 1 0 1 1
156	9C	1 0 0 1 - 1 1 0 0
157	9D	1 0 0 1 - 1 1 0 1
158	9E	1 0 0 1 - 1 1 1 0
159	9F	1 0 0 1 - 1 1 1 1

112	70	0 1 1 1 - 0 0 0 0
113	71	0 1 1 1 - 0 0 0 1
114	72	0 1 1 1 - 0 0 1 0
115	73	0 1 1 1 - 0 0 1 1
116	74	0 1 1 1 - 0 1 0 0
117	75	0 1 1 1 - 0 1 0 1
118	76	0 1 1 1 - 0 1 1 0
119	77	0 1 1 1 - 0 1 1 1
120	78	0 1 1 1 - 1 0 0 0
121	79	0 1 1 1 - 1 0 0 1
122	7A	0 1 1 1 - 1 0 1 0
123	7B	0 1 1 1 - 1 0 1 1
124	7C	0 1 1 1 - 1 1 0 0
125	7D	0 1 1 1 - 1 1 0 1
126	7E	0 1 1 1 - 1 1 1 0
127	7F	0 1 1 1 - 1 1 1 1

160	A0	1 0 1 0 - 0 0 0 0
161	A1	1 0 1 0 - 0 0 0 1
162	A2	1 0 1 0 - 0 0 1 0
163	A3	1 0 1 0 - 0 0 1 1
164	A4	1 0 1 0 - 0 1 0 0
165	A5	1 0 1 0 - 0 1 0 1
166	A6	1 0 1 0 - 0 1 1 0
167	A7	1 0 1 0 - 0 1 1 1
168	A8	1 0 1 0 - 1 0 0 0
169	A9	1 0 1 0 - 1 0 0 1
170	AA	1 0 1 0 - 1 0 1 0
171	AB	1 0 1 0 - 1 0 1 1
172	AC	1 0 1 0 - 1 1 0 0
173	AD	1 0 1 0 - 1 1 0 1
174	AE	1 0 1 0 - 1 1 1 0
175	AF	1 0 1 0 - 1 1 1 1

128	80	1 0 0 0 - 0 0 0 0
129	81	1 0 0 0 - 0 0 0 1
130	82	1 0 0 0 - 0 0 1 0
131	83	1 0 0 0 - 0 0 1 1
132	84	1 0 0 0 - 0 1 0 0
133	85	1 0 0 0 - 0 1 0 1
134	86	1 0 0 0 - 0 1 1 0
135	87	1 0 0 0 - 0 1 1 1
136	88	1 0 0 0 - 1 0 0 0
137	89	1 0 0 0 - 1 0 0 1
138	8A	1 0 0 0 - 1 0 1 0
139	8B	1 0 0 0 - 1 0 1 1
140	8C	1 0 0 0 - 1 1 0 0
141	8D	1 0 0 0 - 1 1 0 1
142	8E	1 0 0 0 - 1 1 1 0
143	8F	1 0 0 0 - 1 1 1 1

176	B0	1 0 1 1 - 0 0 0 0
177	B1	1 0 1 1 - 0 0 0 1
178	B2	1 0 1 1 - 0 0 1 0
179	B3	1 0 1 1 - 0 0 1 1
180	B4	1 0 1 1 - 0 1 0 0
181	B5	1 0 1 1 - 0 1 0 1
182	B6	1 0 1 1 - 0 1 1 0
183	B7	1 0 1 1 - 0 1 1 1
184	B8	1 0 1 1 - 1 0 0 0
185	B9	1 0 1 1 - 1 0 0 1
186	BA	1 0 1 1 - 1 0 1 0
187	BB	1 0 1 1 - 1 0 1 1
188	BC	1 0 1 1 - 1 1 0 0
189	BD	1 0 1 1 - 1 1 0 1
190	BE	1 0 1 1 - 1 1 1 0
191	BF	1 0 1 1 - 1 1 1 1

TABELLA N.6

Nella prima colonna sono elencati tutti i numeri DECIMALI da 0 a 255.
Nella seconda colonna i corrispondenti numeri ESADECIMALI da 0 a FF.
Nella terza colonna il codice BINARIO di ogni numero.

DEC.	ESADEC.	BINARIO
192	C0	1 1 0 0 - 0 0 0 0
193	C1	1 1 0 0 - 0 0 0 1
194	C2	1 1 0 0 - 0 0 1 0
195	C3	1 1 0 0 - 0 0 1 1
196	C4	1 1 0 0 - 0 1 0 0
197	C5	1 1 0 0 - 0 1 0 1
198	C6	1 1 0 0 - 0 1 1 0
199	C7	1 1 0 0 - 0 1 1 1
200	C8	1 1 0 0 - 1 0 0 0
201	C9	1 1 0 0 - 1 0 0 1
202	CA	1 1 0 0 - 1 0 1 0
203	CB	1 1 0 0 - 1 0 1 1
204	CC	1 1 0 0 - 1 1 0 0
205	CD	1 1 0 0 - 1 1 0 1
206	CE	1 1 0 0 - 1 1 1 0
207	CF	1 1 0 0 - 1 1 1 1

208	D0	1 1 0 1 - 0 0 0 0
209	D1	1 1 0 1 - 0 0 0 1
210	D2	1 1 0 1 - 0 0 1 0
211	D3	1 1 0 1 - 0 0 1 1
212	D4	1 1 0 1 - 0 1 0 0
213	D5	1 1 0 1 - 0 1 0 1
214	D6	1 1 0 1 - 0 1 1 0
215	D7	1 1 0 1 - 0 1 1 1
216	D8	1 1 0 1 - 1 0 0 0
217	D9	1 1 0 1 - 1 0 0 1
218	DA	1 1 0 1 - 1 0 1 0
219	DB	1 1 0 1 - 1 0 1 1
220	DC	1 1 0 1 - 1 1 0 0
221	DD	1 1 0 1 - 1 1 0 1
222	DE	1 1 0 1 - 1 1 1 0
223	DF	1 1 0 1 - 1 1 1 1

224	E0	1 1 1 0 - 0 0 0 0
225	E1	1 1 1 0 - 0 0 0 1
226	E2	1 1 1 0 - 0 0 1 0
227	E3	1 1 1 0 - 0 0 1 1
228	E4	1 1 1 0 - 0 1 0 0
229	E5	1 1 1 0 - 0 1 0 1
230	E6	1 1 1 0 - 0 1 1 0
231	E7	1 1 1 0 - 0 1 1 1
232	E8	1 1 1 0 - 1 0 0 0
233	E9	1 1 1 0 - 1 0 0 1
234	EA	1 1 1 0 - 1 0 1 0
235	EB	1 1 1 0 - 1 0 1 1
236	EC	1 1 1 0 - 1 1 0 0
237	ED	1 1 1 0 - 1 1 0 1
238	EE	1 1 1 0 - 1 1 1 0
239	EF	1 1 1 0 - 1 1 1 1

DEC.	ESADEC.	BINARIO
240	F0	1 1 1 1 - 0 0 0 0
241	F1	1 1 1 1 - 0 0 0 1
242	F2	1 1 1 1 - 0 0 1 0
243	F3	1 1 1 1 - 0 0 1 1
244	F4	1 1 1 1 - 0 1 0 0
245	F5	1 1 1 1 - 0 1 0 1
246	F6	1 1 1 1 - 0 1 1 0
247	F7	1 1 1 1 - 0 1 1 1
248	F8	1 1 1 1 - 1 0 0 0
249	F9	1 1 1 1 - 1 0 0 1
250	FA	1 1 1 1 - 1 0 1 0
251	FB	1 1 1 1 - 1 0 1 1
252	FC	1 1 1 1 - 1 1 0 0
253	FD	1 1 1 1 - 1 1 0 1
254	FE	1 1 1 1 - 1 1 1 0
255	FF	1 1 1 1 - 1 1 1 1

Preparare una Tabella con tutti questi dati non è così difficile come a prima vista si potrebbe pensare.

Se partiamo dal numero **Decimale 16** che ha come corrispondente il numero **Esadecimale 10**, si potrà notare che dopo 16 numeri, quest'ultimo si tramuta in un **20**, poi in un **30**, in un **40**, ecc., proseguendo dopo il numero **Esadecimale 90** con **A0-B0-C0-D0-E0**, per terminare con **F0**.

Per quanto riguarda i numeri **Binari** si potrà notare, partendo sempre dal numero **Esadecimale 10** fino ad arrivare a **1F**, che nella prima colonna di sinistra sono presenti tutti **0 0 0 1**.

Passando al numero **Esadecimale 20** fino ad arrivare a **2F**, il numero **Binario** è sempre **0 0 1 0**.

Passando al numero **Esadecimale 30** per arrivare a **3F**, il numero **Binario** è sempre **0 0 1 1**.

Se controllate attentamente la **Tabella N.5**, noterete che i numeri **Binari** dei numeri **Esadecimali**:

1-2-3-4-5-6-7-8-9-A-B-C-D-E-F

sono identici a quelli riportati nella **prima** colonna dei **Binari** della **Tabella N.6** in corrispondenza degli **Esadecimali 10-20-30**, ecc.

Sempre nella **Tabella N.6**, nella **seconda** colonna sono invece riportati i numeri **Binari** corrispondenti all'unità del numero **Esadecimale**, pertanto per i numeri:

10-11-12-13-14-15-16-17-18-19

1A-1B-1C-1D-1E-1F

troverete gli stessi numeri **Esadecimali** da **0** a **F** riportati nella **Tabella N.5**.

TABELLA N.7

Nota: Nell'ultima colonna di destra della pagina accanto abbiamo riportato i numeri decimali da 4048 a 4095 con incremento unitario.

In questa **Tabella N.7** abbiamo riportato tutti i numeri **Decimali** da **256** a **4095** con salti di 16 in 16, quindi mancano tutti i numeri **intermedi** ed anche i corrispondenti numeri **Binari**.

Per ricavare l'**Esadecimale** dei numeri **intermedi** sarà sufficiente ricercare nella **Tabella N.7** la posizione in cui il numero intermedio si troverebbe collocato se fosse presente.

Di questi due numeri, cioè il **maggiore** ed il **minore** si prenderà quello **minore** e lo si sottrarrà al numero intermedio ricercato.

Il numero ottenuto lo si convertirà in un numero **Esadecimale** utilizzando la **Tabella N.5** e lo si sostituirà al numero **0** di destra del numero **Esadecimale minore** preso per la **sottrazione**.

Esempio = Supponiamo che desideriate convertire il numero **Decimale 286** nel corrispondente numero **Esadecimale**, ricavando di questo anche il relativo codice **Binario**.

Controllando la **Tabella N.7** saprete già che il numero **Decimale 286** andrebbe collocato tra i numeri **272** e **288**.

Di questi due numeri prenderete il **minore**, cioè **272**, e lo sottrarrete al numero **Decimale 286**:

$$286 - 272 = 14$$

A questo punto andrete alla **Tabella N.5** e controllerete qual è il corrispondente numero **Esadecimale** del numero **Decimale 14** e qui troverete la lettera **E**.

Poichè il numero **minore**, preso per la **sottrazione**, era il numero **Decimale 272** che aveva come numero **Esadecimale 110**, sostituirete l'ultimo **0** di destra con la lettera **E** ottenendo così l'**Esadecimale 11E**.

Per convertire questo numero **Esadecimale 11E** in un numero **Binario** li separerete ottenendo così **1-1-E** e dalla **Tabella N.5** preleverete i numeri **Binari** di questi tre numeri o cifre e li affiancherete uno all'altro:

$$0001 - 0001 - 1110$$

Esempio = Supponiamo che desideriate convertire il numero **Esadecimale 2AF**, non riportato nella **Tabella N.7**, nel corrispondente numero **Decimale**.

Per convertire questo numero **Esadecimale 2AF** in un **Decimale** dovrete sostituire l'ultima lettera di destra **F** con uno **0** e, così facendo, otterrete **2A0**.

Nella **Tabella N.7** ricercherete il numero **2A0** e qui troverete: **2A0 = 672**

A questo punto ricercherete nella **Tabella N.5** il numero **Decimale** di **F** che è **F = 15**.

Sommerete **15** al numero **672** ottenendo così:

$$15 + 672 = 687$$

il numero **687** è il **Decimale** del numero **Esadecimale 2AF**.

DEC.	ESADEC.
256	100
272	110
288	120
304	130
320	140
336	150
352	160
368	170
384	180
400	190
416	1A0
432	1B0
448	1C0
464	1D0
480	1E0
496	1F0

DEC.	ESADEC.
1024	400
1040	410
1056	420
1072	430
1088	440
1104	450
1120	460
1136	470
1152	480
1168	490
1184	4A0
1200	4B0
1216	4C0
1232	4D0
1248	4E0
1264	4F0

512	200
528	210
544	220
560	230
576	240
592	250
608	260
624	270
640	280
656	290
672	2A0
688	2B0
704	2C0
720	2D0
736	2E0
752	2F0

1280	500
1296	510
1312	520
1328	530
1344	540
1360	550
1376	560
1392	570
1408	580
1424	590
1440	5A0
1456	5B0
1472	5C0
1488	5D0
1504	5E0
1520	5F0

768	300
784	310
800	320
816	330
832	340
848	350
864	360
880	370
896	380
912	390
928	3A0
944	3B0
960	3C0
976	3D0
992	3E0
1008	3F0

1536	600
1552	610
1568	620
1584	630
1600	640
1616	650
1632	660
1648	670
1664	680
1680	690
1696	6A0
1712	6B0
1728	6C0
1744	6D0
1760	6E0
1776	6F0

Nella prima colonna sono elencati i numeri DECIMALI da 256 a 4095.
 Nella seconda colonna i corrispondenti ESADECIMALI da 100 a FFF.
 Per conoscere i corrispondenti numeri BINARI leggere il testo.

DEC.	ESADDEC.
1792	700
1808	710
1824	720
1840	730
1856	740
1872	750
1888	760
1904	770
1920	780
1936	790
1952	7A0
1968	7B0
1984	7C0
2000	7D0
2016	7E0
2032	7F0

DEC.	ESADDEC.
2560	A00
2576	A10
2592	A20
2608	A30
2624	A40
2640	A50
2656	A60
2672	A70
2688	A80
2704	A90
2720	AA0
2736	AB0
2752	AC0
2768	AD0
2784	AE0
2800	AF0

DEC.	ESADDEC.
3328	D00
3344	D10
3360	D20
3376	D30
3392	D40
3408	D50
3424	D60
3440	D70
3456	D80
3472	D90
3488	DA0
3504	DB0
3520	DC0
3536	DD0
3552	DE0
3568	DF0

DEC.	ESADDEC.
4048	FD0
4049	FD1
4050	FD2
4051	FD3
4052	FD4
4053	FD5
4054	FD6
4055	FD7
4056	FD8
4057	FD9
4058	FDA
4059	FDB
4060	FDC
4061	FDD
4062	FDE
4063	DFD

2048	800
2064	810
2080	820
2096	830
2112	840
2128	850
2144	860
2160	870
2176	880
2192	890
2208	8A0
2224	8B0
2240	8C0
2256	8D0
2272	8E0
2288	8F0

2816	B00
2832	B10
2848	B20
2864	B30
2880	B40
2896	B50
2912	B60
2928	B70
2944	B80
2960	B90
2976	BA0
2992	BB0
3008	BC0
3024	BD0
3040	BE0
3056	BF0

3584	E00
3600	E10
3616	E20
3632	E30
3648	E40
3664	E50
3680	E60
3696	E70
3712	E80
3728	E90
3744	EA0
3760	EB0
3776	EC0
3792	ED0
3808	EE0
3824	EF0

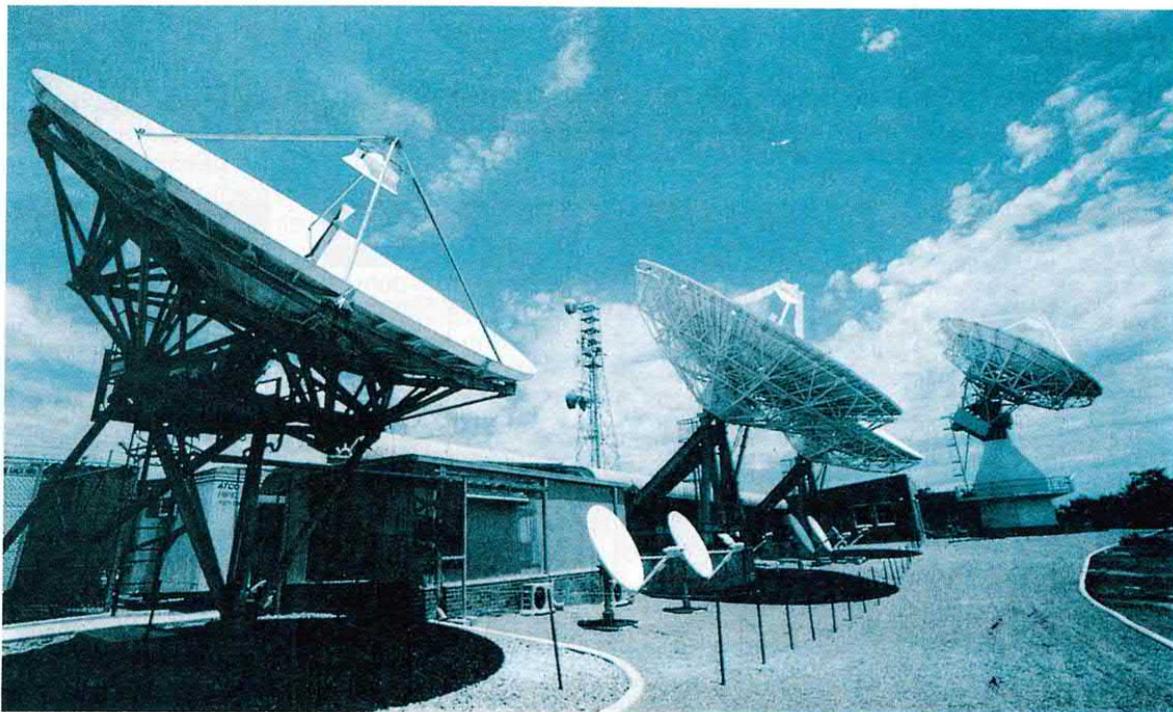
4064	FE0
4065	FE1
4066	FE2
4067	FE3
4068	FE4
4069	FE5
4070	FE6
4071	FE7
4072	FE8
4073	FE9
4074	FEA
4075	FEB
4076	FEC
4077	FED
4078	FEE
4079	FEF

2304	900
2320	910
2336	920
2352	930
2368	940
2384	950
2400	960
2416	970
2432	980
2448	990
2464	9A0
2480	9B0
2496	9C0
2512	9D0
2528	9E0
2544	9F0

3072	C00
3088	C10
3104	C20
3120	C30
3136	C40
3152	C50
3168	C60
3184	C70
3200	C80
3216	C90
3232	CA0
3248	CB0
3264	CC0
3280	CD0
3296	CE0
3312	CF0

3840	F00
3856	F10
3872	F20
3888	F30
3904	F40
3920	F50
3936	F60
3952	F70
3968	F80
3984	F90
4000	FA0
4016	FB0
4032	FC0
4048	FD0
4064	FE0
4080	FF0

4080	FF0
4081	FF1
4082	FF2
4083	FF3
4084	FF4
4085	FF5
4086	FF6
4087	FF7
4088	FF8
4089	FF9
4090	FFA
4091	FFB
4092	FFC
4093	FFD
4094	FFE
4095	FFF



TUTTO sulle PARABOLE TV

Il segnale irradiato da un satellite TV che si trova a circa 36.000 Km di distanza dalla linea dell'equatore, quando giunge sulla Terra risulta molto attenuato.

Per compensare questa attenuazione occorrono antenne riceventi ad elevato Guadagno e a tale scopo si è trovato molto vantaggioso usare **antenne paraboliche**.

La teoria ci insegna che il Guadagno di un'antenna parabolica aumenta all'aumentare del suo diametro, pertanto, un'antenna con un diametro di **cm 180** possiede un Guadagno maggiore rispetto ad una avente, ad esempio, un diametro di **cm 150**.

In pratica, invece, a causa delle inevitabili perdite e a seconda della cura posta nella realizzazione della parabola, può verificarsi il contrario, cioè può succedere che la parabola di **cm 180 renda meno** di quella di **cm 150**.

In questo articolo vi forniremo tutte le formule necessarie per calcolare in via teorica il loro **Guadagno** e per determinare il **punto focale**.

GUADAGNO DI UNA PARABOLA

Teoricamente, il Guadagno in **potenza** di una parabola si ricava con la seguente formula:

$$\text{Guadagno} = (0,1047 \times D \times \text{GHz})^2 \times n$$

dove:

D è il diametro della parabola in **centimetri**

GHz è la frequenza di ricezione in **GigaHertz**

n è il rendimento che può variare da **0,5** a **0,75**

^2 è l'operazione di **elevazione al quadrato**

0,1047 è un **numero fisso** da noi ricavato per semplificare al massimo ogni operazione.

NOTA: nel calcolo relativo alle parabole tipo **offset**, cioè ovali, si prenderà in considerazione la misura del diametro **maggiore** (vedi fig.2).

Quando misurerete il diametro della parabola, non dovrete includere nel calcolo i bordi di rinforzo posti sulla sua circonferenza (vedi fig.1), perchè non trattandosi di una superficie riflettente, questa misura introdurrebbe un **errore** sulla distanza focale.

Esempio - Abbiamo due parabole, una da **150 centimetri** ed una da **180 centimetri**, che vorrem-

mo utilizzare per ricevere i satelliti TV che lavorano sulla gamma delle frequenze da **10,95 a 11,70 Gigahertz** e vorremmo quindi calcolare il loro **guadagno in dB**.

Per far ciò dovremo sempre considerare la frequenza centrale della gamma pari a:

$$(10,95 + 11,70) : 2 = 11,325 \text{ GHz}$$

La prima operazione che dovremo eseguire sarà la seguente:

$$0,1047 \times D \times \text{GHz}$$

Quindi, per conoscere il guadagno della parabola dal diametro di **150 centimetri**, sapendo che la frequenza centrale è pari a **11,325 GHz**, dovremo eseguire la seguente operazione:

$$0,1047 \times 150 \times 11,325 = 177,85$$

Questo numero lo eleveremo al quadrato e così facendo otterremo:

$$(177,85)^2 = 31.630$$

valore che dovrà essere moltiplicato per:

$$n = \text{rendimento da } 0,5 \text{ a } 0,75$$

Per i tanti motivi che di seguito vi illustreremo, il rendimento di una parabola non supera mai il **75%** (0,75), anzi spesso scende su valori inferiori al **60%** (0,60) e raggiunge anche dei minimi del **50%** (0,50).

Ciò significa che il Guadagno in **potenza** di una parabola da **150 centimetri** può oscillare da:

$$G/\text{minimo} = 31.630 \times 0,50 = 15.815 \text{ volte}$$

$$G/\text{massimo} = 31.630 \times 0,75 = 23.722 \text{ volte}$$

Per conoscere il **guadagno** della parabola dal diametro di 180 centimetri, come per la precedente dovremo calcolare il valore di **0,10466 x D x GHz**, che darà come risultato:

$$0,1047 \times 180 \times 11,325 = 213,43$$

che elevato al **quadrato** diverrà:

$$(213,43)^2 = 45.552$$

Il valore così ottenuto verrà moltiplicato per il fattore **n**, che come già sappiamo può oscillare da un minimo del **50%** (0,50) ad un massimo del **75%** (0,75), perciò il Guadagno di questa parabola può oscillare da:

$$G/\text{minimo} = 45.552 \times 0,50 = 22.776 \text{ volte}$$

$$G/\text{massimo} = 45.552 \times 0,75 = 34.164 \text{ volte}$$

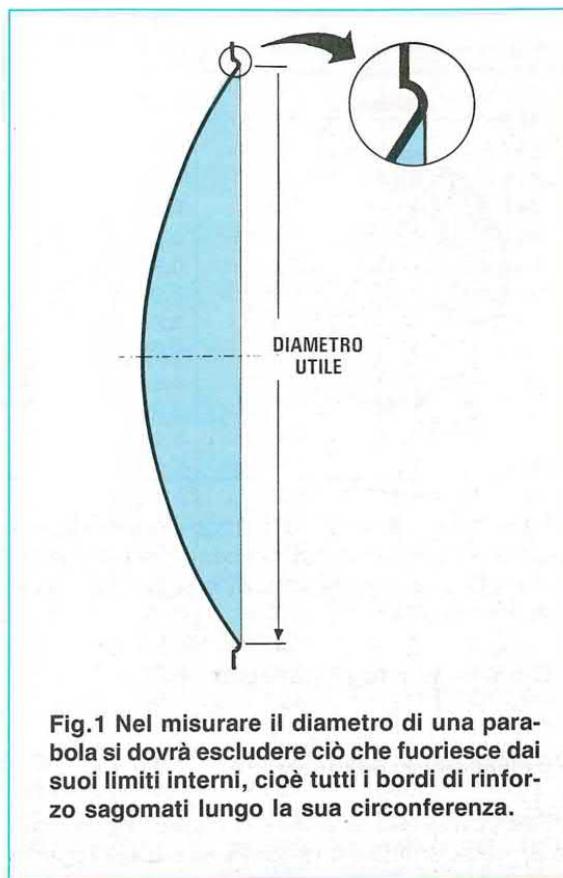
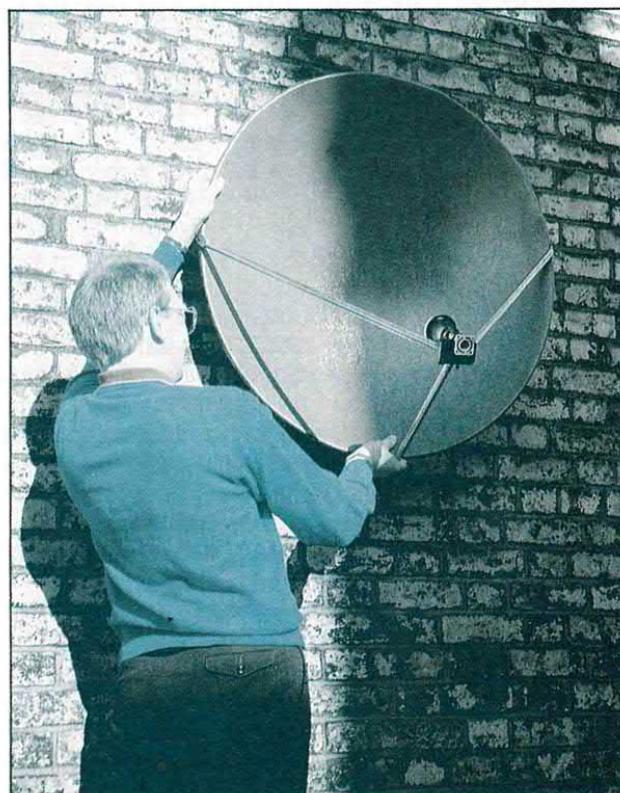


Fig.1 Nel misurare il diametro di una parabola si dovrà escludere ciò che fuoriesce dai suoi limiti interni, cioè tutti i bordi di rinforzo sagomati lungo la sua circonferenza.



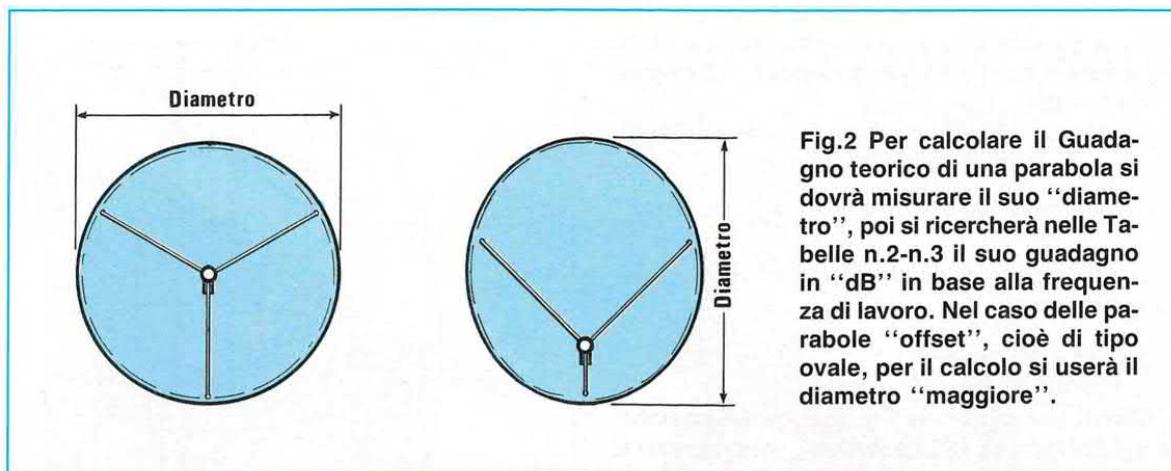


Fig.2 Per calcolare il Guadagno teorico di una parabola si dovrà misurare il suo "diametro", poi si ricercherà nelle Tabelle n.2-n.3 il suo guadagno in "dB" in base alla frequenza di lavoro. Nel caso delle parabole "offset", cioè di tipo ovale, per il calcolo si userà il diametro "maggiore".

I guadagni ricavati da questi calcoli sono in **potenza**, pertanto se volessimo conoscere il Guadagno in **dB**, dovremmo eseguire la seguente operazione matematica:

$$G \text{ dB} = 10 \times \log \text{ Guadagno}$$

In questa formula **log** indica il logaritmo in **base 10**.

Poichè non tutti avranno a disposizione una calcolatrice scientifica in grado di ricavare il **logaritmo** in **base 10**, consultando la **Tabella n.1** potrete individuare direttamente il valore dei **dB** conoscendo il guadagno in **potenza**.

Perciò, facendo riferimento alle due parabole prese poco prima ad esempio, avremo un guadagno minimo e massimo di:

Parabola 150 cm

Guadagno minimo 15.815 = 42,0 dB

Guadagno massimo 23.772 = 43,8 dB

Parabola 180 cm

Guadagno minimo 22.776 = 43,6 dB

Guadagno massimo 34.164 = 45,4 dB

Come si potrà notare, se abbiamo una parabola da **180 centimetri**, con un rendimento pari al **50%** (guadagno **43,6 dB**), otterremo un segnale di minore ampiezza rispetto a quello che riesce a fornirci una parabola da **centimetri 150**, il cui rendimento raggiunge il **75%** (guadagno **43,8 dB**).

Abbiamo riportato questo esempio per farvi capire che **non sempre è vero** che una parabola di diametro maggiore permette di ricevere segnali in modo migliore rispetto ad una di diametro minore.

Nella **Tabella N.3** riportiamo il **guadagno** minimo e massimo di parabole con diverso diametro, utilizzate tutte per ricevere la gamma degli **11,5 GHz**.

FREQUENZA e GUADAGNO

Il **guadagno** in **dB** di una parabola varia in rapporto al suo **diametro** ed alla sua **frequenza** di lavoro e poichè tutte le parabole sono in grado di ricevere qualsiasi frequenza, da qualche centinaia di MHz fino a raggiungere le decine di GHz, più diminuisce la frequenza di lavoro, minore risulterà il **guadagno** in **dB**.

Nella **Tabella n.2** riportiamo il guadagno in **dB** relativo ai diametri più comuni in rapporto alle varie frequenze di lavoro.

Abbiamo incluso in queste frequenze le gamme **Amatoriali**, quelle dei **Ponti Radio**, tutte le gamme **Satelliti TV** ed anche la gamma del satellite **Me-teosat (1,7 GHz)**.

IL RENDIMENTO

Il **rendimento** non è un valore che si possa calcolare con una formula matematica, perchè tanti sono i parametri che lo influenzano negativamente.

Ad esempio una **curvatura parabolica** imperfetta, un errato posizionamento del convertitore **LNC** (Low Noise Converter), il montaggio degli spicchi per le parabole a più settori non perfetto, le aste di sostegno del convertitore **LNC** troppo lunghe o troppo corte, i bordi della parabola irregolari, l'irregolare metallizzazione della superficie riflettente delle parabole in vetro resina.

Pertanto il **reale** guadagno di un'antenna si potrà rilevare soltanto con un Analizzatore di Spettro che copra questa gamma di frequenze.

A questo punto un installatore, non disponendo di un'adeguata strumentazione, potrà soltanto fare dei confronti e anche se, così facendo, non potrà sapere quanti **dB** guadagna una parabola, potrà sempre stabilire se essa guadagna di più o di me-

TABELLA N.1 Rapporto tra guadagno in dB e guadagno in Potenza

dB	POTENZA	dB	POTENZA	dB	POTENZA	dB	POTENZA	dB	POTENZA
15,0	31,62	27,2	524,8	32,8	1.905	38,4	6.918	44,0	25.120
15,5	35,48	27,3	537,0	32,9	1.950	38,5	7.079	44,1	25.700
16,0	39,81	27,4	549,5	33,0	1.995	38,6	7.244	44,2	26.300
16,5	44,67	27,5	562,3	33,1	2.042	38,7	7.413	44,3	26.910
17,0	50,12	27,6	575,4	33,2	2.089	38,8	7.586	44,4	27.540
17,5	56,23	27,7	588,8	33,3	2.138	38,9	7.762	44,5	28.180
18,0	63,10	27,8	602,6	33,4	2.188	39,0	7.943	44,6	28.840
18,5	70,79	27,9	616,6	33,5	2.239	39,1	8.128	44,7	29.510
19,0	79,43	28,0	631,0	33,6	2.291	39,2	8.318	44,8	30.200
19,5	89,12	28,1	645,6	33,7	2.344	39,3	8.511	44,9	30.900
20,0	100,0	28,2	660,7	33,8	2.399	39,4	8.710	45,0	31.620
20,5	112,2	28,3	676,1	33,9	2.455	39,5	8.913	45,1	32.360
21,0	125,9	28,4	691,8	34,0	2.512	39,6	9.120	45,2	33.110
22,5	177,8	28,5	707,9	34,1	2.570	39,7	9.333	45,3	33.880
23,0	199,5	28,6	724,4	34,2	2.630	39,8	9.550	45,4	34.670
23,1	204,2	28,7	741,3	34,3	2.692	39,9	9.772	45,5	35.480
23,2	208,9	28,8	758,6	34,4	2.754	40,0	10.000	45,6	36.310
23,3	213,8	28,9	776,2	34,5	2.818	40,1	10.230	45,7	37.150
23,4	218,8	29,0	794,3	34,6	2.884	40,2	10.470	45,8	38.020
23,5	223,9	29,1	812,8	34,7	2.951	40,3	10.710	45,9	38.900
23,6	229,1	29,2	831,8	34,8	3.020	40,4	10.960	46,0	39.810
23,7	234,4	29,3	851,1	34,9	3.090	40,5	11.220	46,1	40.740
23,8	239,9	29,4	871,0	35,0	3.162	40,6	11.480	46,2	41.690
23,9	245,5	29,5	891,2	35,1	3.236	40,7	11.750	46,3	42.660
24,0	251,2	29,6	912,0	35,2	3.311	40,8	12.020	46,4	43.650
24,1	257,0	29,7	933,2	35,3	3.388	40,9	12.300	46,5	44.670
24,2	263,0	29,8	955,0	35,4	3.467	41,0	12.590	46,6	45.710
24,3	269,1	29,9	977,2	35,5	3.548	41,1	12.880	46,7	46.770
24,4	275,4	30,0	1.000	35,6	3.631	41,2	13.180	46,8	47.860
24,5	281,8	30,1	1.023	35,7	3.715	41,3	13.490	46,9	48.980
24,6	288,4	30,2	1.047	35,8	3.802	41,4	13.800	47,0	50.120
24,7	295,1	30,3	1.072	35,9	3.890	41,5	14.120	47,1	51.290
24,8	302,0	30,4	1.096	36,0	3.981	41,6	14.450	47,2	52.480
24,9	309,0	30,5	1.122	36,1	4.074	41,7	14.790	47,3	53.700
25,0	316,2	30,6	1.148	36,2	4.169	41,8	15.140	47,4	54.950
25,1	323,6	30,7	1.175	36,3	4.266	41,9	15.490	47,5	56.230
25,2	331,1	30,8	1.202	36,4	4.365	42,0	15.850	47,6	57.540
25,3	338,8	30,9	1.230	36,5	4.467	42,1	16.220	47,7	58.880
25,4	346,7	31,0	1.259	36,6	4.571	42,2	16.600	47,8	60.260
25,5	354,8	31,1	1.288	36,7	4.677	42,3	16.980	47,9	61.660
25,6	363,1	31,2	1.318	36,8	4.786	42,4	17.380	48,0	63.100
25,7	371,5	31,3	1.349	36,9	4.898	42,5	17.780	48,1	64.560
25,8	380,2	31,4	1.380	37,0	5.012	42,6	18.200	48,2	66.070
25,9	389,0	31,5	1.413	37,1	5.129	42,7	18.620	48,3	67.610
26,0	398,1	31,6	1.445	37,2	5.248	42,8	19.050	48,4	69.180
26,1	407,4	31,7	1.479	37,3	5.370	42,9	19.500	48,5	70.790
26,2	416,9	31,8	1.514	37,4	5.495	43,0	19.950	48,6	72.440
26,3	426,6	31,9	1.549	37,5	5.623	43,1	20.420	48,7	74.130
26,4	436,5	32,0	1.585	37,6	5.754	43,2	20.890	48,8	75.860
26,5	446,7	32,1	1.622	37,7	5.888	43,3	21.380	48,9	77.620
26,6	457,1	32,2	1.660	37,8	6.026	43,4	21.880	49,0	79.430
26,7	467,7	32,3	1.698	37,9	6.166	43,5	22.390	49,1	81.280
26,8	478,6	32,4	1.738	38,0	6.310	43,6	22.910	49,2	83.180
26,9	489,8	32,5	1.778	38,1	6.457	43,7	23.440	49,3	85.110
27,0	501,2	32,6	1.820	38,2	6.607	43,8	23.990	49,4	87.100
27,1	512,9	32,7	1.862	38,3	6.761	43,9	24.550	49,5	89.120

TABELLA N.2 Guadagno "medio" di una PARABOLA in rapporto al suo DIAMETRO e alla frequenza di lavoro in GHz

diametro cm	frequenza Gigahertz e guadagno medio in dB							
	1	1,2	1,7	3,5	4,0	10	11,5	12,5
50	12,3	13,9	16,9	23,2	24,3	32,3	33,5	34,2
70	15,2	16,8	19,8	26,1	27,3	35,2	36,4	37,2
90	17,4	19,0	22,0	28,3	29,4	37,4	38,6	39,3
100	18,3	19,9	22,9	29,2	30,4	38,3	39,5	40,3
120	19,9	21,5	24,5	30,8	31,9	39,9	41,1	41,8
140	21,2	22,8	25,8	32,1	33,3	41,2	42,5	43,2
150	21,8	23,4	26,4	32,7	33,9	41,8	43,1	43,8
160	22,4	24,0	27,0	33,3	34,4	42,4	43,6	44,3
180	23,4	25,0	28,0	34,3	35,5	43,4	44,6	45,4
190	23,9	25,5	28,5	34,8	35,9	43,9	45,1	45,8
200	24,3	25,9	28,9	35,2	36,4	44,3	45,6	46,3
220	25,2	26,7	29,8	36,0	37,2	45,2	46,4	47,1
240	25,9	27,5	30,5	36,8	38,0	45,9	47,1	47,9
250	26,3	27,9	30,9	37,2	38,3	46,3	47,5	48,2
260	26,6	28,2	31,2	37,5	38,7	46,6	47,8	48,6
280	27,3	28,8	31,9	38,1	39,3	47,3	48,5	49,2
290	27,6	29,1	32,2	38,4	39,6	47,6	48,8	49,5
300	27,9	29,4	32,5	38,7	39,9	47,9	49,1	49,8

Conoscendo il diametro utile di una parabola in centimetri e la gamma di lavoro in **GHz**, da questa tabella potrete ricavare il suo guadagno medio in **dB**. Per conoscere quante volte questo segnale viene amplificato in **potenza**, potrete utilizzare la **Tabella N.1**. Un guadagno di **pochi dB** corrisponde in pratica ad un elevato guadagno in **potenza**.

TABELLA N.3 Guadagno "minimo" e "massimo" di una PARABOLA per gli 11,5 GHz

diametro cm	guadagno minimo	guadagno massimo	guadagno in potenza
60	34,2 dB	35,9 dB	2.609 - 3.914
90	37,7 dB	39,4 dB	5.871 - 8.807
100	38,6 dB	40,3 dB	7.248 - 10.873
120	40,2 dB	41,9 dB	10.438 - 15.657
140	41,5 dB	43,3 dB	14.207 - 21.311
150	42,1 dB	43,9 dB	16.309 - 24.464
160	42,7 dB	44,4 dB	18.556 - 27.834
180	43,7 dB	45,5 dB	23.485 - 35.228
200	44,6 dB	46,4 dB	28.994 - 43.492
220	45,4 dB	47,2 dB	35.083 - 52.625
240	46,2 dB	48,0 dB	41.752 - 62.628
250	46,6 dB	48,3 dB	45.304 - 67.956
280	47,5 dB	49,3 dB	56.829 - 85.244

In questa Tabella abbiamo indicato il Guadagno **minimo** e **massimo** di parabole caratterizzate da diametri diversi, utilizzate per ricevere la gamma degli **11,5 GHz**. Nella quarta colonna abbiamo riportato anche il corrispondente guadagno in **potenza**. Vi sono parabole mal progettate che guadagnano meno di parabole di diametro inferiore.

no rispetto ad un'altra di identico diametro.

Per questa prova bisognerà cercare di sintonizzarsi su un'emittente il cui segnale giunga molto debole.

Tutti i segnali che giungono **deboli** daranno immagini **rumorose**, cioè coperte da tanti piccoli punti bianchi.

Se lo stesso convertitore viene installato sopra la parabola di cui ci interessa stabilire se guadagna di più o di meno, noteremo quanto segue:

- Se il guadagno è **minore**, aumenterà sull'immagine la densità di questi punti bianchi.
- Se il guadagno è **maggiore**, questi punti bianchi spariranno.

Quando si applica un **LNC** su una nuova parabola, bisogna sempre **ritoccare** il suo posizionamento, perchè eseguendo queste prove la si potreb-

be spostare involontariamente rispetto all'esatta posizione del satellite.

Sintonizzandosi su una emittente che trasmette un **monoscopio**, questi punti risulteranno ancor più appariscenti nei colori **rosso - blu - nero**.

RENDIMENTO E CURVATURA

Se prendiamo un disco **piatto** di alluminio del diametro di cm 150 oppure un grosso imbuto **conico** sempre del diametro di cm 150 o un qualsiasi disco **bombato** che abbia sempre lo stesso diametro e ne calcoliamo il **guadagno** con la formula che già conosciamo, **non rileveremo** alcuna differenza.

Se applicheremo frontalmente a questi tre oggetti di forma così diversa un convertitore LNC, constateremo che non ci permetteranno di ricevere **alcun segnale**, in quanto il **rendimento** di queste anomale forme geometriche difficilmente riuscirà a superare l'1%.

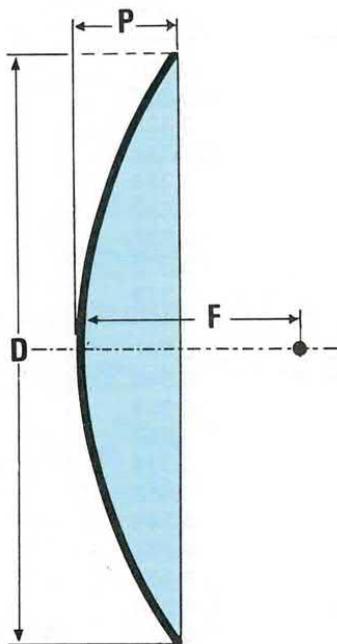


Fig.3 Conoscendo il Diametro di una parabola "circolare" e la sua profondità (P), potrete facilmente calcolare il suo Fuoco utilizzando la formula:

$$F = (D \times D) : (16 \times P)$$

Nota: tutte le misure debbono essere in cm.

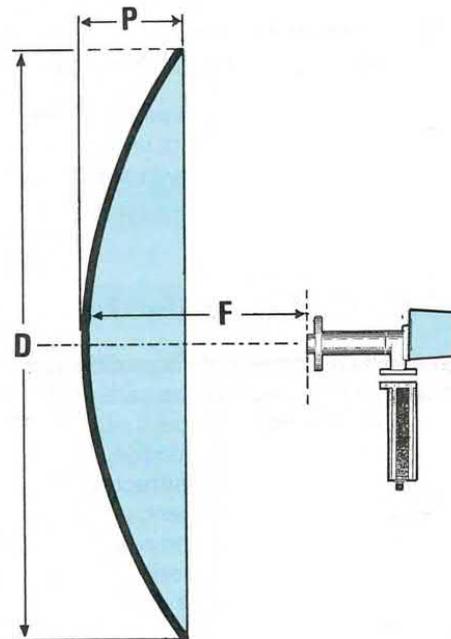


Fig.4 Sul punto Focale andrà collocata la parte frontale del Polarotor. Una volta fissato il convertitore LNC sulla parabola, si controllerà, sintonizzando una emittente, se si ottenga un aumento di segnale spostando di pochi centimetri in avanti o indietro il convertitore LNC rispetto al punto Focale calcolato.

Per raggiungere dei **rendimenti** del 60-70%, è necessario che il profilo parabolico risulti il più perfetto possibile e per ottenere questa condizione tra **Diametro - Fuoco - Profondità** deve sussistere un preciso rapporto.

Infatti tutti questi parametri sono "legati" tra loro, quindi se varia un dato varieranno di conseguenza anche tutti gli altri, come ora dimostreremo.

NOTA: se la **curvatura** della parabola non è ben calcolata, il suo guadagno può scendere di **1-2 dB** rispetto ai valori sopra riportati.

Una imperfetta **metallizzazione** della superficie riflettente o un errato rapporto **Diametro-Fuoco-Profondità** possono abbassare il guadagno di diversi **dB**.

Una differenza di **2-3 dB** in meno è una perdita alquanto consistente, infatti se prendiamo una parabola che dovrebbe guadagnare **41 dB** e che invece ne guadagna soltanto **40** o **38 dB**, otterremo queste differenze:

- 41 dB = amplifica 12.590 volte**
- 40 dB = amplifica 10.000 volte**
- 39 dB = amplifica 7.943 volte**
- 38 dB = amplifica 6.310 volte**

Facciamo presente che una **piccola ammacatura** presente sulla superficie di una parabola, oppure dei **piccoli fori** praticati sulla stessa, **non** modificano il suo **guadagno**.

FUOCO DELLA PARABOLA

Conoscendo il diametro della parabola potremo calcolare il **fuoco** e questo dato sarà anche quello che ci permetterà di determinare il valore di **P**, cioè la profondità della bombatura.

Se desideriamo avere una parabola con un elevato **rendimento**, dovremo fare in modo che il rapporto **D/F** (Diametro/Fuoco) non risulti mai **minore di 2,5** nè **maggiore di 2,7** (vedi Tabella n.4).

In fase di progettazione per determinare il **fuoco** di una parabola dovremo perciò dividere il **Diametro** per un numero compreso tra **2,5** e **2,7**.

Normalmente il valore più usato è compreso tra **2,60** e **2,65**.

Perciò una parabola del **diametro di cm 150**, che presenti un elevato rendimento, dovrà avere un **fuoco** che si aggiri sui valori:

$$F = 150 : 2,5 = 60 \text{ cm}$$

$$F = 150 : 2,7 = 55 \text{ cm}$$

Se la parabola avesse un **diametro di 180 cm**,

il suo **fuoco** dovrebbe aggirarsi sui valori di:

$$F = 180 : 2,5 = 72 \text{ cm}$$

$$F = 180 : 2,7 = 66 \text{ cm}$$

Questi calcoli servono solo per le parabole circolari e non per le parabole **offset** (ovali), il cui fuoco è molto più lontano rispetto a quello delle parabole circolari.

TABELLA N.4
COMPARAZIONE rapporti D/F e F/D

D/F	F/D	
2,25	0,444	parabola poco curvata
2,27	0,440	
2,30	0,434	
2,32	0,431	
2,35	0,425	
2,37	0,422	
2,40	0,417	
2,42	0,413	
2,45	0,408	
2,47	0,405	
2,50	0,400	parabola curvatura regolare
2,52	0,367	
2,55	0,392	
2,57	0,389	
2,60	0,384	
2,62	0,382	
2,65	0,377	
2,67	0,374	
2,70	0,370	
2,72	0,367	parabola molto curvata
2,75	0,363	
2,77	0,361	
2,80	0,357	
2,82	0,354	
2,85	0,350	
2,87	0,348	
2,90	0,344	
2,95	0,339	
2,97	0,336	
3,00	0,333	

Fig.5 Una parabola "circolare" avrà un elevato rendimento soltanto se il rapporto Diametro/Fuoco non risulterà minore di 2,5 o maggiore di 2,7. Poiché molte Case Costruttrici preferiscono riportare il rapporto Fuoco/Diametro, in questa Tabella troverete entrambi i dati.

Conoscendo il rapporto D/F potrete facilmente calcolare il punto Focale utilizzando la formula:
Fuoco = Diametro x rapporto D/F

RAPPORTO DIAMETRO/FUOCO

Abbiamo accennato al fatto che il rapporto ottimale **D/F** (Diametro/Fuoco) deve risultare compreso entro i valori di **2,5 - 2,7**.

Poichè qualche Casa Costruttrice preferisce riportare il rapporto **F/D**, in questi casi per ricavare il punto focale si dovrà **moltiplicare** il diametro per il numero riportato nella **Tabella n.4**.

Ad esempio in una parabola del diametro di **cm 200** con un rapporto **F/D = 0,37**, il **fuoco** si troverà collocato ad una distanza di:

$$200 \times 0,37 = 74 \text{ cm}$$

Conoscendo il **fuoco** si potrà nuovamente sapere se tale parabola rientra nel valore ottimale da noi prefissato, dividendo il Diametro per il Fuoco:

$$200 : 74 = 2,7$$

Se il rapporto risulta specificato in **F/D**, quello ottimale deve risultare compreso entro i valori di **0,40 e 0,37**.

Per vostra comodità riportiamo una tabella di comparazione tra il rapporto **F/D** ed il rapporto **D/F**, in modo che possiate stabilire velocemente se la parabola da voi acquistata ha un rapporto Diametro - Fuoco in grado di assicurarvi il massimo rendimento.

PROFONDITÀ AL CENTRO PARABOLA

Conoscendo il **diametro** ed il **fuoco** della nostra parabola potremo calcolare quale dovrà risultare la sua esatta profondità, cioè il valore di **P**, utilizzando la formula:

$$P = (D \times D) : (16 \times F)$$

Avendo calcolato nel paragrafo precedente il fuoco di una parabola da 150 e da 180 centimetri di

diametro, potremo proseguire nel nostro esempio e vedere quale valore assumerà **C** per queste due parabole.

Parabola da 150 cm con Fuoco a 57,14 cm

$$P = (150 \times 150) : (16 \times 57,14) = 24,6 \text{ cm}$$

valore che potremo arrotondare a **24 o 25 cm**

Parabola da 180 cm con Fuoco a 68,50 cm

$$P = (180 \times 180) : (16 \times 68,50) = 29,56 \text{ cm}$$

valore che potremo arrotondare a **29 o 30 cm**.

Si tenga presente che la profondità della parabola influisce sul **guadagno** ed anche sul **rumore**.

Se si rimane come rapporto **D/F** entro i limiti da noi indicati, cioè **2,60 - 2,65**, la parabola avrà un **alto rendimento** e un **basso rumore**.

TUTTE LE FORMULE

Vogliamo qui riportare tutte le formule richieste per il calcolo di una parabola in modo da poterle avere subito a disposizione senza dover rileggere l'intero articolo.

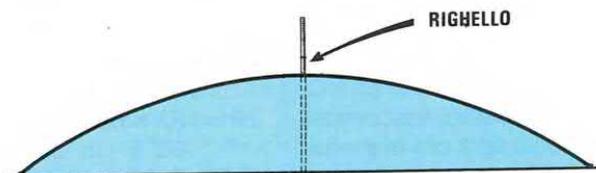
PER CALCOLARE IL FUOCO DI UNA PARABOLA

$$F = (D \times D) : (16 \times P)$$

NOTA: il **Diametro**, la **Profondità P** ed il **Fuoco** sono espressi in **centimetri**.

Esempio - Abbiamo una parabola da 140 cm di cui non sono note le caratteristiche e vorremmo conoscere l'esatta distanza focale per posizionare correttamente il **convertitore LNC**.

Fig.6 Per misurare la profondità **P** di una parabola, conviene appoggiarla su un piano, poi applicare sul foro centrale un righello millimetrato. Se sulla circonferenza della parabola vi sono dei bordi di rinforzo molto pronunciati (vedi fig.1), quei pochi millimetri andranno sottratti dalla misura della profondità.



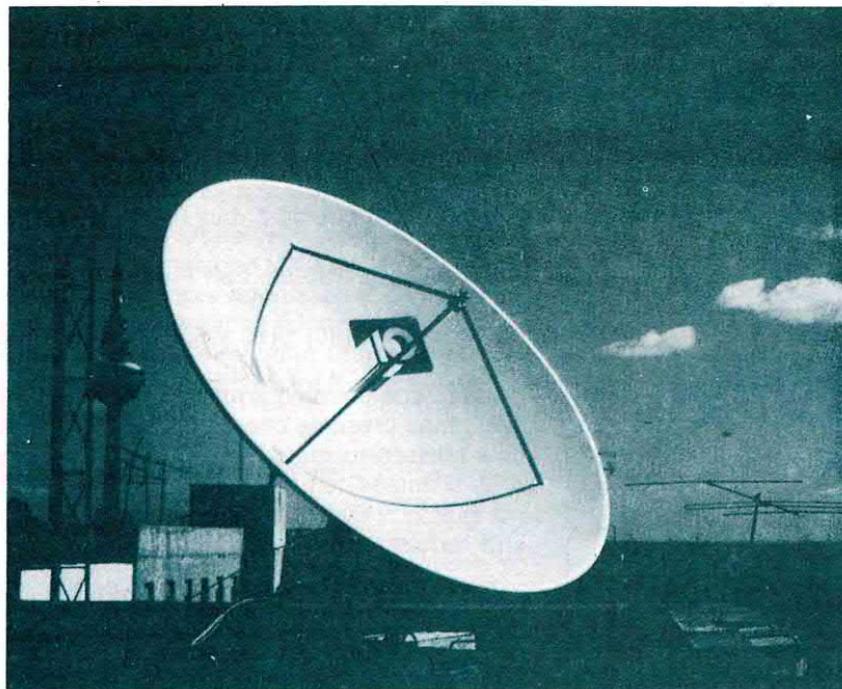


Fig.7 Fissata una parabola, sintonizzatevi su una emittente che giunge molto debole, poi controllate se avvicinando o allontanando di pochi centimetri il convertitore LNC, il segnale aumenta d'intensità.

Come prima operazione si misurerà la profondità **C** ed ammesso che sia di **23 cm**, potremo eseguire la nostra operazione:

$$(140 \times 140) : (16 \times 23) = \text{Fuoco a } 53,26 \text{ cm}$$

valore che arrotonderemo a **53 cm**.

Importante: per calcolare il Fuoco di una parabola occorrerà fare molta attenzione al suo **diametro** ed alla sua **profondità**, cioè al valore di **P**.

Se la parabola ha dei bordi rotondi abbastanza ampi oppure presenta un profilo come riportato in fig.1, dovremo tenere presente che l'area utile di **cattura** del segnale non raggiunge il massimo diametro, quindi se questo risulta minore anche di un solo centimetro, proporzionalmente cambierà anche il valore della profondità.

Se la parabola da 140 cm presa come esempio avesse un diametro **utile** di 138,5 cm, la sua profondità potrebbe risultare di soli **22 cm**, pertanto il punto focale non si troverebbe più a **53 cm**, bensì a:

$$(138,5 \times 138,5) : (16 \times 22) = \text{Fuoco a } 54,5 \text{ cm}$$

Da questo esempio appare evidente che non conviene mai fissare stabilmente il **convertitore LNC** sul punto focale calcolato teoricamente, ma converrà sempre provare se fissandolo ad **1 cm in meno** o **1 cm in più** rispetto a quanto calcolato, il segnale migliora o peggiora.

Infatti provando a fissare il convertitore a **52 - 53 - 54 cm**, potremo subito scoprire quale dei tre valori è quello giusto.

Ammesso che l'esatto fuoco sia di **53 cm**, ponendolo a **52 cm** e a **54 cm** noteremo differenze minime sulla qualità dell'immagine.

Se invece l'esatto fuoco fosse di **52 cm**, spostando il convertitore LNC a **53 cm**, la differenza sulla qualità dell'immagine sarebbe irrisoria, ma quando lo sposteremo sui **54 cm**, allontanandoci di **2 cm** dal fuoco, noteremo che aumenta il rumore sull'immagine.

Lo stesso dicasi se l'esatto fuoco fosse a **54 cm**.

Spostando il convertitore LNC su **53 cm** potremo anche non accorgerci della differenza, ma quando lo metteremo sui **52 cm** la qualità dell'immagine peggiorerà sensibilmente.

Ricordatevi che ogniqualvolta cambierete la distanza focale, **dovrete nuovamente** ritoccare il puntamento della parabola.

PER CALCOLARE LA PROFONDITÀ DI UNA PARABOLA

Per calcolare la profondità di una parabola conoscendo il Fuoco, si potrà usare la seguente formula:

$$P = (D \times D) : (16 \times F)$$

NOTA: Tutti i valori **P-D-F** sono espressi in centimetri.

Esempio - Disponendo di una parabola da **175 cm** con punto focale sui **67 cm**, vorremmo ora conoscere la sua esatta bombatura (vedi in fig.6 la distanza P):

$$(175 \times 175) : (16 \times 67) = P \ 28,568 \text{ cm}$$

In pratica non dovrete preoccuparvi se, misurando la profondità, rileverete 27 o 29 cm, perchè una tolleranza del **5%** viene considerata normale.

PER CALCOLARE IL GUADAGNO DI UNA PARABOLA

Per calcolare il **guadagno in potenza** di una parabola useremo la seguente formula:

$$G = (0,1047 \times D \times \text{GHz})^2 \times n$$

Dove:

D è il diametro della parabola in **centimetri**
GHz è la frequenza di ricezione in **GigaHertz**
n è il rendimento che può variare da **0,5** a **0,75**
^2 è l'operazione di elevazione al quadrato
0,1047 è il **numero fisso** da noi ricavato per semplificare al massimo ogni nostra operazione.

Per rimanere entro valori reali conviene sempre calcolare un rendimento **medio** del **62%**, vale a dire scegliere per **n = 0,62**.

ANGOLO DI RADIAZIONE DI UNA PARABOLA

La formula per determinare questo angolo è la seguente:

$$2.120 : (D \times \text{GHz})$$

Da questa formula potremo ricavare di quanti gradi dovremo spostarci dal punto di massimo segnale, per ottenere un'attenuazione in potenza di circa - 3 dB.

NOTA: il **Diametro** è espresso in centimetri.

Esempio - Disponendo di una parabola con un diametro di **90 centimetri** per ricevere il segnale del satellite meteorologico Meteosat (frequenza 1,7 GHz), si vorrebbe conoscere di quanti gradi sia necessario muovere la parabola sia in senso orizzontale sia in senso verticale prima di arrivare ad un'attenuazione del segnale ricevuto di - **3 dB**.

$$2.120 : (90 \times 1,7) = 13.85$$

Perciò se sposteremo la parabola anche di pochi gradi a destra o a sinistra o in basso o in alto, il segnale captato da questo satellite meteorologico non subirà una attenuazione elevata.

Infatti per ottenere un'attenuazione del segnale ricevuto pari a 3 dB, vale a dire per fare in modo che la potenza ricevuta sia uguale alla **metà** di quella massima ricevibile, sarebbe necessario spostare la parabola di 13 gradi in orizzontale o in verticale rispetto all'esatto punto di centratura.

CONCLUSIONE

In commercio abbiamo trovato parabole con rapporti **D/F** dell'ordine di **2,4** ed anche di **3,3** che funzionavano "abbastanza bene", il che vuol dire che il loro rendimento si aggirava all'incirca intorno al 50%.

È fuori discussione che se queste stesse parabole fossero state progettate con un rapporto **D/F** compreso tra **2,6-2,7**, il rendimento sarebbe stato ben superiore.

In verità è nostra opinione che alcuni produttori di parabole per aggirare l'ostacolo rappresentato dal costo esorbitante degli stampi necessari alla loro realizzazione, ne utilizzino **uno solo** sia per il diametro **maggiore** che per il diametro **minore**, così che il rapporto **D/F** non rientra più nei valori richiesti.

Poichè in questo articolo non ne abbiamo ancora fatto cenno, diremo che la superficie della parabola anzichè essere totalmente **piena** può anche risultare, senza riscontrare differenze nel valore del **Guadagno**, costruita con **rete metallica fine** o con **lamiera forata**, purchè il diametro dei fori non superi mai **1/4** della lunghezza d'onda.

Nel caso della TV via satellite, sapendo che la lunghezza d'onda in **centimetri** è pari a:

$$\text{Lunghezza d'onda cm} = 30 : \text{GHz}$$

se prendiamo la gamma degli **11 GHz**, otterremo:

$$30 : 11 = 2,7 \text{ cm}$$

In questo caso i fori presenti sulla parabola non dovrebbero mai risultare di diametro **maggiore** di:

$$2,7 : 4 = 0,68 \text{ cm}$$

pari ad un diametro di **6,8 millimetri** e lo stesso dicasi per le maglie di una rete metallica.

Aggiungiamo ancora che una **decina di teste** di bulloni applicata sulla superficie della parabola non riduce il guadagno e lo stesso dicasi se sulla superficie della parabola fossero presenti due o tre lievi ammaccature.

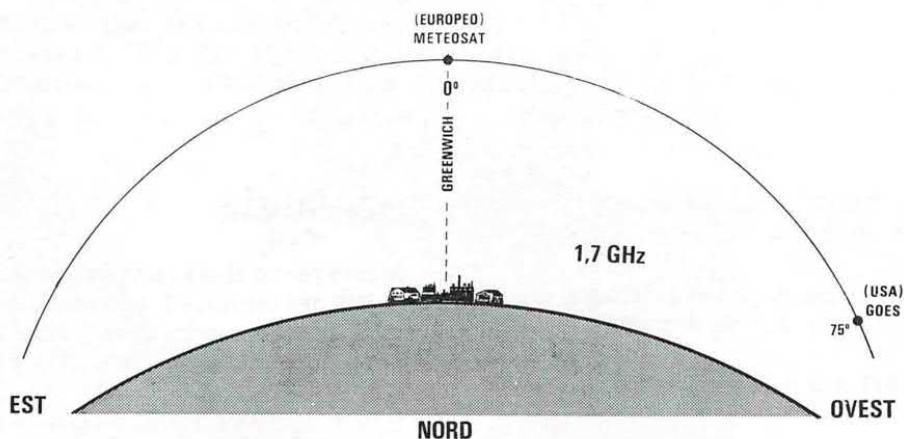


Fig.8 La gamma degli 1,7 GHz viene utilizzata dai soli satelliti Meteorologici geostazionari. Il satellite europeo Meteosat è posizionato sull'Equatore sulla longitudine 0 gradi, mentre a 75 gradi Ovest di Greenwich è posizionato il satellite USA Goes. A pag.406 troverete riportate le aree di copertura di questi due satelliti. Sul secondo canale il Meteosat trasmette anche le immagini riprese dal Goes e dal satellite giapponese GMS.

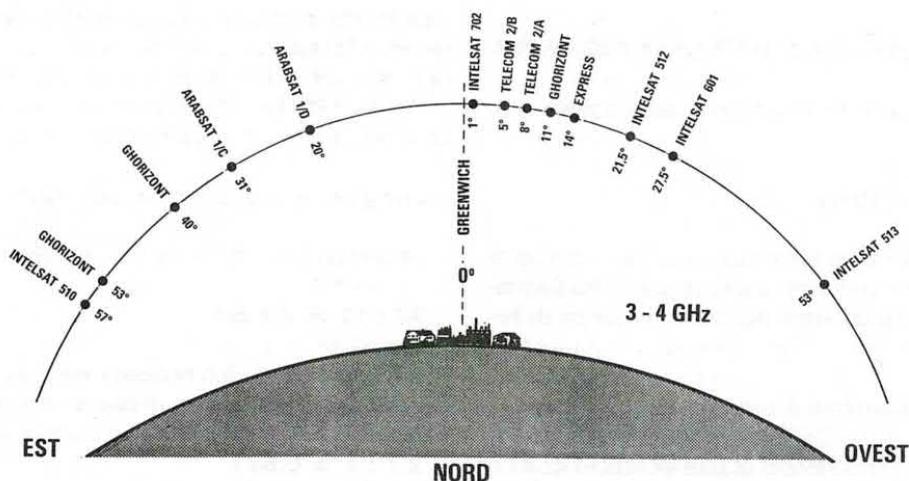


Fig.9 Nella gamma dei 3-4 Gigahertz sono attivi molti satelliti Arabi-Russi e qualche satellite Europeo e Americano. A nostro avviso questa gamma non è molto interessante perché questi satelliti oltre a trasmettere nello standard SECAM, con modulazione Video negativa, presentano un fascio d'irradiazione che non copre interamente l'Europa. Si tenga presente che per questa banda occorrono parabole di dimensioni elevate.

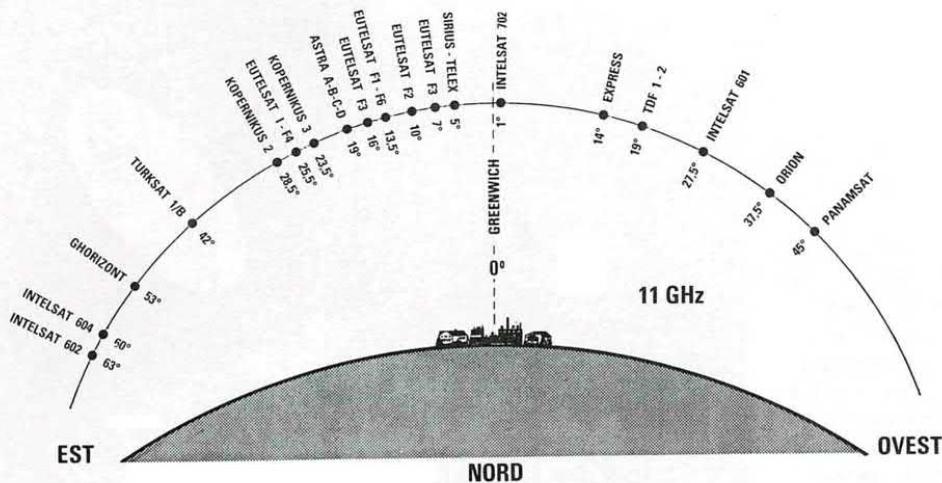


Fig.10 Sulla gamma degli 11 Gigahertz quasi tutte le emittenti presentano i loro fasci d'irradiazione rivolti verso il centro Europa. Esistono dei satelliti che in Italia difficilmente potremo ricevere, perchè il loro fascio d'irradiazione è ristretto ad una zona circoscritta, come ad esempio le emittenti Turche per l'INTELSAT 604, le emittenti di Israele per l'INTELSAT 512 e quelle Nordiche trasmesse dal satellite Tele X.

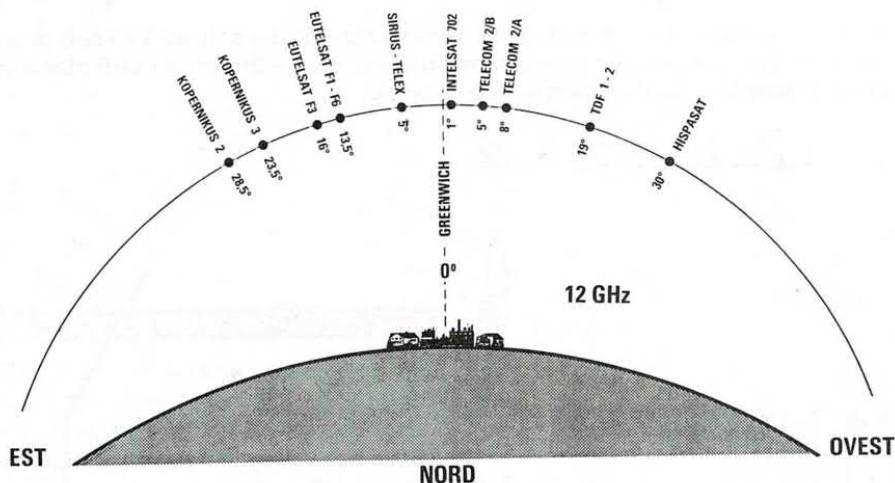


Fig.11 Un'altra gamma interessante è quella dei 12 Gigahertz. Facciamo presente che per ricevere questa gamma esistono due diversi modelli di convertitore LNC, uno idoneo a sintonizzarsi da 11,7 a 12,5 GHz utilizzato principalmente per ricevere i satelliti Kopernikus - Olympus - Hispasat ed uno a sintonizzarsi sulla banda alta dai 12,5 ai 12,75 GHz utilizzata principalmente dai satelliti francesi Telecom.

Fig. 12 Una parabola per satelliti TV si può fissare anche in giardino purché di fronte ad essa non vi siano degli alberi ad alto fusto: infatti, le foglie attenuerebbero notevolmente il segnale da ricevere.

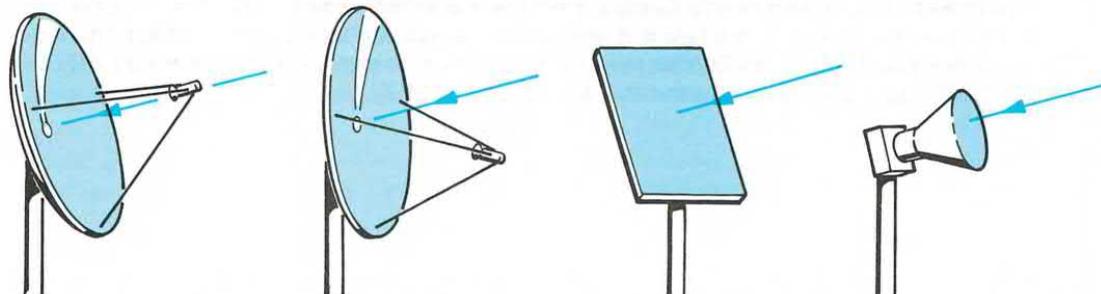
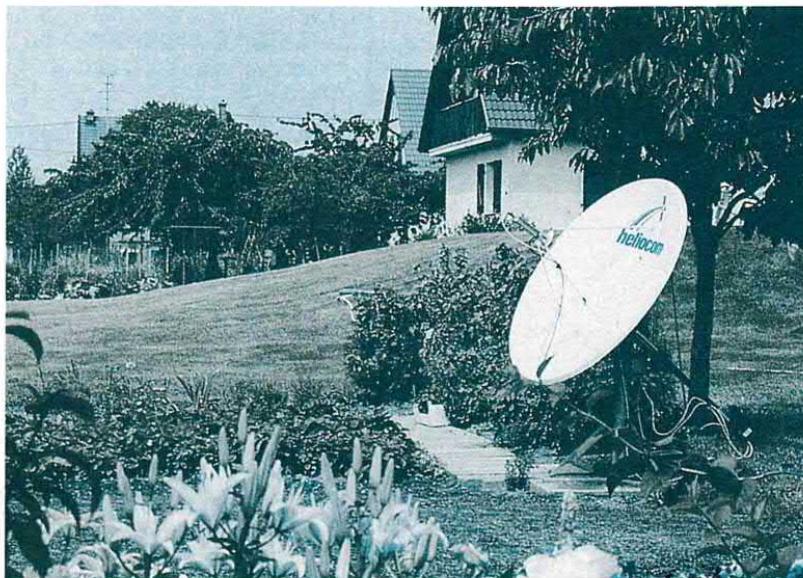


Fig. 13 Le parabole comunemente utilizzate per la ricezione dei satelliti TV sono di quattro tipi, quelle Circolari con LNB posto al centro parabola, quelle Offset con LNB posto in basso, quelle a Pannello e quelle Coniche o a Tromba.

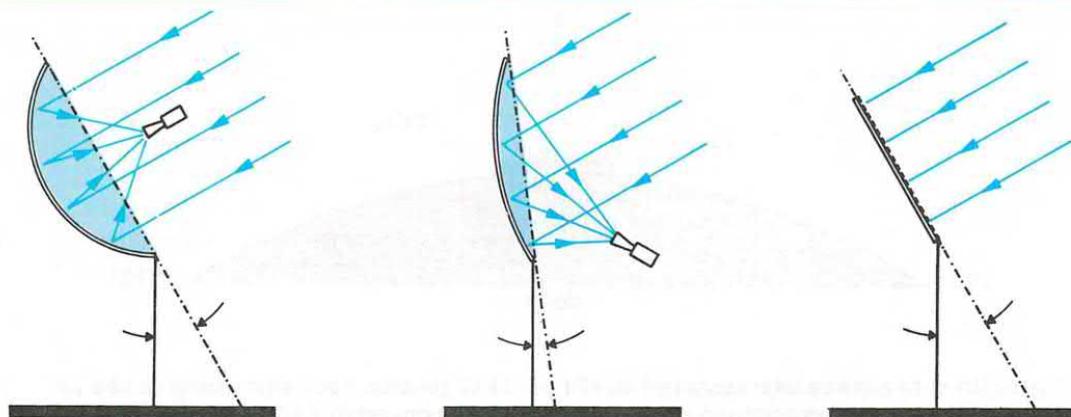


Fig. 14 Le parabole Circolari e a Pannello vanno inclinate secondo i gradi riportati nella TABELLA N.1 in corrispondenza della Provincia più prossima alla nostra città. Le sole parabole Offset andranno inclinate sottraendo 20 gradi al numero riportato nella TABELLA N.1.

TABELLA N. 5

POSIZIONE SATELLITI	3-4 GHz	11 GHz	12 GHz
63,0 Est		INTELSAT 602
60,0 Est	INTELSAT 604
57,0 Est	INTELSAT 510
53,0 Est	GHORIZONT	GHORIZONT
42,0 Est	TURKSAT 1/B
40,0 Est	GHORIZONT
31,0 Est	ARABSAT 1/C
28,5 Est	KOPERNIKUS 2	KOPERNIKUS 2
25,5 Est	EUTELSAT I-F4
23,5 Est	KOPERNIKUS 3	KOPERNIKUS 3
20,0 Est	ARABSAT 1/D
19,0 Est	ASTRA A-B-C-D
16,0 Est	EUTELSAT F3	EUTELSAT F3
13,5 Est	EUTELSAT F1-F6	EUTELSAT F1-F6
10,0 Est	EUTELSAT F2
7,0 Est	EUTELSAT F3
5,0 Est	SIRIUS-TELEX	SIRIUS-TELEX
1,0 Ovest	THOR INTELSAT 702	THOR INTELSAT 702	THOR INTELSAT 702
5,0 Ovest	TELECOM 2/B	TELECOM 2/B
8,0 Ovest	TELECOM 2/A	TELECOM 2/A
11,0 Ovest	GHORIZONT
14,0 Ovest	EXPRESS STATIONAR	EXPRESS STATIONAR
19,0 Ovest	TDF 1-2	TDF 1-2
21,5 Ovest	INTELSAT 512
27,5 Ovest	INTELSAT 601	INTELSAT 601
30,0 Ovest	HISPASAT
37,5 Ovest	ORION
45,0 Ovest	PANAMSAT
53,0 Ovest	INTELSAT 513

Posizione dei satelliti presenti nelle gamme **3-4 GHz**, **11 GHz** e **12 GHz** nell'anno 1993. Molti satelliti qui riportati hanno il ristretto fascio d'irradiazione indirizzato verso una determinata zona, quindi in Italia non potremo mai riceverli.

C BAND da 3,5 a 4,2 GHz

Banda utilizzata normalmente da molti paesi arabo-africani o dai transponder per trasferire dei programmi da un satellite ad un altro o alla centrale di smistamento. Molti programmi trasmessi da questi satelliti sono trasmessi anche nella gamma degli 11 - 12 GHz.

KU BAND da 10,9 a 12,75 GHz

Banda utilizzata da tutti i satelliti TV dei paesi Europei - Americani e Asiatici. La banda KU comprende tutte e tre le sottobande FSS - DBS - TELECOM che vanno da 10,9 a 12,75 GHz.

FSS BAND da 10,95 a 11,75 GHz

Banda utilizzata dai satelliti TV Astra - Kopernikus - Intelsat - Eutelsat. Su questa gamma oltre ai programmi televisivi sono presenti delle sottoportanti AUDIO utilizzate per normali programmi radio - musica e per commenti in diverse lingue.

DBS BAND da 11,70 a 12,50 GHz

Banda inferiore dei 12 GHz utilizzata dai satelliti TDF - Kopernikus - Olympus - Marcopolo.

TELECOM BAND da 12,50 a 12,75 GHz

Banda attualmente utilizzata dai satelliti francesi Telecom.

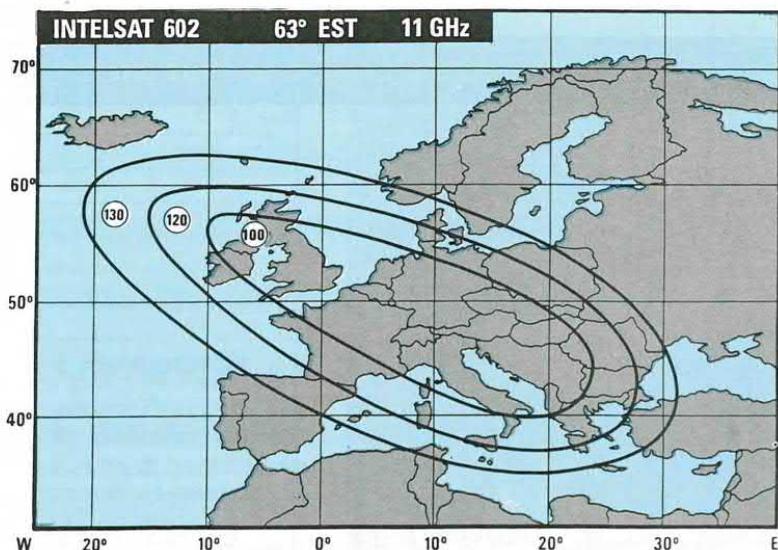


Fig. 15 Diagramma di radiazione del satellite INTEL-SAT 602 posizionato sui 63 gradi Est. In ogni diagramma è riportato il DIAMETRO minimo in centimetri della parabola che potrete usare per la ricezione.

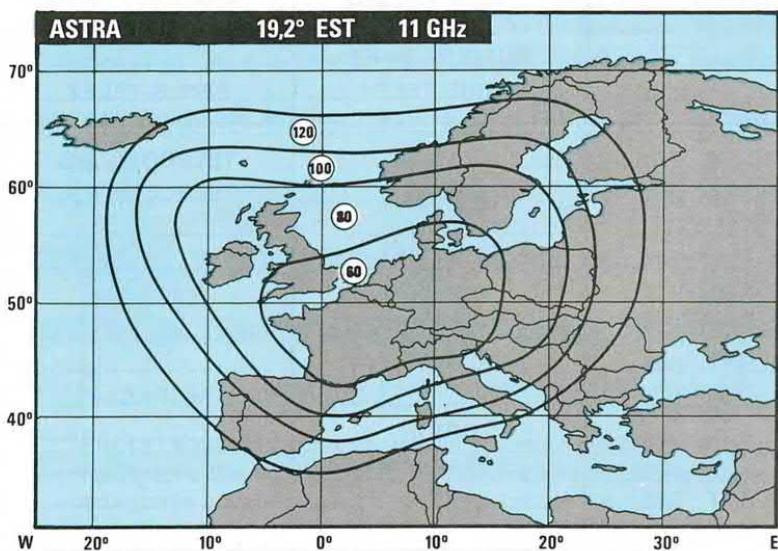


Fig. 16 Diagramma di radiazione del satellite ASTRA/A utilizzato da molte emittenti nordiche che trasmettono con polarizzazione orizzontale. Questo diagramma è uno degli ultimi ricevuti.

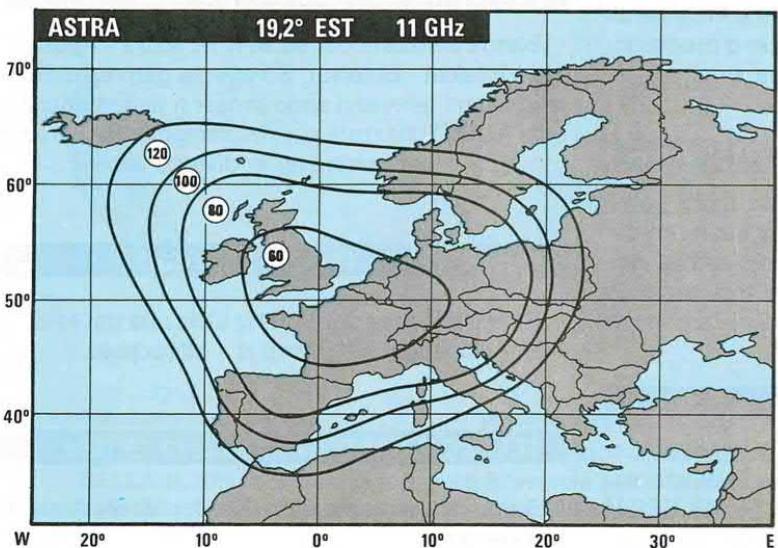


Fig. 17 Diagramma di radiazione del satellite ASTRA/A utilizzato da molte emittenti nordiche che trasmettono con polarizzazione verticale. Nei diagrammi abbiamo indicato il diametro della parabola.

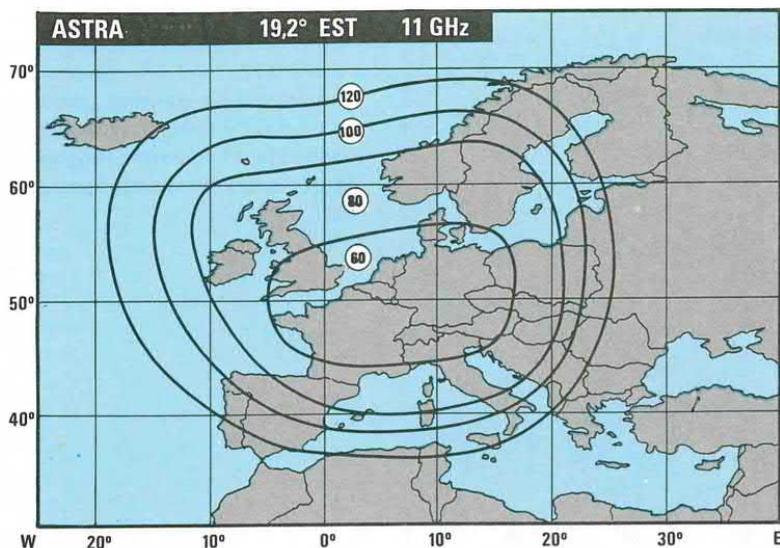


Fig.18 Diagramma di radiazione del nuovo fascio del satellite ASTRA/B che dovrebbe coprire tutta l'Europa. Il diametro della parabola è stato calcolato prendendo come riferimento un LNC con una NF di 1.5 dB.

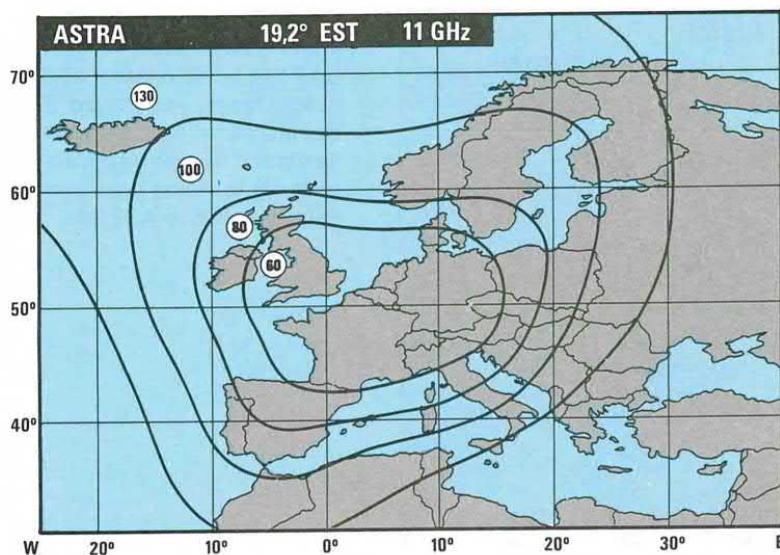


Fig.19 Diagramma di radiazione del satellite ASTRA/B utilizzato da molte emittenti che trasmettono con polarizzazione "verticale": la potenza tra verticale e orizzontale non sempre perciò è equivalente.

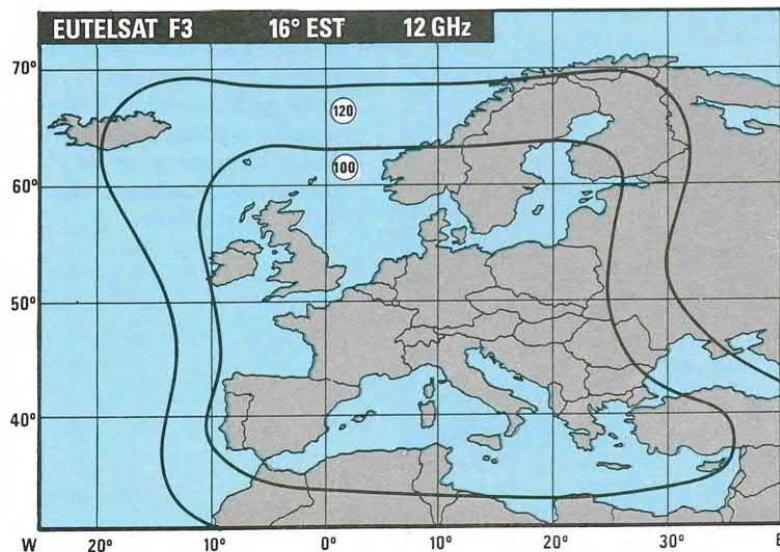


Fig.20 Diagramma di radiazione del satellite EUTELSAT F3 che permette di ricevere in Italia le emittenti Slave, Polacche, Ungheresi, Portoghesi, Marocchine, Tunisine, Egiziane e molti Transponder.

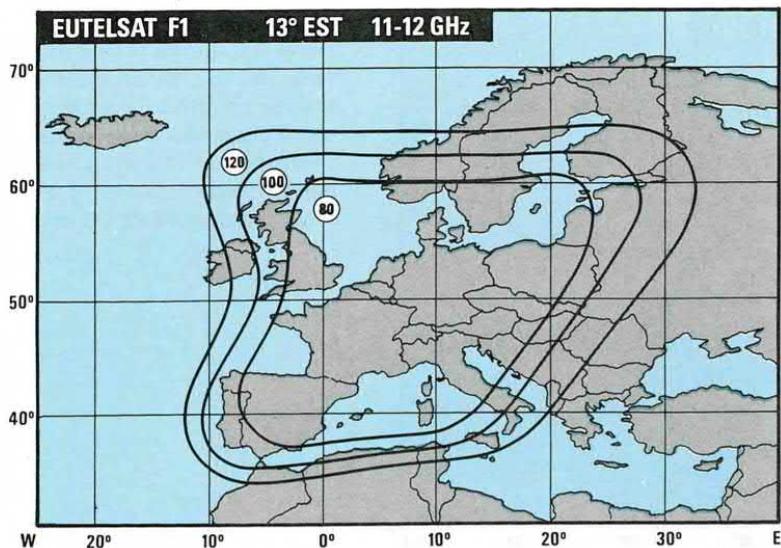


Fig.21 Diagramma attualmente reperibile del satellite EUTELSAT F1 che trasmette sulla gamma degli 11 e dei 12 GHz. Da questo satellite si ricevono molto forte delle emittenti Arabe e Turche.

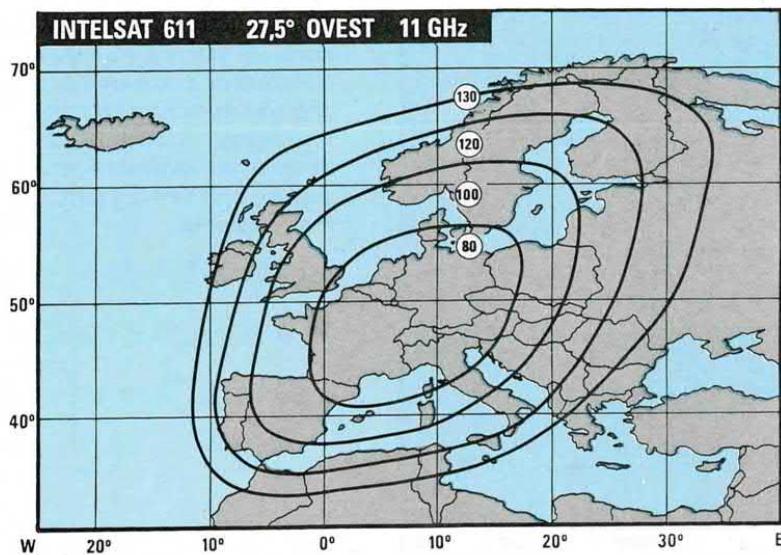


Fig.22 Diagramma di radiazione del satellite INTELSAT 611 posizionato a 27,5 gradi Ovest. Per mezzo di questo satellite trasmetteva verso l'Europa l'emittente CNN - USA che poi è passata al satellite ASTRA.

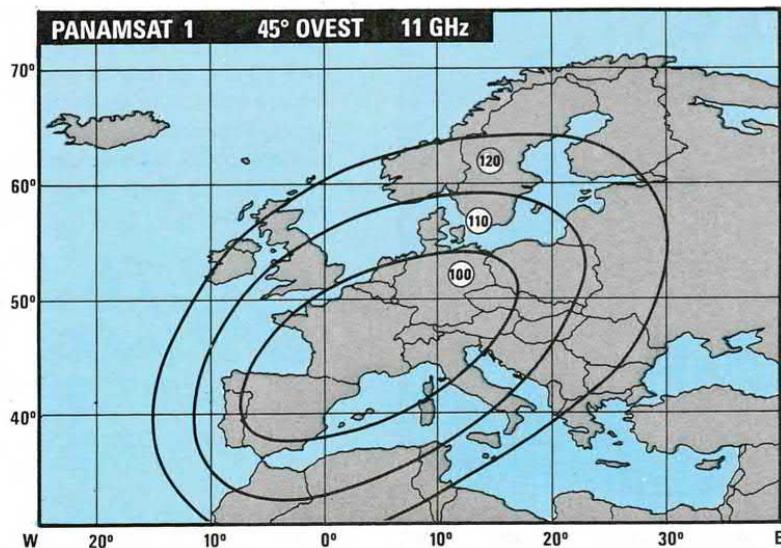


Fig.23 Diagramma del satellite PANAMSAT 1 posizionato a 45 gradi Ovest. Tramite questo satellite trasmettono il Messico in PAL ed il Giappone in NSC, quindi quest'ultimo si riceve in bianco/nero.

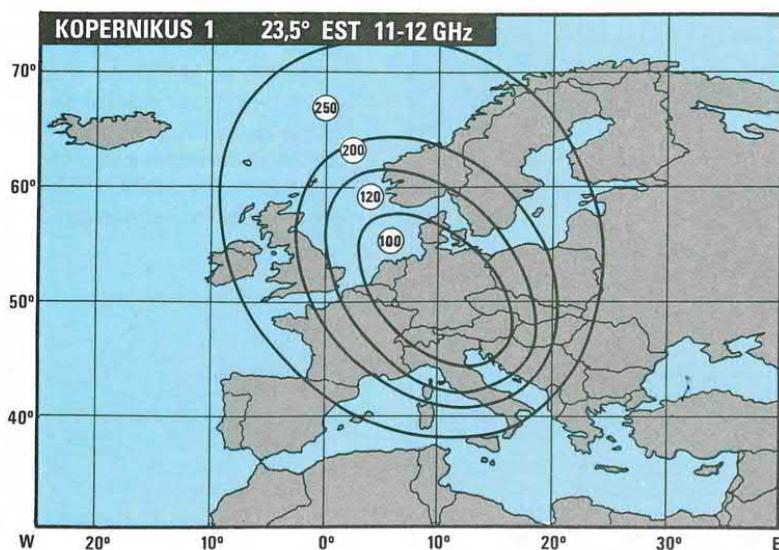


Fig.24 Diagramma del satellite KOPERNIKUS 1 posizionato a 23,5 gradi Est che trasmette sia sulla gamma degli 11 che dei 12 GHz. Su tale satellite sono presenti soltanto emittenti tedesche/nordiche.

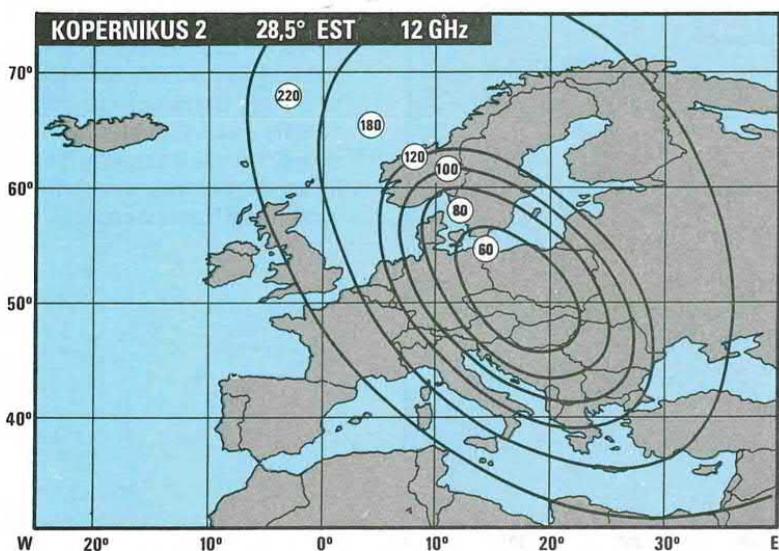


Fig.25 Diagramma del satellite KOPERNIKUS 2 posizionato a 28,5 gradi Est che trasmette sulla gamma dei 12 GHz. Secondo fonti non ufficiali questo satellite verrà sostituito in futuro dal KOPERNIKUS 3.

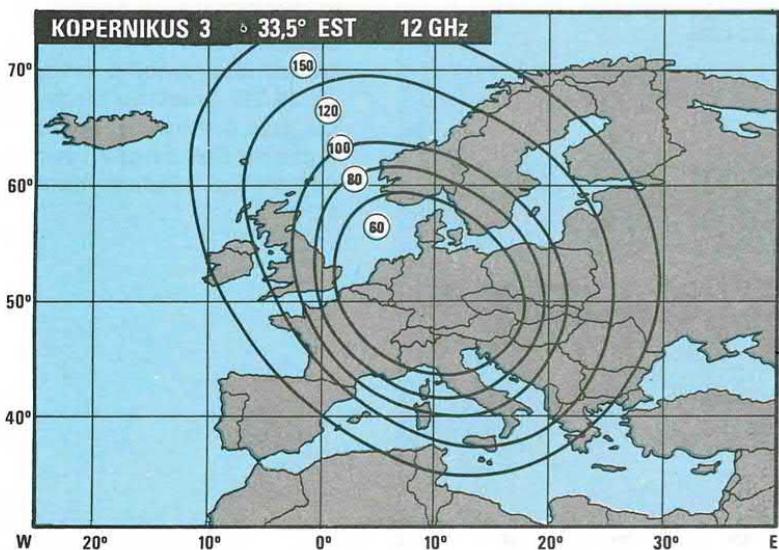


Fig.26 Il Diagramma del satellite KOPERNIKUS 3 posizionato a 33,5 gradi Est che trasmette sulla gamma dei 12 GHz. Su questo satellite verranno trasferite tutte le emittenti presenti sul KOPERNIKUS 2.

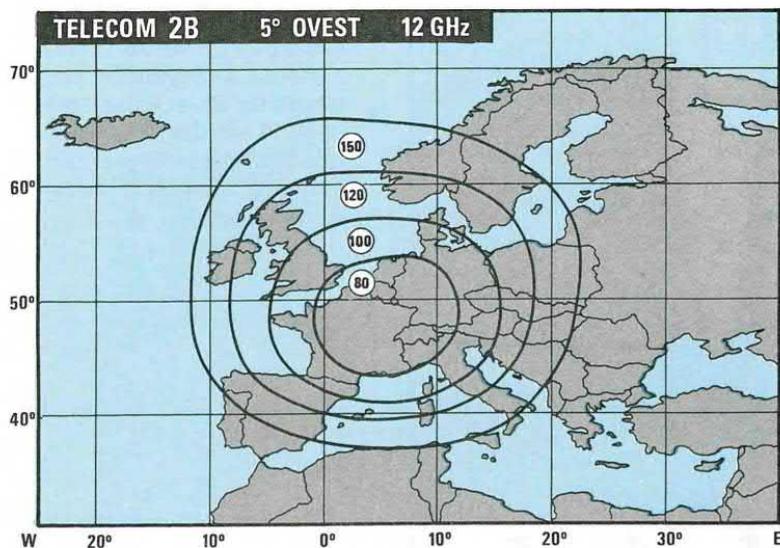


Fig. 27 Diagramma di radiazione del satellite TELECOM 2B posizionato a 5 gradi Ovest. Su questo satellite sono presenti molte emittenti francesi che, trasmettendo in SECAM, vedremo solo in bianco/nero.

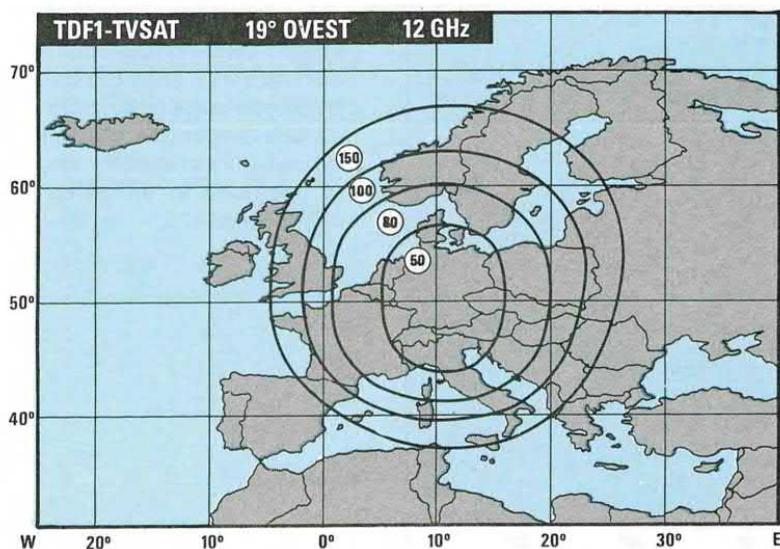


Fig.28 A 19 gradi Ovest si trovano due satelliti che trasmettono sulla banda alta e sulla banda bassa dei 12 GHz e vicinissimo a questi è presente il satellite italiano OLYMPUS che trasmette saltuariamente.

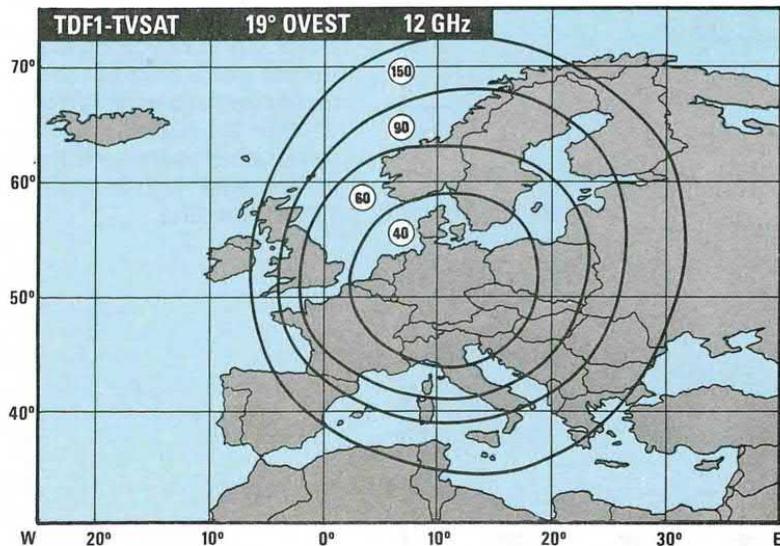


Fig.29 Diagramma dei due satelliti TDF1 e TVSAT. Questi due satelliti (vedi fig.28-30) irradiano tre fasci, uno direzionato verso il centro dell'Europa, uno verso l'Est e l'altro verso l'Ovest.

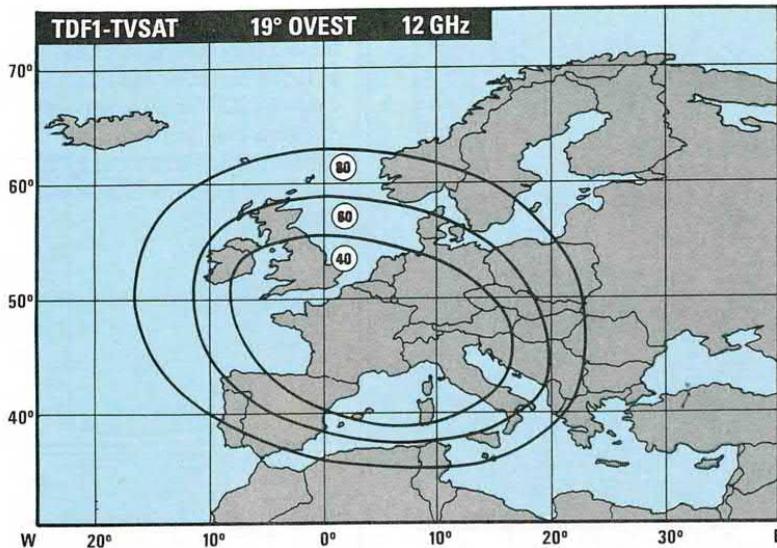


Fig.30 Diagramma dei TDF1 e TVSAT centrati sul centro della Francia. Questi satelliti trasmettono sia in PAL che in SECAM. Le trasmissioni francesi in SECAM le vedrete sul vostro TV in bianco/nero.

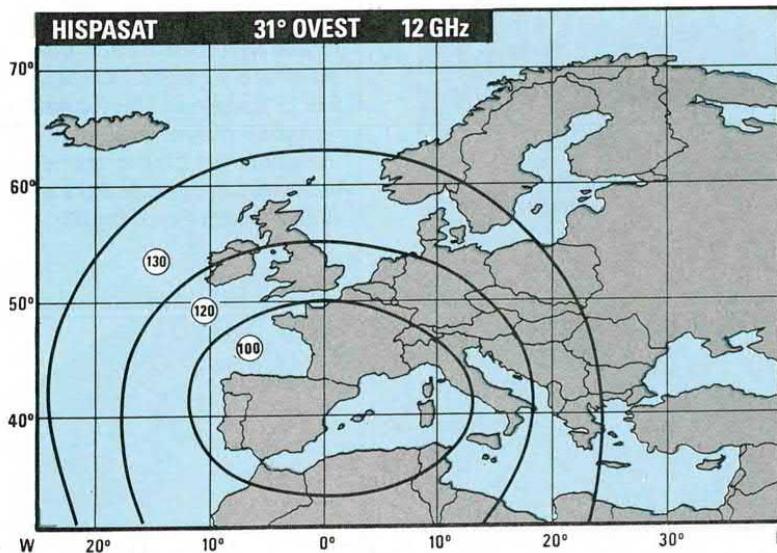


Fig.31 Diagramma del satellite spagnolo HISPASAT posizionato a 31 gradi Ovest. Questo satellite che trasmette attualmente sulla sola gamma dei 12 GHz si riceve molto bene anche in Italia.

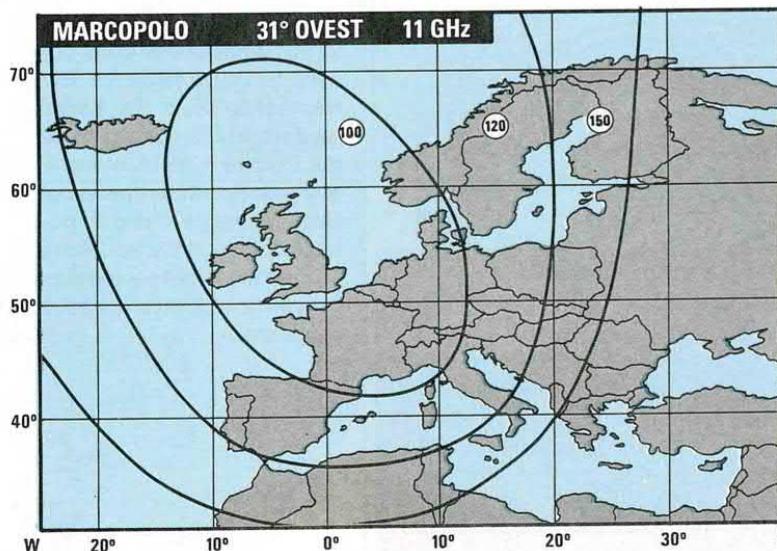


Fig.32 Sui 31 gradi Ovest è presente anche il satellite MARCOPOLO che dovrebbe trasmettere sia sulla gamma degli 11 GHz che sulla gamma dei 12 GHz. Attualmente si riceve molto debolmente.

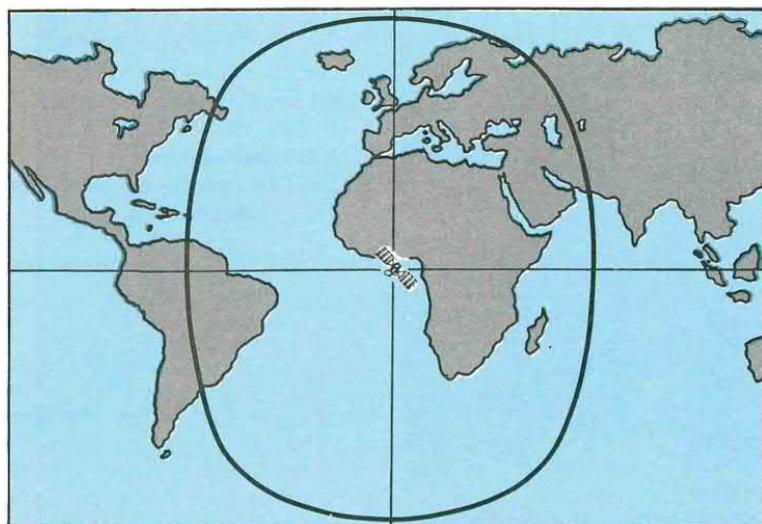


Fig.33 Il satellite meteorologico Europeo METEOSAT si trova posizionato esattamente sul meridiano di Greenwich, cioè sugli 0 gradi. Il tracciato indica l'area di copertura di questo satellite.

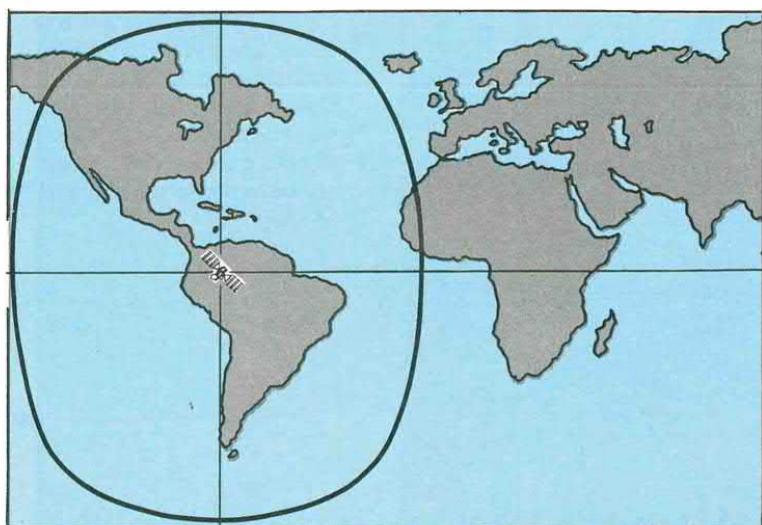


Fig.34 Il satellite meteorologico americano GOES è posizionato a 75 gradi Ovest. Sul 2° canale del Meteosat vengono ritrasmesse in diverse ore del giorno anche le immagini captate dal satellite GOES (vedi fig.36).

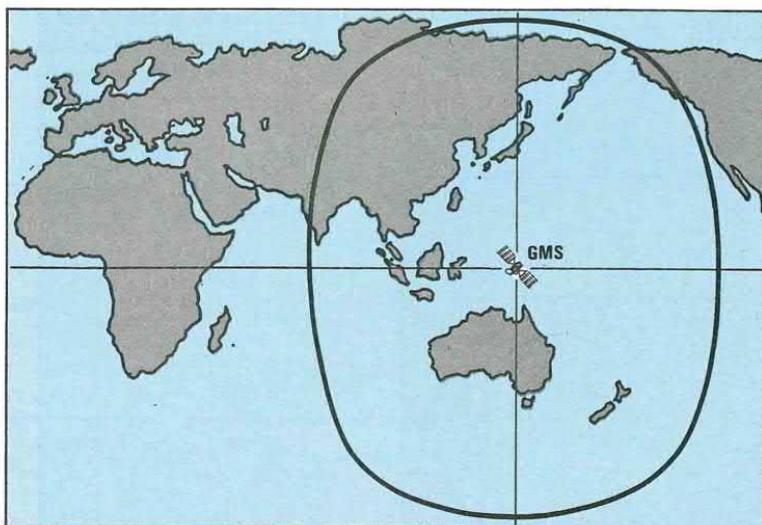


Fig.35 Il satellite meteorologico giapponese GMS è posizionato a 140 gradi Est trasmette su tutta l'area evidenziata in questa cartina. Poiché queste immagini vengono ritrasmesse dal Meteosat sul Canale 2, potrete conoscere e vedere la situazione meteorologica presente sull'intero globo terrestre.

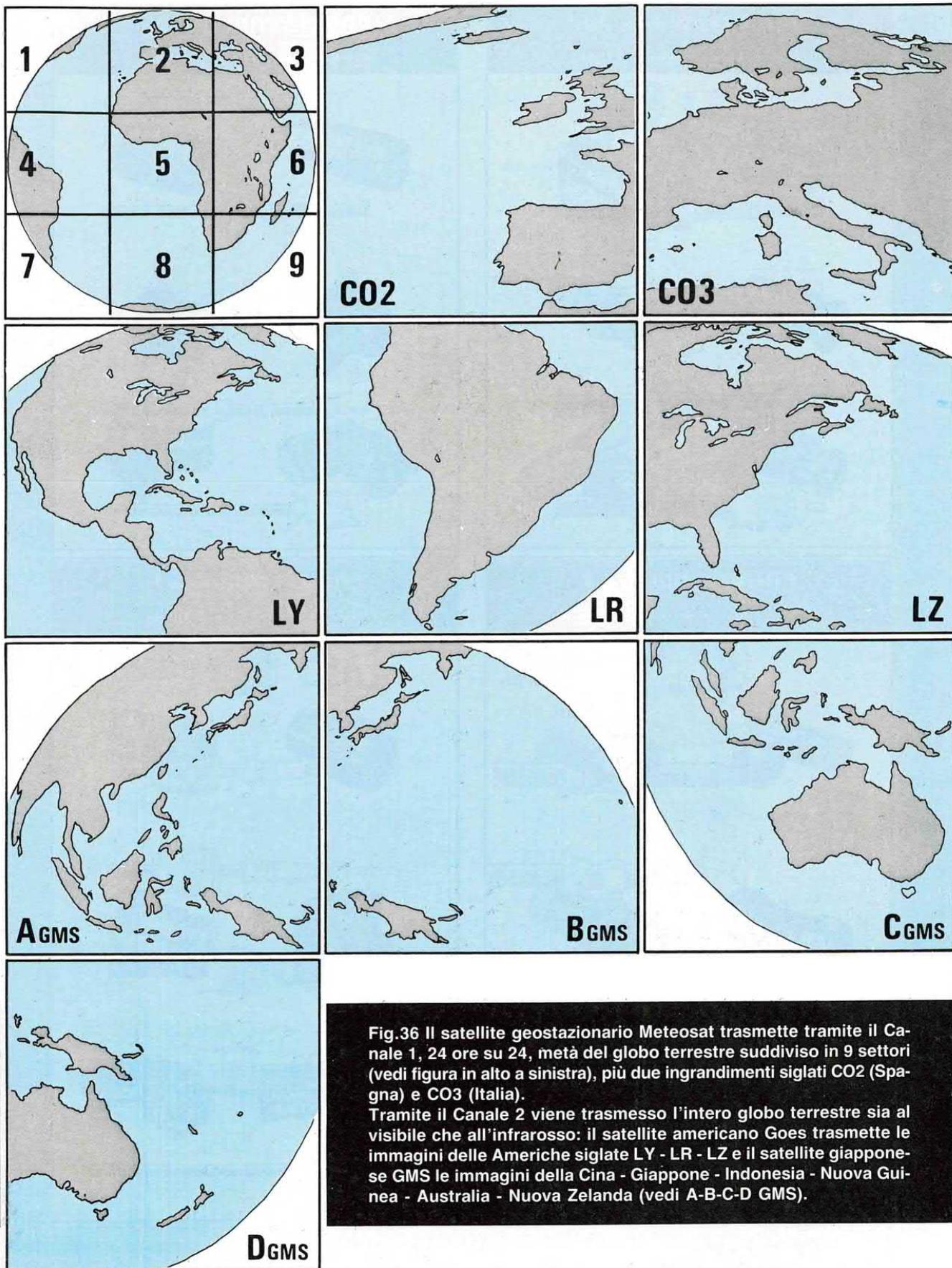
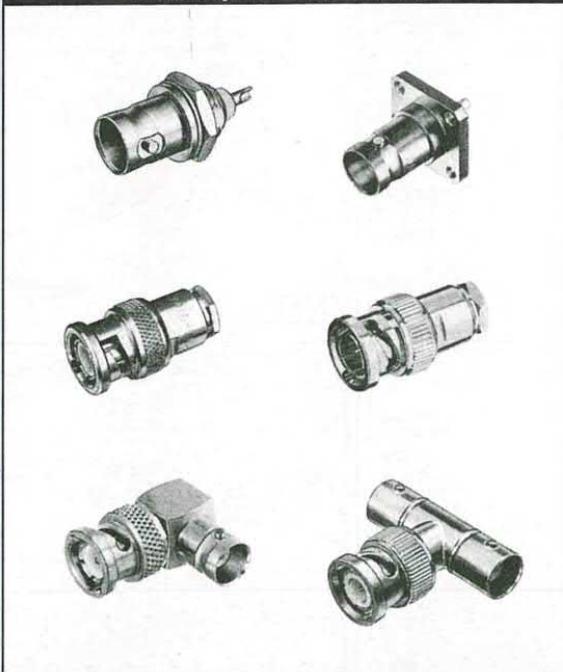


Fig.36 Il satellite geostazionario Meteosat trasmette tramite il Canale 1, 24 ore su 24, metà del globo terrestre suddiviso in 9 settori (vedi figura in alto a sinistra), più due ingrandimenti siglati CO2 (Spagna) e CO3 (Italia).

Tramite il Canale 2 viene trasmesso l'intero globo terrestre sia al visibile che all'infrarosso: il satellite americano Goes trasmette le immagini delle Americhe siglate LY - LR - LZ e il satellite giapponese GMS le immagini della Cina - Giappone - Indonesia - Nuova Guinea - Australia - Nuova Zelanda (vedi A-B-C-D GMS).

CONNETTORI tipo BNC

Max frequenza lavoro 3 GHz



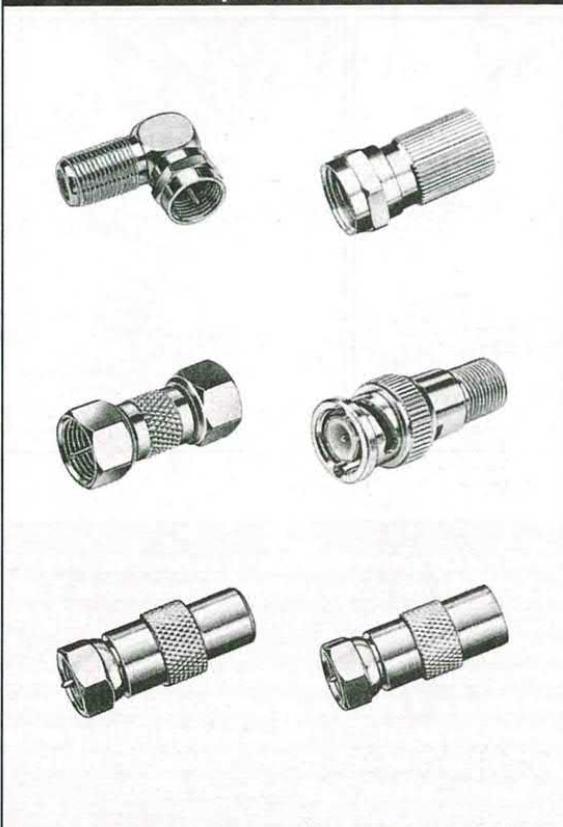
CONNETTORI tipo PL

Max frequenza lavoro 200 MHz



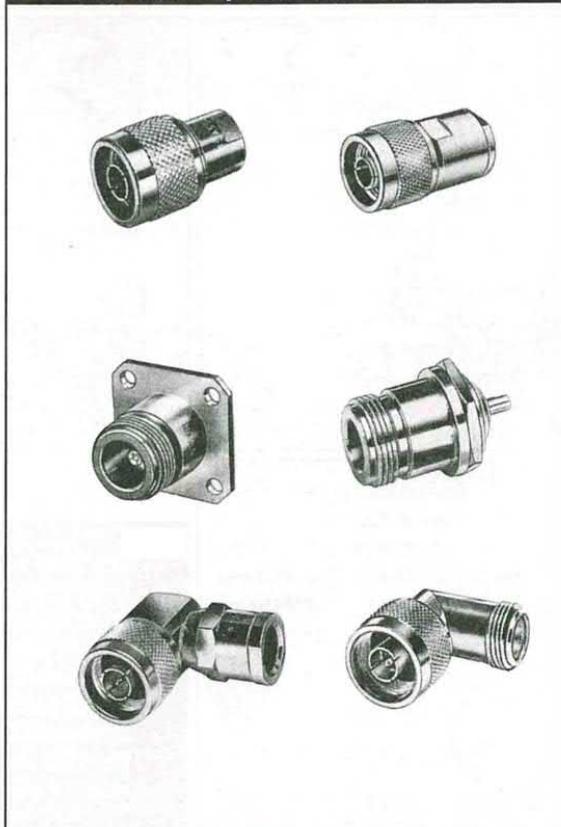
CONNETTORI tipo F

Max frequenza lavoro 4 GHz

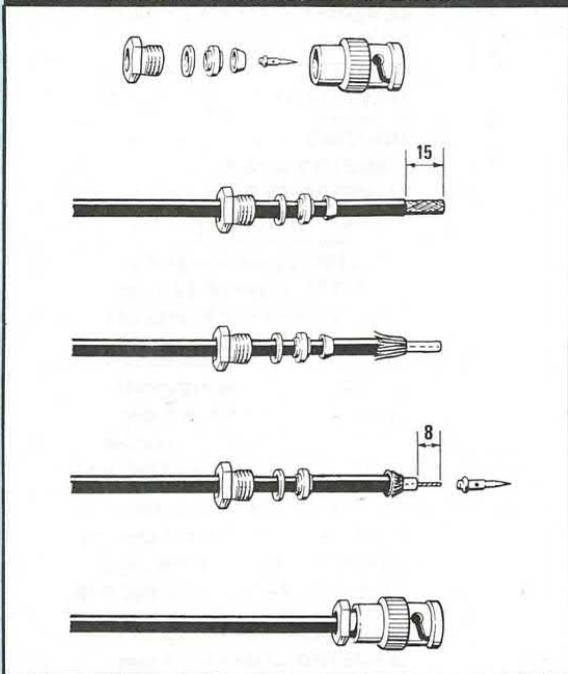


CONNETTORI tipo N

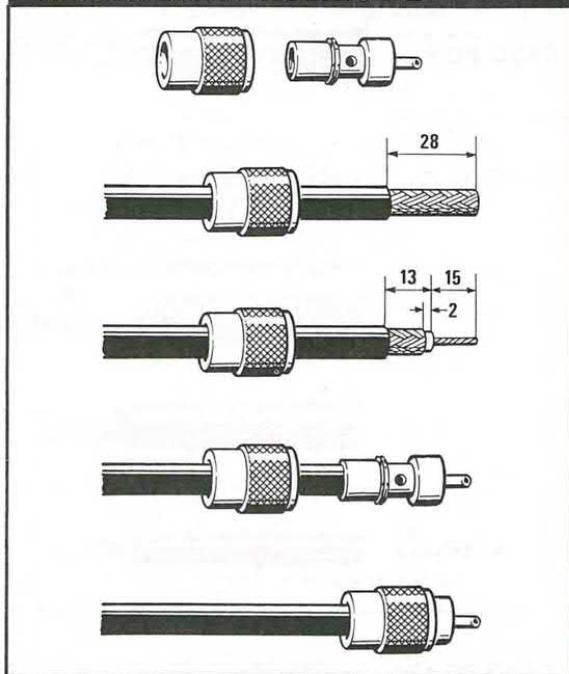
Max frequenza lavoro 4 GHz



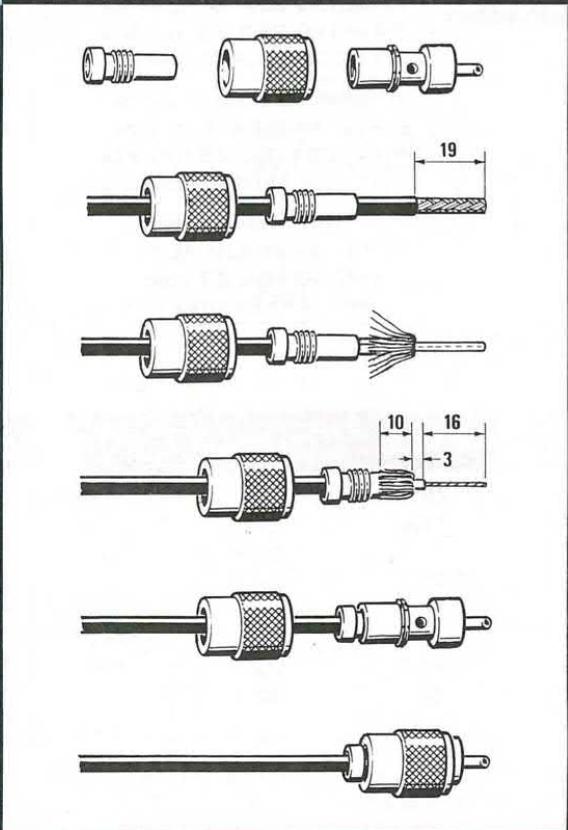
COME COLLEGARE un CAVO RG.58
ad un bocchettone **MASCHIO BNC**



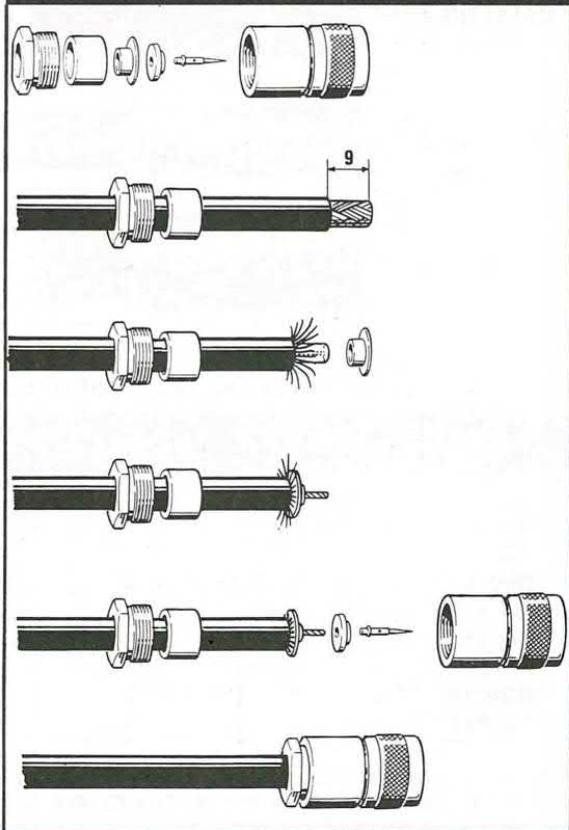
COME COLLEGARE un CAVO RG8/RG11
ad un bocchettone **MASCHIO PL**



COME COLLEGARE un CAVO RG.58
ad un bocchettone **MASCHIO PL**



COME COLLEGARE un CAVO RG8/RG11
ad un bocchettone **MASCHIO N**



CAVI COASSIALI per RADIOAMATORI con IMPEDENZA 52 ohm

CAVO RG.5		SCHERMO in rame argentato DIAMETRO GUAINA 8,3 mm DIAMETRO FILO 2,8 rigido VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO RG.8		SCHERMO in rame argentato DIAMETRO GUAINA 10,3 mm DIAMETRO FILO 2,8 trecciola VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO RG.9		SCHERMO in rame argentato DIAMETRO GUAINA 10,7 mm DIAMETRO FILO 2,8 trecciola VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO RG.58		SCHERMO in rame argentato DIAMETRO GUAINA 5,0 mm DIAMETRO FILO 1,7 trecciola VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO RG.142		SCHERMO in rame stagnato DIAMETRO GUAINA 4,9 mm DIAMETRO FILO 2,0 trecciola VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO RG.174		SCHERMO in rame stagnato DIAMETRO GUAINA 2,7 mm DIAMETRO FILO 0,7 trecciola VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO RG.213		SCHERMO in rame argentato DIAMETRO GUAINA 10,3 mm DIAMETRO FILO 3,0 trecciola VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO RG.214		SCHERMO in rame argentato DIAMETRO GUAINA 10,8 mm DIAMETRO FILO 2,0 trecciola VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO RG.217		SCHERMO in rame rosso DIAMETRO GUAINA 13,8 mm DIAMETRO FILO 0,7 rigido VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66

410

ATTENUAZIONE in dB per 100 metri di cavo

CAVO	50 MHz	100 MHz	200 MHz	400 MHz	800 MHz	1 GHz
RG.5	6,23	8,86	13,5	19,4	26,7	32,1
RG.8	4,3	6,3	8,9	13,6	21,1	26,4
RG.9	4,9	7,5	10,8	16,4	22,8	28,9
RG.58	11,0	16,0	23,5	35,1	53,1	59,1
RG.142	3,7	12,6	18,5	27,6	41,0	44,6
RG.174	19,1	28,1	39,4	57,4	69,5	92,5
RG.213	4,2	6,1	8,7	13,2	20,7	25,7
RG.214	4,4	6,5	9,9	14,1	22,7	24,9
RG.217	3,2	4,5	6,5	10,1	13,0	18,0

Nota = Anche se i cavi coassiali della serie **RG** vengono dichiarati da **50 ohm**, il loro valore reale, a causa delle tolleranze di fabbricazione, è sempre compreso tra **51 e 53 ohm**. Vogliamo far presente che lo stesso cavo con la stessa sigla, ma costruito da due diverse Case, può avere dei valori di **attenuazione** leggermente diversi da quelli qui sopraportati.

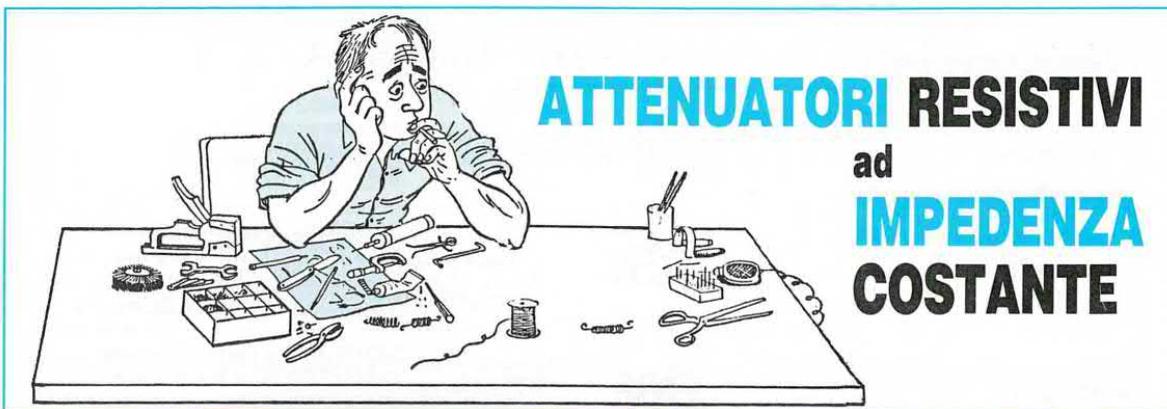
CAVI COASSIALI per TV con IMPEDENZA 75 ohm

CAVO tipo A		SCHERMO in rame rosso DIAMETRO GUAINA 6,8 mm DIAMETRO FILO 1,2 mm trecciola VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO tipo B		SCHERMO in rame argentato DIAMETRO GUAINA 6,8 mm DIAMETRO FILO 1,0 mm rigido VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80
CAVO tipo C		SCHERMO in rame argentato DIAMETRO GUAINA 6,8 mm DIAMETRO FILO 1,0 mm rigido VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80
CAVO tipo D		SCHERMO in rame stagnato DIAMETRO GUAINA 5,0 mm DIAMETRO FILO 1,1 mm rigido VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80
CAVO tipo E		SCHERMO in rame stagnato DIAMETRO GUAINA 6,6 mm DIAMETRO FILO 1,1 mm rigido VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80
CAVO tipo F		SCHERMO in rame stagnato DIAMETRO GUAINA 6,8 mm DIAMETRO FILO 1,3 mm rigido VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80
CAVO tipo G		SCHERMO in rame rosso DIAMETRO GUAINA 6,8 mm DIAMETRO FILO 2,5 mm rigido VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,84
CAVO tipo RG.11		SCHERMO in rame argentato DIAMETRO GUAINA 10,3 mm DIAMETRO FILO 2,8 trecciola VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66
CAVO tipo RG.59		SCHERMO in rame rosso DIAMETRO GUAINA 13,8 mm DIAMETRO FILO 0,7 rigido VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66

ATTENUAZIONE in dB per 100 metri di cavo

CAVO	50 MHz	100 MHz	200 MHz	400 MHz	800 MHz	1 GHz
Tipo A	6,2	7,4	10,8	16,0	28,0	29,5
Tipo B	6,2	7,4	10,8	15,0	26,0	27,2
Tipo C	6,0	6,8	10,0	14,8	21,2	23,0
Tipo D	6,2	9,1	13,5	18,8	28,5	32,1
Tipo E	5,6	7,8	10,9	15,7	22,9	25,9
Tipo F	6,4	6,9	10,2	15,0	21,5	23,4
Tipo G	6,3	6,8	10,0	14,8	21,2	23,0
RG.11	5,2	7,5	10,8	15,8	20,5	25,6
RG.59	7,9	11,2	16,1	23,0	32,1	40,0

Nota = Poichè per identificare i cavi per TV da 75 ohm non vengono usate delle sigle Standard, ma ogni Casa Costruttrice utilizza proprie denominazioni, ad esempio RK.75/F - TVSAT - SATELLIT - LFN.66/GR - UHF/SV420, noi li abbiamo chiamati CAVI tipo A-B-C, ecc. I dati riportati permettono di vedere come cambia l'attenuazione al variare della frequenza.



ATTENUATORI RESISTIVI ad IMPEDENZA COSTANTE

Gli attenuatori resistivi ad **impedenza costante** sono in grado di attenuare con un'elevata precisione qualsiasi segnale in RF e in BF da un minimo di **1 dB** fino ad un massimo di **70-80 dB**.

Per questo motivo vengono adoperati sia in **RF** sia in **BF** ogniqualvolta si presenti la necessità di dover attenuare dei segnali che potrebbero servire per eseguire delle misure, istituire dei paragoni, ecc.

Ad esempio vengono spesso utilizzati dalle TV per ridurre i segnali forniti in uscita dai preamplificatori d'antenna, nei Generatori di RF o di BF per attenuare con precisi rapporti in **dB** i segnali d'uscita, negli strumenti di misura, come per esempio gli oscilloscopi, per attenuare i segnali da applicare sui loro ingressi oppure per controllare l'attenuazione in **dB** dei filtri Passa/Banda - Passa/Basso - Passa/Alto.

Un attenuatore può servire inoltre per verificare la **sensibilità** di un ricevitore o di un preamplificatore.

I filtri che vi presentiamo potrete calcolarli su quattro valori d'impedenza **standard**, cioè **52 - 75 - 300 - 600 ohm**, e anche su altri differenti valori.

Per realizzare questi attenuatori dovremo utilizzare sempre delle resistenze a **carbone** per evitare che carichi induttivi modifichino le loro caratteristiche.

Quando si lavora in **RF** (alta frequenza) non è mai consigliabile realizzare una **sola cella** per attenuare segnali superiore ai **30 dB**.

Infatti se questi segnali hanno un'ampiezza molto elevata si può verificare il caso che passino diret-

tamente dall'ingresso all'uscita per via capacitiva.

Per ottenere elevate attenuazioni vi suggeriamo quindi di usare più celle con basse attenuazioni (massimo **10 dB** ognuna) poste in serie, avendo la cura di separare le une dalle altre con schermi metallici.

Tutto il filtro andrà poi racchiuso dentro un piccolo contenitore metallico in modo da renderlo totalmente schermato.

Se realizzate delle **scatole di attenuazione** allo scopo di ottenere dei **salti di 1 dB** (vedi figg. 6-7), dovrete utilizzare degli ottimi **deviatori con basse capacità residue**. Diversamente il segnale di RF passerà da un estremo all'altro del deviatore per via **capcitiva**, senza attraversare l'attenuatore.

Non potrete comunque usare mai attenuatori per frequenze superiori a **300 MHz** con deviatori anche a basse capacità residue.

Per poter usare gli attenuatori fino a **1 GHz** e oltre, dovremo sostituire i deviatori con dei relè di **RF** appositamente progettati per questa funzione (vedi progetto LX.1054 pubblicato sulla rivista N. 161 di Nuova Elettronica).

Quando calcoleremo, con le formule di seguito riportate, i valori delle varie **resistenze**, risulteranno facilmente valori ohmici **non standard**.

Per ottenere il valore richiesto dovremo necessariamente attuare dei collegamenti in **parallelo** o in **serie**.

Possiamo comunque assicurarvi che una **tolle-**
ranza in + o in - di circa un **5%** non modificherà le caratteristiche dell'attenuatore.

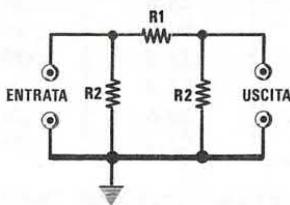


Fig. 1 ATTENUATORE a PI-GRECO

$$R1 = (Z \times E) : C$$

$$R2 = (Z \times B) : A$$

Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.
I valori di A, B, C ed E li preleveremo dalla Tabella N.1.

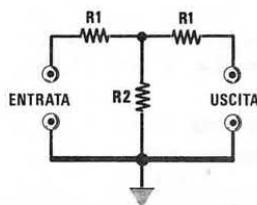


Fig. 2 ATTENUATORE a T

$$R1 = (Z \times A) : B$$

$$R2 = (Z \times C) : E$$

Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.
I valori di A, B, C ed E li preleveremo dalla Tabella N.1.

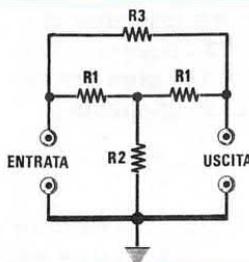


Fig. 3 ATTENUATORE a T pontato

$$R1 = \text{uguale a } Z$$

$$R2 = Z : A$$

$$R3 = Z \times A$$

Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.
Il valore di A lo preleveremo dalla Tabella N.1.

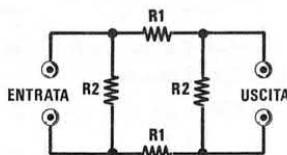


Fig. 4 ATTENUATORE BILANCIATO a Pi-GRECO

$$R1 = [(Z : 2) \times E] : C$$

$$R2 = (Z \times B) : A$$

Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.
I valori di A, B, C ed E li preleveremo dalla Tabella N.1.

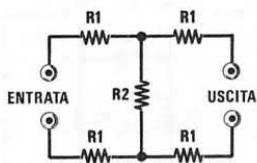


Fig. 5 ATTENUATORE BILANCIATO a T

$$R1 = [(Z : 2) \times A] : B$$

$$R2 = (Z \times C) : E$$

Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.
I valori di A, B, C ed E li preleveremo dalla Tabella N.1.

Esempio = Vogliamo realizzare un attenuatore a Pi-Greco da 6 dB (vedi fig.1) su un'impedenza caratteristica Z di 52 ohm.

Dalla fig.1 preleveremo le due formule necessarie per ricavare il valore delle resistenze R1 e R2, cioè :

$$R1 = (Z \times E) : C$$

$$R2 = (Z \times B) : A$$

Nella Tabella N.1 andremo a leggere i valori di E - C - B - A relativi ad un'attenuazione di 6 dB e li inseriremo nelle due formule ottenendo :

$$(52 \times 2,98) : 3,99 = 38,83 \text{ ohm } R1$$

$$(52 \times 2,995) : 0,995 = 156,52 \text{ ohm } R2$$

Per la resistenza R1 potremo tranquillamente utilizzare un valore di 39 ohm, mentre per la resistenza R2 potremo usare un valore di 150 ohm, perchè in questo caso la tolleranza è di circa il 4%.

Esempio = Vogliamo realizzare un attenuatore a T da 10 dB (vedi fig.2) su un'impedenza Z di 75 ohm per uso TV.

Nella fig.2 preleveremo le due formule necessarie per ricavare il valore delle resistenze R1 e R2, cioè :

$$R1 = (Z \times A) : B$$

$$R2 = (Z \times C) : E$$

Nella Tabella N.1 preleveremo i valori di A - B - C - E relativi ad una attenuazione di 10 dB e li in-

seriremo nelle due formule ottenendo :

$$(75 \times 2,162) : 4,162 = 38,95 \text{ ohm } R1$$

$$(75 \times 6,324) : 9 = 52,70 \text{ ohm } R2$$

Per la resistenza **R1** potremo tranquillamente utilizzare un valore di **39 ohm**, mentre per la resistenza **R2** potremo usare due resistenze da **100 ohm** collegate in parallelo. Anche in questo caso il valore ricavato è compreso nella tolleranza.

Esempio = Vogliamo realizzare un attenuatore a **T pontato** da **3 dB** (vedi fig.3) su un'impedenza caratteristica **Z** di **600 ohm**.

Nella fig.3 preleveremo le due formule necessarie per ricavare il valore delle resistenze **R1 - R2 - R3**, cioè :

$$R1 = \text{uguale a } Z$$

$$R2 = Z : A$$

$$R3 = Z \times A$$

Come avrete notato il valore ohmico delle due resistenze siglate **R1** deve risultare identico al valore dell'impedenza, cioè **600 ohm**, pertanto calcoleremo il solo valore delle due resistenze **R2 - R3** prelevando dalla **Tabella N.1** il valore di **A**, che ri-

sulta di **0,413**, e inserendolo nelle due formule :

$$(600 : 0,413) = 1.452 \text{ ohm } R2$$

$$(600 \times 0,413) = 247,8 \text{ ohm } R3$$

Per ottenere i **600 ohm** necessari per le resistenze **R1**, potremo collegare in parallelo due resistenze da **1.200 ohm**.

Per la resistenza **R2** possiamo usare due resistenze poste in parallelo, una da **6.800 ohm** ed una da **1.800 ohm**, e così facendo otterremo un valore di **1.423 ohm**, con una tolleranza di circa il 2%.

Per la resistenza **R3** potremo collegare in serie ad una resistenza da **180 ohm** una resistenza da **68 ohm** e così facendo otterremo :

$$180 + 68 = 248 \text{ ohm.}$$

Esempio = Applicando una tensione di **15 volt** sull'ingresso di un'attenuatore da **9 dB** quale tensione potremo ottenere sull'uscita?

Consultando la **Tabella N.1** vediamo che a **9 dB** corrisponde un'attenuazione in tensione di **2,818** volte.

Dividendo i volt d'ingresso per questo numero, otterremo in uscita una tensione di :

$$15 : 2,818 = 5,32 \text{ volt}$$

Fig.6 Schema di un semplice attenuatore di RF calcolato per un'impedenza di **52 ohm** e per **1 dB** di attenuazione per cella. Per ottenere valori di attenuazione diversa dovremo ricalcolare il valore delle due resistenze a carbone **R1-R2**.

$$R1 = 100 \text{ ohm } 1/2 \text{ watt}$$

$$R2 = 150 \text{ ohm } 1/2 \text{ watt}$$

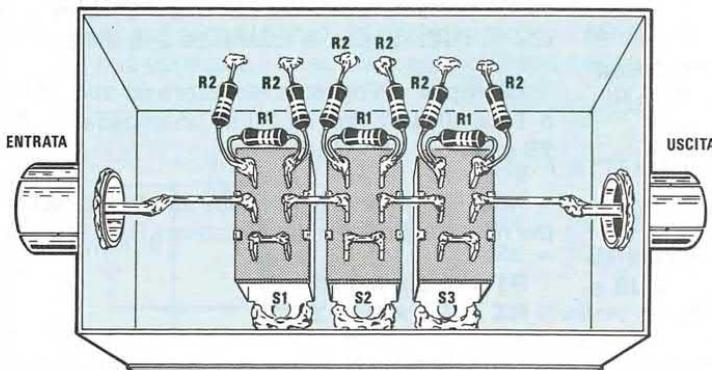
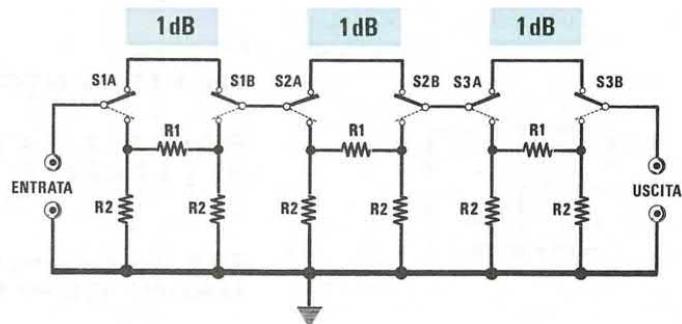


Fig.7 L'attenuatore sopra descritto andrà racchiuso dentro una scatola metallica. Si consiglia di tenere i terminali delle resistenze molto corti.

TABELLA N.1

Attenuaz. in dB	Attenuaz. tensione	A	B	C	D	E
1	1,122	0,122	2,122	2,244	1,26	0,26
2	1,259	0,259	2,259	2,518	1,58	0,58
3	1,413	0,413	2,413	2,286	1,99	0,99
4	1,585	0,585	2,585	3,170	2,51	1,51
5	1,778	0,778	2,778	3,556	3,16	2,16
6	1,995	0,995	2,995	3,990	3,98	2,98
7	2,239	1,239	3,239	4,478	5,01	4,01
8	2,512	1,512	3,512	5,024	6,31	5,31
9	2,818	1,818	3,818	5,636	7,94	6,94
10	3,162	2,162	4,162	6,324	10,00	9,00
11	3,548	2,548	4,548	7,096	12,59	11,59
12	3,981	2,981	4,981	7,962	15,85	14,85
13	4,467	3,467	5,467	8,934	19,95	18,95
14	5,012	4,012	6,012	10,02	25,12	24,12
15	5,623	4,623	6,623	11,24	31,62	30,62
16	6,310	5,310	7,310	12,62	39,82	38,82
17	7,079	6,079	8,079	14,16	50,11	49,11
18	7,943	6,943	8,943	15,88	63,09	62,09
19	8,913	7,913	9,913	17,83	79,44	78,44
20	10,00	9,00	11,00	20,00	100,00	99,00
21	11,22	10,22	12,22	22,44	125,89	124,89
22	12,59	11,59	13,59	25,18	158,50	157,50
23	14,13	13,13	15,13	28,26	199,66	198,66
24	15,85	14,85	16,85	31,70	251,22	250,22
25	17,78	16,78	18,78	35,56	316,13	315,13
26	19,95	18,95	20,95	39,90	398,00	397,00
27	22,39	21,39	23,39	44,78	501,31	500,31
28	25,12	24,12	26,12	50,24	631,00	630,00
29	28,18	27,18	29,18	56,36	794,11	793,11
30	31,62	30,62	32,62	63,24	999,82	998,82
31	35,48	34,48	36,48	70,96	1.259	1.258
32	39,81	38,81	40,81	79,62	1.585	1.584
33	44,67	43,67	45,67	89,34	1.995	1.994
34	50,12	49,12	51,12	100,24	2.512	2.511
35	56,23	55,23	57,23	112,46	3.162	3.161
36	63,10	62,10	64,10	126,20	3.982	3.981
37	70,79	69,79	71,79	141,58	5.011	5.010
38	79,43	78,43	80,43	158,86	6.309	6.308
39	89,13	88,13	90,13	178,26	7.944	7.943
40	100,00	99,00	101,00	200,00	10.000	9.999

Attenuaz. tensione = in questa colonna viene riportato il valore dell'attenuazione in tensione in rapporto ai **dB** riportati nella prima colonna, chiamata **Attenuaz. dB**.

Per conoscere di quante volte viene **attenuata** una tensione RF applicata sull'ingresso di un'attenuatore resistivo, si devono **dividere** i volt applicati sull'ingresso per il numero che trovate in questa colonna.

Colonna A = attenuazione in tensione - 1.

Colonna B = attenuazione in tensione + 1.

Colonna C = attenuazione in tensione \times 2.

Colonna D = attenuazione in tensione \wedge 2

Colonna E = valore della colonna D - 1.



filtri Passa/Basso filtri Passa/Alto filtri Passa/Banda per RADIOFREQUENZA

FILTRO PASSA/BASSO a Pi-GRECO

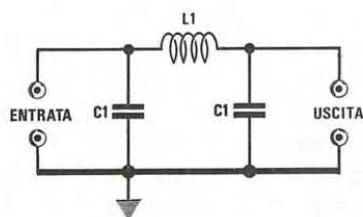


Fig.1 Filtro Passa/Basso da 18 dB x ottava.

$$L1 \text{ microHenry} = 15,9 : \text{MHz}$$

$$C1 \text{ picroFarad} = 3.180 : \text{MHz}$$

$$\text{megaHertz} = 318 : \sqrt{L1 \times (C1 \times 2)}$$

Il filtro **Passa/Basso** viene impiegato quando si desidera lasciar passare tutte le frequenze **più basse** rispetto alla **frequenza di taglio**, escludendo così tutte le frequenze superiori (vedi fig.2).

Per il calcolo di questi filtri si dovrà scegliere come **frequenza di taglio** quella che si desidera avere come limite **superiore**.

Tenete sempre presente che fissando bobina e condensatore su un circuito stampato, le piste in rame, aggiungendo delle **capacità parassite**, sposteranno leggermente la frequenza di taglio verso un valore **inferiore**.

Esempio = Supponiamo di avere un trasmettitore sulla gamma di **21 MHz** che irradia, oltre alla frequenza fondamentale, anche un'infinità di **armoniche** a **42-63-84-105 MHz** che sarebbe consigliabile eliminare con un filtro **Passa/Basso** a **Pi-Greco**.

Il filtro andrà applicato, come visibile in fig.4, tra l'uscita del trasmettitore e l'ingresso dell'antenna.

Per calcolare il valore di **L1** vi consigliamo di impiegare una frequenza superiore ai **21 MHz**, richiesti per evitare che le **capacità parassite** di un eventuale circuito stampato non abbassino troppo la frequenza di **taglio**.

Se prenderete come valore **22 MHz**, il valore della bobina **L1** dovrà risultare di:

$$15,9 : 22 = 0,72 \text{ microHenry}$$

La capacità dei condensatori da applicare alle estremità di questa bobina dovrà risultare di:

$$3.180 : 22 = 144,5 \text{ picroFarad}$$

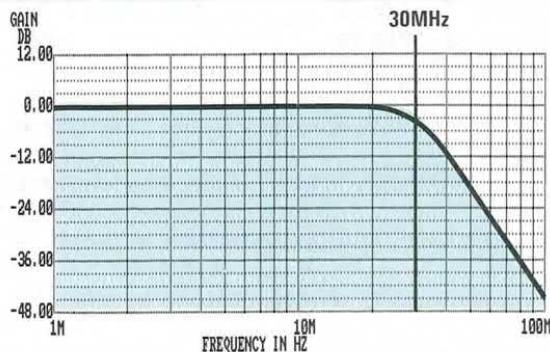


Fig.2 I filtri Passa/Basso vengono utilizzati per attenuare tutte le frequenze superiori a quella di taglio. Pertanto se calcolate un filtro Passa/Basso per i 30 MHz, sulla sua uscita ritroverete tutte le frequenze da 0 fino a 30 MHz senza alcuna attenuazione, mentre ogni "ottava" superiore subirà un'attenuazione di 18 dB x ottava.

Poichè non troverete nei valori standard delle capacità un condensatore da **144,5 pF**, potrete collegare in parallelo un condensatore da **100 pF** ed uno da **47 pF**, in modo da ottenere una capacità totale di **147 pF**.

Ammesso che la bobina risulti di **0,70 microHenry** e che in parallelo sia applicata una capacità di **147 pF**, potrete controllare su quale frequenza **taglierà** questo filtro utilizzando la formula sopra riportata:

$$318 : \sqrt{0,70 \times (147 \times 2)} = 22,16 \text{ MHz}$$

Esempio = Vi trovate in prossimità di un'emittente di una radio privata in FM che disturba il nostro ricevitore per onde corte e desiderate applicare sull'ingresso del ricevitore un filtro **Passa/Basso** che elimini tutte le frequenze superiori agli **85 MHz**.

La prima operazione che dovrete effettuare per calcolare questo **filtro** sarà quella di ricercare il valore dell'**induttanza** utilizzando le formule di fig.1:

$$15,9 : 85 = 0,187 \text{ microHenry}$$

A questo punto potrete ricercare la capacità del **condensatore**:

$$3.180 : 85 = 37,41 \text{ picoFarad}$$

Per questo filtro potrete usare come induttanza anche delle **minuscole** impedenze di RF, ma poichè nei valori standard non troverete mai un valore di **0,187 microHenry**, sempre che non lo ricaviate appositamente, potrete impiegare un valore di **0,2 microHenry**.

Per il condensatore potrete prendere un valore standard di **33 pF** perchè qualche capacità parassita risulterà presente in qualsiasi montaggio. Disponendo di questi due diversi valori di induttanza

e capacità, potrete controllare la frequenza sulla quale inizia a tagliare questo filtro:

$$318 : \sqrt{0,2 \times (33 \times 2)} = 87,53 \text{ MHz}$$

Volendo abbassare la frequenza di **taglio** potrete usare un condensatore di capacità superiore, per esempio da **39 pF**, e così facendo otterrete:

$$318 : \sqrt{0,2 \times (39 \times 2)} = 80,52 \text{ MHz}$$

Se un solo filtro non riuscisse ad attenuare sufficientemente i segnali di tale emittente, potrete collegarne **due in serie**, come visibile in fig.11.

In questo modo otterrete un'attenuazione di **36 dB x ottava**.

FILTRO PASSA/BASSO A T

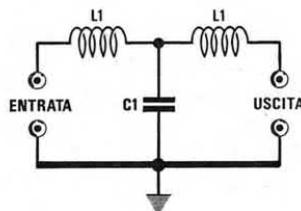


Fig.3 Filtro Passa/Basso da 18 dB x ottava.

$$L1 \text{ microHenry} = 7,95 : \text{MHz}$$

$$C1 \text{ picoFarad} = 6.360 : \text{MHz}$$

$$\text{megaHertz} = 318 : \sqrt{C1 \times (L1 \times 2)}$$

Per quanto riguarda il fattore di attenuazione non esiste alcuna differenza tra questo filtro, visibile in fig.3, e quello a Pi-Greco visibile in fig.1.

Utilizzare l'uno o l'altro è solo una questione di "preferenza", anche se nel filtro a T occorre una **minore** induttanza e una **maggiore** capacità.

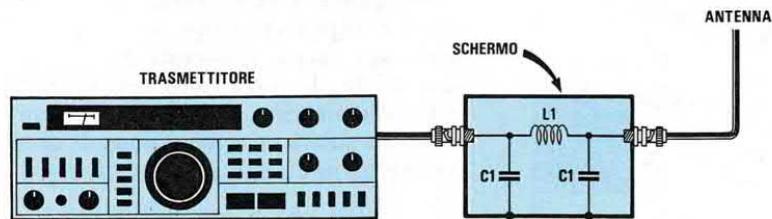


Fig.4 Un filtro Passa/Basso applicato sull'uscita di un trasmettitore eviterà di irradiare nello spazio le armoniche superiori.

FILTRO PASSA/ALTO A PI-GRECO

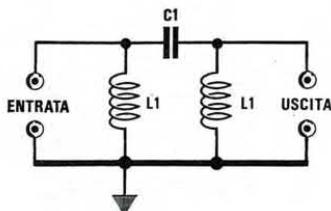


Fig.5 Filtro Passa/Alto da 18 dB x ottava.

$$L1 \text{ microHenry} = 7,96 : \text{MHz}$$

$$C1 \text{ picoFarad} = 1.590 : \text{MHz}$$

$$\text{megaHertz} = 79,6 : \sqrt{C1 \times (L1 : 2)}$$

Il filtro **Passa/Alto** viene impiegato quando è necessario filtrare tutte le frequenze **più alte** rispetto alla **frequenza di taglio**, escludendo così tutte le frequenze inferiori (vedi fig.6).

Per il calcolo di questo filtro si dovrà scegliere come **frequenza di taglio** quella che si desidera avere come limite **inferiore**.

Tenete sempre presente che fissando bobina e condensatore su un circuito stampato, le piste in rame, aggiungendo delle **capacità parassite**, sposteranno leggermente la frequenza di taglio verso un valore **inferiore**.

Esempio = Volendo realizzare un preamplificatore d'antenna a **larga banda** per **139-160 MHz**, desiderate evitare di preamplificare tutte le frequenze sotto i **139 MHz** per non essere disturbati dalle emittenti Aeronautiche.

Come prima operazione dovreste calcolare l'induttanza delle due bobine **L1** usando la formula di fig.5:

$$7,96 : 139 = 0,057 \text{ microHenry}$$

Potrete arrotondare senza problemi questo valore a **0,06 microHenry**.

Come seconda operazione calcolerete il valore del condensatore **C1**:

$$1.590 : 139 = 11,4 \text{ picoFarad}$$

Poichè la capacità standard più prossima a questo valore è di **12 pF**, si potrà ora calcolare quale sarà la **frequenza di taglio** utilizzando un'impedenza da **0,06 microHenry** e una capacità di **12 pF**:

$$79,6 : \sqrt{12 \times (0,06 : 2)} = 132,66 \text{ MHz}$$

Per ottenere una frequenza di taglio superiore ai **132 MHz** non conviene usare un condensatore da **10 picoFarad**, perchè la frequenza di taglio salirebbe sui **145 MHz**.

Piuttosto vi suggeriamo di impiegare una bobina con **una spira** in meno in modo da scendere verso i **0,055 microHenry**.

$$79,6 : \sqrt{12 \times (0,055 : 2)} = 138,57 \text{ MHz}$$

Con questo secondo valore vi avvicinerete di molto alla frequenza di taglio a voi necessaria che avevamo prefissato sui **139 MHz**.

Come avrete notato, quando si agisce su frequenze molto elevate sono sufficienti piccole differenze nei valori del condensatore (**1 picoFarad**) e dell'induttanza (**0,05 microHenry**) per ottenere notevoli salti di frequenza.

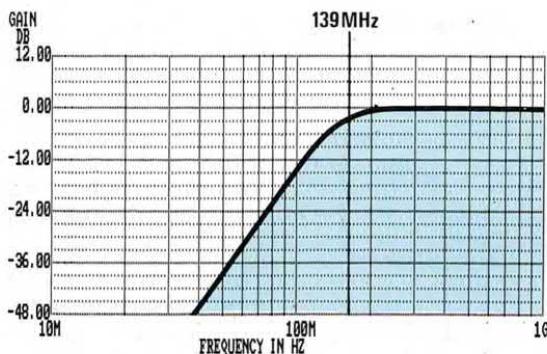


Fig.6 I filtri Passa/Alto vengono utilizzati per attenuare tutte le frequenze inferiori a quella di taglio. Pertanto se calcolate un filtro Passa/Alto per i 139 MHz, sulla sua uscita ritroverete tutte le frequenze da 139 fino a 1.000 MHz senza alcuna attenuazione, mentre ogni "ottava" inferiore subirà un'attenuazione di 18 dB x ottava.

Esempio = Avendo realizzato uno stadio duplicatore di frequenza da **36 a 72 MHz**, ritrovate sull'uscita, oltre alla frequenza **duplicata**, anche la fondamentale dei **36 MHz**, che desiderate eliminare perchè vi disturba.

Come prima operazione dovrete calcolare il valore delle induttanze **L1** utilizzando la formula di fig.5:

$$7,96 : 36 = 0,221 \text{ microHenry}$$

Si potranno impiegare con tranquillità bobine da **0,22 microHenry**.

La seconda operazione consiste nel ricercare il valore di **C1**:

$$1.590 : 36 = 44,16 \text{ picoFarad}$$

Poichè un condensatore con questa capacità non esiste, potrete collegare in parallelo due condensatori da **22 pF** ottenendo così **44 picoFarad**.

Avendo usato **0,22 microHenry** e **44 picoFarad** potete controllare su quale frequenza di **taglio** risulterà accordato questo filtro con la formula:

$$79,6 : \sqrt{44 \times (0,22 : 2)} = 36,18 \text{ MHz}$$

Se le piste di un eventuale circuito stampato introducessero una capacità parassita di **4 pF** otterreste una frequenza di **taglio** di:

$$79,6 : \sqrt{48 \times (0,22 : 2)} = 34,64 \text{ MHz}$$

Per alzare la frequenza di taglio si può ridurre l'induttanza della bobina oppure la capacità dei due condensatori. In questo caso potrete collegare in parallelo due condensatori da **18 pF**.

Se volete aumentare l'attenuazione dei **dB x ottava** da **18 dB** a **36 dB**, dovrete collegare in serie due identici filtri (vedi fig.15).

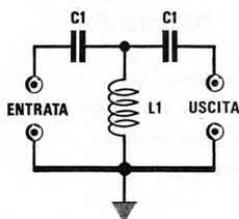


Fig.7 Filtro Passa/Alto da 18 dB x ottava.

$$L1 \text{ microHenry} = 3,98 : \text{MHz}$$

$$C1 \text{ picoFarad} = 3.180 : \text{MHz}$$

$$\text{megaHertz} = 79,6 : \sqrt{L1 \times (C1 : 2)}$$

FILTRO PASSA/ALTO A T

Anche tra il filtro Passa/Alto a Pi-Greco di fig.5 e il filtro Passa/Alto a T (vedi fig.7) non esiste alcuna differenza per quanto riguarda il fattore di attenuazione.

L'unica differenza che possiamo riscontrare consiste nel fatto che il filtro a **T** richiede una **minore** induttanza e una **maggiore** capacità.

Esempio = Desiderate realizzare con la configurazione a **T** un filtro che tagli a **139 MHz**.

La prima operazione da compiere consisterà nel ricercare il valore di **L1** con le formule di fig.7:

$$3,98 : 139 = 0,0286 \text{ microHenry}$$

valore che potrete arrotondare a **0,03 microHenry**.

Come seconda operazione calcolerete il valore in **picoFarad** del condensatore **C1**:

$$3.180 : 139 = 22,87 \text{ picoFarad}$$

valore che potrete arrotondare a **22 pF**.

Con questi due valori potrete ora controllare la reale frequenza di **taglio**:

$$79,6 : \sqrt{0,03 \times (22 : 2)} = 138,57 \text{ MHz}$$

Esempio = Desiderate verificare quali valori d'induttanza e di capacità sarebbero necessari per avere una frequenza di taglio di **36 MHz** con un filtro **T**.

Come prima operazione dovrete calcolare il valore dell'induttanza **L1** con le formule di fig.7:

$$3,98 : 36 = 0,11 \text{ microHenry}$$

A questo punto potrete calcolare il valore della capacità **C1**:

$$3.180 : 36 = 88,33 \text{ picoFarad}$$

Se utilizzerete un'impedenza da **0,11 microHenry** e una capacità standard di **82 picoFarad** potrete calcolare la frequenza di **taglio** utilizzando la formula:

$$79,6 : \sqrt{0,11 \times (82 : 2)} = 37,48 \text{ MHz}$$

Anche col filtro a **T** è possibile aumentare l'attenuazione dei **dB x ottava**, collegando due filtri in serie, come visibile in fig.16.

FILTRO PASSA/BANDA

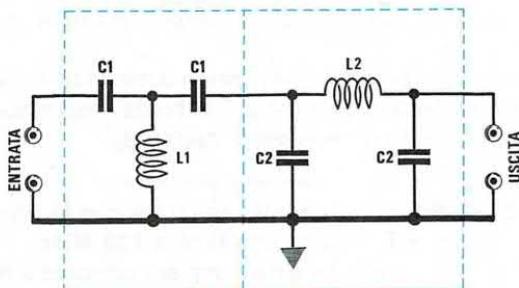


Fig.8 Filtro Passa/Banda composto da un Passa/Alto a T seguito da un Passa/Basso a Pi-Greco. Qui sotto le formule per calcolare i valori di L/C.

L/C per calcolare la frequenza più BASSA
 $L1 \text{ microHenry} = 3,98 : \text{MHz}$
 $C1 \text{ picoFarad} = 3.180 : \text{MHz}$

L/C per calcolare la frequenza più ALTA
 $L2 \text{ microHenry} = 15,9 : \text{MHz}$
 $C2 \text{ picoFarad} = 3.180 : \text{MHz}$

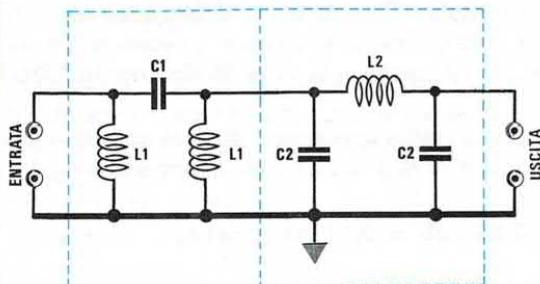


Fig.9 Filtro Passa/Banda composto da un Passa/Alto e da un Passa/Basso entrambi a Pi-Greco. Qui sotto le formule per calcolare i valori di L/C.

L/C per calcolare la frequenza più BASSA
 $L1 \text{ microHenry} = 7,96 : \text{MHz}$
 $C1 \text{ picoFarad} = 1.590 : \text{MHz}$

L/C per calcolare la frequenza più ALTA
 $L2 \text{ microHenry} = 15,9 : \text{MHz}$
 $C2 \text{ picoFarad} = 3.180 : \text{MHz}$

Il filtro **Passa/Banda** viene impiegato per lasciar passare solo una ristretta gamma di frequenze (vedi fig.10).

In pratica questo filtro è composto da un filtro **Passa/Alto** seguito da un filtro **Passa/Basso** (vedi figg. 8-9).

Il **primo** filtro **Passa/Alto** andrà calcolato sulla frequenza **più bassa** che si desidera lasciar passare, mentre il **secondo** filtro **Passa/Basso** andrà calcolato sulla frequenza **più alta** oltre la quale le frequenze non devono passare.

Esempio = Volete realizzare un filtro **Passa/Banda** in grado di lasciar passare le sole frequenze da **25 a 30 MHz**, utilizzando un filtro **Passa/Alto a T** seguito da un filtro **Passa/Basso a Pi-Greco** (vedi fig.8).

Come prima operazione dovrete calcolare quale induttanza e quale capacità risultino necessarie per il filtro **Passa/Alto a T**, utilizzato per la frequenza più bassa, cioè **25 MHz**.

$$L1 \text{ microHenry} = 3,98 : \text{MHz}$$

$$C1 \text{ picoFarad} = 3.180 : \text{MHz}$$

Inserendo nelle formule i valori in vostro possesso otterrete:

$$3,98 : 25 = 0,159 \text{ microHenry}$$

$$3.180 : 25 = 127 \text{ picoFarad}$$

Calcolerete quindi quale induttanza e capacità sono necessarie per il filtro **Passa/Basso a Pi-Greco**, che dovrete valutare sulla frequenza più alta, cioè **30 MHz**.

$$L2 \text{ microHenry} = 15,9 : \text{MHz}$$

$$C2 \text{ picoFarad} = 3.180 : \text{MHz}$$

Inserendo nelle formule la frequenza di taglio più alta otterrete:

$$15,9 : 30 = 0,53 \text{ microHenry}$$

$$3.180 : 30 = 106 \text{ picoFarad}$$

Il filtro **Passa/Alto** lascerà passare tutte le frequenze **superiori a 25 MHz**.

Il filtro **Passa/Basso** lascerà passare tutte le frequenze **inferiori a 30 MHz**.

Nota = Non calcolate mai i filtri Passa-Banda per una larghezza di banda di pochi megaHertz, perchè se la gamma è **troppo stretta** i filtri attenueranno anche le frequenze della banda che si desidera ricevere.

Vi consigliamo perciò di calcolarli per una gamma più ampia, ad esempio da **20 MHz a 35 MHz** anzichè da **25 a 30 MHz**.

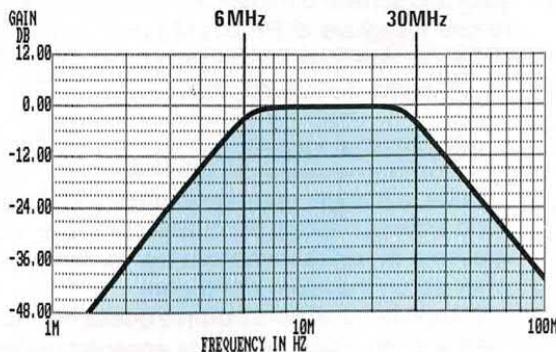


Fig.10 I filtri Passa/Banda vengono utilizzati per attenuare tutte le frequenze inferiori alla frequenza di taglio calcolata con i valori di L2/C2 e tutte le frequenze superiori alla frequenza di taglio calcolata con i valori di L1/C1. Nel grafico un filtro Passa/Banda calcolato per lasciar passare tutte le frequenze comprese tra 6 e 20 MHz.

Per il filtro Passa/Alto potrete anche usare la configurazione a **Pi-Greco** come visibile in fig.9, anziché quella a **T** visibile in fig.8.

Ovviamente per calcolare il filtro Passa/Alto a Pi-Greco dovreste usare le formule riportate in fig.9.

FATTORE DI ATTENUAZIONE

Una sola cella di filtro Passa/Basso o Passa/Alto **attenua** ogni **ottava** di circa **18 dB**, vale a dire di **7,94 volte in tensione** e di **63,10 volte in potenza** (vedi Tabella N.1).

Nota = In tutti i manuali viene precisato che questi filtri attenuano **24 dB x ottava**, ma in pratica la loro attenuazione non è mai superiore ai **20 dB**.

TABELLA N.1 ATTENUAZIONE

dB	Volt tensione	Watt potenza
5	1,78	3,16
10	3,16	10,00
15	5,62	31,62
18	7,94	63,10
20	10,00	100
24	15,85	251
25	17,78	316
30	31,62	1.000
35	56,23	3.162
36	63,10	3.981
40	100	10.000
42	125	15.850
45	178	31.623
48	251	63.100
50	316	100.000
54	501	251.200
55	562	316.228

LE OTTAVE

Le **ottave** sono i **multipli** e i **sottomultipli** della frequenza fondamentale.

Per i filtri **Passa/Alto** l'attenuazione si riferisce sempre alle **ottave inferiori**.

Per i filtri **Passa/Basso** l'attenuazione si riferisce sempre alle **ottave superiori**.

Se avete realizzato un filtro **Passa/Alto** per una frequenza di taglio a **40 MHz**, le ottave inferiori a tale frequenza saranno:

fondamentale 40 MHz

1° ottava 40 : 2 = 20 MHz

2° ottava 40 : 4 = 10 MHz

Se avete realizzato un filtro **Passa/Basso** per una frequenza di taglio a **40 MHz**, le ottave superiori a tale frequenza saranno:

fondamentale 40 MHz

1° ottava 40 x 2 = 80 MHz

2° ottava 40 x 4 = 160 MHz

Esempio = Avete realizzato un trasmettitore per la gamma dei **72 MHz** da **10 watt** e vorreste eliminare l'armonica dei **144 MHz** che esce con una potenza di **1,5 watt**.

Ammettendo che il filtro **Passa/Basso** inserito attenui **18 dB x ottava**, vorreste conoscere di quanto si **attenuerà** l'armonica dei **144 MHz**.

Nella colonna **Watt** della **Tabella N.1** rileverete che **18 dB** corrispondono ad un'attenuazione in **potenza** di **63,10 volte**, pertanto l'armonica dei **144 MHz** uscirà con una potenza di soli:

$$1,5 : 63,10 = 0,02 \text{ watt}$$

Esempio = Nel vostro **ricevitore** entra il segnale di un'emittente locale in FM che, trasmettendo sui **103 MHz** vi disturba.

Ammessi che il segnale che entra tramite l'antenna risulti di **4 millivolt**, vorreste conoscere di quanto si attenuerà questo segnale applicando un filtro **Passa/Banda** calcolato per **100-105 MHz** che attenui il segnale di circa **18 dB**.

Nella colonna **Volt** della **Tabella N.1**, noterete che **18 dB** corrispondono ad un'attenuazione in **tensione** di **7,94 volte**, pertanto questo segnale entrerà nel ricevitore con soli:

$$4 : 7,94 = 0,5 \text{ millivolt}$$

Se userete **due celle** otterrete un filtro da **36 dB**, che corrispondono ad un'attenuazione in **tensione** di **63,10 volte**. Pertanto questo segnale si ridurrà a soli:

$$4 : 63,10 = 0,063 \text{ millivolt}$$

PER AUMENTARE L'ATTENUAZIONE

Sappiamo che la cella di un filtro **Passa/Basso**, **Passa/Alto** o **Passa/Banda** attenua un segnale di circa **18 dB x ottava**.

Collegando in **serie** due o tre celle aumenteranno i **dB** di attenuazione come qui sotto riportato:

$$2 \text{ celle} = 36 \text{ dB}$$

$$3 \text{ celle} = 54 \text{ dB}$$

Se volete utilizzare più celle vi consigliamo di inserirle entro un contenitore metallico, avendo l'ac-

cortezza di tenerle separate una dall'altra per mezzo di uno **schermo metallico** (vedi fig.11) per evitare che il segnale di RF possa passare, per via induttiva o capacitiva, dall'**ingresso** del primo filtro fino all'**uscita** dell'ultimo filtro.

IMPEDENZA FILTRI

Tutte le formule riportate in questo articolo possono essere utilizzate per qualsiasi impedenza d'ingresso e di uscita compresa tra un minimo di **50 ohm** ed un massimo di **75 ohm**.

L'impedenza di **50-52 ohm** è quella che normalmente viene usata in tutte le apparecchiature radioamatoriali, siano esse riceventi o trasmettenti.

L'impedenza di **75 ohm** è quella che viene normalmente utilizzata in televisione.

Non usate queste formule per calcolare la **L/C** per i filtri di Bassa Frequenza.

NOTA IMPORTANTE

Se realizzate questi filtri per applicarli sugli ingressi di un apparato solo **ricevente** o di un **generatore RF** di bassa potenza, potete tranquillamente utilizzare delle minuscole impedenze JAF, che sono facilmente reperibili da un minimo di **0,2 microHenry** fino ad un massimo di **10 milliHenry**.

Se applicherete questi filtri sull'uscita di un **ricevitore** per eliminare delle armoniche, dovrete necessariamente avvolgere le bobine in **aria** oppure su **nuclei toroidali** utilizzando del filo di rame dal diametro di **1 mm** o anche di **2 mm** se il trasmettitore è di potenza.

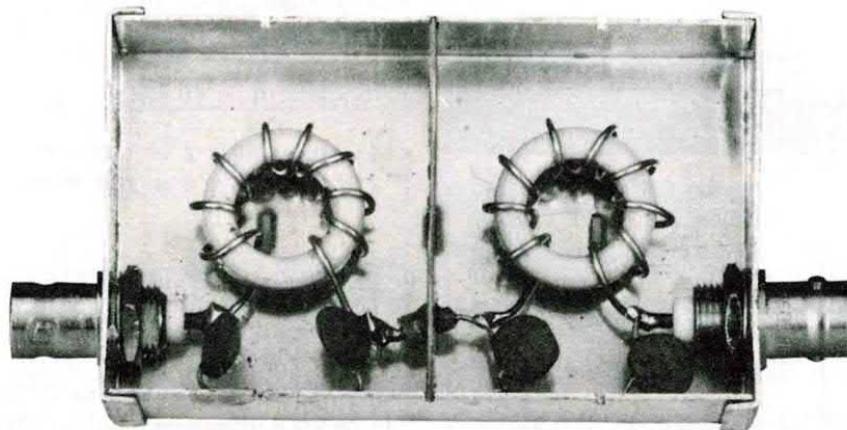


Fig.11 Per aumentare i dB di attenuazione x ottava potrete collegare in serie due o tre identiche celle. Per evitare che la RF possa passare dall'ingresso all'uscita senza attraversare i due filtri, conviene racchiudere il tutto dentro un contenitore metallico e separare le singole celle con uno schermo metallico. Nella foto due filtri Passa/Basso con le bobine avvolte su due identici nuclei toroidali.

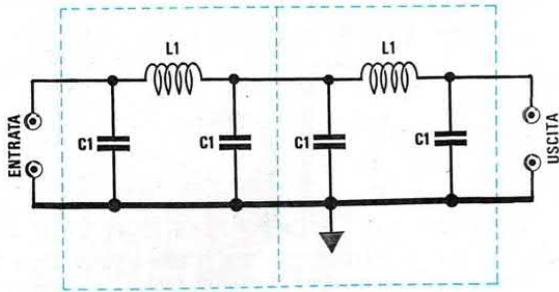


Fig.12 Filtro Passa/Basso a Pi-Greco composto da due celle in grado di attenuare un segnale di 36 dB x ottava. Il filtro andrà racchiuso dentro un contenitore metallico tenendo le due celle separate da uno schermo. Per calcolare questo filtro usate le formule di fig.1.

Fig.13 Filtro Passa/Basso a T composto da due celle in grado di attenuare un segnale di 36 dB x ottava. Per calcolare questo filtro usate le formule riportate in fig.3.

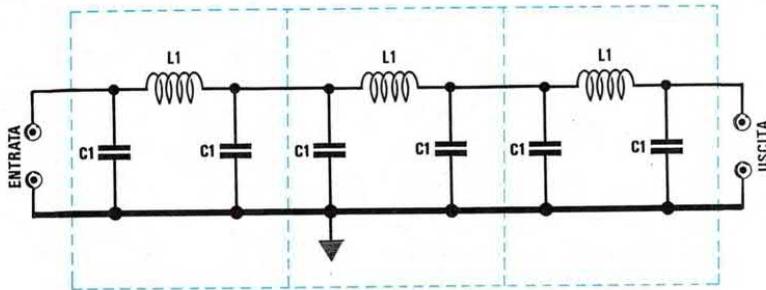
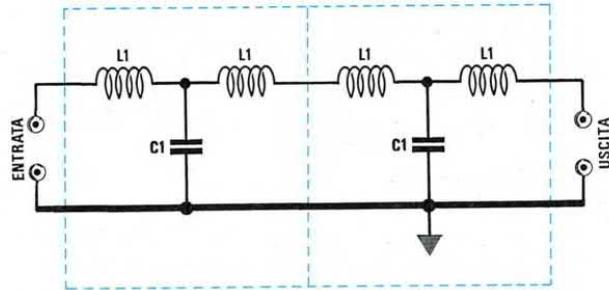


Fig.14 Utilizzando tre celle otterrete un filtro Passa/Basso in grado di attenuare un segnale di 54 dB x ottava.

Fig.15 Filtro Passa/Alto a Pi-Greco composto da due celle in grado di attenuare un segnale di 36 dB x ottava. Per calcolare questo filtro usate le formule riportate in fig.5.

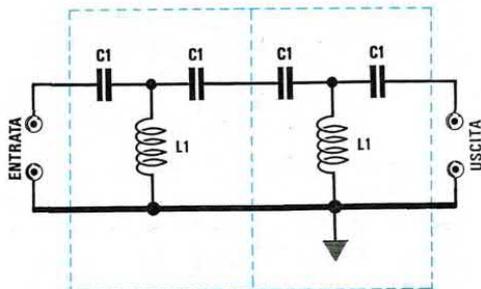
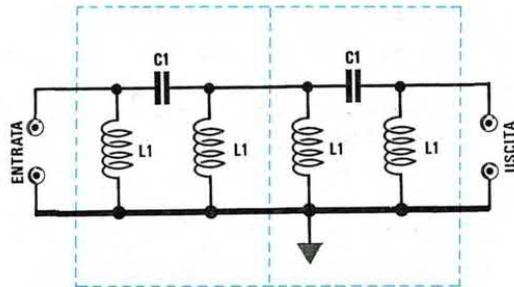


Fig.16 Filtro Passa/Alto a T composto da due celle in grado di attenuare un segnale di 36 dB x ottava. Per calcolare questo filtro usate le formule di fig.7.

NUCLEI TOROIDALI per ALTA FREQUENZA



I nuclei toroidali tipo Amidon vengono utilizzati in molti circuiti ad Alta Frequenza per le seguenti ragioni:

1° = Con questi nuclei si ottengono delle induttanze con un elevato **Q** anche effettuando dei circuiti a larga banda.

2° = I nuclei toroidali presentano il vantaggio di avere un campo magnetico **chiuso su se stesso** e per questo motivo non irradiano segnali di RF anche se non vengono racchiusi in uno schermo metallico.

3° = Un nucleo toroidale costruito per una determinata banda di frequenza è utilizzabile anche per una banda di frequenza **10 volte maggiore**, pertanto possiamo usare un nucleo consigliato per una frequenza massima di **50 MHz** fino a **500 MHz**.

4° = Conoscendo il numero esatto delle spire avvolte sul nucleo possiamo calcolare, con le formule riportate in questo articolo, l'esatto valore di **induttanza** in **microHenry**.

La sigla di identificazione di un nucleo toroidale è formata da una lettera seguita da due numeri separati da una linea obliqua, ad esempio **T44/3 - T68/10 - T80/0**.

Come avrete però notato, sopra questi nuclei non è mai stampigliata la **sigla** di identificazione e quindi per riconoscerli occorre fare riferimento alle loro **dimensioni** e ai loro **colori**.

Per questo motivo abbiamo preparato delle tabelle tramite le quali potrete risalire dalle caratteristiche esterne dei nuclei toroidali alle loro sigle.

La lettera **T** indica semplicemente **toroide**.

Il numero che appare dopo la **T**, esempio **T44 - T50 - T80**, indica il diametro esterno in **decimi di pollice**.

Per comodità abbiamo riportato nella **Tabella N.1**

le misure corrispondenti espresse in **millimetri**.

Il numero riportato dopo il diametro, esempio **T44/6 - T50/10 - T80/2**, indica la permeabilità magnetica.

Nella **Tabella N.2** abbiamo riportato i **colori** assegnati alle varie **miscele** e la gamma di frequenza alla quale sarebbe consigliabile impiegare i toroidi.

Il **primo** colore ricopre quasi sempre **3 lati** del perimetro, mentre il **secondo** colore ricopre la superficie di un solo **1 solo lato**.

Nella maggior parte dei nuclei il secondo colore corrisponde al **grigio** più o meno scuro della polvere ferromagnetica con cui sono costruiti i toroidi.

Per questo motivo non è stato segnalato nella **Tabella N.2** (colonna 2° colore), dove al suo posto troverete una lineetta.

TABELLA N.1 - DIMENSIONI DEL NUCLEO

Sigla	Diametro esterno	Altezza
T.30	7,8 mm	3,2 mm
T.37	9,5 mm	3,2 mm
T.44	11,2 mm	4,0 mm
T.50	12,7 mm	4,8 mm
T.60	15,2 mm	5,9 mm
T.68	17,5 mm	4,8 mm
T.80	20,0 mm	6,3 mm
T.94	23,9 mm	7,9 mm
T.106	26,9 mm	11,0 mm
T.130	33,0 mm	11,0 mm
T.157	39,9 mm	14,5 mm
T.184	46,7 mm	18,0 mm
T.200	50,8 mm	14,0 mm
T.200A	51,0 mm	25,0 mm
T.225	57,2 mm	14,0 mm
T.225A	57,2 mm	25,0 mm
T.300	77,2 mm	12,7 mm

TABELLA N.2 - CODICE COLORE

Misc.	1° Colore	2° Colore	Frequenza
0	MARRONE	—	50 - 300 MHz
1	BLU	—	0,5 - 50 MHz
2	ROSSO	—	1 - 30 MHz
3	GRIGIO	—	0,03 - 1 MHz
6	GIALLO	—	2 - 50 MHz
7	BIANCO	—	1 - 20 MHz
10	NERO	—	10 - 100 MHz
12	VERDE	BIANCO	20 - 200 MHz
15	ROSSO	BIANCO	0,1 - 3 MHz
17	BLU	GIALLO	20 - 200 MHz
22	VERDE	ARANCIO	20 - 200 MHz



Fig.1 Per identificare un nucleo toroidale sarà sufficiente misurare il suo diametro esterno e controllare il suo colore.

CALCOLARE il NUMERO delle SPIRE

La formula che vi permetterà di calcolare il numero delle **spire** da avvolgere attorno ad un nucleo per ottenere una bobina con un predeterminato valore in **microHenry** è la seguente:

$$\text{Spire} = 100 \times \sqrt{\text{microH} : L}$$

Il valore di **L** si preleverà dalla **Tabella N.3**, controllando nella 1^a colonna il tipo di nucleo, cioè **T37 - T44 - T50** ecc. e nella riga orizzontale posta in alto la sua permeabilità, cioè **/0 - /1 - /2** ecc.

Esempio = Disponiamo di un nucleo **T68/12** e vogliamo conoscere quante spire occorre avvolgere per ottenere un'induttanza di **4,2 microHenry**.

La prima operazione da effettuare sarà ricerca nella colonna verticale della **Tabella N.3** il nucleo **T68**, poi proseguendo in orizzontale fermarsi nella colonna indicata **/12**.

In questo riquadro troveremo il numero **21** che ci permetterà di ricavare il numero delle spire:

$$100 \times \sqrt{4,2 : 21} = 44,7 \text{ spire}$$

numero che potremo arrotondare a **45**.

A questo punto si sceglierà un filo di rame **smaltato** di diametro adeguato per poter avvolgere all'interno del nucleo il numero di spire richiesto.

Nella **Tabella N. 4** abbiamo indicato il numero massimo di spire che si possono avvolgere in funzione del diametro del filo.

È possibile avvolgere le spire anche su **due** strati del nucleo.

TABELLA N.3 - VALORE di "L"

NUCLEO	0	1	2	3	6	7	10	12	15	17
T.37	4,9	80	40	120	30	32	25	15	90	15
T.44	6,5	105	52	180	42	46	33	19	160	19
T.50	6,4	100	49	175	40	43	31	18	135	18
T.60	--	--	65	--	55	--	--	--	--	--
T.68	7,5	115	57	195	47	52	32	21	180	--
T.68	7,5	115	57	195	47	52	32	21	180	--
T.80	8,5	115	55	180	45	50	32	22	170	--
T.94	10,6	160	84	248	70	--	58	--	200	--
T.106	19	325	135	450	116	133	--	--	345	--
T.130	15	200	110	350	96	103	--	--	250	--
T.157	--	320	140	420	115	--	--	--	360	--
T.184	--	500	240	720	195	--	--	--	--	--
T.200	--	250	120	425	100	105	--	--	--	--
T.200A	--	250	120	425	100	105	--	--	--	--
T.225	--	--	120	425	100	--	--	--	--	--
T.225A	--	--	120	425	100	--	--	--	--	--
T.300	--	--	114	--	--	--	--	--	--	--

TABELLA N.4 - NUMERO MASSIMO di SPIRE inseribili in funzione del DIAMETRO del filo

filo mm.	T.37	T.44	T.50	T.60	T.68	T.80	T.94	T.106	T.130	T.200	T.300
0,18	87	97	131	145	162	219	245	250	348	560	870
0,20	65	75	103	114	127	170	195	198	275	440	685
0,25	53	60	80	89	100	136	155	158	220	355	550
0,30	40	45	63	69	79	105	122	125	170	280	435
0,40	30	35	49	54	61	84	96	98	135	220	345
0,50	22	26	38	41	47	66	75	77	108	175	275
0,60	17	20	28	31	36	52	58	60	85	140	217
0,80	12	15	22	23	28	39	45	46	66	108	170
1,0	9	10	16	17	21	30	35	36	51	86	135
1,3	6	7	11	12	15	23	27	28	40	68	108
1,6	5	6	8	8	11	17	20	20	30	52	85
2,0	3	5	6	6	9	12	14	15	23	41	66

CALCOLARE L'INDUTTANZA

Conoscendo il numero di spire avvolte su un nucleo toroidale è possibile calcolare il reale valore d'induttanza in **microHenry** utilizzando questa formula:

$$\text{microH} = (\text{spire} \times \text{spire} \times L) : 10.000$$

La prima operazione che dovremo effettuare sarà quella di **identificare** il tipo di nucleo e la sua permeabilità controllando il suo **diametro** (vedi Tabella N.1) e i suoi **colori** (vedi Tabella N.2).

Esempio = Abbiamo un nucleo **Verde-Bianco** del diametro di **12,7 mm** con avvolte **16 spire** e vorremmo conoscere il suo esatto valore in **microHenry**.

Esaminando la **Tabella N.1** scopriremo che un nucleo di **12,7 mm** corrisponde alla sigla **T50**, mentre dalla **Tabella N.2** apprendiamo che la combinazione dei colori **Verde - Bianco** corrisponde a **/12**.

Identificato il nostro nucleo toroidale come un **T50/12** cercheremo nella **Tabella N.3** il valore di **L**, che per il nucleo **T50/12** corrisponde ad un valore di permeabilità magnetica uguale a **18**.

Con questo dato possiamo calcolare il valore dell'induttanza che risulterà:

$$(16 \times 16 \times 18) : 10.000 = 0,46 \text{ microHenry}$$

CALCOLO FREQUENZA SINTONIA

Se applichiamo in parallelo ad una delle bobine un condensatore di **capacità** conosciuta, possiamo sapere su quale frequenza questo circuito **L/C** si sintonizzerà, utilizzando la formula:

$$\text{MHz} = 159 : \sqrt{\text{microH} \times \text{pF}}$$



Esempio = Se in parallelo all'induttanza da **0,46 microHenry** viene applicato un condensatore da **39 pF** questo circuito si sintonizzerà sulla frequenza di:

$$159 : \sqrt{0,46 \times 39} = 37,5 \text{ MHz}$$

Nota = Tenete presente che fissando bobina e condensatore su un **circuito stampato** aggiungeremo inevitabilmente delle **capacità parassite** che abbasseranno la frequenza di accordo.

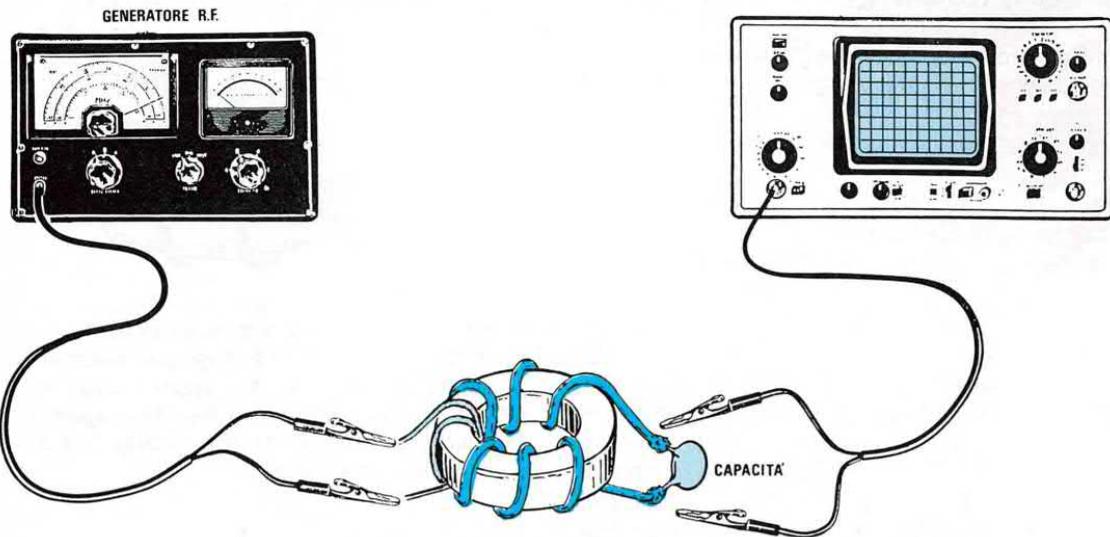


Fig.2 Per controllare la frequenza di accordo di una bobina toroidale, dovrete applicare alle sue estremità una capacità nota e a questa collegare un oscilloscopio. Sul nucleo avvolgete provvisoriamente 1 spira, utilizzando del filo isolato in plastica, e su questa applicate un segnale di RF che potrete prelevare da un qualsiasi Generatore.

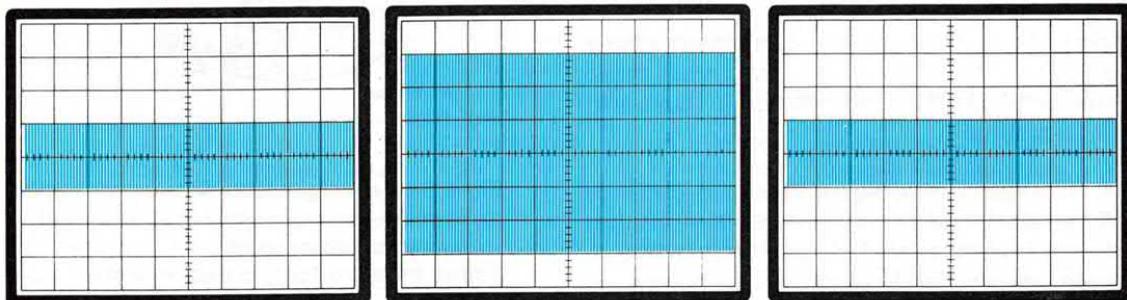


Fig.3 Ruotando lentamente la sintonia del Generatore di RF cercate su quale frequenza il segnale aumenta d'ampiezza (vedi foto centrale) per poi ridiscendere. La massima ampiezza corrisponde alla frequenza di accordo della bobina con inserita la capacità.

CALCOLO CAPACITÀ

Conoscendo il valore in **microHenry** di una bobina possiamo calcolare quale **capacità** applicargli in parallelo, affinché possa sintonizzarsi su una determinata frequenza, utilizzando la formula:

$$\text{pF} = 25.330 : (\text{MHz} \times \text{MHz} \times \text{microH})$$

Esempio = Se abbiamo un'induttanza di 0,46 microHenry e vogliamo sintonizzarci sui 37,5 MHz, dovremo applicare in parallelo alla bobina un condensatore da:

$$25.330 : (37,5 \times 37,5 \times 0,46) = 39 \text{ pF}$$

CALCOLO INDUTTANZA

Conoscendo il valore della **capacità** e della **frequenza** sulla quale desideriamo sintonizzarci, possiamo calcolare il valore dell'induttanza in **microHenry** utilizzando questa formula:

$$\text{microH} = 25.330 : (\text{MHz} \times \text{MHz} \times \text{pF})$$

Esempio = Disponendo di un condensatore da **39 pF** vogliamo conoscere quale induttanza ci occorrerà per sintonizzarci sui **37,5 MHz**:

$$25.330 : (37,5 \times 37,5 \times 39) = 0,46 \text{ microH}$$

IL RAPPORTO L/C

Un circuito risonante si può ottenere sia avvolgendo il nucleo con poche spire sia avvolgendolo con molte spire.

A seconda della condizione che adotteremo avremo :

- poche spire **molta capacità = basso Q**
- molte spire **poca capacità = alto Q**

Come già abbiamo accennato, quando non è richiesto un **Q** elevato, come ad esempio negli **amplificatori a larga banda**, è possibile utilizzare questi nuclei anche su frequenze **10 volte** maggiori rispetto a quella indicata.

Pertanto un nucleo idoneo a lavorare fino ad un massimo di **30 MHz**, può essere utilizzato in un **amplificatore a larga banda** in grado di lavorare fino ad un massimo di **300 MHz**.

NOTE IMPORTANTI

1° = Prima di avvolgere il filo nudo attorno ai nuclei controllate con un ohmetro che la loro superficie risulti totalmente **isolata**.

Normalmente questi nuclei dovrebbero essere isolati da una vernice plasticata, ma per sicurezza è bene verificarlo. Se non fosse isolata usate solo del filo **smaltato**.

2° = Le spire da avvolgere sul nucleo debbono ricoprire tutta la superficie circolare, quindi anche se dovete avvolgere solo **4-5 spire** non tenetele affiancate, ma **spaziatele** come visibile in fig.4.

3° = Se non spazierete le spire in modo da ricoprire tutta la circonferenza del nucleo, farete **umentare** il valore in **microHenry** rispetto a quanto calcolato con le formule riportate sopra.

Se l'avvolgimento ricopre solo i **3/4** della circonferenza, l'induttanza risulterà di circa **1,2 volte maggiore** rispetto ai nostri calcoli.

Se l'avvolgimento ricopre **metà** della circonferenza, l'induttanza risulterà di circa **1,7 volte maggiore** rispetto ai nostri calcoli.

4° = Ricordatevi che il valore in microHenry da noi calcolato è valido se il nucleo viene fatto lavorare a **temperature** comprese tra i **20** e i **30** gradi.

Se la temperatura dovesse raggiungere i **70 gradi** il valore d'induttanza **diminuirebbe** del **2-4%** circa.

Se la temperatura dovesse scendere a **0 gradi** il valore d'induttanza **aumenterebbe** del **2-4%** circa.

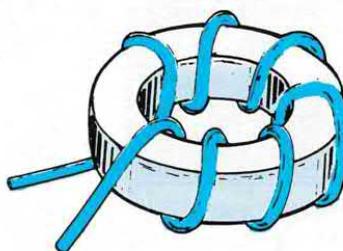


Fig.4 Il valore in microHenry ricavato con la formula da noi riportata corrisponderà solo se l'avvolgimento ricopre l'intera superficie circolare del nucleo. Se le spire da avvolgere sono poche (4-5-6 spire), dovranno essere spaziate.

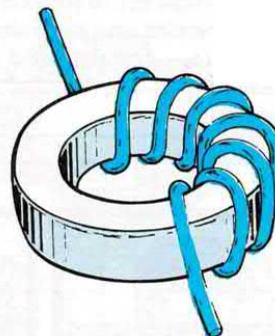


Fig.5 Se l'avvolgimento ricopre poco più della metà della circonferenza, lasciando in questo modo scoperto 1/4 di nucleo, il valore in microHenry da noi calcolato aumenterà di 1,2 volte circa.

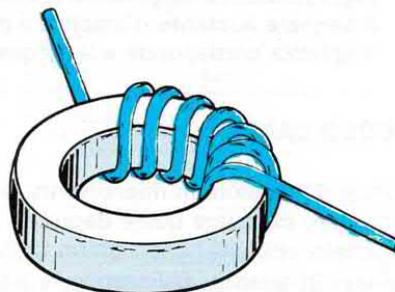


Fig.6 Se l'avvolgimento viene effettuato in modo da ricoprire meno della metà della circonferenza, il valore dell'induttanza da noi calcolato aumenterà di circa 1,7 volte.

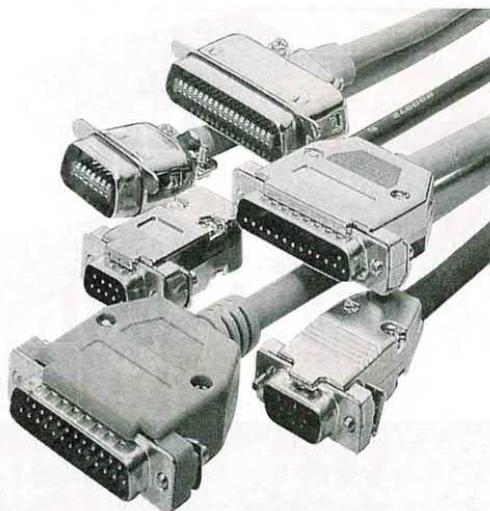
PRESE SCART e RS.232

In molti televisori e videoregistratori è presente una presa chiamata **Scart** dalla quale è possibile prelevare i segnali Audio e Video.

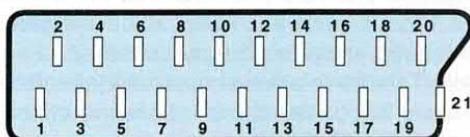
Purtroppo, non sempre viene indicato su quale terminale è possibile prelevare il segnale **audio** sia del canale **destro** che del canale **sinistro**, oppure il segnale **video RGB** o **Composito**.

Sul retro di tutti i computer è invece presente una **presa seriale** chiamata anche **RS.232**, che serve per collegare **interfacce** esterne o **mouse**, e poiché questa può essere di tipo a **25 poli** o a **9 poli**, vi indichiamo su quali terminali è possibile prelevare o entrare con i vari segnali digitali.

Nei nostri disegni abbiamo raffigurato queste prese viste **anteriormente** e **posteriormente**, cioè dal lato sul quale sono saldati i fili di collegamento.



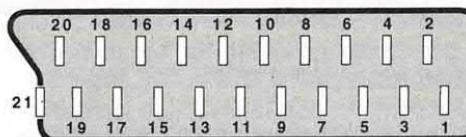
VISTA FRONTALE



PRESA SCART

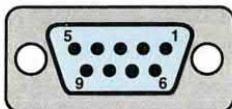
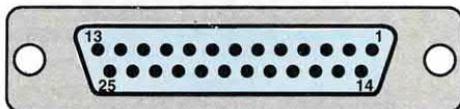
- 1 = USCITA Audio canale DESTRO
- 2 = ENTRATA Audio canale DESTRO
- 3 = USCITA Audio canale SINISTRO o MONO
- 4 = MASSA Cavetto segnali Audio
- 5 = MASSA Segnale Video Blu RGB
- 6 = ENTRATA Audio canale SINISTRO o MONO
- 7 = ENTRATA Segnale Video Blu RGB
- 8 = ENTRATA Fast Blanking
- 9 = MASSA Segnale Video Verde RGB
- 10-12 ----- Terminali non utilizzati

VISTA RETRO



- 11 = ENTRATA Segnale Video Verde RGB
- 13 = MASSA Segnale Video Rosso RGB
- 14 = ----- Terminale non utilizzato
- 15 = ENTRATA Segnale Video Rosso RGB
- 16 = USCITA Fast Blanking
- 17 = MASSA Segnale VIDEOCOMPOSITO
- 18 = MASSA Segnale Fast Blanking
- 19 = USCITA Segnale VIDEOCOMPOSITO
- 20 = ENTRATA Segnale VIDEOCOMPOSITO
- 21 = MASSA Da collegare al telaio

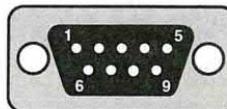
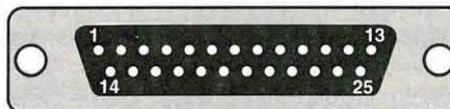
VISTA FRONTALE



PRESA SERIALE a 25 POLI

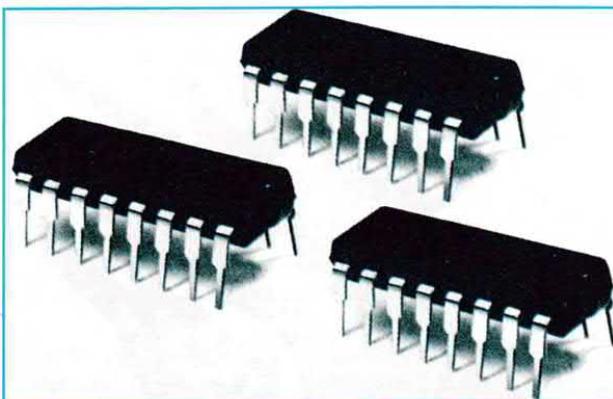
- 1-7 GND Ground (Massa)
- 2 SD = TXD Transmitted Data
- 3 RD = RXD Received Data
- 4 RTS Request To Send
- 5 CTS Clear To Send
- 6 DSR Data Set Ready
- 8 DCD Data Carrier Detect
- 20 DTR Data Terminal Ready
- 22 RI Ring Indicator

VISTA RETRO



PRESA SERIALE a 9 POLI

- 1 DCD Data Carrier Detect
- 2 RD = RXD Received Data
- 3 SD = TXD Transmitted Data
- 4 DTR Data Terminal Ready
- 5 GND Ground (Massa)
- 6 DSR Data Set Ready
- 7 RTS Request To Send
- 8 CTS Clear To Send
- 9 RI Ring Indicator



OSCILLATORI ad ONDA QUADRA con TTL e C/MOS

Con le porte logiche **TTL** o **C/Mos** è possibile realizzare degli oscillatori **Resistenza/Capacità**, in grado di generare delle frequenze ad onda quadra partendo da un minimo di **3-4 Hz** fino a raggiungere i **200.000 Hz** circa.

Questi semplici oscillatori possono essere utilizzati per tante applicazioni, ad esempio per ottenere delle frequenze **subsoniche**, **audio**, **ultrasoniche** o di **clock** per pilotare degli integrati digitali.

Vi ricordiamo che gli integrati **TTL** vanno alimentati con una tensione compresa tra **4,5 - 5 volt**, mentre gli integrati **C/Mos** con una tensione compresa tra **5 - 15 volt**.

A proposito dei **C/Mos** vi facciamo presente che variando il valore della tensione di alimentazione da **5 a 15 volt**, varia anche la **frequenza generata** (vedi tabelle allegate ad ogni schema).

Nelle Tabelle relative ai nostri schemi abbiamo indicato le frequenze che si otterranno utilizzando dei valori di **R/C** prefissati.

Per **aumentare** la frequenza sarà sufficiente **ridurre** il valore della **resistenza** o della **capacità**.

Per **abbassare** la frequenza sarà sufficiente **aumentare** il valore della **resistenza** o della **capacità**.

Utilizzando un **trimmer** anziché una resistenza, si potrà variare il valore della frequenza generata.

Fig.1 Schema elettrico di un oscillatore **TTL** che utilizza 1 solo Inverter **triggerato**, tipo **SN.7414** o **SN.74HC14** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cycle minore del 50%. I valori della frequenza riportati nella Tabella sono approssimativi, perché influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori.

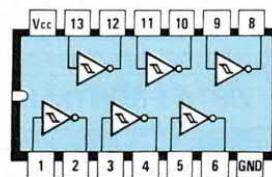
In questo circuito non bisogna usare delle **R1** di valore superiore a **1.000 ohm**.

FORMULA approssimativa

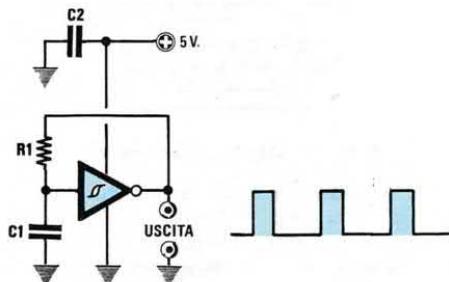
$$\text{Kilohertz} = 700 : (R1 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoFarad})$$

TABELLA delle FREQUENZE generate

R1	C1	FREQUENZA
1.000 ohm	100.000 pF	7.000 Hz
1.000 ohm	10.000 pF	70.000 Hz
470 ohm	100.000 pF	15.000 Hz
470 ohm	1 microF	1.500 Hz



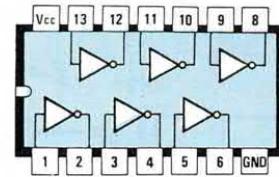
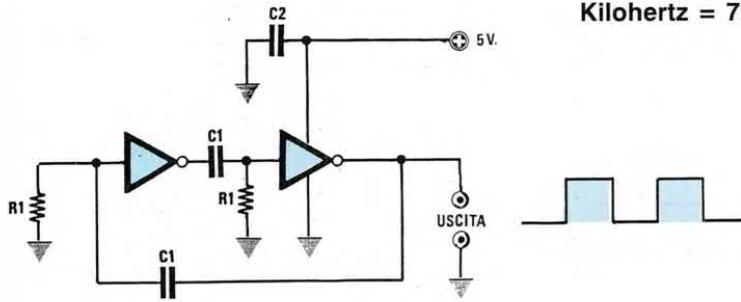
7414



C2 = 100.000 pF poliestere

FORMULA APPROSSIMATIVA

$$\text{Kilohertz} = 720 : (R1 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoFarad})$$



7404

C2 = 100.000 pF poliestere

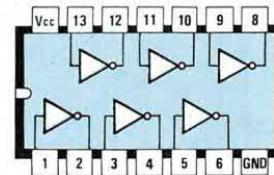
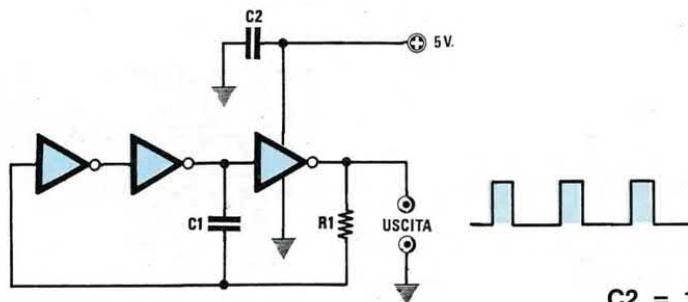
Fig.2 Schema elettrico di un oscillatore TTL che utilizza 2 Inverter **non** triggerati, tipo **SN.7404** o **SN.74HC04** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cycle del 50%. I valori della frequenza riportati nella Tabella sono approssimativi, perchè influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori. In questo circuito non bisogna usare delle **R1** di valore superiore a **1.000 ohm**.

TABELLA delle FREQUENZE generate

R1	C1	FREQUENZA
1.000 ohm	1.000 pF	720.000 Hz
1.000 ohm	2.200 pF	327.000 Hz
1.000 ohm	10.000 pF	72.000 Hz
1.000 ohm	100.000 pF	7.200 Hz
1.000 ohm	1 microF	720 Hz

FORMULA APPROSSIMATIVA

$$\text{Kilohertz} = 720 : (R1 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoFarad})$$



7404

C2 = 100.000 pF poliestere

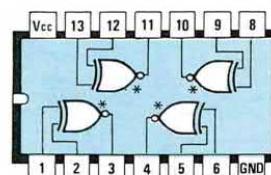
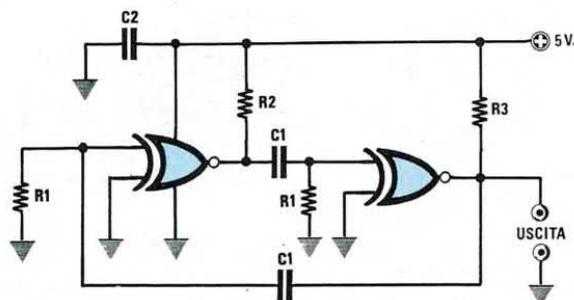
Fig.3 Schema elettrico di un oscillatore TTL che utilizza 3 Inverter **non** triggerati, tipo **SN.7404** o **SN.74HC04** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cycle minore del 50%. I valori della frequenza riportati nella Tabella sono approssimativi, perchè influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori. In questo circuito non bisogna usare delle **R1** di valore superiore a **1.000 ohm**.

TABELLA delle FREQUENZE generate

R1	C1	FREQUENZA
1.000 ohm	1.000 pF	470.000 Hz
1.000 ohm	2.200 pF	213.000 Hz
1.000 ohm	10.000 pF	47.000 Hz
1.000 ohm	100.000 pF	4.700 Hz
1.000 ohm	1 microF	470 Hz

FORMULA APPROSSIMATIVA

$$\text{Kilohertz} = 137 : (R1 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoFarad})$$



74266

Fig.4 Schema elettrico di un oscillatore TTL che utilizza 2 Nor Esclusivi a Collettore aperto tipo SN.74266 o SN.74HC266. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cycle del 50%. In questo circuito non bisogna utilizzare per R1 valori superiori a 2.200 ohm.

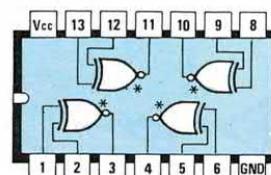
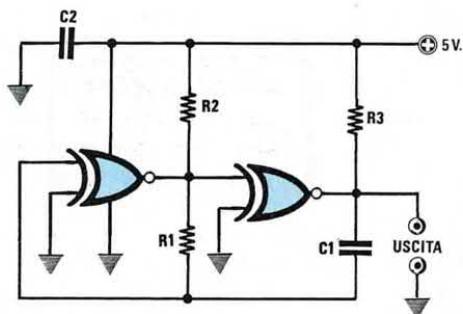
R2-R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
C2 = 100.000 pF poliestere

TABELLA delle FREQUENZE generate

R1	C1	FREQUENZA
1.000 ohm	1.000 pF	137.000 Hz
1.000 ohm	10.000 pF	13.700 Hz
1.000 ohm	100.000 pF	1.370 Hz
2.200 ohm	1.000 pF	62.200 Hz
2.200 ohm	10.000 pF	6.200 Hz

FORMULA APPROSSIMATIVA

$$\text{Kilohertz} = 142 : (R1 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoFarad})$$



74266

Fig.5 Schema elettrico di un oscillatore TTL che utilizza 2 Nor Esclusivi a Collettore aperto tipo SN.74266 o SN.74HC266. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cycle maggiore del 50%. In questo circuito non è consigliabile usare per R1 dei valori inferiori a 1.200 ohm; normalmente si usano valori di 1.500-1.800-2.200 ohm.

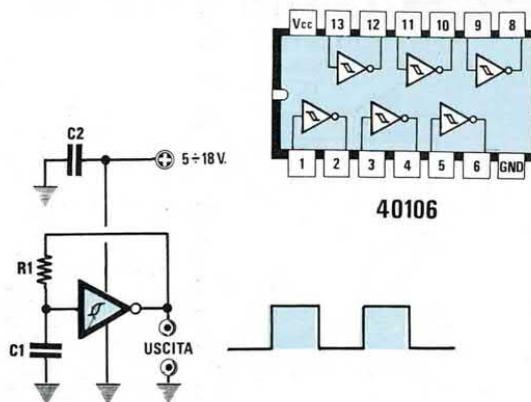
R2-R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
C2 = 100.000 pF poliestere

TABELLA delle FREQUENZE generate

R1	C1	FREQUENZA
1.000 ohm	1.000 pF	142.000 Hz
1.000 ohm	10.000 pF	14.200 Hz
1.000 ohm	100.000 pF	420 Hz
2.200 ohm	1.000 pF	64.500 Hz
2.200 ohm	10.000 pF	6.450 Hz

Fig.6 Schema elettrico di un oscillatore C/Mos che utilizza un **solo** Inverter **triggerato**, tipo **CD.40106** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cycle del 50%. I valori delle frequenze riportati nella Tabella sono approssimativi, perché influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori. La frequenza varia anche al variare della tensione di alimentazione.

C2 = 100.000 pF poliestere

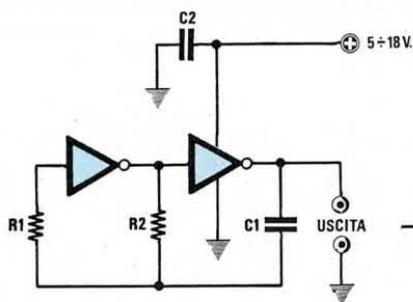


FORMULA APPROSSIMATIVA
per una Vcc pari a 12 volt

Kilohertz = $1.100 : (R1 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoFarad})$

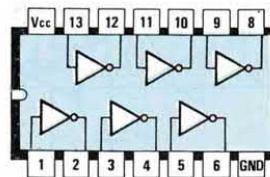
TABELLA delle FREQUENZE generate

VALORI		TENSIONI di ALIMENTAZIONE		
R1	C1	5 VOLT	12 VOLT	15 VOLT
1.000 ohm	100.000 pF	16.500 Hz	11.000 Hz	10.000 Hz
10.000 ohm	100.000 pF	1.650 Hz	1.100 Hz	1.000 Hz
100.000 ohm	100.000 pF	165 Hz	110 Hz	100 Hz
10.000 ohm	10.000 pF	16.500 Hz	11.000 Hz	10.000 Hz
100.000 ohm	10.000 pF	1.650 Hz	1.100 Hz	1.000 Hz



FORMULA APPROSSIMATIVA
per una Vcc pari a 12 volt

Kilohertz = $4.500 : (R1 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoFarad})$



4069

Fig.7 Schema elettrico di un oscillatore C/Mos che utilizza **2** Inverter **non** triggerati, tipo **CD.4069** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cycle del 50%. I valori delle frequenze riportati nella Tabella sono approssimativi, perché influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori. La frequenza varia anche al variare della tensione di alimentazione.

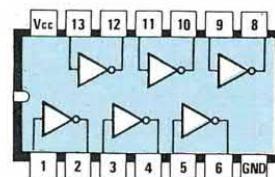
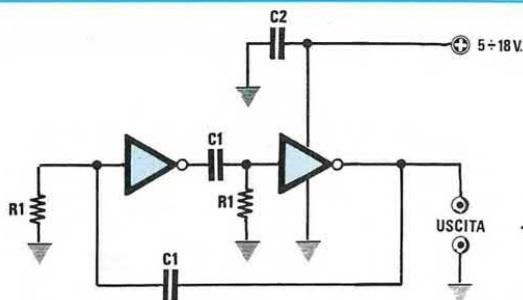
C2 = 100.000 pF poliestere

Nota = Il valore della resistenza **R2** deve essere **10 volte minore** di **R1**, quindi se per **R1** sceglierete una resistenza da **100.000 ohm**, per **R2** dovreste utilizzare **10.000 ohm**.

Se per **R1** sceglierete **47.000 ohm**, per **R2** dovreste utilizzare **4.700 ohm**.

TABELLA delle FREQUENZE generate

VALORI		TENSIONI di ALIMENTAZIONE		
R1	C1	5 VOLT	12 VOLT	15 VOLT
100.000 ohm	2.200 pF	19.500 Hz	20.000 Hz	21.000 Hz
100.000 ohm	10.000 pF	4.300 Hz	4.500 Hz	4.700 Hz
100.000 ohm	22.000 pF	1.950 Hz	2.000 Hz	2.100 Hz
100.000 ohm	100.000 pF	430 Hz	450 Hz	470 Hz



4069

Fig.8 Schema elettrico di un oscillatore C/Mos che utilizza 2 Inverter non triggerati, tipo CD.4069 o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cycle del 50%. I valori delle frequenze riportati nella Tabella sono approssimativi.

Nota = In questo oscillatore non è consigliabile utilizzare per la resistenza R1 valori inferiori a 10.000 ohm.

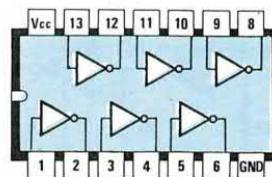
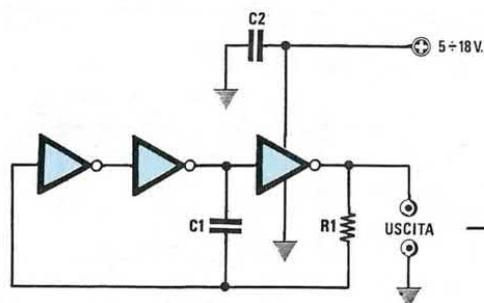
FORMULA APPROSSIMATIVA
per una Vcc pari a 12 volt

C2 = 100.000 pF poliestere

Kilohertz = $720 : (R1 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoFarad})$

TABELLA delle FREQUENZE generate

VALORI		TENSIONI di ALIMENTAZIONE		
R1	C1	5 VOLT	12 VOLT	15 VOLT
10.000 ohm	2.200 pF	31.200 Hz	32.700 Hz	34.100 Hz
10.000 ohm	10.000 pF	6.800 Hz	7.200 Hz	7.500 Hz
10.000 ohm	22.000 pF	3.120 Hz	3.270 Hz	3.400 Hz
10.000 ohm	100.000 pF	680 Hz	720 Hz	750 Hz



4069

Fig.9 Schema elettrico di un oscillatore C/Mos che utilizza 3 Inverter non triggerati, tipo CD.4069 o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cycle del 50%. I valori delle frequenze riportati nella Tabella sono approssimativi.

Nota = In questo oscillatore non è consigliabile utilizzare per la resistenza R1 valori inferiori a 10.000 ohm.

FORMULA APPROSSIMATIVA
per una Vcc pari a 12 volt

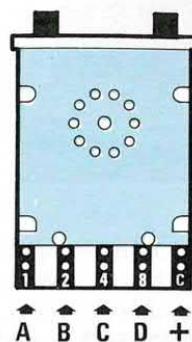
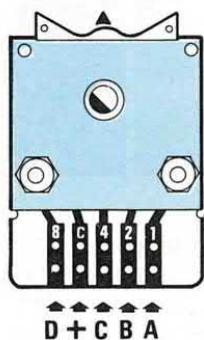
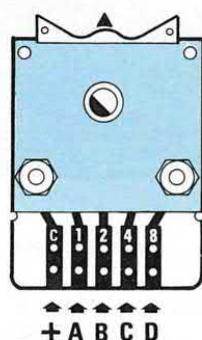
C2 = 100.000 pF poliestere

Kilohertz = $660 : (R1 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoFarad})$

TABELLA delle FREQUENZE generate

VALORI		TENSIONI di ALIMENTAZIONE		
R1	C1	5 VOLT	12 VOLT	15 VOLT
10.000 ohm	2.200 pF	28.600 Hz	30.000 Hz	31.000 Hz
10.000 ohm	10.000 pF	6.300 Hz	6.600 Hz	6.900 Hz
10.000 ohm	22.000 pF	2.860 Hz	3.000 Hz	3.100 Hz
10.000 ohm	100.000 pF	630 Hz	660 Hz	690 Hz

CONNESSIONI commutatori BINARI

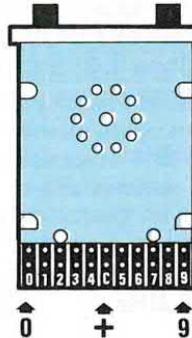
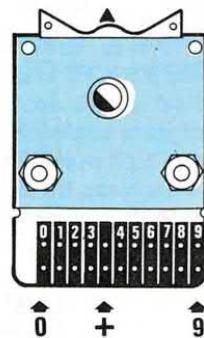
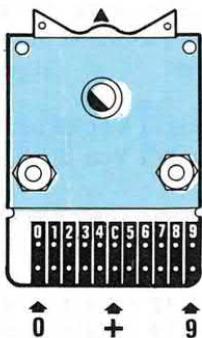


Dal lato posteriore dei **commutatori binari** fuoriescono 5 piste in rame numerate con il valore del **peso digitale**, cioè 1 2 4 8 più il cursore siglato C.

Il terminale C del "cursore" normalmente va collegato al **positivo** di alimentazione a 5 volt, mentre i terminali 1 2 4 8 alle uscite di integrati digitali con uscita ABCD. Nella **Tabella** qui di lato, abbiamo indicato con un SI le piste che si commuteranno sul terminale C ruotando il commutatore **binario** dal numero 0 al numero 9.

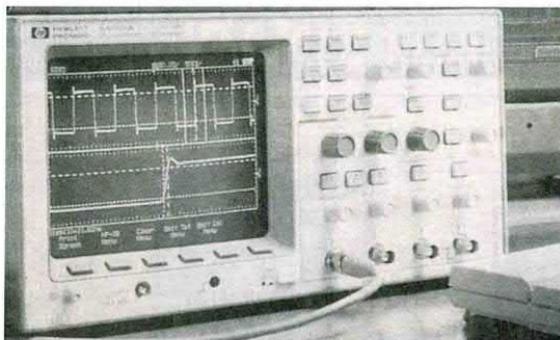
numero	A	B	C	D
0				
1	SI			
2		SI		
3	SI	SI		
4			SI	
5	SI		SI	
6		SI	SI	
7	SI	SI	SI	
8				SI
9	SI			SI

CONNESSIONI commutatori DECIMALI



Dal lato posteriore dei **commutatori decimali** fuoriescono 11 piste, una delle quali è siglata C, mentre le altre da 0 a 9.

In pratica un commutatore **decimale** può essere paragonato ad un comune commutatore rotativo, che cortocircuita il terminale C del cursore sulla pista corrispondente al **numero** che appare frontalmente entro la finestra di tale commutatore.



OSCILLATORI DIGITALI QUARZATI

Vi proponiamo degli schemi di oscillatori digitali di sicura affidabilità, da utilizzare con porte TTL oppure con porte C/Mos.

Abbiamo volutamente scartato alcuni schemi che molto spesso vengono descritti in altre pubblicazioni, perchè troppo critici, oppure perchè forniscono in uscita forme d'onda "sporche", cioè con così tante spurie da essere inutilizzabili.

Prima di scegliere un oscillatore da realizzare con una porta TTL o C/Mos, dovrete conoscere quale **quarzo** utilizzerete, quale **tensione** di alimentazione avete a disposizione e quale integrato vorrete pilotare con questo oscillatore.

PORTE TTL

Gli integrati **TTL** sono molto veloci, quindi in questi oscillatori potrete utilizzare dei quarzi dalla frequenza compresa tra **0,1 MHz** e **20 MHz**.

Dobbiamo farvi presente che inserendo in questi oscillatori dei quarzi **overtone** in **3°** o in **5°** armonica, questi oscilleranno soltanto sulla loro frequenza fondamentale.

Quindi se inserirete un quarzo **CB** da **27 MHz**, che è un **overtone** in **3°** armonica, questo oscillerà sulla frequenza di:

$$27 : 3 = 9 \text{ MHz}$$

Se inserirete un quarzo da **75 MHz overtone** in **5°** armonica, questo oscillerà sulla frequenza di:

$$75 : 5 = 15 \text{ MHz}$$

Un integrato **TTL** andrà necessariamente alimentato con una tensione stabilizzata di **5 volt**.

Poichè l'onda quadra che preleverete dalla sua uscita avrà un **livello logico TTL** (vedi fig.1), vale a dire:

$$\begin{aligned} \text{Livello logico 0} &= 0 \text{ volt} \\ \text{Livello logico 1} &= 5 \text{ volt positivi} \end{aligned}$$

potrete pilotare con questo segnale soltanto degli integrati **TTL**.

Per pilotare degli integrati **C/Mos**, dovrete alimentarli con la stessa tensione dei TTL, cioè con una tensione di **5 volt**, aggiungendo una resistenza come evidenziato in fig.2.

Per pilotare dei **C/Mos** alimentati con tensioni superiori ai **5 volt**, dovrete realizzare una piccola interfaccia composta da due transistor, come quella visibile in fig.3.

PORTE C/Mos

Gli integrati **C/Mos** sono più lenti dei TTL (ad eccezione degli HC/Mos), quindi in questi oscillatori potrete utilizzare dei quarzi dalla frequenza compresa tra **0,1 MHz** e **4 MHz** circa.

Poichè la frequenza di lavoro è molto bassa, non potrete utilizzare nessun quarzo **overtone** ma soltanto quarzi in fondamentale.

Un integrato **C/Mos** lo potrete alimentare con tensioni comprese tra **5-18 volt**, ma in tal caso dovrete sempre considerare che l'onda quadra che preleverete dalla sua uscita avrà dei **livelli logici C/Mos** (vedi fig.1), che variano al variare della tensione di alimentazione:

$$\begin{aligned} \text{Livello logico 0} &= 1/3 \text{ Vcc di alimentazione} \\ \text{Livello logico 1} &= 2/3 \text{ Vcc di alimentazione} \end{aligned}$$

Pertanto, alimentando il **C/Mos** con una tensione di **12 volt**, otterrete:

$$\begin{aligned} \text{Livello logico 0} &= 12 : 3 \times 1 = 4 \text{ volt} \\ \text{Livello logico 1} &= 12 : 3 \times 2 = 8 \text{ volt} \end{aligned}$$

Non risultando questi livelli compatibili con i **TTL**, potrete pilotare soltanto degli integrati **C/Mos**.

È comunque possibile pilotare dei **TTL** purchè il **C/Mos** venga alimentato con una tensione di **5 volt** (vedi fig.4), diversamente dovrete realizzare una semplice interfaccia composta da un solo transistor (vedi fig.5).

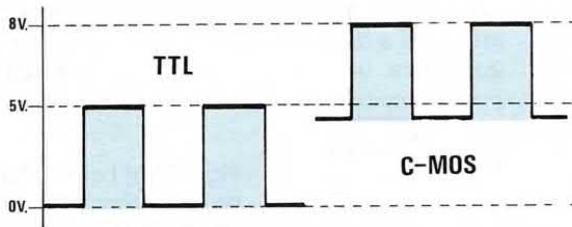


Fig.1 I due livelli logici di un integrato TTL non risultano compatibili con quelli di un C/Mos o viceversa, perchè hanno dei valori di tensione minimi e massimi molto diversi.

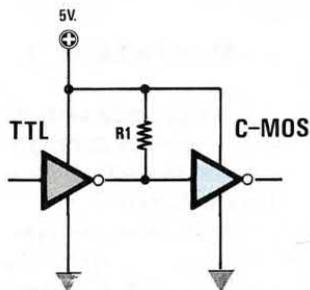


Fig.2 Per collegare l'uscita di un integrato TTL direttamente all'ingresso di un integrato C/Mos, quest'ultimo andrà alimentato con la stessa tensione del TTL, cioè a 5 volt, non dimenticando di collegare tra l'ingresso del C/Mos ed il positivo di alimentazione una resistenza da 1.000 ohm (vedi R1). Se alimenterete l'integrato C/Mos con una tensione maggiore di 5 volt, dovrete utilizzare lo schema di fig.3.

Fig.3 Interfaccia richiesta per collegare l'uscita di un TLL ad un C/Mos alimentato con una tensione compresa tra 12-18 volt.

- R1 = 1.000 ohm
- R2 = 3.300 ohm
- R3 = 3.300 ohm
- R4 = 1.000 ohm
- TR1-TR2 = Transistor NPN

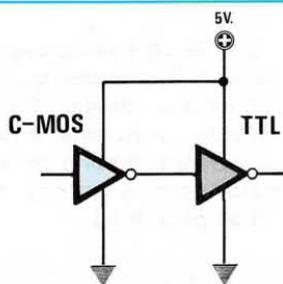
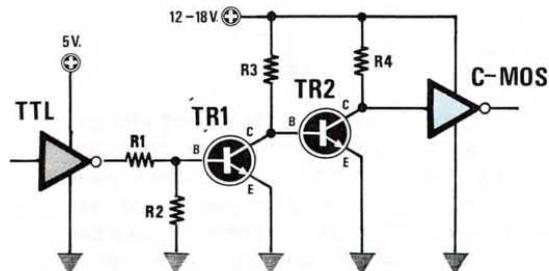
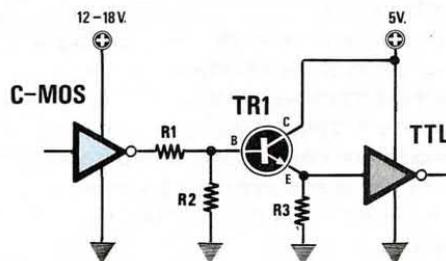


Fig.4 Per collegare l'uscita di un integrato C/Mos direttamente all'ingresso di un integrato TTL, dovrete necessariamente alimentare il C/Mos con la stessa tensione utilizzata per il TTL, cioè con 5 volt. Se l'integrato C/Mos fosse alimentato con una tensione maggiore di 5 volt, dovrete utilizzare il circuito visibile in fig.5 che utilizza un transistor NPN di commutazione, ad esempio il 2N2222 o altro equivalente.

Fig.5 Per pilotare un integrato TTL con il segnale di un C/Mos alimentato con una tensione di 12-18 volt, dovrete interporre tra i due integrati un transistor NPN tipo 2N2222 o altri equivalenti.

- R1 = 10.000 ohm
- R2 = 12.000 ohm
- R3 = 330 ohm
- TR1 = transistor NPN



ALIMENTAZIONE

Per alimentare questi oscillatori conviene utilizzare delle tensioni **stabilizzate**.

Per evitare disturbi **spuri** è assolutamente necessario applicare, vicinissimo ai due piedini **positivo-massa** dell'integrato, un condensatore di fuga la cui capacità potrà variare da **10.000 pF** a **100.000 pF** (vedi fig.6).

Il valore di questa capacità non è critico, mentre critico è il tipo di condensatore utilizzato.

Vi consigliamo di servirvi di condensatori **ceramici** oppure di condensatori al **poliestere**, purchè non siano **induttivi** dato che questi ultimi, anzichè migliorare la situazione, la peggiorano.

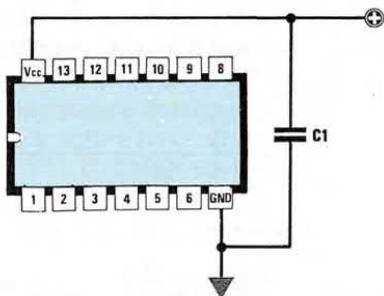


Fig.6 Per evitare dei disturbi sul segnale generato, è assolutamente necessario collegare tra il piedino positivo di alimentazione e quello di massa di ogni integrato, un condensatore ceramico o poliestere che abbia una capacità compresa tra 10.000 e 100.000 pF.

TOLLERANZA dei QUARZI

Tutti i quarzi, come qualsiasi altro componente, hanno delle **tolleranze** che possono variare da un minimo di un **0,005%** fino ad arrivare ad un massimo del **0,03%**.

Acquistando un quarzo da **10 MHz** pari a **10.000.000 Hz**, non dovete meravigliarvi se oscilla sui **9.999.000 MHz**, oppure sui **10.001.000 Hz**.

Oltre alla tolleranza, occorre tener presente che tutti i quarzi modificano la loro frequenza al variare della **temperatura**.

Se la temperatura **scende** sotto ai **25 gradi**, la frequenza tende ad **aumentare**.

Se la temperatura **sale** sopra ai **25 gradi**, la frequenza tende a **diminuire**.

Esistono quarzi che variano la loro frequenza di uno **0,01%** per **grado centigrado** ed altri che variano la loro frequenza di uno **0,003%** per **grado centigrado**.

I quarzi con minore tolleranza e più stabili in tem-

peratura costano molto di più dei quarzi standard, perciò è normale trovare tre quarzi di identiche dimensioni e di identica frequenza, di cui uno costa **2.500 lire**, uno **15.000 lire** e l'altro **70.000 lire**.

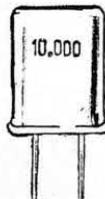


Fig.7 Tutti i quarzi hanno una loro tolleranza che varia al variare della temperatura.

CORREGGERE la FREQUENZA

Per evitare variazioni di frequenza causate da variazioni di temperatura, è sempre consigliabile tenere il quarzo di un oscillatore lontano da sorgenti che generano un **elevato** calore.

Per conoscere l'esatta frequenza generata da un quarzo è necessario attendere, dopo l'accensione dello stadio oscillatore, almeno **3-4 minuti** perchè la temperatura all'interno del contenitore possa stabilizzarsi sui normali valori di lavoro.

Se un quarzo oscilla su una frequenza più **bassa** di poche centinaia di **Hz** rispetto al valore richiesto, potrete **alzarla** collegando in serie un **compensatore** da **10-80 pF** (vedi fig.8).

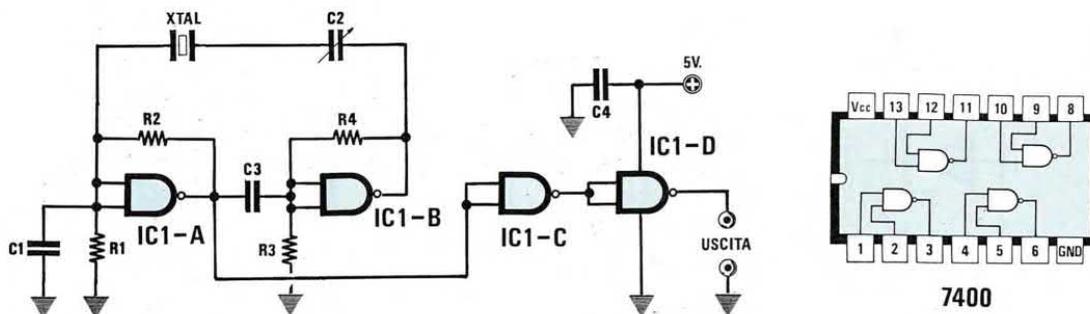
Se il quarzo oscilla su una frequenza più **alta** di poche centinaia di **Hz** rispetto al valore richiesto, potrete **abbassarla** collegando in serie una **induttanza** che potrà variare a seconda della sua frequenza da un minimo di **2 microHenry** fino ad un massimo di **100 microHenry** (vedi fig.9).



Fig.8 Se un quarzo oscilla su una frequenza leggermente più "bassa" del richiesto, la potrete alzare collegando in serie un piccolo compensatore da 10-80 picoFarad.

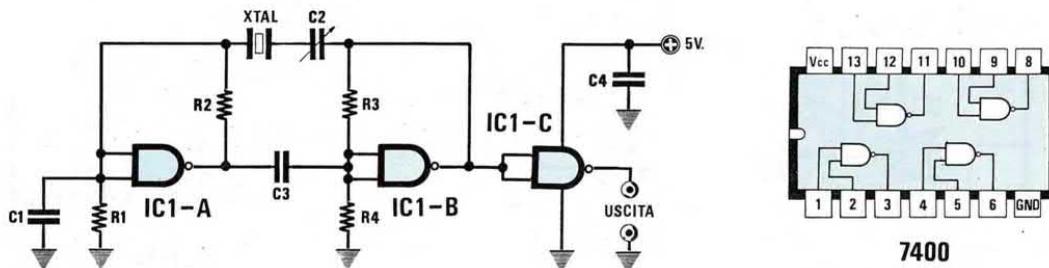


Fig.9 Se un quarzo oscilla su una frequenza leggermente più "alta" del richiesto, la potrete abbassare collegando in serie una piccola impedenza da 2 a 100 microHenry.



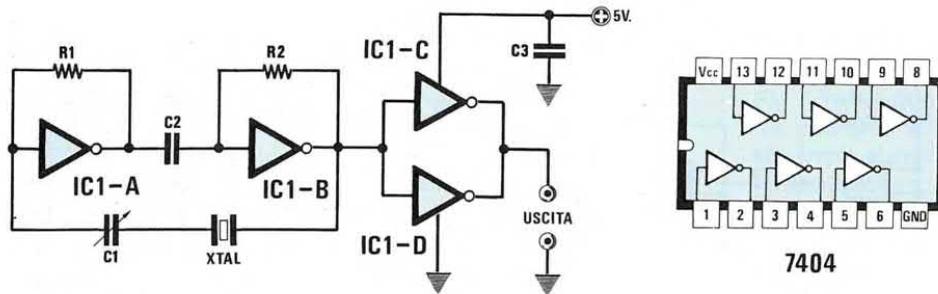
- R1 = 1.200 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 1.200 ohm
- R4 = 220 ohm
- C1 = 47 pF ceramico
- C2 = 10/80 pF compensatore
- C3 = 4.700 pF ceramico
- C4 = 47.000 pF ceramico
- IC1 = SN.7400
- XTAL = max 15 MHz

Fig.10 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nand TTL tipo SN.7400. A seconda della frequenza e delle caratteristiche del quarzo, vi consigliamo di provare a ridurre la capacità di C1 portandola a 33 - 27 pF, oppure di aumentarla a 82 - 120 pF in modo che l'oscillatore inneschi senza difficoltà ruotando C2. Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



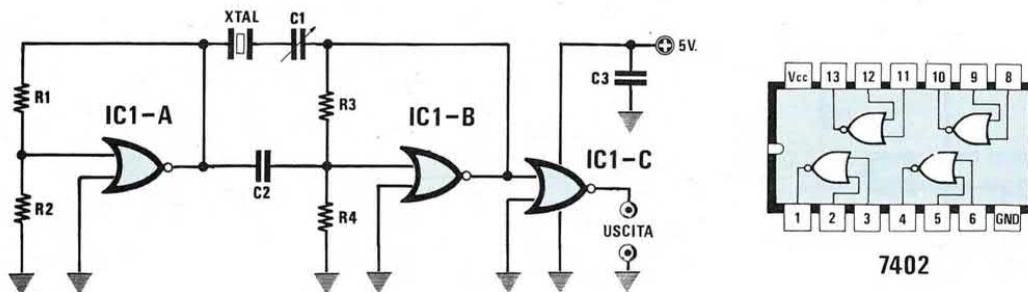
- R1 = 1.000 ohm
- R2 = 1.500 ohm
- R3 = 1.500 ohm
- R4 = 1.000 ohm
- C1 = 47 pF ceramico
- C2 = 10/60 pF compensatore
- C3 = 2.200 pF ceramico
- C4 = 47.000 pF ceramico
- IC1 = SN.7400
- XTAL = max 15 MHz

Fig.11 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nand TTL tipo SN.7400 e che, rispetto a quello di figura 10, preleva il segnale dal secondo Nand. A seconda della frequenza e delle caratteristiche del quarzo, vi consigliamo di provare a ridurre la capacità di C1 portandola a 33 - 27 pF, oppure ad aumentarla a 82 - 120 pF, in modo che l'oscillatore inneschi senza difficoltà. Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



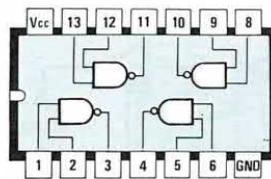
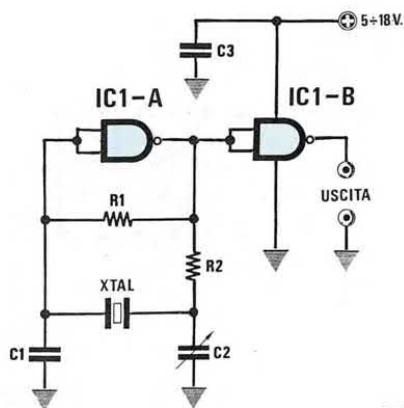
- R1 = 680 ohm
- R2 = 680 ohm
- C1 = 10-40 pF compensatore
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = SN.7404
- XTAL = quarzo 10 MHz

Fig. 12 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza degli Inverter Nand TTL tipo SN.7404. I due Inverter IC1/C e IC1/D sono stati collegati in parallelo per ottenere in uscita una potenza maggiore. Il compensatore C1 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



- R1 = 1.500 ohm
- R2 = 1.000 ohm
- R3 = 1.500 ohm
- R4 = 1.000 ohm
- C1 = 10/80 pF compensatore
- C2 = 1.500 pF ceramico
- C3 = 47.000 pF ceramico
- IC1 = SN.7402
- XTAL = max 15 MHz

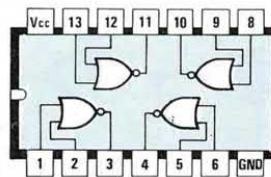
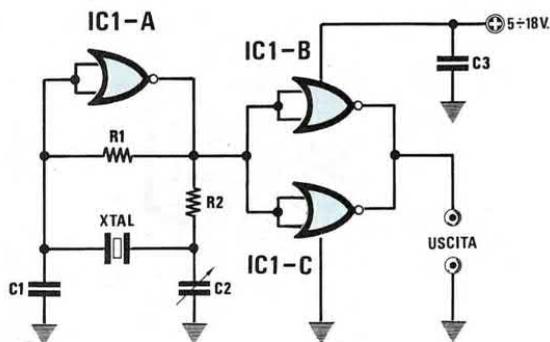
Fig. 13 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nor TTL tipo SN.7402. Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, modificate la capacità del condensatore C2 portandola a 1.000 pF, oppure a 2.200 pF. Il compensatore C1 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



4011

- R1 = 1 Megaohm
- R2 = 2.700 ohm
- C1 = 33 pF ceramico
- C2 = 10/60 pF compensatore
- C3 = 47.000 pF ceramico
- IC1 = C/Mos 4011
- XTAL = max 3,5 MHz

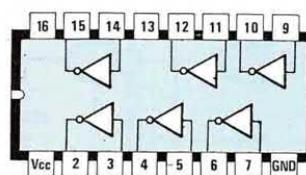
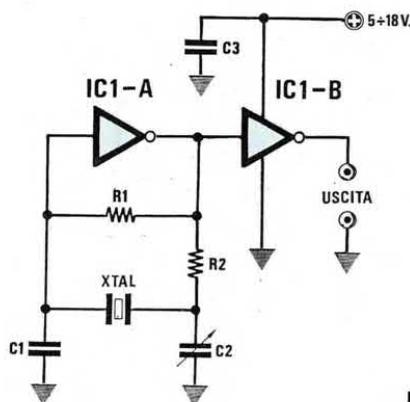
Fig.14 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nand C/Mos tipo 4011. Per l'alimentazione potrete utilizzare una qualsiasi tensione stabilizzata compresa tra 5-18 volt. Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, aumentate il valore della R1 a 4,7 Megaohm. Facciamo presente che i C/Mos non funzionano con quarzi di frequenza superiore a 3,5-4 MHz. Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



4001

- R1 = 1 Megaohm
- R2 = 2.700 ohm
- C1 = 33 pF ceramico
- C2 = 10/60 pF compensatore
- C3 = 47.000 pF ceramico
- IC1 = C/Mos 4001
- XTAL = max 3,5 MHz

Fig.15 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nor C/Mos tipo 4001. Per l'alimentazione potrete utilizzare una qualsiasi tensione stabilizzata compresa tra 5-18 volt. Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, aumentate il valore della R1 a 4,7 Megaohm. Facciamo presente che i C/Mos non funzionano con quarzi di frequenza superiore a 3,5-4 MHz. Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



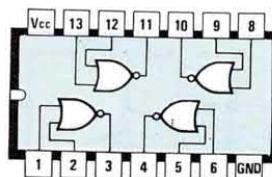
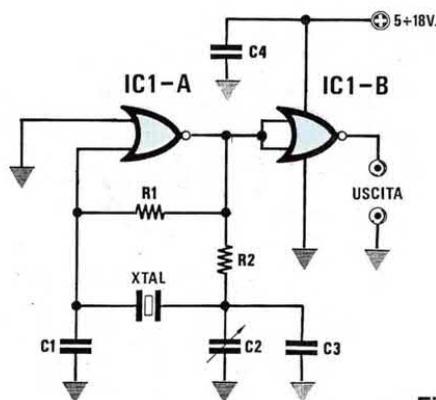
4049

- R1 = 1 Megaohm
- R2 = 2.700 ohm
- C1 = 33 pF ceramico
- C2 = 10/60 pF compensatore
- C3 = 47.000 pF ceramico
- IC1 = C/Mos 4049
- XTAL = max 3,5 MHz

Fig.16 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza degli Inverter C/Mos tipo 4049. Per l'alimentazione potrete utilizzare una qualsiasi tensione stabilizzata compresa tra 5-18 volt.

Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, aumentate il valore della R1 a 2,2-4,7 Megaohm.

Facciamo presente che i C/Mos non funzionano con quarzi di frequenza maggiore a 3,5-4 MHz. Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



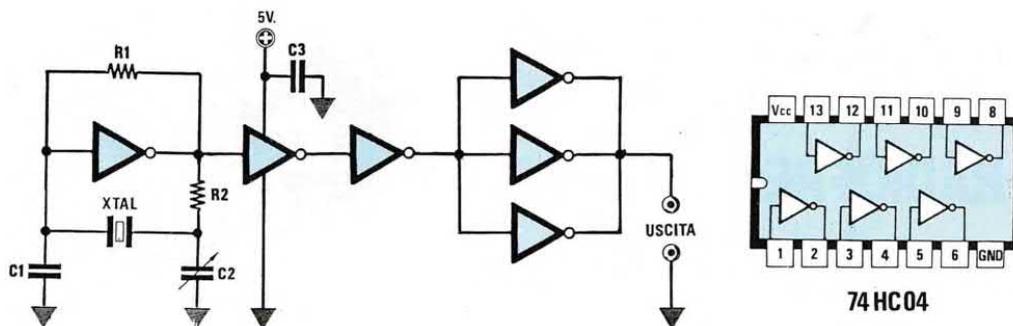
4001

- R1 = 1,5 megaohm
- R2 = 2.700 ohm
- C1 = 27 pF ceramico
- C2 = 10/60 pF compensatore
- C3 = 15 pF ceramico
- C4 = 47.000 pF ceramico
- IC1 = C/Mos 4001
- XTAL = max 3,5 MHz

Fig.17 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nor C/Mos tipo 4001. Per l'alimentazione potrete usare una qualsiasi tensione stabilizzata compresa tra 5-18 volt.

Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, aumentate il valore della R1 a 2,2 - 3,3 - 4,7 Megaohm.

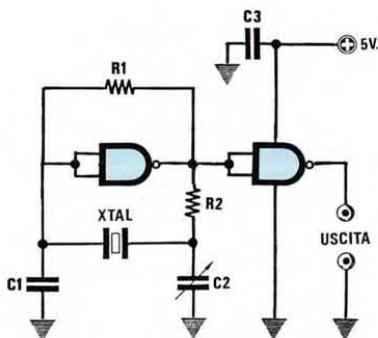
Facciamo presente che i C/Mos non funzionano con quarzi di frequenza maggiore di 3,5-4 MHz. Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



R1 = 4,7 megaohm
R2 = 3.300 ohm
C1 = 22 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 47.000 pF ceramico
IC1 = HC/Mos 74HC04
XTAL = max 25 MHz

Fig.18 Se vi occorre un oscillatore in grado di far oscillare dei quarzi da 25 MHz massimo, dovrete necessariamente utilizzare degli integrati HC/Mos che richiedono una tensione di alimentazione stabilizzata di 5 volt.

Se in questo oscillatore inserite dei quarzi "overtone", in uscita otterrete una frequenza 3 o 5 volte inferiore rispetto a quella riportata sull'involucro.



R1 = 4,7 megaohm
R2 = 3.300 ohm
C1 = 22 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 47.000 pF ceramico
IC1 = HC/Mos 74HC00
XTAL = max 25 MHz

Fig.19 Schema di un oscillatore che utilizza due Nand contenuti all'interno di un integrato HC/Mos tipo 74HC00.

Vi ricordiamo che gli integrati HC/Mos richiedono una tensione di alimentazione stabilizzata di 5 volt. Se in questo oscillatore inserite dei quarzi in "overtone", in uscita otterrete una frequenza 3 o 5 volte inferiore rispetto a quella riportata sul loro involucro. Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza generata dal quarzo.

VFO = OSCILLATORI a frequenza variabile per RADIOFREQUENZA



Se vi necessita uno schema di VFO da utilizzare come stadio oscillatore per una supereterodina o per pilotare un trasmettitore, vi consigliamo di utilizzare uno dei tanti schemi che qui vi proponiamo e potrete essere certi che funzionerà immediatamente senza alcuna difficoltà.

Questi schemi presentano la caratteristica di non essere critici, quindi, a differenza di tanti altri, potrete anche farli funzionare con tensioni minori rispetto a quelle consigliate, variare leggermente il valore di qualche capacità o resistenza ed utilizzarli con qualsiasi tipo di transistor di RF.

Occorre comunque tener sempre presente che per realizzare degli efficienti VFO (Variable Frequency Oscillator) bisogna rispettare alcune regole fondamentali.

REGOLE FONDAMENTALI

1° Scegliete per lo stadio oscillatore dei transistor che abbiano un **guadagno** maggiore di **100**.

2° Non utilizzate mai transistor di **media potenza** pensando di ottenere in uscita una potenza maggiore. Come constaterete renderà molto di più un transistor **piccolo** che uno di dimensioni maggiori.

3° Scegliete dei transistor che abbiano una **fre-**

quenza di taglio notevolmente superiore alla frequenza di lavoro del VFO.

Se sceglierete un transistor con una frequenza di taglio di **30 MHz**, lo potrete utilizzare al massimo fino ad una frequenza di **25 MHz**.

Se sceglierete un transistor con una frequenza di taglio di **300 MHz**, lo potrete tranquillamente utilizzare anche fino a **280 MHz**.

4° Per stabilire se l'oscillatore da voi prescelto è affidabile, provate ad alimentarlo con una tensione **dimezzata** e se oscillerà ancora il circuito non vi darà mai problemi di instabilità.

5° Un valido oscillatore deve funzionare anche se viene modificato il valore di un condensatore o di una resistenza di un **20%** in più o in meno rispetto a quanto indicato. Bisogna infatti sempre tenere presente tutte le **tolleranze** in gioco, cioè quelle del transistor, della tensione di alimentazione, delle resistenze e dei condensatori.

6° Controllate sempre con un **tester**, applicato in serie alla tensione di alimentazione, quanto assorbe il VFO.

Nei VFO a **transistor** la corrente di lavoro deve aggirarsi intorno agli **8-15 milliamper**, nei VFO a **fet** la corrente deve aggirarsi intorno i **2-6 milliamper**.

Se il transistor assorbisse meno di **7 mA**, potreb-

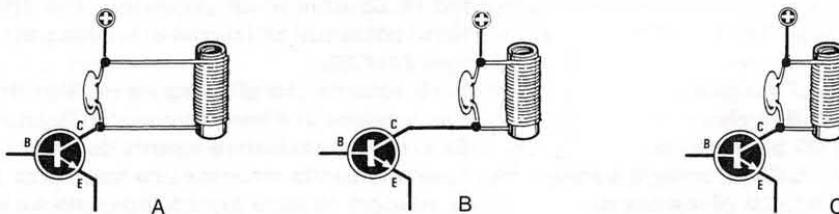


Fig.1 Realizzando un qualsiasi oscillatore di AF dovrete ricordare di tenere il condensatore di accordo il più vicino possibile alla bobina di sintonia. Delle tre figure riportate, la A e la B rappresentano due collegamenti da evitare, mentre la C quello corretto.

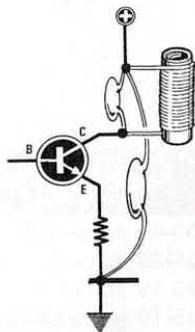


Fig.2 Sul punto di congiunzione della bobina di sintonia con il condensatore di accordo, occorre sempre collegare un condensatore di "fuga" con l'altra estremità collegata al punto di massa dell'emettitore del transistor. Se tale condensatore verrà collegato a una certa distanza (vedi a destra), il transistor potrebbe non oscillare.

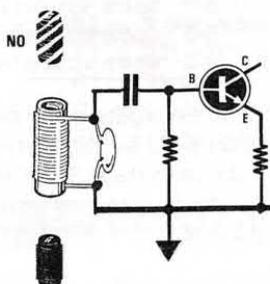
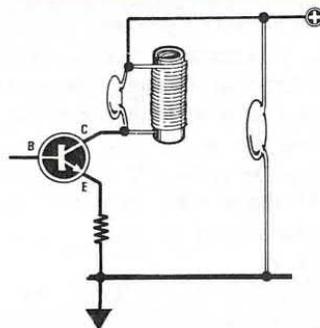
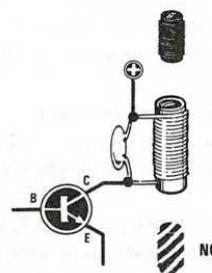


Fig.3 Il nucleo ferromagnetico presente all'interno della bobina di sintonia va sempre inserito nel "lato freddo"; se la bobina presenta un capo a massa, lo inserirete come indicato a sinistra, se invece è collegata al positivo, lo inserirete come raffigurato a destra.



be **spegnersi** qualora la tensione di alimentazione scendesse di pochi volt, se assorbisse più di **15 mA** surriscalderebbe tanto da andare in breve tempo fuori uso.

Per variare la corrente di assorbimento potrete modificare il valore della resistenza di polarizzazione posta tra la Base ed il positivo di alimentazione, oppure aumentare il valore della resistenza posta tra l'Emettitore e la massa.

7° Tenete sempre **molto corti** i collegamenti tra il **compensatore** di sintonia (o i **diodi varicap**) e la **bobina** di sintonia ed anche quelli tra il circuito, l'**L/C** ed il terminale del transistor (vedi fig.1).

8° Non dimenticate di collegare nel punto di giunzione dell'**L/C** con il positivo di alimentazione, un condensatore **ceramico** da **4.700 - 10.000 - 22.000 pF** e la **massa** (vedi fig.2).

Non disaccoppiando il circuito **L/C** con questo condensatore, esso potrà **non oscillare** o generare delle frequenze **spurie**.

9° L'estremità del **condensatore** di fuga non va collegata ad una pista di **massa** qualsiasi, ma possibilmente molto vicino alla pista di massa alla quale è collegata la resistenza dell'**Emettitore** del transistor oscillatore (vedi fig.2).

Collegandola a massa in un punto qualsiasi, o molto distante dalla resistenza di **Emettitore**, il VFO può generare del rumore, o peggio ancora non oscillare.

10° In ogni oscillatore è sempre necessario rispettare un certo rapporto **L/C**, quindi non utilizzate mai delle bobine con **molte spire** e poca **capacità**. Una bobina con **80 spire** ed un condensatore da **10 picroFarad**, oppure una bobina con **7 spire** ed un condensatore da **330 picroFarad**, raramente potranno oscillare.

11° Se la bobina di sintonia è provvista di **nucleo ferromagnetico**, la dovrete inserire sempre sul suo **lato freddo**.

Vale a dire che se una bobina risultasse collegata tra il **Collettore** (lato caldo) ed il **positivo** di alimentazione (lato freddo), il nucleo andrebbe inserito dal lato rivolto verso il positivo di alimentazione (vedi fig.3 di destra).

Se la bobina risultasse collegata tra la **Base** (lato caldo) e la **massa** (lato freddo), il nucleo andrebbe inserito dal lato rivolto verso la massa (vedi fig.3 di sinistra).

Inserendo il nucleo dal lato opposto, **aumenta** l'assorbimento e si **riduce** il **rendimento**.

12° Se utilizzate una bobina in aria, cioè **non avvolta** attorno ad un supporto plastico, usate del filo di rame che abbia un diametro di almeno **2 mm.**, per evitare che possa **vibrare** meccanicamente.

Spesso un **ronzio** di alternata presente sulla frequenza generata è causato dalla **vibrazione** del trasformatore di alimentazione, che lo trasmette al mobile metallico nel quale è montato il VFO.

13° Per stabilire se un **VFO** non è **critico** nel suo funzionamento, provate a toccare con un dito la bobina di accordo o il corpo del transistor e vedrete che l'oscillatore potrà **spegnersi**, ma, non appena lo allontanerete, dovrà nuovamente oscillare sulla stessa frequenza.

Una seconda prova consiste nel togliere la tensione di alimentazione e nel rialimentare il VFO con una tensione inferiore o maggiore rispetto a quella richiesta.

Se il VFO non è **critico**, dovrà sempre nuovamente **oscillare**.

14° Non prelevate mai la frequenza generata da un VFO per trasferirla allo stadio preamplificatore utilizzando un condensatore di elevata capacità, perchè sotto carico l'oscillatore può spegnersi o **oscillare**.

Per non caricare lo stadio oscillatore sarebbe consigliabile utilizzare uno stadio **separatore** con guadagno unitario (vedi figg.4-5).

15° Se usate un qualsiasi **VFO** per realizzare un trasmettitore anche di minor potenza, è consigliabile racchiudere lo stadio **oscillatore** congiunto allo stadio **separatore** entro una piccola scatola metallica per schermarlo.

Se non userete questo accorgimento, la RF generata dallo stadio finale di potenza del trasmettitore potrebbe essere captata dallo **stadio oscillatore**, rendendolo instabile.

16° Non tenete mai il **VFO** vicino a fonti di calore, perchè tutti gli oscillatori sono molto sensibili alle variazioni di temperatura.

BOBINA DI SINTONIA

Anche se vi sono delle formule per calcolare il valore in **microHenry** della bobina di sintonia, a causa della **tolleranza** dei componenti, delle **capacità parassite** del circuito, dei collegamenti più o meno lunghi del montaggio, otterrete sempre delle frequenze diverse rispetto a quelle ricavate dal calcolo teorico.

Terminato il montaggio pratico del VFO prescelto, conviene sempre controllare con un **frequenzimetro digitale** la sua frequenza di lavoro.

Se la frequenza generata è più **alta** dei MHz richiesti, dovrete **ridurre** il numero delle spire oppure **aumentare** il diametro della bobina o la capacità del condensatore posto in parallelo ai suoi capi.

Se la frequenza generata è più **bassa** dei MHz richiesti, dovrete **aumentare** il numero delle spire oppure **ridurre** il diametro della bobina o la capacità del condensatore posto in parallelo ai suoi capi.

Inserendo all'interno della bobina presente nel VFO un **nucleo ferromagnetico**, la frequenza si

abbasserà, mentre inserendo un **nucleo magnetico** (di ottone o alluminio) la frequenza **aumenterà**.

La frequenza **aumenterà** anche se si spazieranno maggiormente una dall'altra le spire della bobina.

FREQUENZA	NUMERO SPIRE
6-10 MHz	30-40 spire unite
10-20 MHz	30-20 spire unite
20-30 MHz	20-15 spire unite
30-40 MHz	15-10 spire unite
40-50 MHz	10-8 spire unite
50-70 MHz	9-8 spire unite
70-90 MHz	8-7 spire spaziate
90-100 MHz	6-5 spire spaziate
100-150 MHz	4-3 spire spaziate

Spire **approssimative** da avvolgere su un diametro di **6-7 mm.**, utilizzando per l'avvolgimento del filo di rame smaltato compreso tra **0.5-0,7 mm.**

TRANSISTOR DA USARE

Per lo stadio oscillatore si potrà usare qualsiasi transistor di RF o di commutazione veloce di bassa potenza, purchè abbia un **guadagno** superiore a **100**.

Tutti gli schemi riportati in questo articolo li abbiamo provati anche con normali transistor preamplificatori di BF, come **BC.207 - BF.332 - BC.239 - BF.167** fino ad una frequenza di **30-35 MHz**.

Come tensione di alimentazione abbiamo scelto i **12 volt**, essendo questo un valore di tensione standard utilizzato per i normali ricetrasmittitori.

Possiamo comunque assicurarvi che i VFO qui presentati funzioneranno correttamente anche con tensioni inferiori, cioè di **8-9 volt**.

NOTA IMPORTANTE

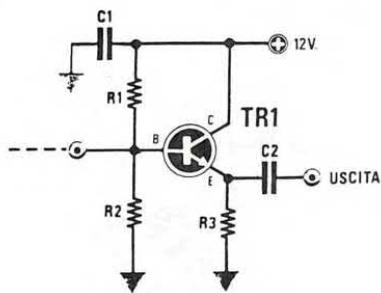
In tutti gli schemi che qui vi proponiamo abbiamo riportato le **frequenze** che si potranno ottenere avvolgendo un certo numero di spire su un supporto del **diametro** di **6-7 mm**.

I valori delle frequenze riportate sono puramente **indicativi**.

Una volta montato il VFO, è sempre consigliabile controllare con un **Frequenzimetro digitale** la frequenza generata ed in funzione del valore che leggerete, aumentare o ridurre il numero delle spire fino ad ottenere la frequenza richiesta.

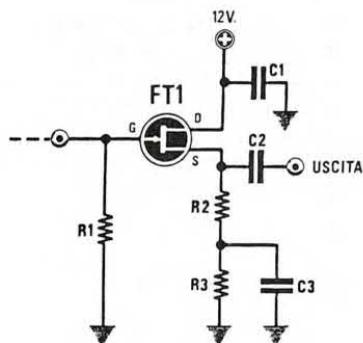
La frequenza di un oscillatore può variare notevolmente in funzione delle capacità **parassite** del circuito stampato, della **lunghezza** dei collegamenti, della **tolleranza** dei condensatori, del **diametro** della bobina e del filo di rame e del tipo di **transistor** utilizzato.

Fig.4 STADIO SEPARATORE a TRANSISTOR



R1 = 10.000 ohm
 R2 = 3.300 ohm
 R3 = 220 ohm
 C1 = 10.000 pF poliestere
 C2 = 1.000 pF ceramico
 TR1 = transistor NPN

Fig.5 STADIO SEPARATORE a FET



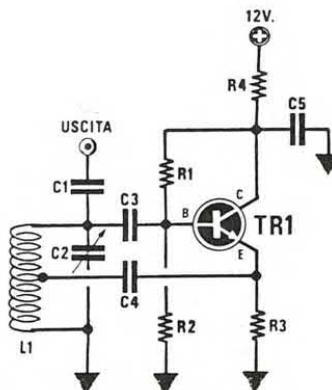
R1 = 100.000 ohm
 R2 = 47 ohm
 R3 = 220 ohm
 C1 = 10.000 pF poliestere
 C2 = 1.000 pF ceramico
 C3 = 10 pF
 FT1 = fet universale

Se collegherete direttamente lo stadio VFO ai successivi stadi preamplificatori senza utilizzare uno stadio "separatore", si potrebbero verificare i seguenti inconvenienti:

- 1° l'oscillatore sotto carico può spegnersi
- 2° il circuito può autooscillare
- 3° il segnale RF erogato si attenua
- 4° il VFO non rimane stabile in frequenza

Pertanto l'uscita RF di ogni VFO dovrà essere sempre collegata ad uno stadio separatore a guadagno unitario (vedi figg.4-5).

SCHEMA di FIGURA 6



R1 = 39.000 ohm
 R2 = 10.000 ohm
 R3 = 220 ohm
 R4 = 150 ohm
 C1 = 10 pF ceramico
 C2 = 10/40 compensatore
 C3 = 27 pF ceramico
 C4 = 10.000 pF ceramico
 C5 = 10.000 pF ceramico
 TR1 = transistor NPN
 Max segnale RF = 1 volt

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **10-12 mA**.

Se assorbisse meno di **10 mA**, vi consigliamo di **aumentare** il valore della resistenza **R2** portando-lo dagli attuali 10.000 ohm a **12.000-15.000 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R2-R3-C5** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

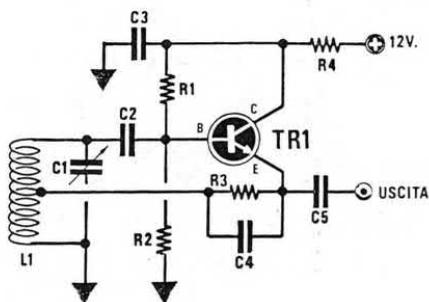
Per prelevare la RF da questo VFO, vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12-15 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori, l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi consigliamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **45 MHz** circa.

SCHEMA di FIGURA 7



R1 = 56.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 150 ohm
C1 = 10/40 compensatore
C2 = 27 pF ceramico
C3 = 10.000 pF ceramico
C4 = 220 pF ceramico
C5 = 100 pF ceramico
TR1 = transistor NPN
Max segnale RF = 5 volt

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **10-12 mA**. Se assorbisse meno di **10 mA**, vi consigliamo di **aumentare** il valore della resistenza **R1** portandolo dagli attuali 56.000 ohm a **47.000 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R2-C3** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

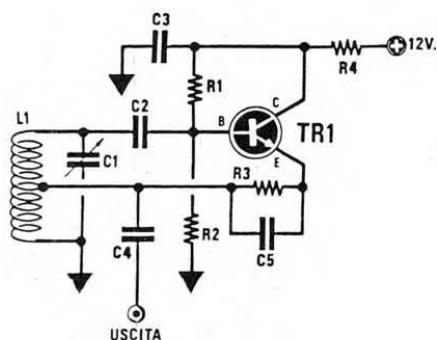
Per prelevare la RF da questo VFO, vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **82-100 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO, consigliamo di utilizzare lo stadio **separator** riportato in fig.4.

A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **45 MHz** circa.

SCHEMA di FIGURA 8



R1 = 47.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 100 ohm
R4 = 150 ohm
C1 = 10/40 compensatore
C2 = 27 pF ceramico
C3 = 10.000 pF ceramico
C4 = 22 a 47 pF ceramico
C5 = 47 pF ceramico
TR1 = transistor NPN
Max segnale RF = 2,5 volt

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **12-15 mA**.

Se assorbisse meno di **10 mA**, consigliamo di **aumentare** il valore della resistenza **R2** portandolo dagli attuali 10.000 ohm a **12.000-15.000 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R2-C3** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

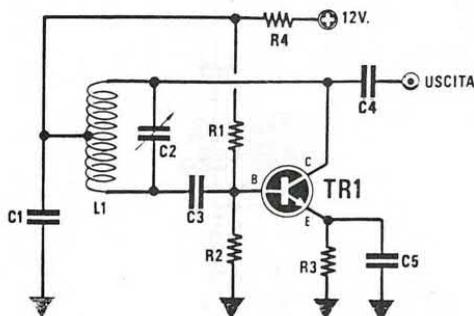
Per prelevare la RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **22-27 pF** per frequenze maggiori di **50 MHz** e di circa **39-47 pF** per frequenze minori di **50 MHz**.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO consigliamo di utilizzare lo stadio **separator** riportato in fig.4.

A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **7 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **80 MHz** circa.

SCHEMA di FIGURA 9



R1 = 10.000 ohm
R2 = 56.000 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 150 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10/40 compensatore
C3 = 27 pF ceramico
C4 = 10 pF ceramico
C5 = 220 pF ceramico
TR1 = transistor NPN
Max segnale RF = 2 volt

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **18-19 mA**.

Se assorbisse meno di **12 mA** consigliamo di **ridurre** il valore della resistenza **R3** portandolo dagli attuali **220 ohm** a **180-150 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-R2-R3-C5**.

Il valore del condensatore **C5** può essere portato anche a **470-1.000 pF**.

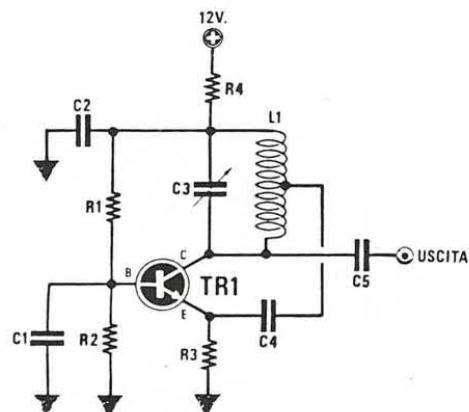
Per prelevare la RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12-15 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO consigliamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **50 MHz** circa.

SCHEMA di FIGURA 10



R1 = 100.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 150 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 10/40 compensatore
C4 = 22 pF ceramico
C5 = 4,7 pF ceramico
TR1 = transistor NPN
Max segnale RF = 1,5 volt

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **14-18 mA**.

Se assorbisse meno di **14 mA**, consigliamo di **ridurre** il valore della resistenza **R1** portandolo dagli attuali **100.000 ohm** a **68.000-56.000 ohm**, o **ridurre** il valore della **R3** portandolo a **150-120 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-C2-R2-R3**.

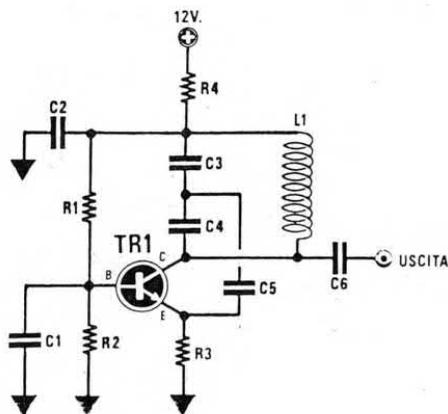
Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **5,6-8,2 pF** massimi, oppure di avvolgere sul lato **freddo** della bobina **L1** un link composto da **2-3 spire**.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO, vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

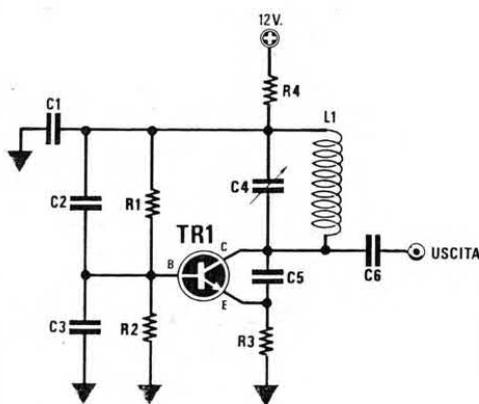
A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** e provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **50 MHz** circa.

SCHEMA di FIGURA 11



R1 = 56.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 150 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 27 pF ceramico
C4 = 27 pF ceramico
C5 = 56 pF ceramico
C6 = 10 pF ceramico
TR1 = transistor NPN
Max segnale RF = 2,5 volt

SCHEMA di FIGURA 12



R1 = 56.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 150 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 10.000 pF ceramico
C4 = 10/40 compensatore
C5 = 27 pF ceramico
C6 = 10 pF ceramico
TR1 = transistor NPN
Max segnale RF = 2,5 volt

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **8-10 mA**.

Se assorbisse meno di **8 mA**, consigliamo di **ridurre** il valore della resistenza **R1** portandolo dagli attuali **56.000 ohm** a **47.000 ohm**, o di ridurre il valore di **R3** portandolo a **150-120 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-C2-R2-R3**.

Per evitare di caricare il VFO, consigliamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

Questo circuito a differenza degli altri richiede una bobina **senza** presa centrale, però in funzione della frequenza di lavoro potrebbe risultare necessario variare i valori dei condensatori **C3-C4** da **18-22-33-47-56 pF**.

Per **C5** dovrete usare una capacità leggermente maggiore rispetto alla somma di **C3 + C4**.

Per variare la frequenza potrete inserire un nucleo ferromagnetico inserendolo nel lato freddo, oppure sostituire **C3-C4** con due compensatori.

A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina di **30 spire** il circuito oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** oscilla **50 MHz**.

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **8-9 mA**.

Se assorbisse meno di **8 mA**, vi consigliamo di **ridurre** il valore della resistenza **R1** portandolo dagli attuali **56.000 ohm** a **47.000 ohm**, oppure di ridurre il valore della resistenza **R3** a **180-150 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C3-R2-R3-C1**.

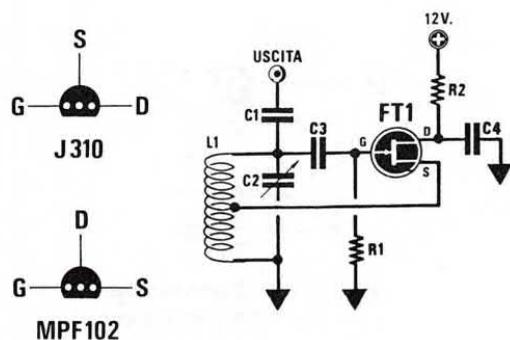
Per prelevare il segnale RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12 pF**. Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Il segnale RF potrà essere prelevato anche per via induttiva avvolgendo sul **lato freddo** della bobina **L1**, cioè quello rivolto verso il **positivo** di alimentazione, **2-3 spire** di rame smaltato del diametro di **0,5-0,7 mm**.

Per evitare di caricare il **VFO** consigliamo di utilizzare lo **stadio separatore** riportato in fig.4.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre usando una bobina con **10 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **45 MHz** circa.

SCHEMA di FIGURA 13



Connessioni più comuni di un fet viste dal lato in cui escono i tre terminali Source - Gate - Drain.

R1 = 100.000 ohm
 R2 = 180 ohm
 C1 = 10 pF ceramico
 C2 = 10/40 pF compensatore
 C3 = 27 pF ceramico
 C4 = 10.000 pF ceramico
 FT1 = Fet di qualsiasi tipo
 Max segnale RF = 2 volt

Questo circuito a Fet, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **4-5 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R1-C4** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12 pF** massimi.

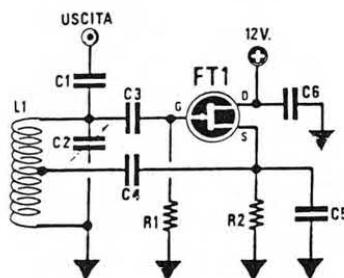
Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

In questo oscillatore il segnale di RF si potrebbe anche prelevare direttamente dal Source del Fet, utilizzando un condensatore da **10-15 pF**, oppure avvolgendo sopra alle spire della bobina **L1**, dal lato **freddo**, cioè dal lato di **massa**, un link composto da **2-3 spire** utilizzando del filo di rame del diametro di 1 mm. circa.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **15 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **40 MHz** circa.

SCHEMA di FIGURA 14



R1 = 22.000 ohm
 R2 = 470 ohm
 R3 = 100 ohm
 C1 = 10 pF ceramico
 C2 = 10/40 pF compensatore
 C3 = 27 pF ceramico
 C4 = 100 pF ceramico
 C5 = 100 pF ceramico
 C6 = 10.000 pF ceramico
 FT1 = Fet di qualsiasi tipo
 Max segnale RF = 0,5 volt

Questo circuito a Fet, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **3-4 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R1-R2-C5-C6** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

Per prelevare la RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12 pF** massimi.

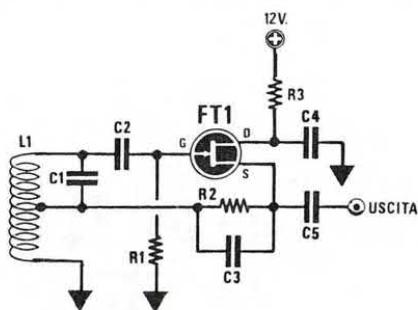
Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **16 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **18 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **40 MHz** circa.

In questo circuito è abbastanza **critico** il valore della resistenza **R2** e quindi in fase di realizzazione conviene sostituire la resistenza con un trimmer da **1.000 ohm** per poter così trovare il valore ideale per farlo oscillare.

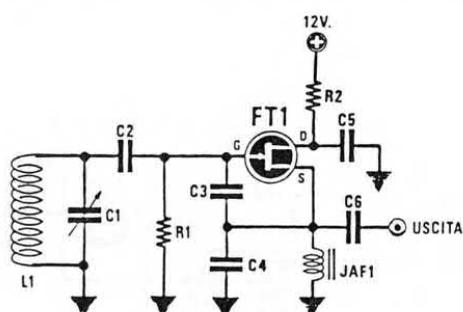
SCHEMA di FIGURA 15



Il segnale RF si può prelevare da questo oscillatore anche per via induttiva, avvolgendo sopra a L1 (lato rivolto verso massa) un link composto da 2-3 spire.

R1 = 10.000 ohm
 R2 = 390 ohm
 R3 = 100 ohm
 C1 = 10/40 pF compensatore
 C2 = 27 pF ceramico
 C3 = 27 pF ceramico
 C4 = 10.000 pF ceramico
 C5 = 10 pF ceramico
 FT1 = Fet di qualsiasi tipo
 Max segnale RF = 2 volt

SCHEMA di FIGURA 16



Il segnale RF si può prelevare da questo oscillatore anche per via induttiva, avvolgendo sopra a L1 (lato rivolto verso massa) un link composto da 2-3 spire.

R1 = 100.000 ohm
 R2 = 100 ohm
 C1 = 10/40 pF compensatore
 C2 = 27 pF ceramico
 C3 = 33 pF ceramico
 C4 = 33 pF ceramico
 C5 = 10.000 pF ceramico
 C6 = 10 pF ceramico
 JAF1 = 10 microHenry
 FT1 = Fet di qualsiasi tipo
 Max segnale RF = 2 volt

Questo circuito a Fet, alimentato con una tensione di 12 volt, assorbe circa 6-7 mA.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di massa i componenti siglati R1-C4 e l'estremità del circuito di sintonia L1/C1.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da 10-15 pF massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO consigliamo di utilizzare lo stadio separatore riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da 30 spire provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui 22 MHz circa, mentre con una bobina composta da 15 spire e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui 50 MHz circa.

In questo circuito è abbastanza critico il valore della resistenza R2, quindi in fase di realizzazione conviene sostituirla con un trimmer da 1.000 ohm per poter così trovare il valore ideale per farlo oscillare con una corrente di 6-7 mA.

Questo circuito a Fet, alimentato con una tensione di 12 volt, assorbe circa 5-7 mA.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di massa i componenti siglati R1-C4-JAF1-C5 e l'estremità del circuito di sintonia L1/C1.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da 10-12 pF massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

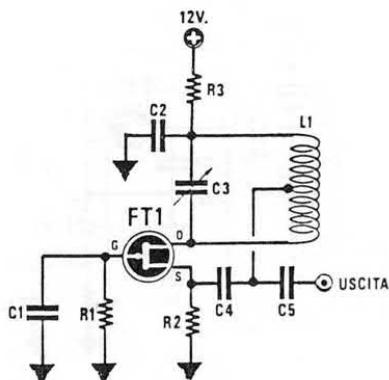
Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio separatore riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da 30 spire questo VFO oscilla sui 18 MHz circa, mentre usando una bobina composta da 15 spire questo VFO oscilla sui 40 MHz circa.

In questo circuito è consigliabile ridurre la capacità di C3-C4 portandola a 22 pF, se l'oscillatore viene progettato per frequenze superiori a 40 MHz.

Per l'impedenza JAF1 si possono usare valori di 10-18-22-47 microHenry.

SCHEMA di FIGURA 17



R1 = 100.000 ohm
R2 = 220 ohm
R3 = 150 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 10/40 pF compensatore
C4 = 27 pF ceramico
C5 = 100 pF ceramico
FT1 = Fet di qualsiasi tipo
Max segnale RF = 1,8 volt

Questo circuito a Fet, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **5-6 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-C2-R1-R2**.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **82-100 pF** massimi.

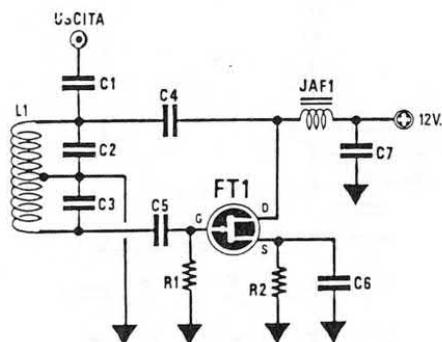
Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **18 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **40 MHz** circa.

In questo circuito potrebbe risultare necessario aumentare la capacità di **C4** portandola da **27 pF** a **39-47 pF** se l'oscillatore viene progettato per frequenze inferiori a **15 MHz**.

SCHEMA di FIGURA 18



R1 = 100.000 ohm
R2 = 220 ohm
C1 = 10 pF ceramico
C2 = 27 pF ceramico
C3 = 27 pF ceramico
C4 = 33 pF ceramico
C5 = 33 pF ceramico
C6 = 10.000 pF ceramico
C7 = 10.000 pF ceramico
JAF1 = 1 milliHenry
FT1 = Fet di qualsiasi tipo
Max segnale RF = 2,5 volt

Questo circuito a Fet, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **6-7 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R1-R2-C6-C7**.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **10-15 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

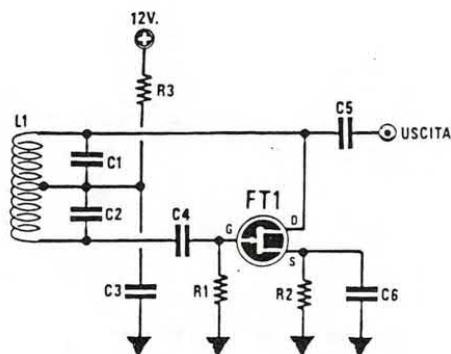
Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **25 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **15 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **50 MHz** circa.

Per variare la frequenza si può inserire all'interno della bobina un nucleo ferromagnetico, oppure applicare ai capi della bobina **L1** un compensatore di **10/30 pF**.

L'impedenza **JAF1** non deve mai risultare inferiore a **1 milliHenry**.

SCHEMA di FIGURA 19



- R1 = 22.000 ohm
- R2 = 220 ohm
- R3 = 120 ohm
- C1 = 27 pF ceramico
- C2 = 27 pF ceramico
- C3 = 10.000 pF ceramico
- C4 = 33 pF ceramico
- C5 = 10 pF ceramico
- C6 = 10.000 pF ceramico
- FT1 = Fet di qualsiasi tipo
- Max segnale RF = 2,5 volt

Questo circuito a Fet, alimentato con una tensione di 12 volt, assorbe circa 6-7 mA.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di massa i componenti siglati C3-R1-R2-C6.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da 10-15 pF massimi. Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

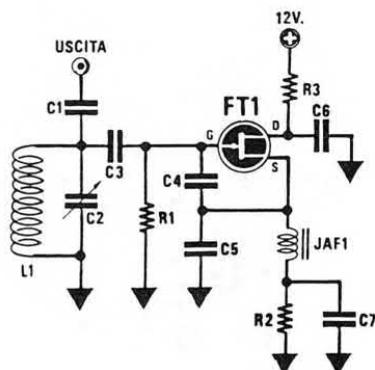
Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio separatore riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da 30 spire provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui 24 MHz circa, mentre con una bobina composta da 15 spire e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui 45 MHz circa.

Se questo circuito viene alimentato con tensioni di 9 volt circa, conviene ridurre il valore della R2 portandolo dagli attuali 220 ohm a 150-120 ohm.

Per variare la frequenza si può inserire all'interno della bobina un nucleo ferromagnetico, oppure applicare ai capi della bobina L1 un compensatore di 10/30 pF.

SCHEMA di FIGURA 20



- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 100 ohm
- R3 = 120 ohm
- C1 = 10 pF ceramico
- C2 = 10/40 pF compensatore
- C3 = 33 pF ceramico
- C4 = 27 pF ceramico
- C5 = 27 pF ceramico
- C6 = 10.000 pF ceramico
- C7 = 10.000 pF ceramico
- JAF1 = 10 microHenry
- FT1 = Fet di qualsiasi tipo
- Max segnale RF = 2 volt

Questo circuito a Fet, alimentato con una tensione di 12 volt, assorbe circa 6-7 mA.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di massa i componenti siglati R1-R2-C5-C6-C7 e l'estremità del circuito di sintonia L1/C2.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da 10-15 pF massimi.

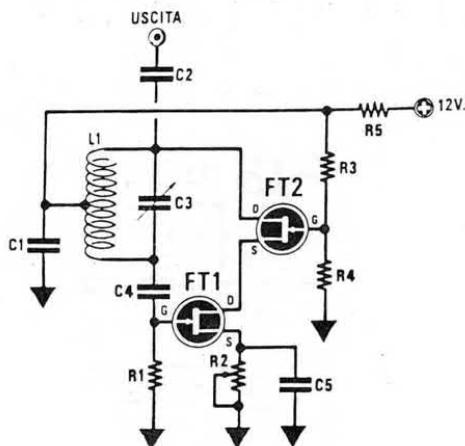
Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio separatore riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da 30 spire provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui 18 MHz circa, mentre con una bobina composta da 15 spire e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui 45 MHz circa.

In questo circuito occorre usare per C4-C5 due identiche capacità e una impedenza JAF1 il cui valore non risulti mai inferiore a 10 microHenry o superiore a 100 microHenry.

SCHEMA di FIGURA 21



- R1 = 220.000 ohm**
R2 = 4.700 trimmer
R3 = 220.000 ohm
R4 = 220.000 ohm
R5 = 100 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10 pF ceramico
C3 = 10/40 pF compensatore
C4 = 470 pF ceramico
C5 = 10.000 pF ceramico
FT1/FT2 = 2 identici fet
Max segnale RF = 3 volt

Questo circuito che utilizza due **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **3-4 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-R1-R2-C5**.

Per prelevare la RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-15 pF** massimi.

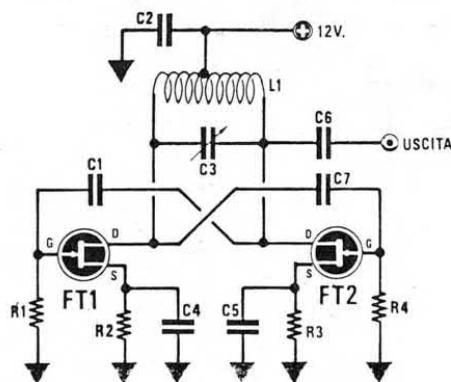
Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Il trimmer **R2** applicato sul Source del Fet siglato **FT1** andrà tarato in modo da far assorbire allo stadio oscillatore una corrente di circa **3-4 miliampere**.

Se il VFO viene fatto oscillare su frequenze maggiori di **40 MHz**, consigliamo di ridurre il valore del condensatore **C4** portandolo dagli attuali **470 pF** a **100 pF** o anche meno.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **26 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **15 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **50 MHz** circa.

SCHEMA di FIGURA 22



- R1 = 47.000 ohm**
R2 = 220 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 47.000 ohm
C1 = 27 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 10/40 pF compensatore
C4 = 10.000 pF ceramico
C5 = 10.000 pF ceramico
C6 = 10 pF ceramico
C7 = 27 pF ceramico
FT1-FT2 = Fet di qualsiasi tipo
Max segnale RF = 3 volt

Questo circuito, che utilizza due **Fet**, assorbe circa **6 mA** con una tensione di alimentazione di **12 volt**.

Il segnale di RF si può prelevare da questo oscillatore avvolgendo un "link" da 2-3 spire al centro della bobina L1 o prelevandolo da un Drain con un condensatore da **10 pF** (vedi C6).

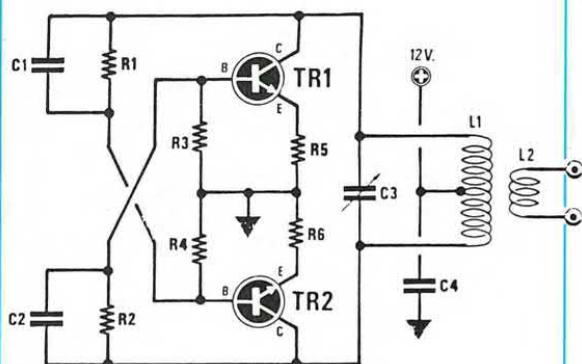
A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** con presa centrale questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **7 spire** con presa centrale, oscilla sui **60 MHz** circa.

In questo circuito le capacità dei due condensatori **C1-C7** non devono mai superare la capacità totale del compensatore di accordo **C3**.

Nel nostro schema abbiamo consigliato di utilizzare per **C1-C7** una capacità di **27 pF**, valore che potrete comunque modificare da un massimo di **33 pF** fino ad un minimo di **18 pF**.

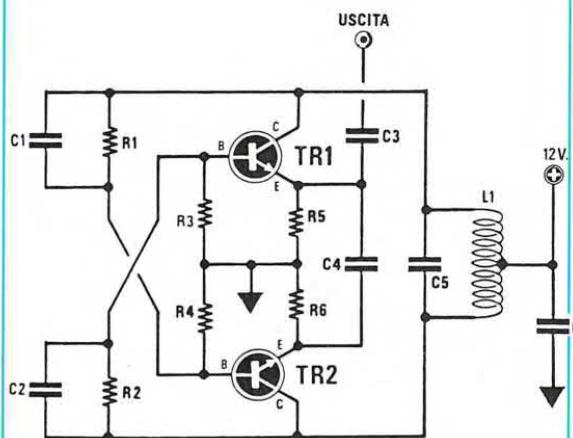
Scegliete per FT1-FT2 due fet identici. Se notate che l'oscillatore genera delle frequenze spurie, collegate tra la presa centrale e la tensione positiva di alimentazione una piccola impedenza di radiofrequenza da 10 o più microHenry. Il condensatore di fuga C2 da 10.000 pF andrà collegato tra la presa centrale di L1 ed il punto di massa più vicino a C4-C5.

SCHEMA di FIGURA 23



R1 = 100.000 ohm
R2 = 100.000 ohm
R3 = 10.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 220 ohm
R6 = 220 ohm
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 33 pF ceramico
C3 = 10/40 pF compensatore
C4 = 10.000 pF ceramico
TR1-TR2 = transistor NPN
Max segnale RF = 4 volt

SCHEMA di FIGURA 24



R1 = 100.000 ohm
R2 = 100.000 ohm
R3 = 10.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 220 ohm
R6 = 220 ohm
C1 = 27 pF ceramico
C2 = 27 pF ceramico
C3 = 22 pF ceramico
C4 = 33 pF ceramico
C5 = 10/40 pF compensatore
C6 = 10.000 pF ceramico
TR1-TR2 = transistor NPN
Max segnale RF = 4 volt

Questo circuito, che utilizza due **transistor**, assorbe circa **18 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

Per prelevare la RF da questo oscillatore si utilizza un link (vedi L2) composto da 2-3 spire avvolte sulla parte centrale di L1.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** con presa centrale, questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **7 spire** con presa centrale, oscilla sui **60 MHz** circa.

Modificando il valore delle capacità **C1-C2**, varierà l'assorbimento ed anche il rendimento di questo stadio. Se il circuito viene alimentato a **9 volt**, dovrete ridurre il valore ohmico delle due resistenze **R1-R2**. Scegliete per **TR1-TR2** due transistor con identico "beta". Per evitare instabilità, collegate tra la presa centrale di L1 e la tensione positiva di alimentazione una impedenza RF da 10-22 microHenry. Il condensatore C4 deve essere collegato tra la presa centrale di L1 e la massa.

Questo circuito, che utilizza due **transistor**, assorbe circa **18 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

A differenza del precedente oscillatore, in questo circuito il segnale di RF si preleva direttamente dagli Emettitori dei due transistor.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** con presa centrale, questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **7 spire** con presa centrale, oscilla sui **60 MHz** circa.

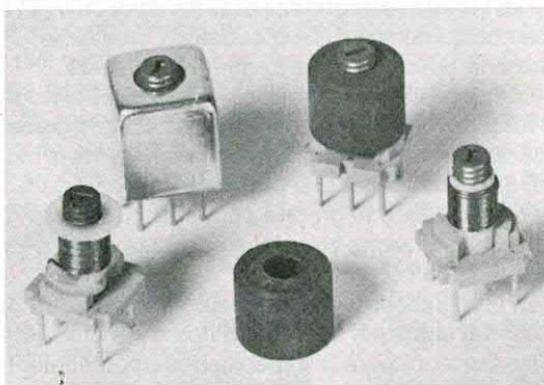
Modificando il valore delle capacità **C1-C2**, varierà l'assorbimento ed anche il rendimento di questo stadio.

Se alimentate il circuito con una tensione di **9 volt**, dovrete ridurre il valore ohmico delle due resistenze **R1-R2**.

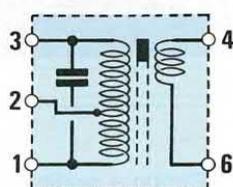
Scegliete per **TR1-TR2** due transistor con identico "beta".

CARATTERISTICHE MF

Qui sotto abbiamo elencato tutti i valori d'impedenza presenti tra i terminali 1-2-3 delle più comuni MF da 455 KHz a 10,7 MHz con il loro nucleo ferromagnetico ruotato da un estremo all'altro. Questi dati vi potranno servire per effettuare delle sostituzioni con altri tipi di MF aventi sigle diverse ed anche per conoscere se la presa centrale contrassegnata dal numero 2 sia più vicina al terminale 3 o all'1. Il minuscolo condensatore ceramico di accordo presente in molte MF risulta spesso invisibile perchè inglobato nella plastica dello zoccolo. Nei disegni abbiamo evidenziato quando l'avvolgimento secondario (terminali 4-6) è posto verso il lato del terminale 1 o verso il lato del terminale 3 oppure al centro.

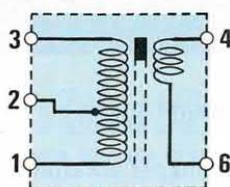


AM1 = 455 KHz nucleo GIALLO



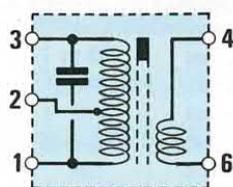
impedenza primario
 1-2 = 101-210 microH.
 2-3 = 156-340 microH.
 1-3 = 500-990 microH.
 impedenza secondario
 4-6 = 5,5-15 microH.
 capacità 180 pF

FM1 = 10,7 MHz nucleo ROSA



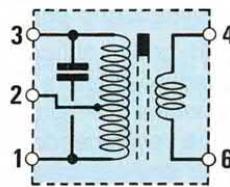
impedenza primario
 1-2 = 0,7-1,0 microH.
 2-3 = 1,1-1,7 microH.
 1-3 = 3,0-5,0 microH.
 impedenza secondario
 4-6 = 0,1-0,2 microH.

AM2 = 455 KHz nucleo BIANCO



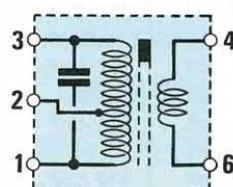
impedenza primario
 1-2 = 88-180 microH.
 2-3 = 147-320 microH.
 1-3 = 470-980 microH.
 impedenza secondario
 4-6 = 5,1-13 microH.
 capacità 180 pF

FM2 = 10,7 MHz nucleo ARANCIO



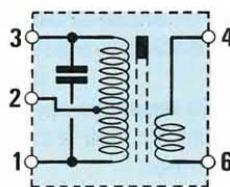
impedenza primario
 1-2 = 0,7-1,0 microH.
 2-3 = 1,1-1,9 microH.
 1-3 = 3,0-5,0 microH.
 impedenza secondario
 4-6 = 0,1-0,15 microH.
 capacità 47 pF

AM3 = 455 KHz nucleo NERO



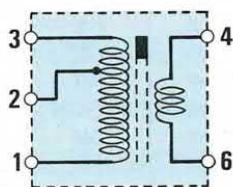
impedenza primario
 1-2 = 250-450 microH.
 2-3 = 42 - 70 microH.
 1-3 = 480-880 microH.
 impedenza secondario
 4-6 = 16 - 27 microH.
 capacità 180 pF

FM3 = 10,7 MHz nucleo VERDE

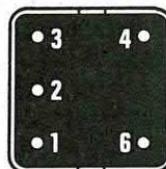


impedenza primario
 1-2 = 0,7-1,0 microH.
 2-3 = 0,9-1,5 microH.
 1-3 = 2,5-4,6 microH.
 impedenza secondario
 4-6 = 0,1-0,15 microH.
 capacità 47 pF

OAM = 455 KHz nucleo ROSSO



impedenza primario
 1-2 = 220-540 microH.
 2-3 = 0,3 - 0,7 microH.
 1-3 = 230-600 microH.
 impedenza secondario
 4-6 = 1,5-3,6 microH.



Numerazione dei terminali dello zoccolo di una MF visti da sotto. Lo schermo metallico della MF va sempre collegato a massa.

Per variare la frequenza di sintonia di un VFO si usa normalmente un **compensatore**, che viene ruotato fino ad ottenere la frequenza richiesta.

Laddove sia necessario variare frequentemente la frequenza generata, sarà molto più vantaggioso utilizzare in sua sostituzione dei **diodi varicap**, cioè dei diodi particolari che presentano la caratteristica di modificare la propria **capacità interna** al variare della tensione che viene applicata sui loro terminali.

Di questi diodi se ne possono trovare da **500 pF massimi** adatti per circuiti oscillatori per Onde Medie e Corte, oppure di capacità nettamente inferiori



VFO con sintonia a DIODI VARICAP

ri pari a **40-30-20-15 pF massimi** adatte per oscillatori **OC-VHF-UHF**.

Ogni diodo varicap è costruito per accettare una tensione **massima** ben definita, cioè **12-25-30 volt**, quindi se ad un diodo con una tensione di lavoro di **12 volt** viene applicata una tensione di **30 volt**, il diodo si danneggia, mentre se ad un diodo con una tensione di lavoro di **30 volt** viene applicata una tensione di **12 volt**, non si riuscirà mai a scendere alla sua **minima** capacità (vedi grafici di figg.6-7).

Per rendere più **stabile** lo stadio oscillatore si preferisce applicare ai capi della bobina di sintonia due diodi varicap posti in **serie**, ma così facendo si ha lo svantaggio di **dimezzare** la loro capacità.

Dei **doppi diodi** posti in **serie** e racchiusi entro un unico involucro sono facilmente reperibili, con il **catodo** collegato al terminale di controllo (vedi fig.4).

Se la bobina di sintonia **L1** è collegata a **massa** (vedi fig.2), dovrete collegare gli **anodi** ai capi della bobina e i due **catodi** al potenziometro della sintonia.

In questa configurazione, **più tensione** applicherete ai diodi tramite il potenziometro, più la capacità **scenderà** verso il suo **minimo**.

Se la bobina di sintonia **L1** è collegata al **positivo** di alimentazione (vedi fig.3), dovrete collegare i **catodi** ai capi della bobina e i due **anodi** al potenziometro della sintonia.

In questa configurazione, **più tensione** applicherete ai diodi tramite il potenziometro, più la capacità **aumenterà** verso il suo **massimo**.

Ricordate di collegare le due estremità dei diodi varicap direttamente alle due estremità della bobina **L1** e di collegare, vicinissima ai due diodi una resistenza, il cui valore potrà essere scelto nell'ambito di quelli compresi tra **47.000 ohm** e **100.000 ohm**.



Fig.1 Simbolo grafico diodi Varicap.

sigla varicap	capacità max.-min.	massima tensione	idoneo per	fig. 4
BB.104	40 - 8 pF	30 volt	FM-TV	D
BB.105	20 - 3 pF	30 volt	VHF-UHF	B
BB.106	50 - 2 pF	25 volt	VHF	B
BB.109	39 - 6 pF	30 volt	AFC-UHF	B
BB.112	500 - 15 pF	12 volt	OM	C
BB.119	25 - 3 pF	15 volt	AFC VHF	A
BB.121	17 - 3 pF	32 volt	VHF-UHF	A
BB.122	20 - 3 pF	25 volt	VHF	A
BB.130	600 - 8 pF	30 volt	OM	C
BB.139	30 - 5 pF	25 volt	VHF	A
BB.142	18 - 2 pF	28 volt	VHF-UHF	A
BB.204	65 - 15 pF	30 volt	FM	D
BB.205	20 - 3 pF	30 volt	VHF-UHF	B
BB.212	500 - 15 pF	12 volt	OM	D
BB.222	18 - 2 pF	28 volt	VHF-UHF	A
BB.329	35 - 3 pF	28 volt	VHF	A
BB.405	9 - 2 pF	28 volt	VHF-UHF	A
BB.417	15 - 2 pF	20 volt	AFC-VHF	A
BB.500	20 - 2 pF	15 volt	VHF	A
BB.505	15 - 3 pF	28 volt	VHF-UHF	A
BB.509	500 - 35 pF	12 volt	OM	E
BB.809	43 - 2 pF	28 volt	VHF	A
BB.909	30 - 3 pF	30 volt	VHF	A
BB.910	38 - 2 pF	32 volt	VHF	A
BB.911	63 - 2 pF	32 volt	VHF	A
BA.243	3,5 - 1,5 pF	35 volt	VHF-UHF	A
MVAM.115	500 - 25 pF	15 volt	OM	E
MV.104	70 - 15 pF	32 volt	FM	D
MV.109	35 - 6 pF	30 volt	AFC-VHF	B
MV.209	35 - 6 pF	30 volt	AFC-VHF	E

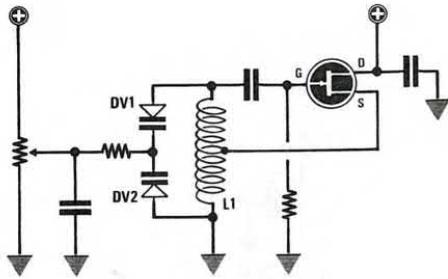


Fig.2 Se la bobina di sintonia L1 risulta collegata a massa, dovreste collegare insieme i due terminali "K" dei diodi varicap e applicare su questi una tensione positiva che preleverete dal potenziometro di sintonia.

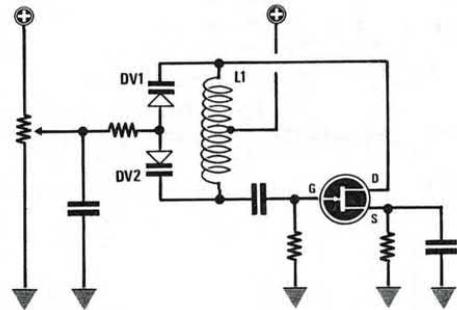


Fig.3 Se la bobina di sintonia L1 risulta collegata al positivo di alimentazione, dovreste collegare insieme i due terminali "A" ed applicare su questi una tensione positiva che preleverete da un potenziometro.

All'opposta estremità di tale resistenza collegherete, verso **massa**, un condensatore di fuga, preferibilmente **ceramico**, che potrete scegliere di valore compreso tra **4.700** e **10.000** **picoFarad**.

Dal punto di giunzione di questa resistenza/capacità potrete raggiungere il cursore del potenziometro di sintonia anche con un filo molto lungo, poiché su quest'ultimo scorre soltanto una tensione continua.

Per evitare che questo filo possa captare del segnale di RF, si potrebbe collegare tra il cursore del potenziometro e la **massa** un condensatore **ceramico** da **1.000 pF**.

Per sapere quale capacità si ottenga applicando o togliendo tensione, dovreste soltanto ricordare che la capacità è inversa al valore di tensione, quindi:

MASSIMA capacità con **MINIMA** tensione
MINIMA capacità con **MASSIMA** tensione

Pertanto se sceglierete un diodo varicap da **30 pF** che richieda una tensione **massima** di **25 volt**, otterrete queste condizioni:

- applicando una tensione di **0 volt**, avrete la **massima** capacità, cioè **30 pF**;
- applicando una tensione di **25 volt**, avrete la **minima** capacità che deve risultare di **3-5-8 pF** a seconda delle caratteristiche del diodo;
- applicando una tensione **massima** di **12 volt**, la sua capacità non potrà mai scendere sotto ai **15 pF** circa.

Quasi tutti i diodi varicap hanno una loro **frequenza massima** di lavoro, quindi se scegliete un diodo consigliato per funzionare fino ad un massimo di **30/40 MHz** e lo utilizzate in un oscillatore **VHF**, questo potrebbe impedire al VFO di oscillare.

Se scegliete un diodo per la **VHF** per usarlo sulle **Onde Corte**, otterrete **poca capacità**, che potrete comunque **raddoppiare** collegandone due in **parallelo**.

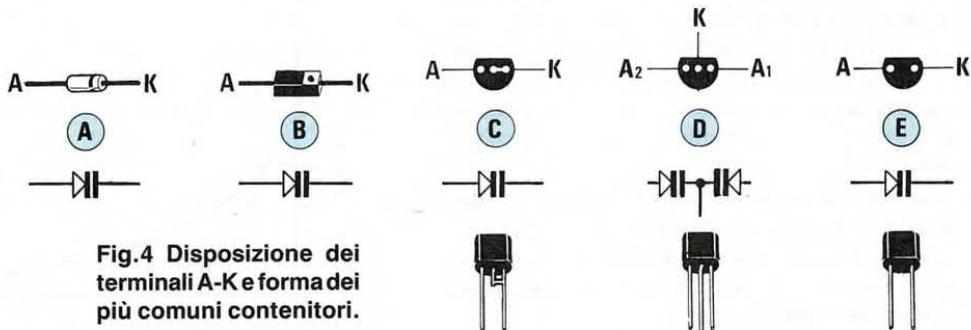
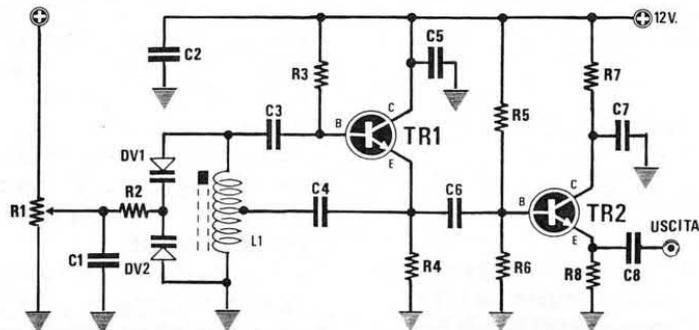


Fig.4 Disposizione dei terminali A-K e forma dei più comuni contenitori.

VFO con 2 TRANSISTOR NPN (fig.5)



R1 = 10.000 ohm potenziometro
R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
R4 = 330 ohm 1/4 watt
R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
R6 = 4.700 ohm 1/4 watt
R7 - R8 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico

C3 = 22 pF ceramico
C4 = 47 pF ceramico
C5 = 4.700 pF ceramico
C6 = 100 pF ceramico
C7 = 10.000 pF ceramico
C8 = 330 pF ceramico
DV1-DV2 = diodi varicap
TR1-TR2 = transistor NPN
 Max segnale RF = 4 volt

Questo circuito, che utilizza due transistor NPN, assorbe circa **25 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

Per realizzare questo circuito occorre una bobina provvista di **presa centrale**.

I diodi varicap andranno scelti in funzione della gamma di frequenza alla quale si desidera operare.

Disponendo di un frequenzimetro digitale potrete controllare in funzione del numero di spire di **L1** e della capacità dei diodi varicap **DV1-DV2**, quale gamma di frequenze riuscirete a coprire ruotando da un estremo all'altro il cursore del potenziometro di sintonia **R1**.

La tensione **positiva** da applicare al potenziometro **R1** sarà quella **massima** richiesta dai diodi varicap, quindi potrà variare da un **minimo** di 12 volt fino ad un **massimo** di 30 volt.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **L1-R4-C5**.

A titolo puramente indicativo precisiamo che con una bobina composta da **24 spire** con presa centrale, questo VFO oscilla sui **30 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **8 spire** con presa centrale oscilla sui **60 MHz** circa.

Questo circuito riesce ad oscillare anche oltre i **100 MHz** sempre che si tengano dei collegamenti corti.

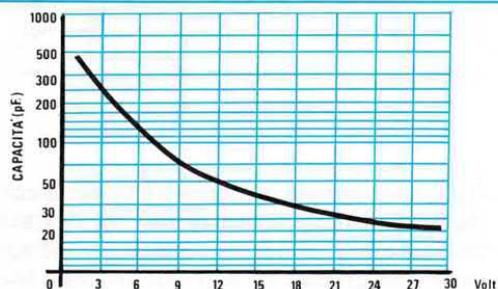


Fig.6 La capacità di un diodo varicap non è mai proporzionale al valore della tensione.

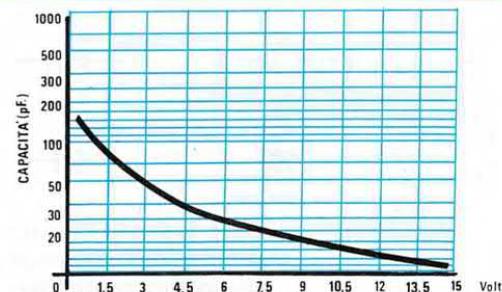
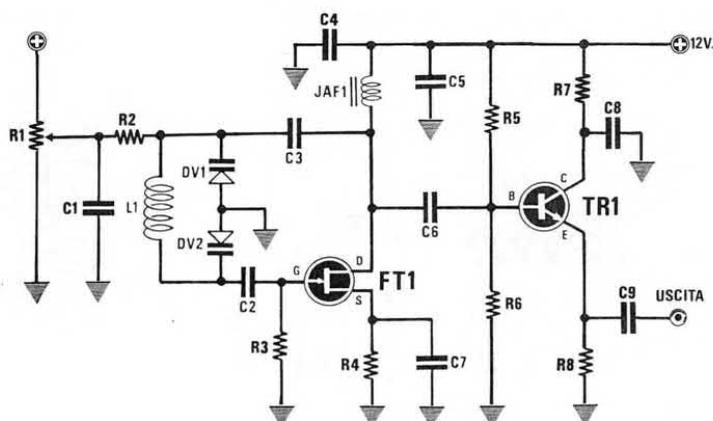


Fig.7 Vi sono diodi che richiedono una tensione massima di 25 volt oppure 15 volt.

VFO con 1 FET e 1 TRANSISTOR NPN (fig.8)



R1 = 10.000 ohm potenziometro	R8 = 100 ohm 1/4 watt	C7 = 47 pF ceramico
R2 = 47.000 ohm 1/4 watt	C1 = 10.000 pF ceramico	C8 = 10.000 pF ceramico
R3 = 100.000 ohm 1/4 watt	C2 = 47 pF ceramico	C9 = 330 pF ceramico
R4 = 100 ohm 1/4 watt	C3 = 56 pF ceramico	JAF1 = 10 microhenry
R5 = 22.000 ohm 1/4 watt	C4 = 10.000 pF ceramico	DV1-DV2 = diodi varicap
R6 = 4.700 ohm 1/4 watt	C5 = 4.700 pF ceramico	FT1 = fet J310 e equivalenti
R7 = 100 ohm 1/4 watt	C6 = 10 pF ceramico	TR1 = transistor NPN

Questo circuito, che utilizza un Fet ed un transistor NPN, assorbe circa **25 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

Per realizzare questo circuito occorre una bobina **sprovvista** di presa centrale.

I diodi varicap andranno scelti in funzione della gamma di frequenze alla quale si desidera operare, collegando in questo caso gli **anodi** a massa.

Disponendo di un frequenzimetro digitale potrete controllare in funzione del numero di spire di **L1** e della capacità dei diodi varicap **DV1-DV2**, quale gamma di frequenze riuscirete a coprire ruotando da un estremo all'altro il cursore del potenziometro di sintonia **R1**.

La tensione **positiva** da applicare al potenziometro **R1** sarà quella **massima** richiesta dai diodi varicap, quindi potrà variare da un **minimo** di **12 volt** fino ad un **massimo** di **30 volt**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** il terminale **centrale** dei diodi varicap e i componenti siglati **R3-R4-C4-C7**.

A titolo puramente indicativo precisiamo che con una bobina composta da **10 spire** con presa centrale questo VFO oscilla sui **70 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **5 spire** con presa centrale oscilla sui **150 MHz** circa.

Questo circuito riesce ad oscillare anche oltre i **200 MHz**.

NOTE per VFO

Tutti i VFO nei quali, per variare la sintonia, vengono utilizzati dei diodi varicap, dei condensatori variabili o dei compensatori, devono essere alimentati con una tensione **stabilizzata** per evitare slittamenti di frequenza causati da variazioni della tensione di alimentazione.

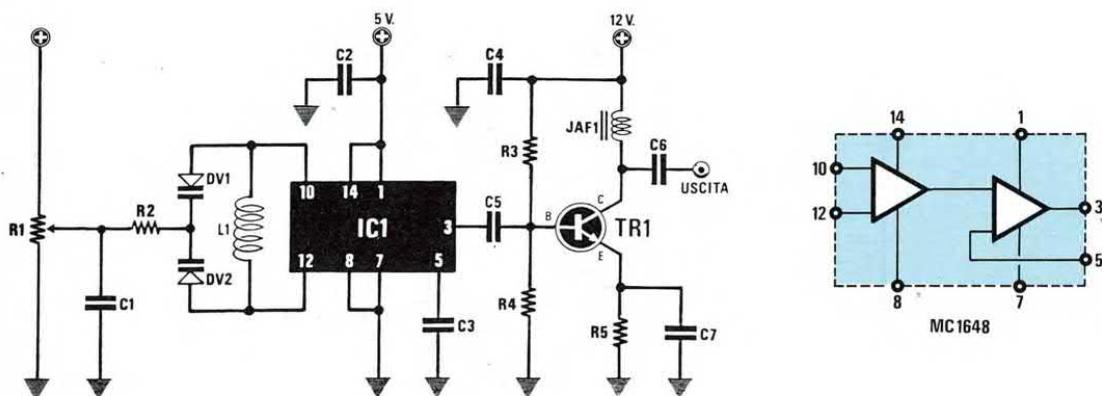
Se il VFO viene utilizzato per pilotare degli stadi amplificatori di un qualsiasi ricetrasmittitore, è assolutamente necessario racchiuderlo in un **contenitore metallico** che lo schermi totalmente.

Tutti i VFO **non schermati** capteranno sempre e con estrema facilità del segnale RF dallo stadio finale di potenza, dando origine ad **instabilità** ed **autooscillazioni**.

Se lo stadio finale è modulato in **AM**, non dovrete alimentare con la stessa tensione il VFO, perchè le variazioni d'ampiezza del segnale modulante, raggiungendo il VFO, lo farebbero slittare in frequenza.

Se i VFO, nei primi minuti di funzionamento, **slittano** leggermente in frequenza, quando il corpo dei transistor o dei fet si sarà stabilizzato in temperatura, la frequenza risulterà più stabile.

VFO con l'integrato MC.1648 (fig.9)



R1 = 10.000 potenziometro	C2 = 47.000 pF ceramico	DV1 = diodo varicap
R2 = 56.000 ohm 1/4 watt	C3 = 1.000 pF ceramico	DV2 = diodo varicap
R3 = 18.000 ohm 1/4 watt	C4 = 10.000 pF ceramico	JAF1 = imped. 10 microhenry
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt	C5 = 220 pF ceramico	TR1 = NPN tipo BFR.36
R5 = 10 ohm 1/4 watt	C6 = 1.000 pF ceramico	IC1 = MC.1648
C1 = 10.000 pF ceramico	C7 = 1.000 pF ceramico	Max segnale RF = 4 volt

Questo circuito, che utilizza l'integrato **MC.1648** della Motorola, assorbe in totale circa **25 mA**.

Facciamo presente che l'integrato **MC.1648** andrà necessariamente alimentato a **5 volt**, mentre il transistor **TR1** andrà alimentato a **12 volt**.

I diodi varicap andranno scelti in funzione della gamma di frequenze alla quale si desidera operare.

Disponendo di un frequenzimetro digitale potrete controllare in funzione del numero di spire di **L1** e della capacità dei diodi varicap **DV1-DV2**, quale gamma di frequenze riuscirete a coprire ruotando da un estremo all'altro il cursore del potenziometro di sintonia **R1**.

La tensione **positiva** da applicare al potenziometro **R1** sarà quella **massima** richiesta dai diodi varicap, quindi potrà variare da un **minimo** di **12 volt** fino ad un **massimo** di **30 volt**.

Se la bobina **L1** assieme ai due diodi varicap **DV1-DV2** viene fissata con piste cortissime ai terminali **10-12** degli integrati **MC.1648**, si potrà ottenere un valido VFO in grado di lavorare da un minimo di **1 MHz** fino ad un massimo di circa **200 MHz**.

Per raggiungere i **200 MHz** si dovranno scegliere dei diodi varicap con una capacità massima non superiore ai **30 picroFarad**, mentre, per lavorare su frequenze nell'ordine o minori di **10 MHz**, si dovranno scegliere dei diodi varicap con una capacità di **500 picroFarad**.

A titolo puramente indicativo possiamo anche precisare quante spire sarà necessario avvolgere per **L1**, utilizzando un supporto che abbia un diametro compreso tra **5-6 millimetri** e del filo di rame del diametro di circa **0,5 mm**.

6- 10 MHz	30-40 spire unite
18- 25 MHz	15-10 spire unite
40- 50 MHz	9-8 spire unite
80-100 MHz	6-7 spire unite
110-150 MHz	5-6 spire spaziate
150-200 MHz	4-5 spire spaziate

Aumentando il diametro della bobina, il numero di spire si ridurrà.

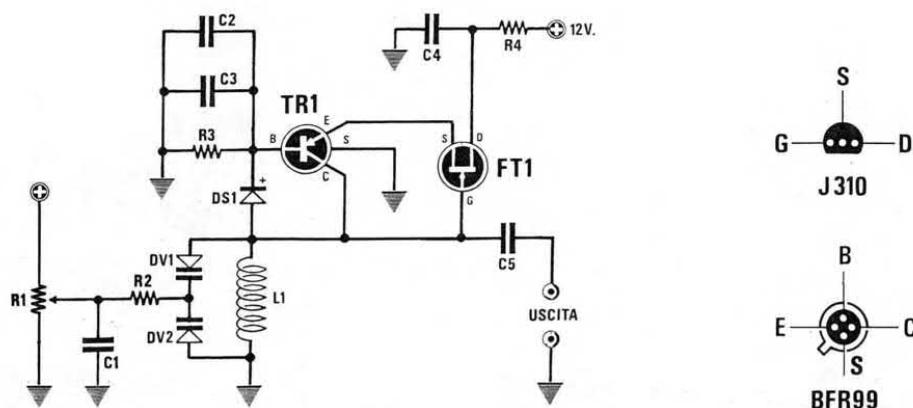
Per frequenze minori di **10 MHz**, potrete avvolgere le spire anche su due strati e per abbassare ulteriormente la frequenza potrete inserire all'interno della bobina un nucleo **ferromagnetico**.

Per frequenze superiori ai **100 MHz** le spire andranno leggermente **spaziate**.

Allargando la spaziatura tra spira e spira, la frequenza **aumenta**, restringendola, la frequenza **diminuisce**.

In questo oscillatore potrete utilizzare, in sostituzione della bobina **L1**, anche delle impedenze **JAF** (vedi paragrafo relativo nella pagina di destra).

VFO con TRANSISTOR PNP ed 1 FET (fig.10)



R1 = 10.000 ohm potenziometro
R2 = 56.000 ohm 1/4 watt
R3 = 10.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
C1 - C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 100 pF ceramico
C4 = 10.000 pF ceramico

C5 = 47 pF ceramico
DV1 = diodo varicap
DV2 = diodo varicap
DS1 = diodo schottky HP.5082
FT1 = J310 o equivalente
TR1 = PNP tipo BFR.99
 Max segnale RF = 5 volt

Questo circuito, che utilizza un transistor PNP per VHF ed un fet, assorbe circa **25 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

Questo VFO è veramente fenomenale perchè riesce ad oscillare da un minimo di **1 MHz** fino ad un massimo di **450 MHz** con una bobina composta da **1 spira**.

I diodi varicap andranno scelti in funzione della gamma di frequenza alla quale si desidera operare.

Disponendo di un frequenzimetro digitale potrete controllare in funzione del numero di spire di **L1** e della capacità dei diodi varicap **DV1-DV2**, quale gamma di frequenze riuscirete a coprire ruotando da un estremo all'altro il cursore del potenziometro di sintonia **R1**.

La tensione **positiva** da applicare al potenziometro **R1** sarà quella **massima** richiesta dai diodi varicap, quindi potrà variare da un **minimo** di **12 volt** fino ad un **massimo** di **30 volt**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **L1-R3-C2-C3**.

A titolo puramente indicativo precisiamo che con una bobina composta da **10 spire** questo VFO oscilla sui **70 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **5 spire** oscilla sui **150 MHz** circa.

BOBINE con IMPEDENZE JAF

Nei VFO che richiedono delle bobine di sintonia

senza presa centrale, queste potranno essere sostituite con delle minuscole **impedenze** di RF.

Il solo vantaggio offerto da queste impedenze, è che la loro induttanza non può essere modificata, come invece, e assai facilmente, è possibile fare con qualsiasi bobina composta da un certo numero di spire.

Se inserendo in un VFO una bobina composta da **10 spire**, noterete che il circuito oscilla su una frequenza più alta del richiesto, potrete riavvolgere la bobina con un maggior numero di spire, ad esempio **15 spire**.

Se noterete che il circuito oscilla su una frequenza più bassa, potrete riavvolgere la bobina con un minor numero di spire, ad esempio **8** o **7 spire**. Le impedenze **JAF** possono essere reperite soltanto con dei valori **standard**, che possono risultare inferiori ad **1 microHenry**:

0,27 - 0,33 - 0,47 - 0,56 - 0,82 microHenry

oppure superiori ad **1 microHenry**:

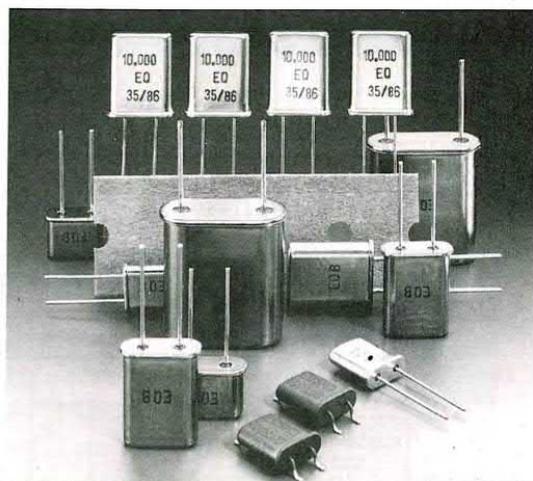
1 - 2,2 - 3,3 - 4,7 - 5,6 - 8,2 microHenry

Per correggere la frequenza è necessario applicare in parallelo all'impedenza dei **condensatori ceramici** o, meglio ancora, dei **compensatori** da **5/30 picroFarad**.

Studiando le proprietà dei cristalli i coniugi Curie negli anni 1898-1903 scoprirono che, comprimendo meccanicamente un cristallo di **quarzo**, questo generava una tensione.

Questa caratteristica venne chiamata **effetto piezo** (dal greco **piezein** che significa appunto **comprimere**) e a tutt'oggi viene sfruttata per costruire microfoni, pick-up, accendini **piezoelettrici**.

Applicando una tensione ai capi di un cristallo, si constatò che questo si comportava come un circuito risonante **L/C**, cioè generava una **frequenza** e questa caratteristica viene tutt'ora utilizzata per realizzare dei **quarzi** che oscillano a delle frequenze precisissime.



OSCILLATORI QUARZATI per RADIOFREQUENZA

Poichè è estremamente difficile trovare il **quarzo** in forma **cristallina**, si è sviluppata una tecnologia per la produzione artificiale di questi **cristalli**, basata sull'immersione di frammenti di **quarzo** in una soluzione **alcalina** portata ad una temperatura di circa **400 gradi** e sottoposta ad una pressione di **1.000 atmosfere**.

In queste condizioni si forma un seme di cristallo con una velocità di accrescimento che può arrivare fino ad un massimo di **0,02 millimetri per ora**. Più bassa è la velocità di accrescimento, più il cristallo di **quarzo** risulta perfetto e privo di impurità. Il quarzo così prodotto viene tagliato nelle dimensioni e negli spessori desiderati.

I quarzi più comuni sono quelli a **risonanza di spessore** (taglio AT), costituiti da una piccola piastrina a forma di **disco** il cui diametro può variare da **5 mm** a **15 mm** (vedi fig.1).

La frequenza di risonanza nei quarzi con taglio **AT** è determinata dallo **spessore** del quarzo e non dal suo diametro.

Approssimativamente possiamo indicarvi qual è lo **spessore** di questi cristalli in funzione della loro frequenza di risonanza:

- 1 MHz** spessore **1,50 mm**
- 10 MHz** spessore **0,15 mm**
- 50 MHz** spessore **0,03 mm**

Più si sale in frequenza, più si **riduce** lo spessore del **cristallo**, che diviene così sempre più fragile.

Per evitare che questo sottile cristallo possa spezzarsi con un urto o in presenza di una qualsiasi vibrazione meccanica, tutti i quarzi di frequenza superiore a **25 MHz** circa, vengono costruiti in **overtone**.

Per farvi comprendere quale differenza sussista tra un quarzo in **fondamentale** ed uno in **overtone**, potremmo semplicemente dirvi che quest'ultimi hanno un cristallo di spessore **3-5-7-9** volte maggiore del richiesto e sono costruiti per poter generare delle **armoniche superiori dispari**.

Questo concetto vi sarà più chiaro con un semplice esempio.

Se per realizzare un **quarzo da 50 MHz** occorre un cristallo dello spessore di **0,03 mm.**, incollandone **3** di identico spessore uno sopra all'altro, si ottiene un cristallo dello spessore di **0,03 x 3 = 0,09 mm.**, incollandone **5** si ottiene un cristallo dello spessore di **0,03 x 5 = 0,15 mm.**

I quarzi con **3 spessori** vengono chiamati **overtone** in **3° armonica**, quelli con **5 spessori** vengono chiamati **overtone** in **5° armonica** e quelli con **7 spessori** vengono chiamati **overtone** in **7° armonica**.

Questi quarzi **overtone** presentano la caratteristica di oscillare sulla frequenza dello spessore del primo cristallo, cioè il **più sottile**, ma anche sulla frequenza dello spessore **totale**.

Se prendiamo un quarzo da **27 MHz** in **overtone** di **3° armonica**, questo oscillerà sui **27 MHz** ma anche sulla frequenza pari allo spessore dei tre cristalli, cioè su:

$$27 : 3 = 9 \text{ MHz}$$

Un quarzo da **80 MHz** in **overtone** di **5° armonica** oscillerà sugli **80 MHz**, ma anche sulla frequenza pari al totale dei cinque spessori del cristallo, cioè sui:

$$80 : 5 = 16 \text{ MHz}$$

I quarzi in **5° armonica** riescono ad oscillare anche sulle frequenze dei tre spessori, cioè sui:

$$80 : 3 = 26,6666 \text{ MHz}$$

Se prendiamo in considerazione un quarzo da **80 MHz** in **overtone** di **7° armonica**, questo riuscirà ad oscillare sugli **80 MHz**, ma anche sulla frequenza totale dei sette spessori, cioè sugli:

$$80 : 7 = 11,428 \text{ MHz}$$

poi su quella dei cinque spessori, cioè sui:

$$80 : 5 = 16 \text{ MHz}$$

e su quella dei tre spessori, cioè sui:

$$80 : 3 = 26,6666 \text{ MHz}$$

Per questo motivo è assai difficoltoso far oscillare i quarzi in **5°** e in **7°** armonica sulla frequenza del **primo spessore**, perchè riescono più facilmente ad eccitarsi sulla frequenza del **3°- 5°** spessore, generando in questo modo molte armoniche **pari**.

Un quarzo da **80 MHz** in **5° armonica** che si ec-

citi sui **26,666 MHz** potrà generare anche queste armoniche **pari**:

$$26,666 \times 2 = 53,332 \text{ MHz}$$

$$26,666 \times 4 = 106,664 \text{ MHz}$$

Questo inconveniente non si verifica invece per i quarzi **overtone** in **3° armonica**.

QUARZI IN FONDAMENTALE

I quarzi in **fondamentale** per telecomunicazioni sono normalmente costruiti per lavorare da una frequenza minima di **1 MHz** fino ad un massimo di circa **25 MHz**.

QUARZI OVERTONE in 3° ARMONICA

I quarzi **overtone** in **3° armonica** sono normalmente costruiti per lavorare da una frequenza minima di **20 MHz** fino a circa **70 MHz**.

QUARZI OVERTONE in 5° ARMONICA

I quarzi **overtone** in **5° armonica** sono normalmente costruiti per lavorare da un minimo di **50 MHz** fino ad un massimo di **150 MHz**.

QUARZI OVERTONE in 7° ARMONICA

I quarzi **overtone** in **7° armonica** sono normalmente costruiti per lavorare da un minimo di **110 MHz** fino ad un massimo di **280 MHz**.

QUARZI OVERTONE in 9° ARMONICA

I quarzi **overtone** in **9° armonica** sono normalmente costruiti per lavorare da un minimo di **150 MHz** fino ad un massimo di **400 MHz**. Poichè è assai difficile farli oscillare, si preferisce scegliere dei quarzi in **5° armonica** e farli seguire da uno stadio duplicatore di frequenza.

FREQUENZA DI OSCILLAZIONE

La frequenza a cui oscilla un **quarzo** è sempre riportata sul suo involucro, ma poichè questa non è mai seguita dall'indicazione di **MHz** o **KHz**, spesso non si riesce a decifrare il numero che vi appare stampigliato.

Ad esempio, un quarzo da **70,705 MHz** lo possiamo reperire con queste diverse scritte:

- 70.70500
- 70705.0
- 70.7050
- 70.705
- 70705



Fig.1 Foto notevolmente ingrandita del disco di quarzo presente all'interno di ciascun contenitore.

Un quarzo da **24 MHz** lo possiamo reperire con queste diverse scritte:

24
24000
24000.0
24.000
24.0000

Un quarzo da **1 MHz** lo possiamo reperire con queste diverse scritte:

1
1.00
1000
1.000.0
1000.00

Chi utilizzerà un **provaquarzo** per controllare la frequenza di lavoro, dovrà ricordarsi che tutti i quarzi **overtone** oscillano sempre sulla frequenza **totale** degli "spessori" che abbiamo in precedenza indicato nei nostri esempi.

Pertanto, se utilizziamo un quarzo da **27 MHz** in **overtone** di **3° armonica**, questo oscillerà su un provaquarzi solo sulla frequenza di $27 : 3 = 9$ MHz.

Se utilizziamo un quarzo da **80 MHz** in **overtone** di **5° armonica**, questo oscillerà solo sulla frequenza di $80 : 5 = 16$ MHz.

POTENZA DI ECCITAZIONE

Un dato che viene raramente riportato nelle caratteristiche di un quarzo, è la potenza richiesta per potersi eccitare.

Tutti i quarzi costruiti per oscillatori a **transistor** o **porte logiche** richiedono una potenza di eccitazione compresa tra **0,1-0,5 milliwatt**.

Un quarzo che richiede una potenza di eccitazione di **0,1 milliwatt**, oscilla più facilmente rispetto ad un quarzo che richiede una potenza di **0,5 milliwatt**.

Tutti i quarzi costruiti per oscillatori a **valvole termoioniche** richiedono una potenza di eccitazione compresa tra **0,5-2 milliwatt**.

Esistono microquarzi per **orologi** da polso e **calcolatrici portatili** molto sensibili, che richiedono una potenza di eccitazione compresa tra **1-50 microwatt**.

Se applichiamo in un circuito a transistor un quarzo costruito per un circuito a valvole, questo **non riuscirà** ad eccitarsi.

Se applichiamo in un circuito a valvole un microquarzo costruito per **orologi** da polso o **calcolatrici tascabili**, questo potrà autodistruggersi per una

eccessiva potenza di eccitazione.

Per evitare di distruggere la piastrina del cristallo di **quarzo**, è consigliabile non superare il limite di sicurezza che si aggira sui **10 milliwatt** di potenza di eccitazione.

STABILITÀ in TEMPERATURA

La frequenza riportata sull'involucro di un quarzo è sempre riferita alla temperatura ambiente, cioè a quella presente all'interno del mobile nel quale deve lavorare il quarzo e che si aggira intorno ai **25 gradi**.

Ad una temperatura di **20 gradi**, il quarzo tenderà ad oscillare ad una frequenza leggermente più **alta** rispetto a quanto riportato sul suo involucro.

Ad una temperatura di **30 gradi**, il quarzo tenderà ad oscillare ad una frequenza leggermente più **bassa** rispetto a quanto riportato sul suo involucro.

La stabilità in temperatura viene indicata in **ppm** (parti per milione) per un campo variabile da **-20 gradi** a **+70 gradi**, cioè su un totale di **90 gradi**.

I quarzi per telecomunicazioni possono avere, in funzione del loro costo, una deriva termica di **10 - 20 - 30 - 40 ppm**, ma esistono anche quarzi di qualità inferiore che hanno una deriva termica di **50 - 60 - 70 ppm**.

Pertanto, la frequenza di un quarzo da **30 MHz** (pari a 30.000.000 Hz) con una stabilità in temperatura di **10 ppm**, potrà variare da **-20** a **+70 gradi** di:

$$(30.000.000 : 1.000.000) \times 10 = 300 \text{ Hz}$$

vale a dire quasi **3,3 Hz** per ogni **grado**.

Se lo stesso quarzo avesse una stabilità in temperatura di **40 ppm**, la sua frequenza potrebbe variare di:

$$(30.000.000 : 1.000.000) \times 40 = 1.200 \text{ Hz}$$

vale a dire di quasi **13 Hz** per ogni **grado**.

Per controllare l'esatta frequenza generata da un quarzo bisogna attendere qualche minuto, affinché si stabilizzi la temperatura all'interno del contenitore.

TOLLERANZA del QUARZO

La **precisione** di un quarzo, indicata in **ppm** (parti per milione), è sempre riferita ad una temperatura di lavoro compresa tra **23-27 gradi**.

I quarzi più economici possono avere una **tolle-**

ranza compresa tra 40-60 ppm.

I quarzi standard hanno una tolleranza compresa tra 20-30 ppm.

I quarzi professionali una tolleranza compresa tra 5-10 ppm.

È quindi da considerarsi normale che un quarzo da 30 MHz oscilli ad esempio sui 30.000.700 Hz oppure sui 29.999.300 Hz.

RISONANZA SERIE o PARALLELO

In via teorica possiamo considerare un quarzo equivalente ad un circuito risonante composto da una induttanza e da una capacità.

Se l'induttanza e la capacità sono applicate come visibile in fig.2 abbiamo una risonanza serie.

Se l'induttanza e la capacità sono applicate come visibile in fig.3 abbiamo una risonanza parallelo.

In un circuito oscillatore possiamo inserire indifferentemente un quarzo con risonanza serie o parallelo che funzionano allo stesso modo.

L'unica differenza che possiamo riscontrare è la seguente.

Se ad un quarzo con risonanza serie applichiamo in serie una impedenza o una capacità per modificare la sua frequenza di risonanza, otterremo variazioni minime.

Se ad un quarzo con risonanza parallelo applichiamo in serie una impedenza o capacità per modificare la sua frequenza di risonanza, otterremo variazioni maggiori.

Negli oscillatori a quarzo da modulare in FM è consigliabile utilizzare quarzi con risonanza parallelo, in modo da ottenere più ampie variazioni di frequenza.

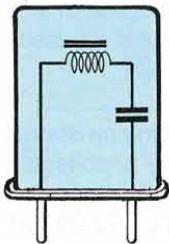


Fig.2 Il quarzo con risonanza in Serie è equivalente ad un circuito di sintonia composto da una induttanza e un condensatore in serie.

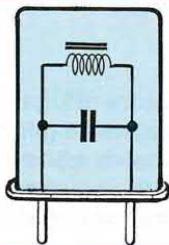


Fig.3 Il quarzo con risonanza in Parallelo è equivalente ad un circuito di sintonia composto da una induttanza e da un condensatore in parallelo.

CORREGGERE la FREQUENZA

Per correggere le tolleranze di un quarzo è sufficiente applicargli in serie un compensatore o una induttanza.

- Inserendo in serie al quarzo un piccolo compensatore da 10/60 pF (vedi fig.4), potremo aumentare di qualche centinaia di Hz la sua frequenza.

- Inserendo in serie al quarzo una piccola impedenza RF da 1 microHenry a 100 microHenry (vedi fig.5), potremo ridurre di qualche centinaia di Hz la sua frequenza.



Fig.4 Ponendo in serie ad un qualsiasi quarzo un compensatore di piccola capacità è possibile "aumentare" la frequenza.



Fig.5 Ponendo in serie al quarzo una induttanza, è possibile ottenere l'effetto opposto, vale a dire "ridurre" la frequenza.

OSCILLATORI RF QUARZATI

Gli oscillatori quarzati vengono utilizzati in tutte quelle applicazioni in cui occorre generare una frequenza sinusoidale molto stabile.

Gli oscillatori quarzati vengono utilizzati nei radiomicrofoni, nei trasmettitori di potenza, nei ricevitori canalizzati ed in vari strumenti di misura.

Gli schemi che vi presentiamo hanno il vantaggio di non risultare critici, quindi potrete anche farli funzionare con tensioni minori di quelle consigliate, variare leggermente il valore di qualche capacità o resistenza ed utilizzarli con qualsiasi tipo di transistor di RF.

Bisogna comunque tenere sempre presente che per realizzare degli efficienti oscillatori RF occorre rispettare alcune regole fondamentali.

NOTA IMPORTANTE

In tutti gli schemi che vi proponiamo anziché applicare tra la Base del transistor oscillatore ed il po-

sitivo di alimentazione una resistenza di valore **fisso**, abbiamo inserito un **trimmer**.

Grazie a questo accorgimento potremo scegliere qualsiasi tipo di transistor ed alimentarlo con qualsiasi tensione, perchè con questo trimmer potremo ricercare il valore ideale per farlo sempre oscillare.

Una volta realizzato lo schema, **senza inserire** il quarzo, si **ruoterà** questo trimmer fino a far assorbire al transistor una corrente di circa **8-12 milliamper**.

A questo punto si potrà togliere il trimmer, si misurerà la sua resistenza ohmica e la si sostituirà con una **resistenza fissa** di valore **standard** molto prossimo a quello misurato.

Se, ad esempio, la resistenza del trimmer risultasse di **19.500 ohm**, la potremo tranquillamente sostituire con una resistenza da **22.000 ohm** o da **18.000 ohm**.

Se utilizzando la resistenza da **18.000 ohm** il transistor dovesse assorbire più di **12 milliamper**, potremo **aumentare** di poche decine di ohm la resistenza applicata tra l'Emettitore e la massa.

Non è comunque necessario **togliere** questo trimmer, quindi esso potrà anche essere lasciato nel circuito se non vi sono problemi di spazio sullo stampato.

REGOLE FONDAMENTALI

1° Per lo stadio oscillatore scegliete dei transistor che abbiano un **guadagno** maggiore di **50**.

2° Non utilizzate mai transistor di **media potenza** pensando di ottenere in uscita un segnale di RF maggiore. Come potrete constatare, renderà molto di più un transistor **piccolo** che uno di dimensioni maggiori.

3° Non fate mai assorbire al transistor oscillatore correnti maggiori di **40 milliamper**, perchè la potenza che ne ricaverete risulterà quasi identica a quella che potreste ottenere facendogli assorbire **15-25 milliamper**. Facendo assorbire al transistor più corrente, aumenterete soltanto la temperatura del suo corpo e in queste condizioni correrete il rischio di metterlo fuori uso in breve tempo.

4° Scegliete dei transistor che abbiano una **frequenza di taglio** almeno **doppia** rispetto alla frequenza di lavoro del **quarzo**.

Quindi se volete realizzare degli oscillatori a **50 MHz** vi conviene scegliere un transistor con una frequenza di taglio da **100 MHz**, o meglio ancora da **200-300 MHz**.

5° Per controllare l'affidabilità dell'oscillatore, provate a **togliere** il quarzo. Togliendolo, l'oscillatore cesserà di funzionare, reinserendolo l'oscillatore deve nuovamente oscillare.

Se, togliendo il quarzo, il transistor continua ad oscillare sulla stessa o su una diversa frequenza, lo schema che avete scelto è da **scartare**.

6° Un oscillatore **quarzato** affidabile deve funzionare anche se si varia il valore di un condensatore o di una resistenza di un **20%** in più o in meno rispetto a quanto indicato, e se si **riduce di metà** la tensione di alimentazione.

7° Controllate sempre con un **tester** applicato in serie alla tensione di alimentazione, l'assorbimento del transistor oscillatore.

Senza il quarzo, il transistor deve assorbire una corrente di circa **9 - 12 milliamper**.

Inserendo il quarzo e accordando il **compensatore** di accordo, l'assorbimento deve bruscamente salire sui **15-20 milliamper**.

Se questo brusco aumento di corrente non si verifica, significa che il quarzo non sta oscillando. Solo in particolari condizioni e configurazioni di oscillatori, la corrente assorbita può salire di soli **1 - 2 milliamper**.

8° Se togliendo il **quarzo**, il transistor dovesse assorbire **20-25 milliamper** e inserendolo la corrente dovesse **scendere** sui **9-12 milliamper** quando si accorda il compensatore, significa che la resistenza collegata tra Base e Positivo di alimentazione ha un **valore troppo basso**, quindi occorre aumentarla.

9° Per ridurre le perdite RF tenete sempre **molto corti** i collegamenti tra il **compensatore** di sintonia (o i **diodi varicap**) con la **bobina** di sintonia, ed il terminale Collettore o Base del transistor (vedi figg.7-8).

10° Non dimenticate di porre in corrispondenza del punto di giunzione **L/C**, che si collega quasi sempre al positivo di alimentazione, un condensatore **ceramico** da **4.700 - 10.000 - 22.000 pF** e la **massa**.

Non disaccoppiando il circuito **L/C**, il circuito potrebbe **non oscillare** o generare una infinità di frequenze **spurie**.

11° L'estremità del **condensatore** di fuga applicato sul circuito **L/C**, non va collegata ad una pista di **massa** qualsiasi, ma possibilmente molto vicino alla pista di **massa** alla quale risulta collegata la resistenza dell'**Emettitore** del transistor oscillatore (vedi fig.8).

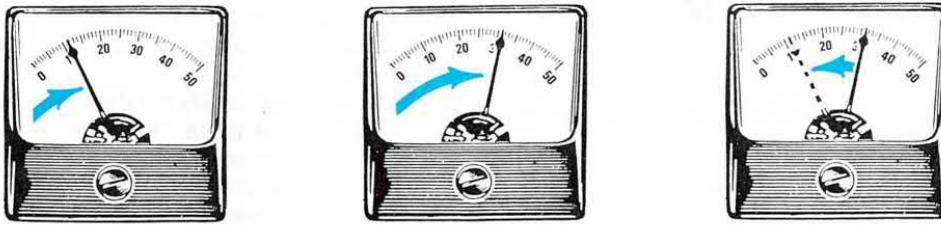


Fig.6 Il trimmer posto tra la Base ed il positivo di alimentazione andrà ruotato in modo da far assorbire al transistor circa 9-12 mA, SENZA il quarzo inserito. Inserendo il quarzo e ruotando il compensatore di sintonia si troverà una posizione in cui la corrente salirà bruscamente sui 15-20 mA. Togliendo il quarzo la corrente dovrà scendere sui 9-12 mA.

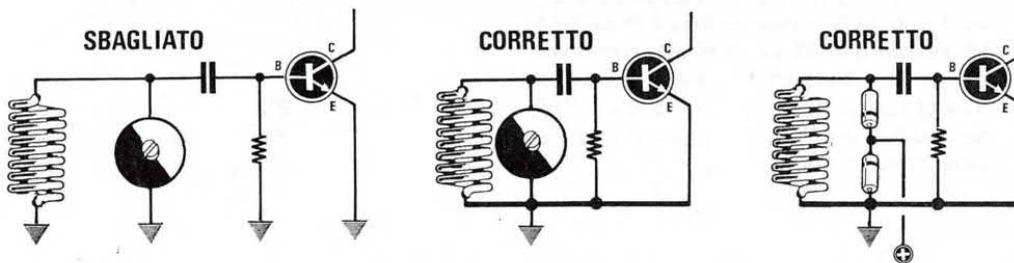


Fig.7 Se collegate le estremità della bobina di sintonia e quella del compensatore, su piste di "massa" molto distanti da quella a cui si congiunge l'Emettitore del transistor, questo può facilmente autooscillare. Per evitare questo inconveniente, tenete il compensatore o i diodi varicap vicinissimi alla bobina di sintonia ed alla pista di massa dell'Emettitore.

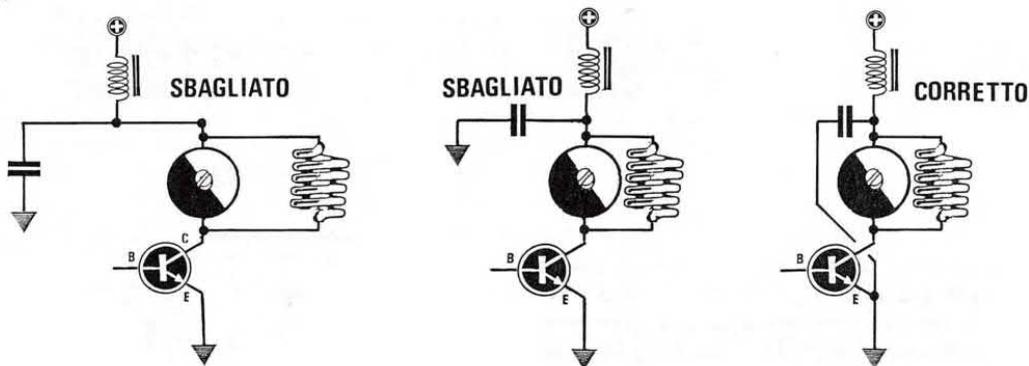


Fig.8 Anche per il circuito di accordo applicato sul Collettore del transistor dovreste tenere molto vicino alla bobina di sintonia il suo compensatore, l'impedenza di JAF ed il condensatore di fuga (vedi figura centrale). Questo condensatore non va collegato ad una massa qualsiasi, ma alla stessa pista alla quale viene collegato l'Emettitore del transistor.

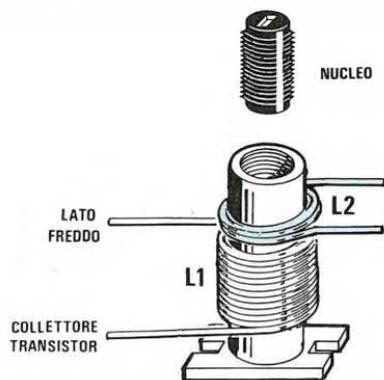


Fig. 9 L'estremità della bobina che si collega al Collettore del transistor viene sempre definita "lato caldo", mentre quella che si collega alla tensione di alimentazione viene detta "lato freddo". L'avvolgimento secondario L2 o "link" necessario per prelevare da L1 il segnale di RF, andrà sempre avvolto sul lato freddo di L1 e da tale lato andrà anche inserito il nucleo ferromagnetico.

Fig. 10 Non sempre in un disegno elettrico il nucleo ferromagnetico e la bobina L2 vengono posti su L1 nell'esatta posizione. Ricordate che il "link", o la bobina siglata L2, va sempre avvolto sul "lato freddo" di L1 e in tale lato dovrà essere inserito anche il "nucleo".

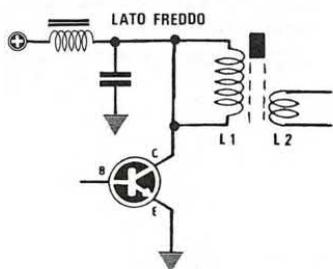
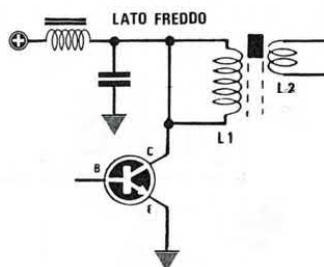
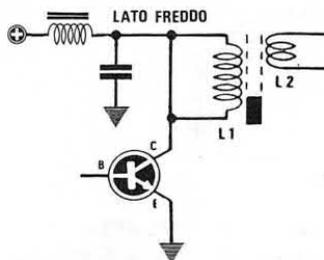


Fig. 11 Avvolgendo L2 sul lato caldo di L1, il transistor risulterà troppo "caricato" e perciò assorbirà maggior corrente del richiesto surriscaldandosi fino a bruciarsi. Se poi il nucleo risulta inserito dal lato opposto, non si riuscirà ad ottenere un ottimo trasferimento di RF da L1 a L2.

Fig. 12 Se si avvolge la bobina L2 sul lato freddo di L1 e si inserisce il nucleo ferromagnetico dal lato opposto, si ottiene lo stesso risultato descritto in fig. 11, cioè un minor trasferimento di energia di RF dalla bobina L1 a L2, e un maggior assorbimento di corrente da parte del transistor oscillatore o amplificatore.



12° In un qualsiasi oscillatore è sempre necessario rispettare un certo rapporto **L/C**, quindi non utilizzate mai delle bobine con **molte spire** e poca **capacità**. Una bobina con **80 spire** ed un condensatore da **10 picoFarad** o una bobina con **7 spire** ed un condensatore da **330 picoFarad**, raramente potranno oscillare.

13° Se la bobina di sintonia è provvista di **nucleo ferromagnetico**, la dovrete inserire sempre nel suo **lato freddo**.

Se la bobina è collegata tra il **Collettore** del transistor (lato caldo) ed il **positivo** di alimentazione (lato freddo), il nucleo andrà inserito dal lato rivolto verso il positivo di alimentazione (vedi fig.10).

Inserendo il nucleo dal **lato caldo** si ottiene soltanto un **aumento** di assorbimento ed una **riduzione** del rendimento dello stadio oscillatore.

14° Per stabilire se uno stadio oscillatore quarzato è **critico**, provate a toccare con una mano la bobina di accordo.

Toccando la bobina, l'oscillatore potrà anche **spegnersi**, ma non appena allontanerete la mano, dovrà nuovamente oscillare sulla stessa frequenza; se ciò non si verificasse, l'oscillatore andrà scartato.

15° Non prelevate mai la frequenza generata dall'oscillatore per trasferirla allo stadio preamplificatore utilizzando un condensatore di **elevata capacità**, perchè l'oscillatore potrebbe spegnersi. Potrebbe anche verificarsi che l'oscillatore non si **spegna**, ma in tal caso il transistor assorbirebbe una corrente così elevata da **surriscaldarsi**.

BOBINA DI SINTONIA

Anche se esistono delle formule per calcolare il valore in **microHenry** della bobina di sintonia, a causa della **tolleranza** dei componenti, delle **capacità parassite** del circuito e dei collegamenti che variano da montaggio a montaggio, otterrete sempre dei valori diversi rispetto a quelli richiesti.

A titolo puramente indicativo riportiamo nella **Tabella N.1** il **numero di spire** che potrete avvolgere sopra ad un supporto del diametro di **6 o 7 mm**, utilizzando del filo di rame smaltato compreso tra **0,5 - 0,7 mm**.

Se la bobina prescelta **non riesce** a far **eccitare** il quarzo ruotando il compensatore di accordo dalla sua **minima** capacità alla sua **massima** capacità, significa che questa ha un numero di spire inferiore o maggiore alla frequenza di lavoro del quarzo.

Se nel circuito è inserito un quarzo **overtone** in **3° armonica** e la bobina utilizzata per l'accordo ha un numero di spire **maggiore** del richiesto, il quarzo oscillerà sulla frequenza riportata sull'involucro **divisa x3**.

Se nel circuito è inserita una bobina di accordo con un numero di spire **minore** del richiesto, il quarzo oscillerà sulla frequenza riportata sull'involucro **divisa x3 e moltiplicata x5**.

Vale a dire che un quarzo da **27 MHz** overtone in **3° armonica** oscillerà sulla frequenza di:

$$27 : 3 \times 5 = 45 \text{ MHz}$$

Se constatate che l'oscillatore genera una frequenza **3 volte minore**, dovrete **aumentare** il numero delle spire o **ridurre** la capacità del condensatore di sintonia.

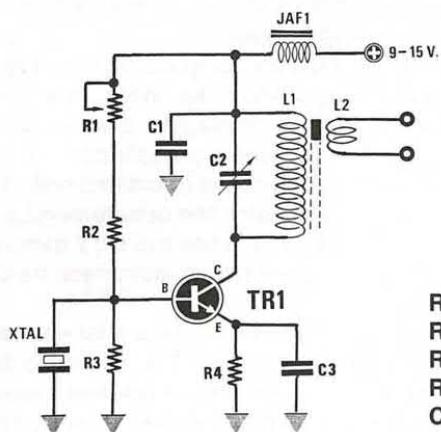
TABELLA N.1

FREQUENZA	NUMERO SPIRE BOBINA
6-10 MHz	30-40 spire unite + nucleo ferromagnetico
10-20 MHz	20-30 spire unite + nucleo ferromagnetico
20-30 MHz	14-20 spire unite + nucleo ferromagnetico
30-40 MHz	10-16 spire unite + nucleo ferromagnetico
40-50 MHz	8-10 spire unite + nucleo ferromagnetico
50-70 MHz	8-9 spire unite + nucleo ferromagnetico
70-90 MHz	7-6 spire spaziate senza nucleo
90-100 MHz	5-6 spire spaziate senza nucleo
100-150 MHz	4-3 spire spaziate senza nucleo

Spire approssimative da avvolgere su un diametro di 7-8 mm, utilizzando per l'avvolgimento del filo di rame smaltato di diametro compreso tra 0,5-0,7 mm.

Negli schemi in cui è presente un link (vedi L2) composto da 2-3 spire, questo andrà sempre avvolto sul lato freddo della bobina siglata L1 (vedi fig.10).

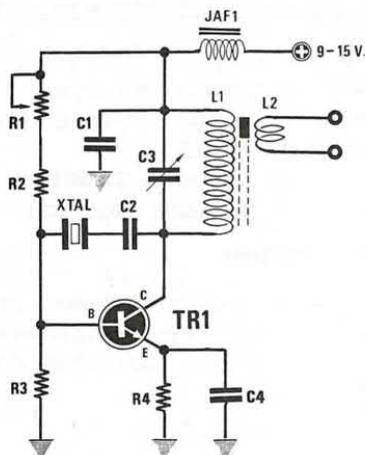
SCHEMA FIG. 13



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica**. Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In funzione della frequenza di lavoro, in questo circuito può risultare alquanto critico **C3**, quindi provate con i valori **470 - 330 - 220 - 150 pF**.

- | | |
|---------------------------------|-------------------------------|
| R1 = 47.000 ohm trimmer | C3 = 1.000 pF ceramico |
| R2 = 22.000 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza RF |
| R3 = 15.000 ohm 1/4 watt | TR1 = transistor NPN |
| R4 = 100 ohm 1/2 watt | L1 = bobina sintonia |
| C1 = 10.000 pF ceramico | L2 = link |
| C2 = 10-60 pF compens. | XTAL = quarzo |

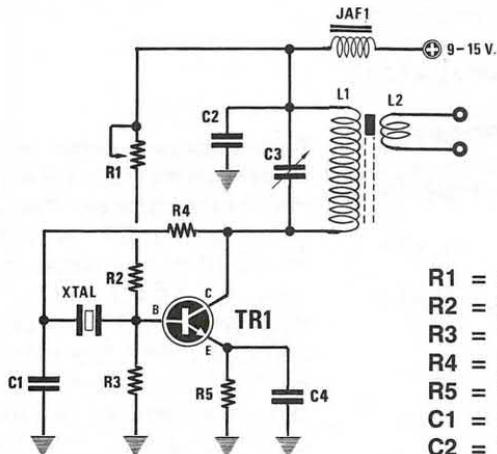
SCHEMA FIG. 14



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica**. Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In funzione della frequenza di lavoro, in questo circuito può risultare necessario porre in parallelo alla resistenza **R3** un compensatore da **10/60 pF**.

- | | |
|---------------------------------|--------------------------------|
| R1 = 47.000 ohm trimmer | C3 = 10-60 pF compens. |
| R2 = 22.000 ohm 1/4 watt | C4 = 10.000 pF ceramico |
| R3 = 15.000 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza RF |
| R4 = 100 ohm 1/2 watt | TR1 = transistor NPN |
| C1 = 10.000 pF ceramico | L1 = bobina sintonia |
| C2 = 47 pF ceramico | XTAL = quarzo |

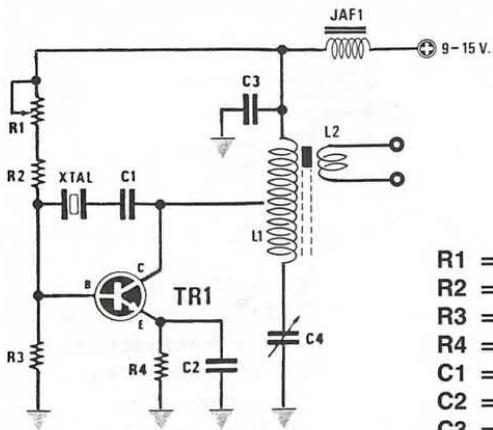
SCHEMA FIG. 15



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica**. Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-12 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito è alquanto critico **C1**, quindi provate con i valori **47 - 56 - 100 - 220 pF**.

- | | |
|---------------------------------|-------------------------------|
| R1 = 47.000 ohm trimmer | C3 = 10-60 pF compens. |
| R2 = 22.000 ohm 1/4 watt | C4 = 1.000 pF ceramico |
| R3 = 15.000 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza RF |
| R4 = 2.200 ohm 1/2 watt | TR1 = transistor NPN |
| R5 = 100 ohm 1/2 watt | L1 = bobina sintonia |
| C1 = 56 pF ceramico | L2 = link |
| C2 = 10.000 pF ceramico | XTAL = quarzo |

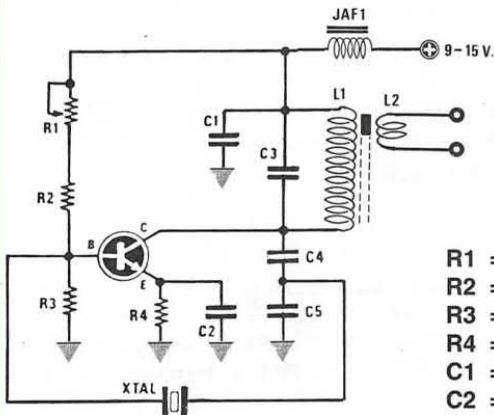
SCHEMA FIG. 16



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica**. Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In funzione della frequenza di lavoro, in questo circuito la presa su **L1** va effettuata a metà avvolgimento.

- | | |
|---------------------------------|--|
| R1 = 47.000 ohm trimmer | C4 = 10-60 pF compens. |
| R2 = 22.000 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza RF |
| R3 = 15.000 ohm 1/4 watt | TR1 = transistor NPN |
| R4 = 100 ohm 1/2 watt | L1 = bobina sintonia con una presa centrale |
| C1 = 47 pF ceramico | L2 = link |
| C2 = 1.000 pF ceramico | XTAL = quarzo |
| C3 = 10.000 pF ceramico | |

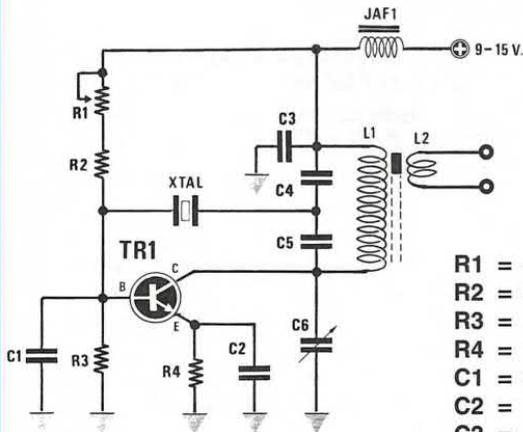
SCHEMA FIG. 17



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica**. Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In parallelo a **R3** può risultare necessario un condensatore da **12-22 pF**.

- | | |
|---------------------------------|-------------------------------|
| R1 = 47.000 ohm trimmer | C4 = 82-47 pF ceramico |
| R2 = 22.000 ohm 1/4 watt | C5 = 22-39 pF ceramico |
| R3 = 15.000 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza RF |
| R4 = 100 ohm 1/2 watt | TR1 = transistor NPN |
| C1 = 10.000 pF ceramico | L1 = bobina sintonia |
| C2 = 1.000 pF ceramico | L2 = link |
| C3 = 10-40 pF compens. | XTAL = quarzo |

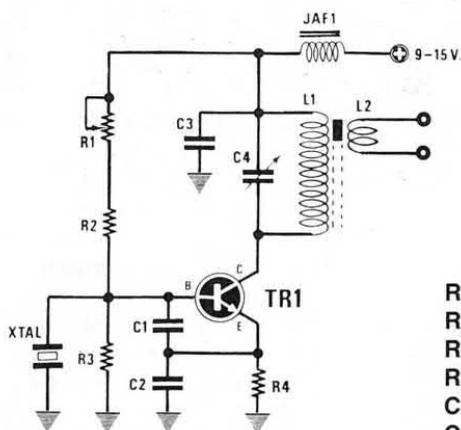
SCHEMA FIG. 18



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica**. Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito è alquanto critico il valore di **C1**, quindi provate a sostituirlo con un compensatore.

- | | |
|---------------------------------|-------------------------------|
| R1 = 47.000 ohm trimmer | C4 = 4,7-5 pF ceramico |
| R2 = 22.000 ohm 1/4 watt | C5 = 4,7-5 pF ceramico |
| R3 = 15.000 ohm 1/4 watt | C6 = 10-40 pF compens. |
| R4 = 100 ohm 1/2 watt | JAF1 = impedenza RF |
| C1 = 22-68 pF ceramico | TR1 = transistor NPN |
| C2 = 1.000 pF ceramico | L1 = bobina sintonia |
| C3 = 10.000 pF ceramico | XTAL = quarzo |

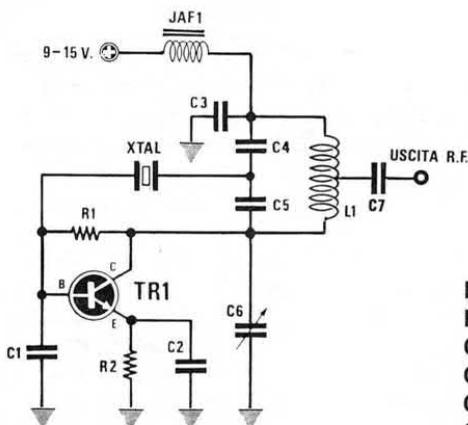
SCHEMA FIG.19



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica**. Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito sono molto critici i valori di **C1-C2**, quindi provate a variarli da un minimo di **33 pF** fino ad un massimo di **220 pF**.

- | | |
|-----------------------------------|-------------------------------|
| R1 = 47.000 ohm trimmer | C4 = 10-60 pF compens. |
| R2 = 22.000 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza RF |
| R3 = 15.000 ohm 1/4 watt | TR1 = transistor NPN |
| R4 = 100 ohm 1/2 watt | L1 = bobina sintonia |
| C1-C2 = 47-100 pF ceramico | L2 = link |
| C3 = 10.000 pF ceramico | XTAL = quarzo |

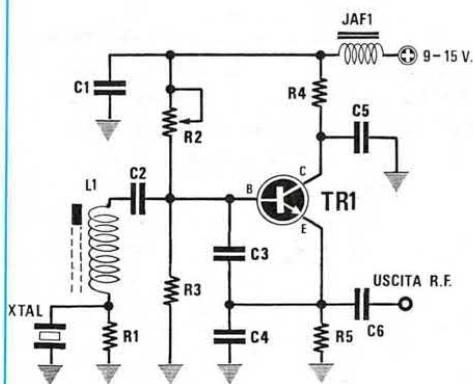
SCHEMA FIG.20



Schema per quarzi in **overtone 5° armonica**. La resistenza **R1** andrà scelta in modo da far assorbire al transistor **senza quarzo** una corrente di circa **10-12 mA**. Se non effettuerete dei collegamenti cortissimi, il circuito potrà **non oscillare**.

- | | |
|---------------------------------|------------------------------|
| R1 = 22.000 ohm 1/4 watt | C6 = 4/20 pF compens. |
| R2 = 100 ohm 1/2 watt | C7 = 10 pF ceramico |
| C1 = 39-47 pF ceramico | JAF1 = impedenza RF |
| C2 = 220-470 pF ceramico | TR1 = transistor NPN |
| C3 = 10.000 pF ceramico | L1 = bobina sintonia |
| C4-C5 = 4,7 pF ceramico | XTAL = quarzo |

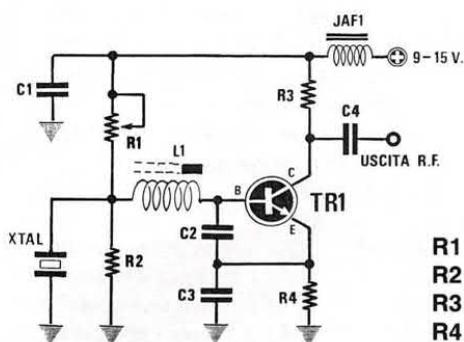
SCHEMA FIG.21



Schema per quarzi in **overtone 3° armonica**. Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito sono critici i valori di **C2-C3**. Per **L1**, avvolgete metà delle spire indicate nella Tabella N.1.

- | | |
|-----------------------------------|-------------------------------|
| R1 = 560 ohm | C3 = 68-39 pF ceramico |
| R2 = 22.000 ohm trimmer | C4 = 39 pF ceramico |
| R3 = 4.700 ohm | C6 = 27 pF ceramico |
| R4 = 100 ohm | L1 = bobina sintonia |
| R5 = 470 ohm | JAF1 = impedenza RF |
| C1-C5 = 10.000 pF ceramico | TR1 = transistor NPN |
| C2 = 82-47 pF ceramico | XTAL = quarzo overtone |

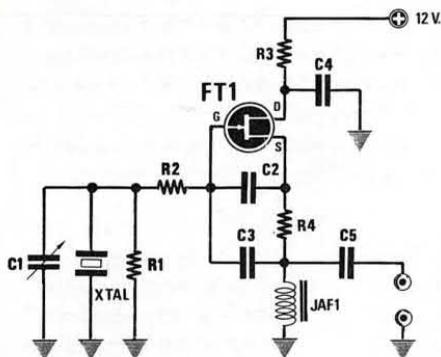
SCHEMA FIG.22



Schema per quarzi in **overtone 3° armonica**. Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito sono critici i valori di **C2-C3**. Per accordare il circuito inserite all'interno della bobina **L1** un nucleo ferromagnetico.

- | | |
|--------------------------------|-------------------------------|
| R1 = 10.000 ohm trimmer | C3 = 22 pF ceramico |
| R2 = 560 ohm 1/4 watt | C4 = 27 pF ceramico |
| R3 = 470 ohm 1/4 watt | L1 = bobina sintonia |
| R4 = 470 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza RF |
| C1 = 10.000 pF ceramico | TR1 = transistor NPN |
| C2 = 15 pF ceramico | XTAL = quarzo overtone |

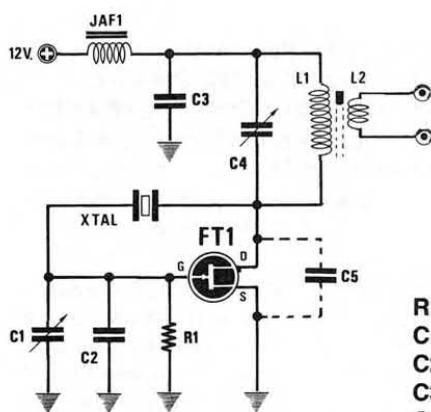
SCHEMA FIG.23



Schema per quarzi in **fondamentale** che utilizzano un fet. Questo oscillatore funziona con una tensione compresa tra **6 e 18 volt** con un assorbimento che può variare da **6-8 mA**. In questo circuito è critico il solo valore del condensatore **C3**, che può variare in funzione della frequenza del quarzo da **22 pF a 56 pF**.

- | | |
|----------------------------------|--------------------------------|
| R1 = 100.000 ohm 1/4 watt | C3 = da 22 a 39 pF |
| R2 = 10 ohm 1/4 watt | C4 = 10.000 pF ceramico |
| R3 = 220 ohm 1/4 watt | C5 = 100 pF ceramico |
| R4 = 1.000 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza 1 mH |
| C1 = 10-60 pF compens. | FT1 = fet per RF |
| C2 = 22 pF ceramico | XTAL = quarzo |

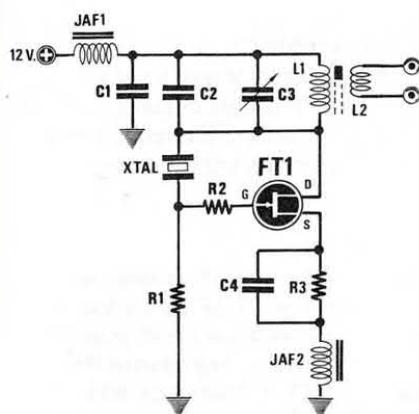
SCHEMA FIG. 24



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica** che utilizzano un fet. Questo oscillatore funziona sia a **6** che a **18 volt** con un assorbimento che può variare da **6-8 mA**. In questo circuito può risultare necessario collegare tra il terminale Drain e il Source un piccolo condensatore **10-22 pF**.

- | | |
|----------------------------------|----------------------------------|
| R1 = 100.000 ohm 1/4 watt | C5 = da 10 a 22 pF ceram. |
| C1 = 10-60 pF compens. | JAF1 = impedenza di RF |
| C2 = 22 pF ceramico | L1 = bobina sintonia |
| C3 = 15.000 pF ceramico | FT1 = fet per RF |
| C4 = 10-60 pF compens. | XTAL = quarzo |

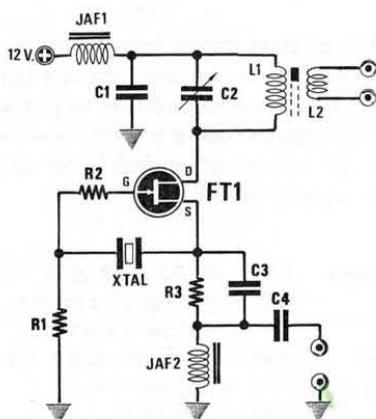
SCHEMA FIG.25



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica** che utilizzano un fet. Questo oscillatore funziona con una tensione compresa tra 6 e 15 volt con un assorbimento che può variare da 4-5 mA. In questo circuito è critico il solo valore del condensatore C4, che può variare in funzione della frequenza del quarzo da 100 pF a 330 pF.

- | | |
|----------------------------|-----------------------|
| R1 = 100.000 ohm 1/4 watt | C4 = 220 pF ceramico |
| R2 = 100 ohm 1/4 watt | L1 = bobina sintonia |
| R3 = 470 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza RF |
| C1 = 10.000 pF ceramico | JAF2 = impedenza 1 mH |
| C2 = 47 pF ceramico | FT1 = fet per RF |
| C3 = 10-60 pF compensatore | XTAL = quarzo |

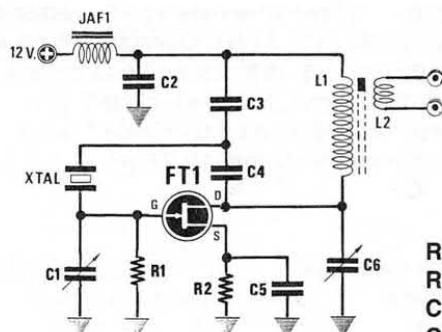
SCHEMA FIG.26



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica** che utilizzano un fet. Questo oscillatore funziona con una tensione compresa tra i 6 e i 18 volt con un assorbimento che può variare da 2-3 mA. In questo circuito è critico il valore dell'impedenza JAF2, che dovrà risultare superiore a 470 microHenry.

- | | |
|----------------------------|-----------------------|
| R1 = 100.000 ohm 1/4 watt | C4 = 100 pF ceramico |
| R2 = 100 ohm 1/4 watt | L1 = bobina sintonia |
| R3 = 1.000 ohm 1/4 watt | JAF1 = impedenza RF |
| C1 = 10.000 pF ceramico | JAF2 = impedenza 1 mH |
| C2 = 10-60 pF compensatore | FT1 = fet per RF |
| C3 = 220 pF ceramico | XTAL = quarzo |

SCHEMA FIG. 27



Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica** che utilizzano un fet. Questo oscillatore funziona con una tensione compresa tra i 6 e i 15 volt con un assorbimento che può variare da 4-5 mA. In questo circuito è critico il solo condensatore C1 posto in parallelo alla R1 e per questo motivo abbiamo inserito un compensatore da 10/60 pF.

- | | |
|----------------------------|------------------------|
| R1 = 100.000 ohm 1/4 watt | C5 = 220 pF ceramico |
| R2 = 390 ohm 1/4 watt | C6 = 10/60 pF compens. |
| C1 = 10/60 pF compensatore | L1 = bobina sintonia |
| C2 = 10.000 pF ceramico | JAF1 = impedenza RF |
| C3 = 22 pF ceramico | FT1 = fet per RF |
| C4 = 22 pF ceramico | XTAL = quarzo |

UNA serie di **VOLUMI DIVULGATIVI** scritti per **HOBBISTI**
e **UTILIZZATI** da tutti gli **SPECIALISTI** del **SETTORE**

È USCITO il volume **N. 21**



OGNI VOLUME, DI CIRCA 500 PAGINE
È COMPLETO DI COPERTINA BROSSURATA E PLASTIFICATA

Volume 1	riviste dal n. 1 al n. 6	Volume 11	riviste dal n. 63 al n. 66
Volume 2	riviste dal n. 7 al n. 12	Volume 12	riviste dal n. 67 al n. 70
Volume 3	riviste dal n. 13 al n. 18	Volume 13	riviste dal n. 71 al n. 74
Volume 4	riviste dal n. 19 al n. 24	Volume 14	riviste dal n. 75 al n. 78
Volume 5	riviste dal n. 25 al n. 30	Volume 15	riviste dal n. 79 al n. 83
Volume 6	riviste dal n. 31 al n. 36	Volume 16	riviste dal n. 84 al n. 89
Volume 7	riviste dal n. 37 al n. 43	Volume 17	riviste dal n. 90 al n. 94
Volume 8	riviste dal n. 44 al n. 48	Volume 18	riviste dal n. 95 al n. 98
Volume 9	riviste dal n. 49 al n. 55	Volume 19	riviste dal n. 99 al n. 103
Volume 10	riviste dal n. 56 al n. 62	Volume 20	riviste dal n. 104 al n. 109
		Volume 21	riviste dal n. 110 al n. 115

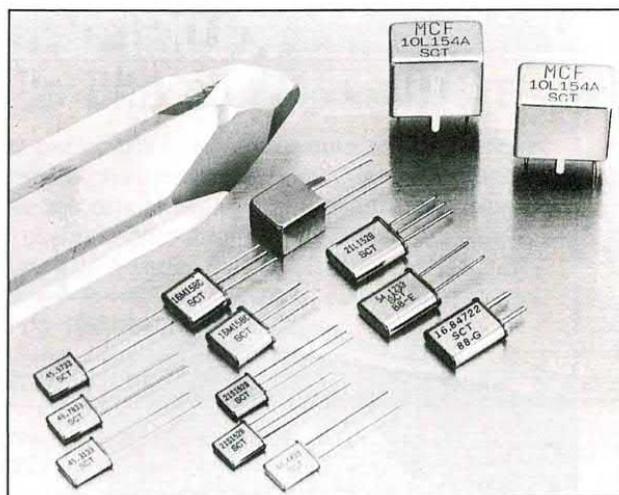
Prezzo di ciascun volume L. 24.000

Per richiederli inviate un vaglia o un CCP per l'importo indicato a
NUOVA ELETTRONICA, Via Cracovia 19 - 40139 Bologna.

Se avete provato a montare un qualsiasi oscillatore di RF utilizzando un quarzo da **80** o più **MHz** in **quinta armonica**, vi sarete resi conto che per quanti schemi possiate realizzare non riuscirete mai ad ottenere in uscita la frequenza richiesta e vi chiederete quindi se tali difficoltà siano dovute alla vostra incompetenza oppure allo schema prescelto.

Quando trovate uno schema di vostro interesse, prima di montarlo valutate se la fonte risulta affidabile, perchè spesso vengono proposti (da altre pubblicazioni) schemi che nessuno ha mai montato e provato.

Uno stadio oscillatore affidabile deve essere in grado di funzionare non solo con il transistor consigliato, ma anche con qualsiasi altro, purchè abbia un identico **beta** ed una identica **frequenza di taglio**.



OSCILLATORI per QUARZI in 5° ARMONICA

Per quanto riguarda il **beta** (guadagno), vi consigliamo di utilizzare dei transistor che abbiano un guadagno superiore a **50**.

Gli schemi che vi proponiamo li abbiamo provati con transistor con **beta** di **50-100-150** e tutti hanno regolarmente funzionato senza che vi sia stata apportata alcuna modifica.

Per quanto riguarda la **frequenza di taglio**, vi consigliamo di scegliere dei transistor che l'abbiano notevolmente superiore a quella a cui li si vorrebbe far oscillare.

Ammetto che desideriate costruire uno stadio oscillatore sui **100 MHz**, dovrete scegliere dei transistor con una frequenza di taglio di **250-300 MHz**, o meglio ancora superiore.

I circuiti che vi proponiamo li abbiamo provati utilizzando dei transistor tipo:

2N918 - 2N2222 - 2N2369 - BSX26 - BFR96

o altri con caratteristiche similari.

Nel disegnare un circuito stampato personalizzato, cercate sempre di collegare i terminali di tutti quei componenti che vanno a **massa**, in modo tale da farli giungere il più vicino possibile alla pista alla quale risultano collegati la resistenza ed il condensatore posti sull'Emettitore del transistor.

OSCILLATORE IN 5° ARMONICA - LX.1018/A

Lo schema che vi proponiamo in fig.1 è uno stadio oscillatore idoneo per quarzi in 5° armonica da **79 a 110 MHz**.

I valori delle resistenze riportati in tale schema sono idonei per far lavorare il transistor con una tensione di alimentazione di **12 volt**.

Se alimenterete il circuito a **9 volt**, vi consigliamo di sostituire il valore della **R3**, attualmente di **470 ohm**, con **390 ohm** e con **560 ohm** se lo alimenterete con un valore compreso tra **9-11 milliamper**.

Se il transistor assorbe una corrente minore, l'oscillatore può spegnersi, se invece assorbe una corrente maggiore, il transistor può surriscaldarsi.

Con una bobina composta da **5 spire** di filo smaltato da **0,40-0,45 mm** avvolte sopra ad un **nucleo toroidale** tipo **T30.17** (blu-giallo) e con un compensatore da **27 pF**, si riesce a far oscillare qualsiasi quarzo da **79 a 110 MHz**.

Utilizzando questo stadio con quarzi da **79 a 110 MHz**, dovrete sempre utilizzare per la bobina **L1** nuclei toroidali **T30.17 - T44.0 - T44.12**, avvolgendo sopra a questi **4 spire** di filo di rame da **0,40-0,45 mm**.

Questo schema ha la tendenza di far oscillare **più in basso** di **2.000 Hz** circa qualsiasi quarzo, cioè inserendo un quarzo da **100.000.000 Hz** (100 MHz), in uscita si ottiene una frequenza di circa **99.998.000 Hz**.

Per **alzare** la frequenza potrebbe essere sufficiente applicare in **serie** al quarzo un condensatore ceramico da **18-22-27 picoFarad**.

Ricordate di non scendere con tale condensatore sotto ai **18 picoFarad**.

Se con questo schema utilizzerete dei quarzi da **78-80 MHz**, dovrete necessariamente aumentare il numero delle spire della bobina **L1** da **5 spire** a **6-7 spire**.

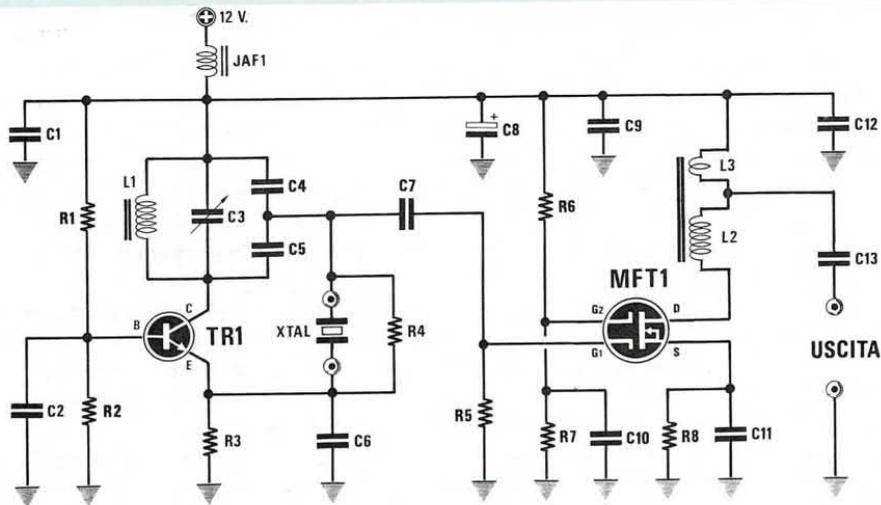


Fig.1 Schema elettrico dell'oscillatore LX.1018/A.

- R1 = 6.800 ohm 1/4 watt
- R2 = 4.700 ohm 1/4 watt
- R3 = 470 ohm 1/4 watt
- R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 68.000 ohm 1/4 watt
- R7 = 33.000 ohm 1/4 watt
- R8 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 10.000 pF a disco
- C2 = 12 pF a disco
- C3 = 2-27 pF compensatore
- C4 = 27 pF a disco
- C5 = 27 pF a disco

- C6 = 12 pF a disco
- C7 = 100 pF a disco
- C8 = 10 mF elettr. 63 volt
- C9 = 100 pF a disco
- C10 = 150 pF a disco
- C11 = 330 pF a disco
- C12 = 10.000 pF a disco
- C13 = 1.000 pF a disco
- JAF1 = impedenza antidisturbo
- L1 = 4 spire su nucleo NT30.17
- L2-L3 = trasform. su Balun
- TR1 = NPN tipo 2N2369
- MFT1 = mosfet tipo BF966S
- XTAL = quarzo in 5° armonica

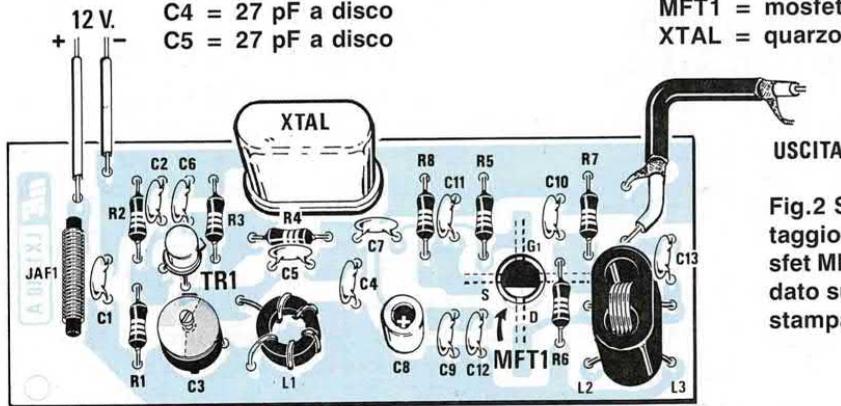
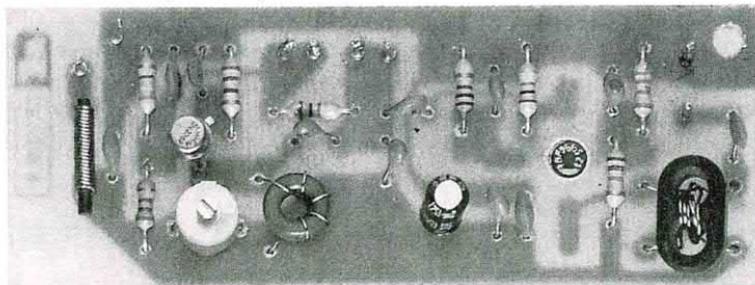


Fig.2 Schema pratico di montaggio dell'LX.1018/A. Il mosfet MFT1 viene montato e saldato sul lato rame del circuito stampato.

Fig.3 Foto dell'oscillatore LX.1018/A. Lo stampato può ricevere quarzi con corpo miniatura e normale.



Per stabilire se le spire della bobina sono scarse, basterà controllare in che posizione si accorda il compensatore **C3**.

Se le lamelle sono tutte **chiuse**, si potrà aumentare il numero delle spire, se sono tutte **aperte**, si dovrà togliere una sola spira.

Aumentando notevolmente il numero delle spire di L1 o utilizzando un compensatore da 60 pF, si riesce a far oscillare il quarzo anche in **3° armonica**, cioè ad ottenere con un quarzo da **100 Hz** una frequenza di $100 : 5 \times 3 = 60 \text{ MHz}$ e relative armoniche, cioè **120-180 MHz**.

Sperimentalmente si potrebbe provare ad alzare le capacità dei condensatori C2-C6, portandole dagli attuali 12 pF a **15-18 pF**, ma non bisognerà aumentare oltre queste due capacità, perchè l'oscillatore potrebbe facilmente oscillare in **3° armonica**.

NOTA = per il solo transistor **2N2222** o similare è necessario aumentare la capacità del condensatore C2 posta tra Base e Massa, portandola dagli attuali 12 pF a **27-33 pF**.

DATI TECNICI

I valori qui sotto riportati sono stati misurati sull'uscita del **buffer** e su un carico di **52 ohm** e con solo quarzi in **5° armonica**.

LX.1018/A

Quarzo oscill.	Potenz. Usc. su 52 ohm	Tensione Usc. su 52 ohm
80 MHz	80 mW	2,5 volt
90 MHz	60 mW	2,0 volt
100 MHz	40 mW	1,8 volt
110 MHz	40 mW	1,8 volt

L'attenuazione sulla **2° armonica** si aggira intorno i **-20 dB**.

Lo stadio **Oscillatore** + lo stadio **Buffer** alimentato con una tensione di 12 volt assorbono in totale **20 milliamper**.

OSCILLATORE IN 5° ARMONICA = LX.1018/B

Questo secondo schema riprodotto in fig.4 è uno stadio oscillatore idoneo per quarzi in **5° armonica** da **79 a 110 MHz**.

Provando questo schema con i transistor campione presi per il test, cioè:

2N918 - 2N2222 - 2N2369 - BSX.26 - BFR.96

abbiamo constatato che il **2N2222** ha difficoltà ad oscillare, quindi sconsigliamo di usarlo per questa configurazione.

Tutti i valori delle resistenze riportati nell'elenco componenti sono stati calcolati per far assorbire al transistor dai **9 mA** ai **10 mA** alimentandolo con una tensione di **12 volt**.

Con questi stessi valori l'oscillatore funzionerà ugualmente anche alimentato a **6 volt** o a **15 volt**.

Se alimenterete il circuito a **9 volt**, dovrete ridurre il valore della **R4**, portandolo dagli attuali 270 ohm a **220 ohm**, mentre se lo alimenterete a **15 volt**, dovrete aumentare il valore di tale resistenza a **330-390 ohm**.

Per quanto concerne la bobina **L1**, potrete avvolgere su un **nucleo toroidale** tipo **T30.17** (blu-giallo), o **T30.0** (marrone), oppure **T44.12** (verde-bianco), **4 spire** utilizzando del filo di rame smaltato da **0,40-0,45 mm**.

Con tale bobina riuscirete a far oscillare qualsiasi quarzo da **79 a 110 MHz**.

Questo schema ha la tendenza a far oscillare **più in alto** di circa **2.000 Hz** qualsiasi quarzo, quindi inserendo un quarzo da **100.000.000 Hz** (100 MHz), in uscita si otterrà una frequenza di **100.002.000 Hz**.

Per **abbassare** la frequenza è sufficiente ridurre il valore della **R3** applicata in **parallelo** al quarzo, portandola ad esempio a **470-390-330 ohm 1/4 watt** (vedi fig.4), oppure applicare in **serie** al quarzo una bobina avvolta in aria, composta da **4-5-6 spire** con filo smaltato da 0,4-0,5 avvolto su un diametro di **6 mm**.

Non aumentate oltre a **6** il numero delle spire di tale bobina, perchè potreste rendere l'oscillatore instabile.

Utilizzando dei quarzi da 78-80 MHz, è anche necessario aumentare di **1-2 spire** l'avvolgimento **L1** sul nucleo toroidale.

In questo circuito è **assolutamente necessario** applicare in parallelo al quarzo una resistenza compresa tra **1.000 - 330 ohm** (vedi R3), per evitare che il quarzo oscilli sulla **3° armonica**.

Il condensatore **C5** applicato in parallelo alla resistenza **R4** dell'Emettitore, deve risultare compreso tra **220-390 pF**.

Se aumenterete tale capacità portandola ad esempio a **820-1.000 pF**, il quarzo oscillerà preferibilmente sulla **3° armonica**, quindi inserendo un quarzo da **100 MHz** otterrete **60 o 120 MHz** ($100 : 5 \times 3$) o un suo multiplo.

DATI TECNICI

I valori qui sotto riportati, sono stati misurati sul-

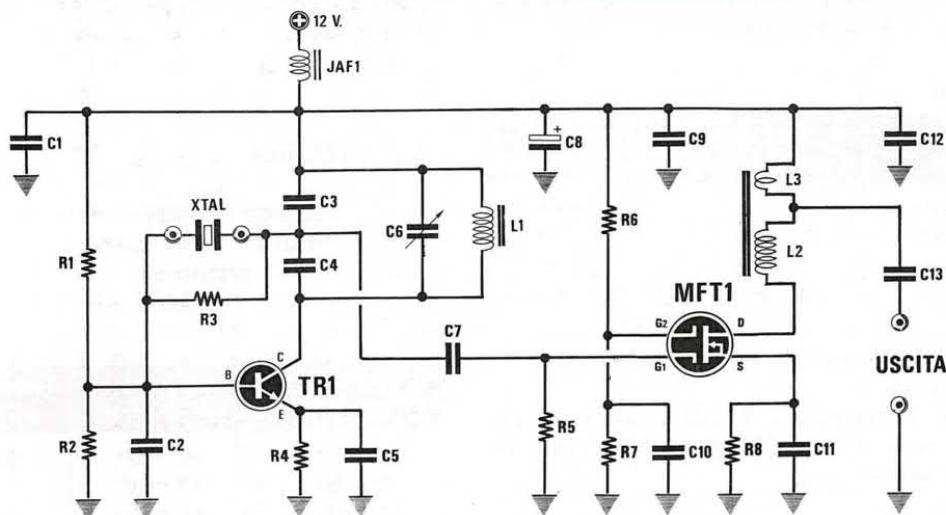


Fig.4 Schema elettrico dell'oscillatore LX.1018/B.

- R1 = 8.200 ohm 1/4 watt
- R2 = 3.900 ohm 1/4 watt
- R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 270 ohm 1/4 watt
- R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 68.000 ohm 1/4 watt
- R7 = 33.000 ohm 1/4 watt
- R8 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 10.000 pF a disco
- C2 = 18 pF a disco
- C3 = 33 pF a disco
- C4 = 33 pF a disco
- C5 = 330 pF a disco

- C6 = 2-27 pF compensatore
- C7 = 100 pF a disco
- C8 = 10 mF elettr. 63 volt
- C9 = 100 pF a disco
- C10 = 150 pF a disco
- C11 = 330 pF a disco
- C12 = 10.000 pF a disco
- C13 = 1.000 pF a disco
- JAF1 = impedenza antidisturbo
- L1 = 4 spire su nucleo NT3017
- L2-L3 = trasform. su balun
- TR1 = NPN tipo 2N2369
- MFT1 = mosfet tipo BF966S
- XTAL = quarzo in 5° armonica

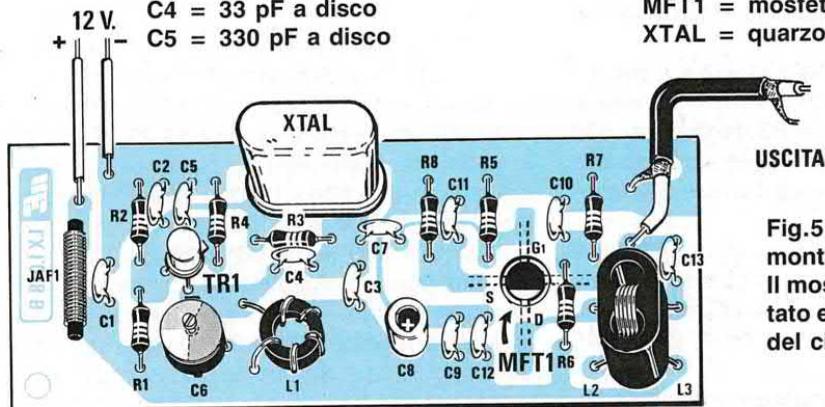
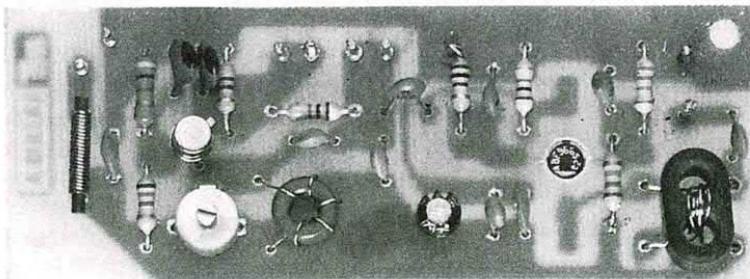


Fig.5 Schema pratico di montaggio dell'LX.1018/B. Il mosfet MFT1 viene montato e saldato sul lato rame del circuito stampato.

Fig.6 Foto dell'oscillatore LX.1018/B. Tutti gli stampati vengono forniti completi di disegno serigrafico.



l'uscita del **Buffer** su un carico di **52 ohm** e con soli quarzi in **5° armonica**.

LX.1018/B

Quarzo oscill.	Potenz. Usc. su 52 ohm	Tensione Usc. su 52 ohm
80 MHz	50 mW	2,2 volt
90 MHz	40 mW	1,8 volt
100 MHz	30 mW	1,3 volt
110 MHz	30 mW	1,3 volt

L'attenuazione sulla **2° armonica** si aggira intorno i **-20 dB**.

Lo stadio **Oscillatore** + lo stadio **Buffer**, alimentato con una tensione di 12 volt, assorbono in totale **20 milliamper**.

OSCILLATORE IN 5° ARMONICA - LX.1018/C

Lo schema riportato in fig.7 è quasi analogo a quello visibile in fig.1.

L'unica variante è costituita dal partitore capacitivo (vedi C5-C6), che anziché essere collegato in parallelo alla bobina di sintonia L1 risulta collegato tra Collettore e Massa.

Questo circuito è idoneo a far oscillare qualsiasi quarzo in **5° armonica** da **79 a 110 MHz**, ma risulta un pò più critico.

I valori delle resistenze sono stati calcolati per far funzionare il circuito con una tensione di alimentazione di **12 volt** e con tale tensione il transistor assorbirà **9-10 milliamper**.

Se realizzerete questo stadio oscillatore per alimentarlo con una tensione di **9 volt**, vi consigliamo di modificare il valore della **R3** dagli attuali **330 ohm** a **270 ohm**, mentre se preferite alimentarlo a 15 volt, vi suggeriamo di elevare il valore di tale resistenza a **390-470 ohm**.

Utilizzando questo stadio con quarzi da **79 a 110 MHz**, dovrete sempre usare per la bobina **L1** nuclei toroidali **T30.17 - T44.0 - T44.12**, avvolgendo sopra a questi **4 spire** di filo di rame da **0,40-0,45 mm**.

Questo oscillatore ha la tendenza di oscillare più in basso di **1.000-2.000 Hz** rispetto a quanto riportato sull'involucro, pertanto si potrà alzare la sua frequenza aumentando il valore di C3 a **27-33 pF**.

Non scendete con tale capacità sotto ai **22 pF**, perchè l'oscillatore si spegnerebbe.

Questo oscillatore non risulta idoneo per far oscillare quarzi in **3° armonica**, quindi non utilizzatelo per quarzi minori di 50 MHz, perchè difficilmente riuscireste a farli funzionare.

NOTA = Nel caso del solo transistor **2N2369**,

consigliamo di utilizzare per C2 una capacità di **18 pF** anziché di 22 pF come riportato nell'elenco componenti.

DATI TECNICI

I valori qui sotto riportati sono stati misurati sull'uscita del **Buffer**, su un carico di **52 ohm** e con soli quarzi in **5° armonica**.

LX.1018/C

Quarzo oscill.	Potenz. Usc. su 52 ohm	Tensione Usc. su 52 ohm
80 MHz	50 mW	2,2 volt
90 MHz	40 mW	1,8 volt
100 MHz	40 mW	1,8 volt
110 MHz	40 mW	1,8 volt

L'attenuazione sulla **2° armonica** si aggira intorno i **-20 dB**.

Lo stadio **Oscillatore** + lo stadio **Buffer** alimentato con una tensione di 12 volt assorbono in totale **19 milliamper**.

OSCILLATORE IN 5° ARMONICA - LX.1018/D

Questo oscillatore funziona sia con quarzi in **3° armonica** che con quarzi in **5° armonica** (vedi fig.10).

In questo circuito abbiamo un solo componente critico, cioè il condensatore C5 da **47 pF** applicato in parallelo alla resistenza dell'Emettitore.

Abbassando tale capacità a **39-33-27-22 pF**, automaticamente **aumenterà** la frequenza generata dal quarzo di **1.000 - 1.500 - 2.000 Hz**, quindi da un quarzo da **100.000.000 Hz** in uscita si otterranno **100.001.000** o **100.001.500 Hz**.

Aumentando notevolmente questa capacità, un qualsiasi quarzo in **5° armonica** oscillerà soltanto sulla **3° armonica** se il numero delle spire avvolte sulla bobina **L1** è sufficiente per accordarsi su questa frequenza.

In questo circuito, in parallelo al quarzo sono state inserite una resistenza da **820 ohm** (vedi R2) ed una capacità da **10 pF** (vedi C2).

Il valore della resistenza R2 potrà variare da **470 a 1.000 ohm** e, come noterete, al variare di tale valore si riesce a modificare di poche **centinaia** di Hertz la frequenza generata.

Se useremo per **R2** un valore di **470 ohm**, potrebbe risultare utile abbassare leggermente il valore della R1 portandola dagli attuali **5.600 ohm** a **4.700 ohm**.

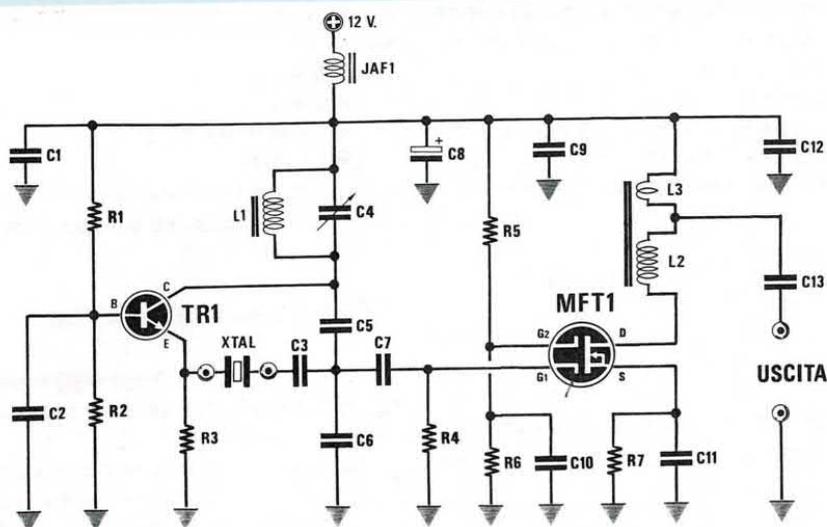
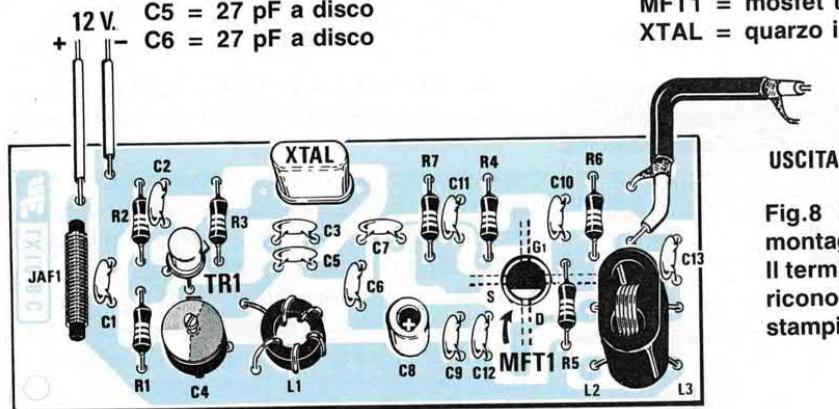


Fig.7 Schema elettrico dell'oscillatore LX.1018/C.

- R1 = 8.200 ohm 1/4 watt
- R2 = 3.900 ohm 1/4 watt
- R3 = 330 ohm 1/4 watt
- R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 68.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 33.000 ohm 1/4 watt
- R7 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 10.000 pF a disco
- C2 = 22 pF a disco
- C3 = 22 pF a disco
- C4 = 2-27 pF compensatore
- C5 = 27 pF a disco
- C6 = 27 pF a disco

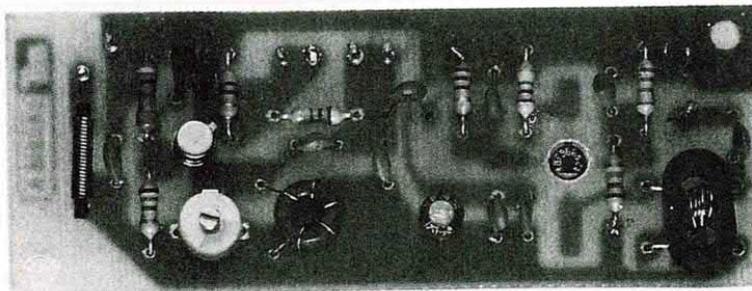
- C7 = 100 pF a disco
- C8 = 10 mF elettr. 63 volt
- C9 = 100 pF a disco
- C10 = 150 pF a disco
- C11 = 330 pF a disco
- C12 = 10.000 pF a disco
- C13 = 1.000 pF a disco
- JAF1 = impedenza antidisturbo
- L1 = 4 spire su nucleo NT3017
- L2-L3 = trasform. su Balun
- TR1 = NPN tipo 2N2369
- MFT1 = mosfet tipo BF966S
- XTAL = quarzo in 5° armonica



USCITA

Fig.8 Schema pratico di montaggio dell'LX.1018/C. Il terminale D del mosfet si riconosce dalla mezzaluna stampigliata sul suo corpo.

Fig.9 Foto dell'oscillatore LX.1018/C. Si noti a destra il foro dal quale fuoriesce il corpo del mosfet MFT1.



NOTA = Non dovrete togliere il condensatore da **10 pF** (vedi C2) posto in parallelo al quarzo, anche se sull'oscilloscopio o su un frequenzimetro non si noterà alcuna differenza, perchè questa capacità serve soltanto a ridurre le frequenze armoniche.

Se il transistor dovesse assorbire più di **9-10 milliamper**, dovrete aumentare il valore della resistenza di Elettore portandolo dagli attuali **470 ohm** a **560 ohm**, mentre se assorbisse meno di **8 milliamper**, consigliamo di abbassare tale valore portandolo a **390 ohm**.

I valori riportati nello schema elettrico sono stati calcolati per alimentare tale stadio con una tensione di **12 volt**.

Come potrete constatare, con questi stessi valori l'oscillatore funzionerà anche alimentato con **6** oppure **15 volt**.

La bobina di sintonia **L1** per lavorare in gamma **80-110 MHz** è composta da **4 spire** di filo di rame da **0,40-0,45 mm.**, avvolte su un nucleo toroidale tipo **T30.17-T44.0-T44.12**.

Volendo utilizzare dei quarzi con frequenza inferiore agli **80 MHz**, consigliamo di aumentare il numero delle spire, portandolo a **6 spire**.

DATI TECNICI

I valori qui sotto riportati sono stati misurati sull'uscita del **Buffer** e su un carico di **52 ohm** e con soli quarzi in **5° armonica**.

LX.1018/D

Quarzo oscill.	Potenz. Usc. su 52 ohm	Tensione Usc. su 52 ohm
80 MHz	80 mW	2,5 volt
90 MHz	60 mW	2,0 volt
100 MHz	40 mW	1,8 volt
110 MHz	40 mW	1,8 volt

L'attenuazione sulla **2° armonica** si aggira intorno i **-20 dB**.

Lo stadio **Oscillatore** + lo stadio **Buffer** alimentato con una tensione di **12 volt** assorbono in totale **20 milliamper**.

STADIO SEPARATORE

Anche se per comodità si preleva sempre il segnale di **RF** direttamente dallo stadio oscillatore tramite un condensatore da **10-20 pF**, vi consigliamo di utilizzare un **buffer** che separi l'uscita dello sta-

dio oscillatore dagli stadi preamplificatori successivi.

Negli schemi riportati abbiamo utilizzato uno stadio assolutamente non critico, che potrete usare da un minimo di **55-60 MHz** fino ad un massimo di **130-140 MHz**.

Questo stadio alimentato con una tensione di **12 volt** assorbe circa **10 milliamper**.

REALIZZAZIONE PRATICA

Sugli stampati LX.1018 visibili nelle figg.17-18 a grandezza naturale, dovrete montare tutti i componenti richiesti.

Per quanto riguarda la bobina **L1** dovrete avvolgere sul nucleo toroidale **4 spire**, utilizzando del filo smaltato da **0,40 mm.** oppure da **0,45 mm.**

Terminato l'avvolgimento, ricordatevi di raschiare le estremità dei due fili in modo da eliminare lo smalto protettivo.

Come potrete notare, il transistor **TR1** andrà montato sullo stampato rivolgendolo la tacca di riferimento verso la resistenza **R3**, mentre il mosfet **MFT1** andrà saldato dal lato rame, rivolgendolo il terminale più lungo **Drain** verso la pista alla quale collegherete il balun.

Sulla parte superiore del corpo del mosfet noterete una **mezzaluna** (vedi fig.13), che serve da riferimento per indicare il terminale **Drain**.

Per la realizzazione del **balun** dovrete prendere due spezzoni di filo smaltato da **0,5 mm.** e tagliarli nelle seguenti lunghezze:

L2 spezzone lungo **10 cm** per fare **3,5 spire**
L3 spezzone lungo **5 cm** per fare **1,5 spire**

Per distinguere i capi della bobina **L2** da quelli della **L3**, vi consigliamo di raschiare le estremità dello spezzone di **L2** e di ricoprirle con un leggero strato di stagno e quelle della bobina **L3**, lasciando in questo caso il rame nudo.

Avvolgete all'interno del nucleo le **3,5 spire** della bobina **L2** ed al termine di questa operazione entrambe le estremità del filo fuoriusciranno dallo stesso lato.

Prendete il secondo spezzone di filo, avvolgete all'interno del nucleo le **1,5 spire** della bobina **L3** e vi ritroverete con le estremità del filo appaiate a quelle della bobina **L2** (vedi fig.14).

È molto **importante** che il senso di avvolgimento delle due bobine **L2-L3** sia **identico**, perchè se avvolgerete la bobina **L3** in senso inverso a quello della bobina **L2** non otterrete più un adattatore d'impedenza.

I due terminali della bobina **L2** andranno inseriti nei fori dello stampato, orientati verso il mosfet

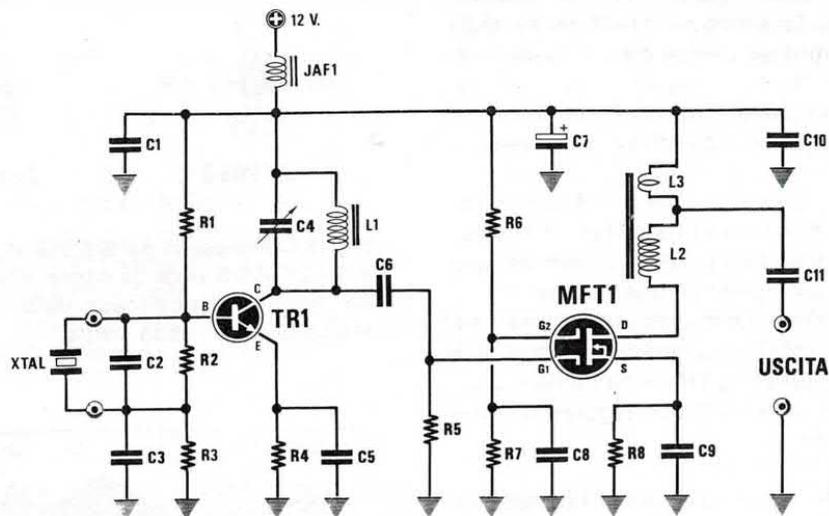


Fig.10 Schema elettrico dell'oscillatore LX.1018/D.

- R1 = 5.600 ohm 1/4 watt
- R2 = 820 ohm 1/4 watt
- R3 = 4.700 ohm 1/4 watt
- R4 = 470 ohm 1/4 watt
- R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 68.000 ohm 1/4 watt
- R7 = 33.000 ohm 1/4 watt
- R8 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 10.000 pF a disco
- C2 = 10 pF a disco
- C3 = 1.000 pF a disco
- C4 = 2-27 pF compensatore
- C5 = 47 pF a disco

- C6 = 100 pF a disco
- C7 = 10 mF elettr. 63 volt
- C8 = 150 pF a disco
- C9 = 330 pF a disco
- C10 = 10.000 pF a disco
- C11 = 1.000 pF a disco
- JAF1 = impedenza antidisturbo
- L1 = 4 spire su nucleo NT30.17
- L2-L3 = trasform. su Balun
- TR1 = NPN tipo 2N2369
- MFT1 = mosfet tipo BF966S
- XTAL = quarzo in 5° armonica

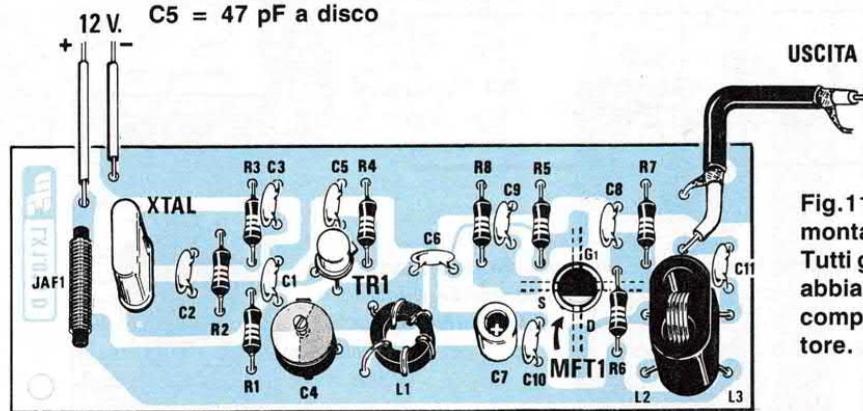
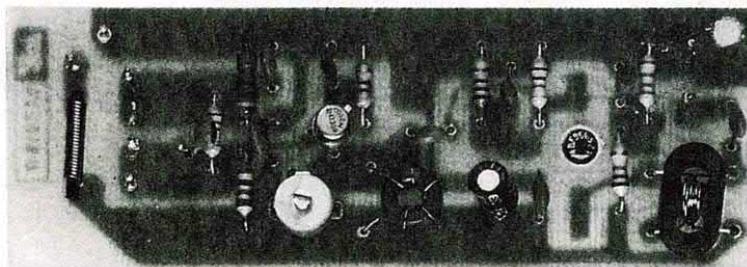


Fig.11 Schema pratico di montaggio dell'LX.1018/D. Tutti gli stadi oscillatori che abbiamo presentato sono completi di stadio separatore.

Fig.12 Foto dell'oscillatore LX.1018/D. In questo circuito il quarzo risulta collocato sul lato sinistro.



MFT1 ed indicati dalla sigla **L2**, mentre i due terminali della bobina L3 andranno inseriti nei fori dello stampato, orientati verso l'esterno e contrassegnati con la sigla **L3**.

Le piste in rame poste sotto allo stampato provvederanno a collegare in fase i due avvolgimenti L2 ed L3.

Il quarzo da voi prescelto andrà saldato sui due terminali indicati **XTAL** e poiché questi ultimi li potrete reperire nel formato miniatura o normale, sullo stampato abbiamo previsto quattro fori.

Portato a termine il montaggio, sarà sufficiente che alimentiate il circuito, ponendo sulla sua uscita un **frequenzimetro digitale** e ruotando il compensatore C3 fino a quando non leggerete la frequenza del quarzo.

IMPORTANTE = Una volta tarato il compensatore, provate a toccare con un dito il corpo del transistor TR1 o le piste sottostanti.

Così facendo l'oscillatore si dovrà **spegnere** e togliendo il dito dovrà tornare a funzionare immediatamente.

Se rimane spento, dovrete ruotare di pochissimo il compensatore C3.

Per gli altri stadi oscillatori da noi descritti, dovrete montare sui rispettivi stampati i componenti come indicato nei relativi schemi pratici.

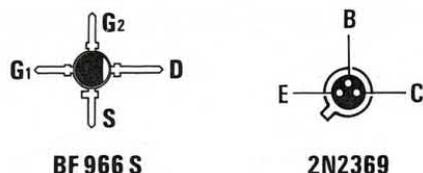


Fig. 13 Connessioni del 2N2369 viste da sotto e del BF966/S viste da sopra. Il terminale D del mosfet si riconosce dalla mezzaluna stampigliata sul suo corpo.

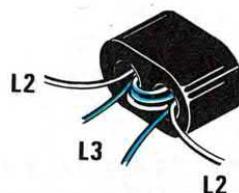


Fig. 14 I due avvolgimenti L3-L2 andranno inseriti nei due fori presenti nel trasformatore Balun come spiegato nell'articolo.

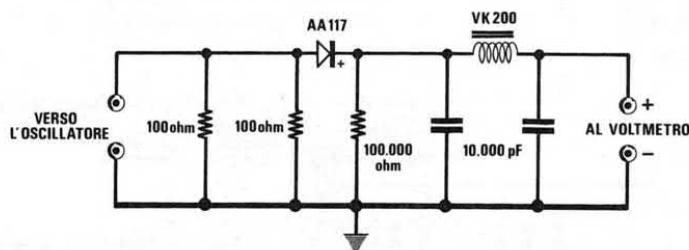
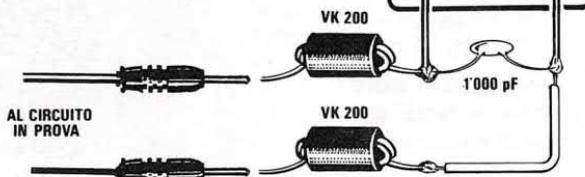


Fig. 15 Per misurare la tensione RF erogata da uno stadio oscillatore, potrete costruire questa semplice sonda rivelatrice. Il diodo rivelatore da utilizzare per questa sonda dovrà essere al GERMANIO e non al silicio.

Fig. 16 Per misurare la corrente assorbita dallo stadio oscillatore, applicate in serie ai due terminali del tester due impedenze VK ed un condensatore da 1.000 pF, per impedire che l'RF entri nello strumento.



PER CONCLUDERE

Tutti gli schemi di oscillatori da noi proposti, se non è espressamente indicato, sono idonei per funzionare solo con quarzi in 5° armonica, cioè con frequenze superiori a **79 MHz**.

Ricordatevi che ponendo in serie al circuito di alimentazione un tester per controllarne l'assorbimento in **milliamper**, è molto probabile che i fili di quest'ultimo entrino in **risonanza** e che le bobine di **shunt** (resistenze a filo avvolte a spirale) presenti all'interno dello strumento si sintonizzino sulla frequenza generata, **sfalsando** la lettura.

Per evitare questo inconveniente, consigliamo di applicare direttamente in serie ed in prossimità delle boccole di ingresso due **impedenze di RF** e dei condensatori di fuga come evidenziato in fig.16.

Nei dati delle caratteristiche, abbiamo riportato oltre al valore in **millivolt** del segnale presente in uscita, anche l'ampiezza della 2° armonica, che potrebbe esservi molto utile nel caso volesse realizzare degli stadi amplificatori moltiplicatori.

Ad esempio, realizzando un oscillatore sui **100 MHz**, automaticamente sull'uscita vi ritroverete sia la **2° armonica** pari a $100 + 100 = 200$ MHz, sia la **3° armonica** pari a $100 + 100 + 100 = 300$ MHz.

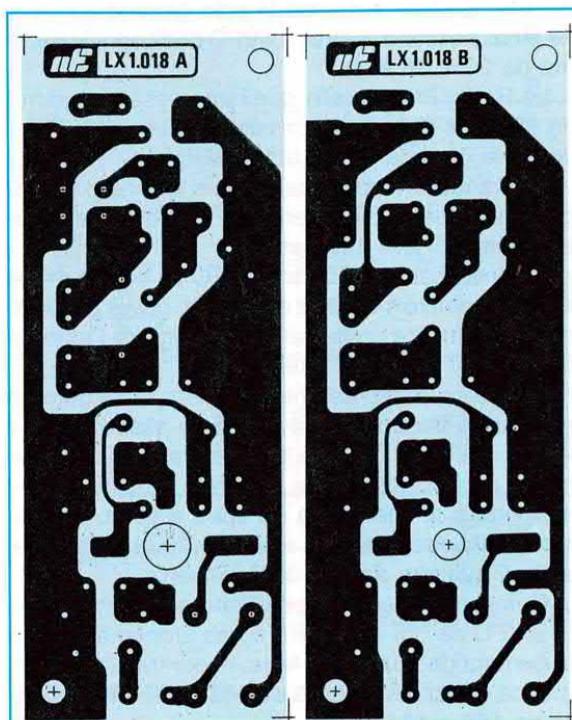
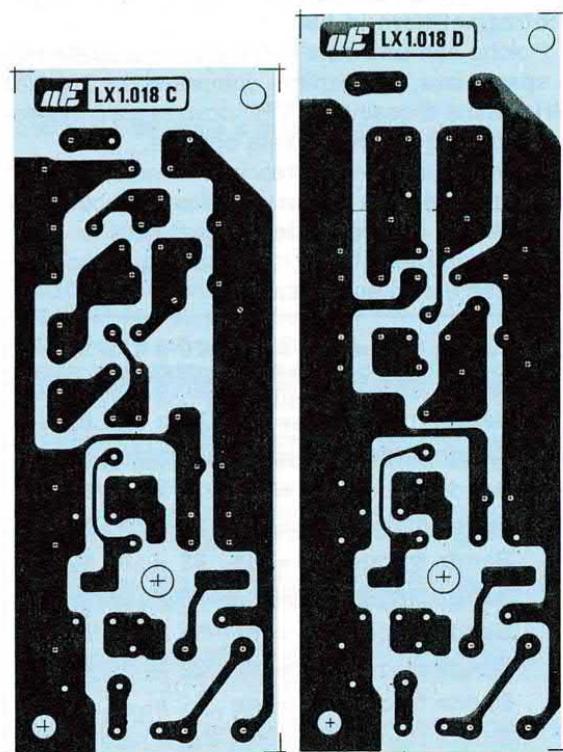
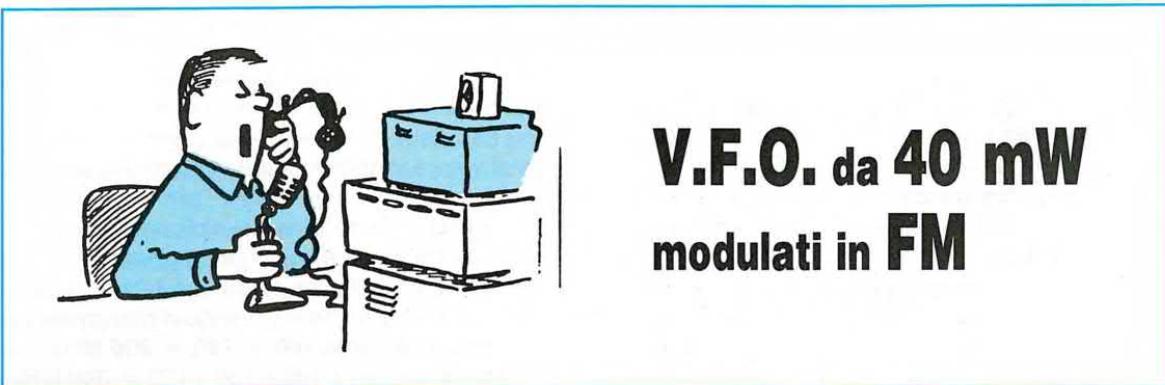


Fig.17 Disegni a grandezza naturale, visti dal lato rame, dei due stampati necessari per la realizzazione degli stadi oscillatori siglati LX.1018/A e LX.1018/B. Si consiglia di utilizzare dei supporti in fibra di vetro per ridurre al minimo le perdite di RF.

Fig.18 Disegni a grandezza naturale, visti dal lato rame, dei due stampati necessari per la realizzazione degli stadi oscillatori siglati LX.1018/C e LX.1018/D. Gli stampati da noi forniti sono completi di disegno serigrafico e le piste sono tutte protette con una speciale vernice antiossidante.





V.F.O. da 40 mW modulati in FM

Il VFO è un oscillatore variabile in grado di generare segnali di RF.

Al circuito progettato per questo VFO, che utilizza un fet ed un transistor VHF, abbiamo aggiunto un amplificatore finale a **larga banda** che, come vedrete, è un piccolissimo integrato in grado di amplificare di circa **13 dB** qualsiasi segnale di RF da **0 Hertz** fino a **1.000 Megahertz** (vedi fig.1).

Applicando sul suo ingresso un qualsiasi segnale di AF-VHF-UHF, sulla sua uscita potrete prelevare un segnale amplificato di **13 dB**, vale a dire **20 volte in potenza**, perfettamente adattato per un'impedenza caratteristica di **50 ohm**.

Il VFO che vi presentiamo è in grado di erogare in uscita un segnale di **40 milliWatt**, quindi già applicando questo segnale ad un'antenna calcolata per la frequenza di lavoro, otterrete un efficiente **microtrasmettitore in FM**.

Poichè con **una sola bobina** non riuscirete mai a **spazzolare** una gamma compresa tra **2 e 220 MHz**, prima di costruire il VFO dovrete già conoscere su quali frequenze volete operare.

In base alla gamma prescelta vi indicheremo il numero delle spire da avvolgere per la bobina **L1** e quale tipo di diodi **varicap** utilizzare.

La banda che potrete ottenere con questi circuiti può essere così suddivisa:

Banda frequenza = da 220 a 179 MHz
Banda frequenza = da 180 a 150 MHz
Banda frequenza = da 152 a 125 MHz
Banda frequenza = da 127 a 108 MHz
Banda frequenza = da 113 a 81 MHz
Banda frequenza = da 82 a 59 MHz
Banda frequenza = da 63 a 46 MHz
Banda frequenza = da 46 a 36 MHz
Banda frequenza = da 36 a 23 MHz
Banda frequenza = da 23 a 15 MHz
Banda frequenza = da 15 a 7 MHz
Banda frequenza = da 7,5 a 3,9 MHz
Banda frequenza = da 4,2 a 2,2 MHz

I CB, ai quali interessa la sola gamma da **26 a 28 MHz**, possono costruire il VFO che copre la gamma da **23 a 36 MHz**.

Le Radio Private, alle quali interessa la gamma da **88 a 108 MHz**, possono costruire il solo VFO che copre la gamma da **81 a 113 MHz**.

Passando ai Radioamatori, che lavorano su più gamme, possono scegliere il VFO che copre la sola gamma di loro interesse.

Chi intendesse utilizzare il VFO su bande diverse, ad esempio **144 MHz** e **21 MHz**, dovrà costruirne due ed usare un deviatore per togliere l'alimentazione sul VFO non interessato.

Facciamo presente che la copertura di gamma riportata a fianco non deve essere assunta come valore **assoluto**, perchè se userete un filo di diametro diverso oppure se varierete il diametro del supporto o la spaziatura tra spira e spira, potrete facilmente ottenere sulle sole frequenze più alte dei salti di qualche **decina** di Megahertz.

Quindi non ritenetelo un difetto se, avendo scelto il VFO da noi segnalato come idoneo a coprire la gamma da **152 a 125 MHz**, riscontrerete all'atto pratico che questo copre da **143 a 116 MHz** oppure da **162 a 131 MHz**.

Un altro vantaggio offerto da questi VFO è quello di presentare, già inserito nello stampato, un diodo varicap supplementare (vedi DV1) per modulare in **frequenza** il segnale AF/VHF.

SCHEMA ELETTRICO

In questo VFO (vedi fig.2) il transistor PNP tipo **BFR.99** è il vero stadio **oscillatore**, mentre il fet FT1, un **PN.4416**, che trovate ad esso collegato, può essere considerato come un efficace **controllo automatico di reazione**, che provvederà a modificare automaticamente l'accoppiamento Emittitore-Collettore di **TR1** in funzione della frequenza di lavoro.

In pratica questo fet agisce come un normale **compensatore** che autoregola la propria capacità in funzione della gamma di lavoro.

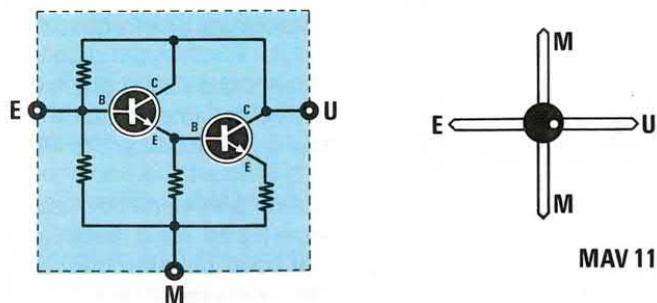


Fig.1 L'integrato MAV.11 è un amplificatore a larga banda in grado di amplificare di 13 dB qualsiasi segnale di AF fino ad un massimo di 1 Gigaertz. In questo integrato il PALLINO di riferimento è posto in corrispondenza del terminale di USCITA.

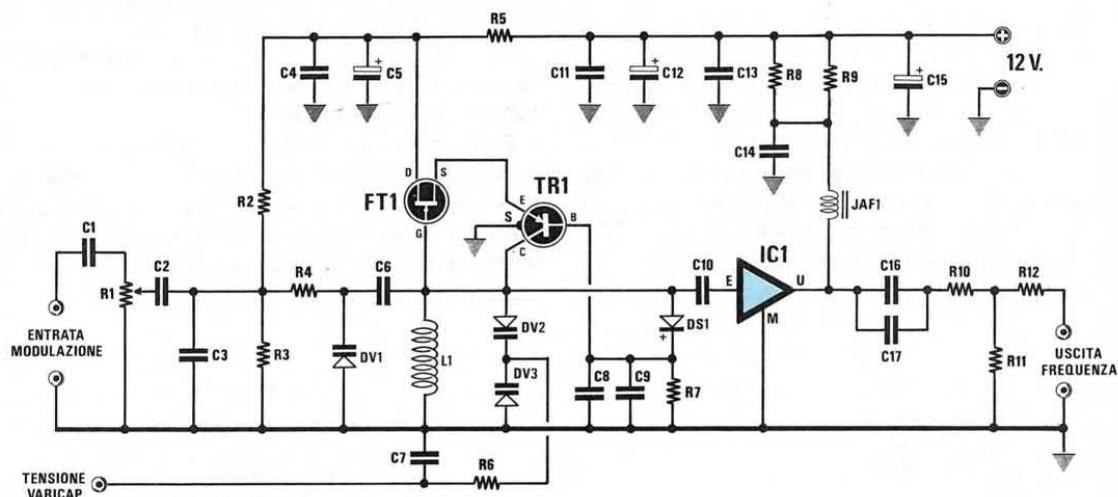


Fig.2 Schema elettrico del VFO completo di finale a larga banda.

ELENCO COMPONENTI LX.1029

- R1 = 10.000 ohm trimmer
- R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 100 ohm 1/4 watt
- R6 = 56.000 ohm 1/4 watt
- R7 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R8 = 270 ohm 1/4 watt
- R9 = 270 ohm 1/4 watt
- R10 = 2,7 ohm 1/4 watt
- R11 = 470 ohm 1/4 watt
- R12 = 2,7 ohm 1/4 watt
- C1 = 1 mF poliestere
- C2 = 1 mF poliestere
- C3 = 10.000 pF poliestere
- C4 = 10.000 pF poliestere
- C5 = 10 mF elettr. 63 volt
- C6 = 1,5 pF a disco

- C7 = 1.000 pF a disco
- C8 = 10.000 pF a disco
- C9 = 33 pF a disco
- C10 = vedi testo
- C11 = 10.000 pF a disco
- C12 = 10 mF elettr. 63 volt
- C13 = 10.000 pF a disco
- C14 = 10.000 pF a disco
- C15 = 47 mF elettr. 25 volt
- C16 = 1.000 pF ceramico X7R
- C17 = 10.000 pF ceramico X7R
- C18 = vedi testo
- L1 = vedi testo
- JAF1 = impedenza di blocco JAF3.45
- DV1 = diodo varicap tipo BB.222
- DV2 = vedi testo
- DV3 = vedi testo
- DS1 = diodo schottky tipo BAR10
- TR1 = PNP tipo BFR.99
- FT1 = fet tipo PN.4416
- IC1 = integrato RF tipo MAV.11

Se si inserirà un valore molto più basso del richiesto, si correrà il rischio di **bruciare** l'integrato.

Poichè è bene non far assorbire all'integrato una corrente maggiore di **50 milliAmper**, per compensare le immane tolleranze delle resistenze, abbiamo prefissato l'assorbimento su un valore tipico di **48 milliAmper** pari a **0,048 Amper**.

La formula per ricavare il valore ohmico di questa resistenza è la seguente:

$$\text{Ohm} = (V_{cc} - V_u) : A$$

dove:

V_{cc} = volt della tensione di alimentazione

V_u = volt sul piedino **U** di uscita pari a **5,5 volt**

A = corrente di assorbimento massimo pari a **0,048 Amper**

Pertanto con una tensione stabilizzata a **12 volt** il valore della resistenza da applicare sul piedino d'uscita **U** dovrà risultare di:

$$(12 - 5,5) : 0,048 = 135,41 \text{ ohm}$$

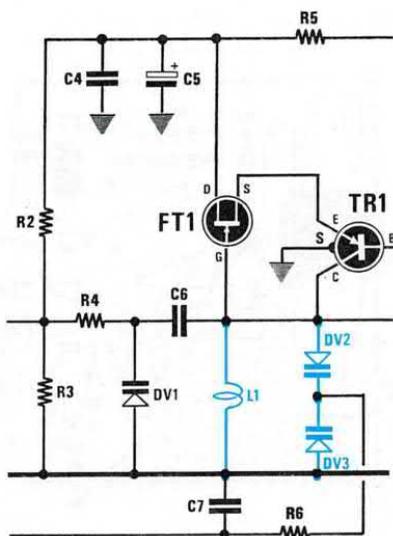


Fig.7 Chi desidera realizzare dei VFO per le gamme da 36 MHz fino a 200 MHz, dovrà scegliere questa configurazione, che utilizza due diodi varicap posti in parallelo alla bobina L1. Come riportato nelle tabelle, per ogni diversa gamma di lavoro varieranno il tipo di diodo varicap e la capacità del condensatore C10 collocato sull'entrata di IC1 (vedi fig.2).

Poichè questo valore non è standard, abbiamo posto in parallelo due resistenze da **270 ohm** (vedi R8-R9) e, così facendo, abbiamo ottenuto in pratica $270 : 2 = 135 \text{ ohm}$, cioè il valore richiesto.

REALIZZAZIONE PRATICA

Anche se il circuito stampato LX.1029 è disegnato appositamente per consentire di montare questo VFO per tutte le gamme interessate, prima di iniziare la sua realizzazione pratica dovrete già conoscere su quale gamma desiderate lavorare, per poter così scegliere le spire da avvolgere sulla bobina **L1**, i tipi di varicap **DV2-DV3** da utilizzare e la capacità da scegliere per il condensatore ceramico **C10**.

Scelta la gamma di lavoro, potrete iniziare a montare sullo stampato tutte le resistenze ed i diodi varicap.

Se il circuito richiede dei varicap tipo **BB.222** o **BB.329**, prima di inserirli verificate che la fascia di colore **marrone** risulti rivolta come visibile nello schema pratico riprodotto alle figg.6 e 8, mentre se

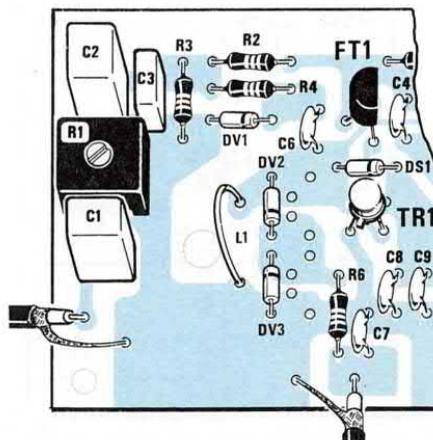


Fig.8 Chi realizzerà questo VFO per le gamme che richiedono due diodi varicap posti in serie, come visibile in fig.7, dovrà orientare le due fasce colorate come visibile nel disegno. Si noti sullo stampato la bobina L1 a U per la gamma di frequenze da 179 a 220 MHz. Per le altre gamme in sostituzione della bobina a U dovremo inserire una bobina cilindrica (vedi fig.13).

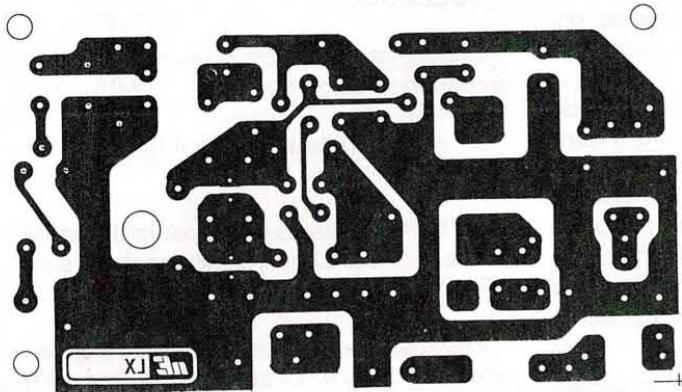


Fig.9 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato LX.1029 visto dal lato rame.

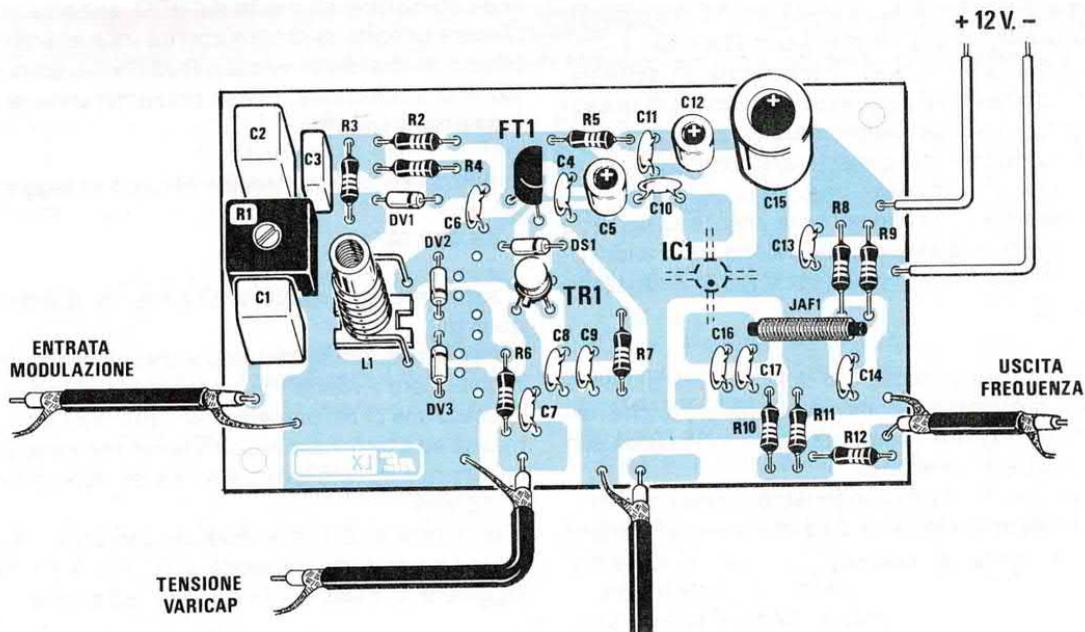


Fig.10 Schema pratico di montaggio del VFO che utilizza due diodi varicap posti in parallelo alla bobina L1 (vedi fig.7). Per tutte le altre varianti, cioè con due diodi varicap BB.329 in parallelo o con un solo diodo BB.112, osservate gli schemi pratici delle figg.4 e 6.

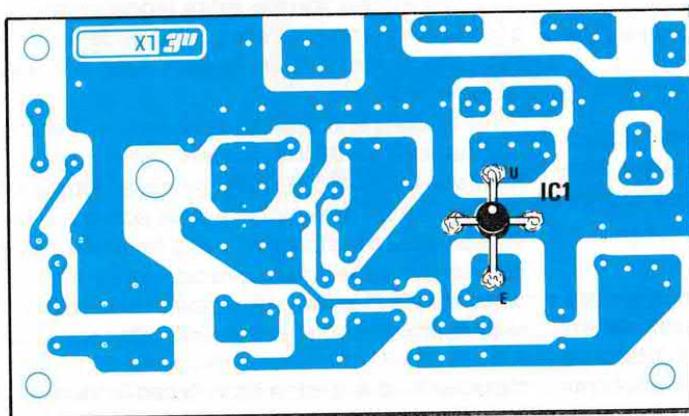


Fig.11 L'integrato MAV.11 va saldato direttamente sulle piste in rame dello stampato, rivolgendo il terminale con il PALLINO di riferimento verso l'alto, cioè verso le piste che fanno capo ai condensatori C16-C17 (vedi fig.10).

il circuito richiede dei varicap tipo **BB.112**, avendo questi un corpo simile ad un transistor plastico, dovrete orientare la parte piatta del loro corpo come visibile in fig.4.

Dopo i diodi varicap potrete inserire il diodo schottky **DS1**, rivolgendo la fascia di colore **nero** verso **C13**.

Completata questa operazione, potrete inserire nello stampato il fet **PN.4416**, rivolgendo la parte piatta del suo corpo verso **C4**, poi il transistor **BFR.99**, rivolgendo la piccola tacca di riferimento posta sul suo corpo metallico verso la resistenza **R6**.

Proseguendo nel montaggio è necessario saldare sul lato rame dello stampato, cioè sul lato opposto rispetto a quello nel quale avrete inserito tutti gli altri componenti, il solo amplificatore **MAV.11**.

Per contraddistinguere il **terminale d'uscita** dagli altri tre terminali, è presente sul corpo di questo integrato un piccolo **pallino nero** (vedi fig.1) che dovrete assolutamente considerare come punto di riferimento per evitare di bruciarlo.

Come noterete nello schema pratico di fig.11, il terminale contrassegnato dal **pallino nero** andrà rivolto verso l'alto, cioè verso i condensatori C16-C17.

Non cercate di tagliare o ripiegare i terminali di questo integrato, ma come potete vedere anche nelle foto, appoggiateli semplicemente sulle piste dello stampato e qui saldateli.

Mancano ora tutti i condensatori, cioè i ceramici (**controllate il valore di C10 che varia al variare della gamma di lavoro**), gli speciali ceramici C16-C17 che sono piccolissimi, di colore blu e presentano sul corpo il numero **102** per il condensatore da 1.000 pF e **103** per il condensatore da 10.000 pF.

Proseguendo nel montaggio potrete inserire i condensatori elettrolitici, rispettando per quest'ultimi la polarità +/- dei due terminali.

Montate di seguito l'impedenza JAF1 ed il trimmer R1 per regolare il segnale di BF per la modulazione in **FM** e la bobina **L1**.

Nelle tabelle riportate nell'articolo potrete individuare il numero delle spire da avvolgere sul supporto plastico da noi fornito in funzione della gamma di lavoro.

Per tenere bloccate le spire sul supporto, sarà sufficiente ricorrere ad una goccia di cera o ad un qualsiasi altro collante che non sciolga la plastica.

Le estremità dei fili di tale bobina andranno **raschiate** per togliere lo smalto protettivo, affinché lo stagno possa poi far presa sul rame nudo.

COLLAUDO

Completato il circuito potrete subito collaudarlo procedendo come segue:

1° = Collegate a **massa** il terminale **tensione varicap**;

2° = Prelevate da un alimentatore **stabilizzato** una tensione di **12 volt** e collegatela ai terminali del VFO cercando di non invertirne la polarità.

Effettuati questi collegamenti, non appena fornirete tensione al VFO, immediatamente sul frequenzimetro che avrete collegato con un cavo coassiale da 50-52 ohm all'uscita del VFO, apparirà la frequenza **minima di lavoro** perchè, non avendo applicato ai due diodi varicap DV2-DV3 alcuna tensione di eccitazione, questi presenteranno la loro **massima capacità**.

AmMESSO che sul frequenzimetro si legga:

89,138 MHz

saprete che il vostro VFO parte da questa frequenza.

Per conoscere la frequenza **massima** che potrà raggiungere il vostro VFO, sarà sufficiente togliere lo spezzone di filo precedentemente montato tra la massa ed il terminale indicato **tensione varicap** ed applicare a questo terminale una tensione positiva di **12 volt**.

In questo modo i due diodi varicap presenteranno la loro **minima capacità** e sul frequenzimetro leggerete la massima frequenza, ad esempio:

149,452 MHz

Da questa semplice prova saprete che il vostro VFO copre la gamma che va da **89,138 MHz** a **149,452 MHz**.

Se per ipotesi vorrete salire leggermente in frequenza, cioè raggiungere i **152,000 MHz**, dovrete semplicemente spaziare le spire della bobina L1 o togliere una sola spira.

Se al contrario vorrete scendere in frequenza, partire cioè da **70 MHz**, dovrete semplicemente aumentare il numero delle spire della bobina L1.

Considerata la semplicità dello schema e la facilità con cui è possibile variare la frequenza agendo sul numero delle spire della bobina L1 e sulla tensione dei diodi varicap, questo oscillatore potrà essere utilizzato anche per diverse altre applicazioni.

Nota = Il kit è disponibile presso la rivista:
NUOVA ELETTRONICA - VIA CRACOVIA, 19
40139 BOLOGNA

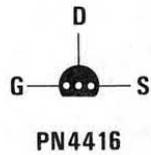
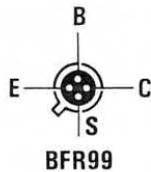


Fig.12 Connessioni viste da sotto del fet PN.4416, del transistor BFR.99 e dei diodi varicap. I diodi varicap BB.222 e BB.329 hanno un corpo cilindrico, mentre il diodo varicap BB.112 (equivalente al MVAM.115) ha il corpo della stessa forma di un transistor. In questo VFO si può tentare di inserire anche dei diodi varicap diversi da quelli da noi consigliati.

DATI per la COSTRUZIONE delle BOBINE di SINTONIA

In questo oscillatore è possibile sostituire le bobine avvolte su supporto plastico (vedi fig.13) con delle minuscole **impedenze RF** a goccia o di altra forma. A titolo puramente indicativo vi diremo che con una impedenza di **1 microHenry** riuscirete a sintonizzarvi sulla gamma dei **20-30 MHz**, mentre con una impedenza di **0,22 microHenry** riuscirete a sintonizzarvi sulla gamma dei **60-80 MHz**.

Gamma 4,2-2,2 MHz

L1 = 50 spire con filo smaltato da 0,2 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **10 millimetri**

DV3 = diodo varicap tipo **BB.112**

Nota = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da **1.000 pF** che nelle figg.3-4 è stato siglato **C18**

C10 = condensatore ceramico da 100 pF

Gamma 7,5-3,9 MHz

L1 = 50 spire con filo smaltato da 0,2 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **10 millimetri**

DV3 = diodo varicap tipo **BB.112**

Nota = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da **1.000 pF** che nelle figg.3-4 è stato siglato **C18**

C10 = condensatore ceramico da 100 pF

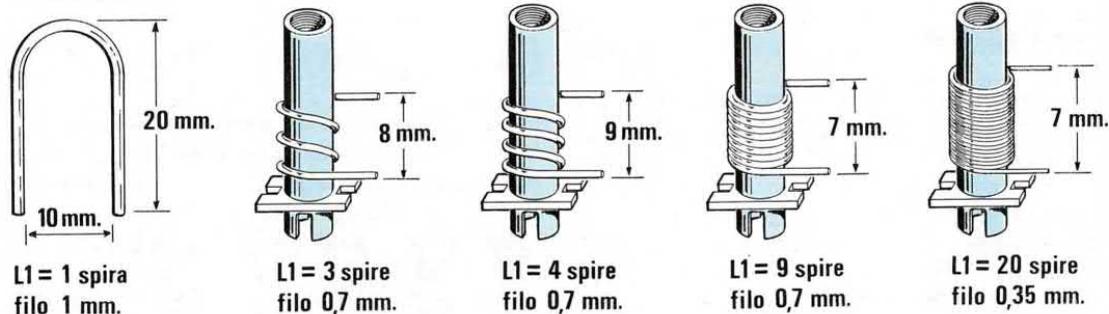


Fig.13 Per la sola gamma che copre da 179 a 220 MHz dovrete utilizzare per la bobina L1 una spira a U (nel disegno sono riportate le dimensioni), mentre per le altre gamme dovrete avvolgere su un supporto plastico del diametro di 5 mm il numero di spire indicato nel testo. Consigliamo di bloccare le spire con una goccia di cera o collante per impedire vibrazioni meccaniche.

Gamma 15-7 MHz

L1 = 20 spire con filo smaltato da 0,35 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo 7 millimetri (vedi fig.13)

DV3 = diodo varicap tipo **BB.112**

Nota = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da 1.000 pF che nelle figg.5-6 è stato siglato **C18**

C10 = condensatore ceramico da 56 pF

Gamma 23-15 MHz

L1 = 20 spire con filo smaltato da 0,35 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo 7 millimetri (vedi fig.13)

DV3 = 2 diodi varicap tipo **BB.329** in parallelo

Nota = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da 1.000 pF che nelle figg.5-6 è stato siglato **C18**

C10 = condensatore ceramico da 27 pF

Gamma 36-23 MHz

L1 = 15 spire con filo smaltato da 0,7 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo 11 millimetri

DV3 = 2 diodi varicap tipo **BB.329** in parallelo

Nota = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da 1.000 pF che nelle figg.5-6 è stato siglato **C18**

C10 = condensatore ceramico da 22 pF

Gamma 46-36 MHz

L1 = 15 spire con filo smaltato da 0,7 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo 11 millimetri

DV2-DV3 = diodi varicap tipo **BB.329**

C10 = condensatore ceramico da 15 pF

Gamma 63-46 MHz

L1 = 9 spire con filo smaltato da 0,7 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo 7 millimetri (vedi fig.13)

DV2-DV3 = diodi varicap tipo **BB.329**

C10 = condensatore ceramico da 15 pF

Gamma 82-59 MHz

L1 = 7 spire con filo smaltato da 0,7 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo 5 millimetri

DV2-DV3 = diodi varicap tipo **BB.329**

C10 = condensatore ceramico da 8,2 pF

Gamma 113-81 MHz

L1 = 5 spire con filo smaltato da 0,7 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **distanziate** tra loro in modo da ottenere un solenoide lungo 9 millimetri

DV2-DV3 = diodi varicap tipo **BB.329**

C10 = condensatore ceramico da 8,2 pF

Gamma 127-108 MHz

L1 = 4 spire con filo smaltato da 0,7 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **distanziate** tra loro in modo da ottenere un solenoide lungo 9 millimetri (vedi fig.13)

DV2-DV3 = diodi varicap tipo **BB.222** o l'equivalente **BB.121**

C10 = condensatore ceramico da 8,2 pF

Gamma 152-125 MHz

L1 = 4 spire con filo smaltato da 0,7 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **distanziate** tra loro in modo da ottenere un solenoide lungo 9 millimetri

DV2-DV3 = diodi varicap tipo **BB.222** o l'equivalente **BB.121**

C10 = condensatore ceramico da 3,9 pF

Gamma 180-150 MHz

L1 = 3 spire con filo smaltato da 0,7 mm avvolte sul supporto plastico da 5 mm. Le spire debbono essere **distanziate** tra loro in modo da ottenere un solenoide lungo 8 millimetri (vedi fig.13)

DV2-DV3 = diodi varicap tipo **BB.222** o l'equivalente **BB.121**

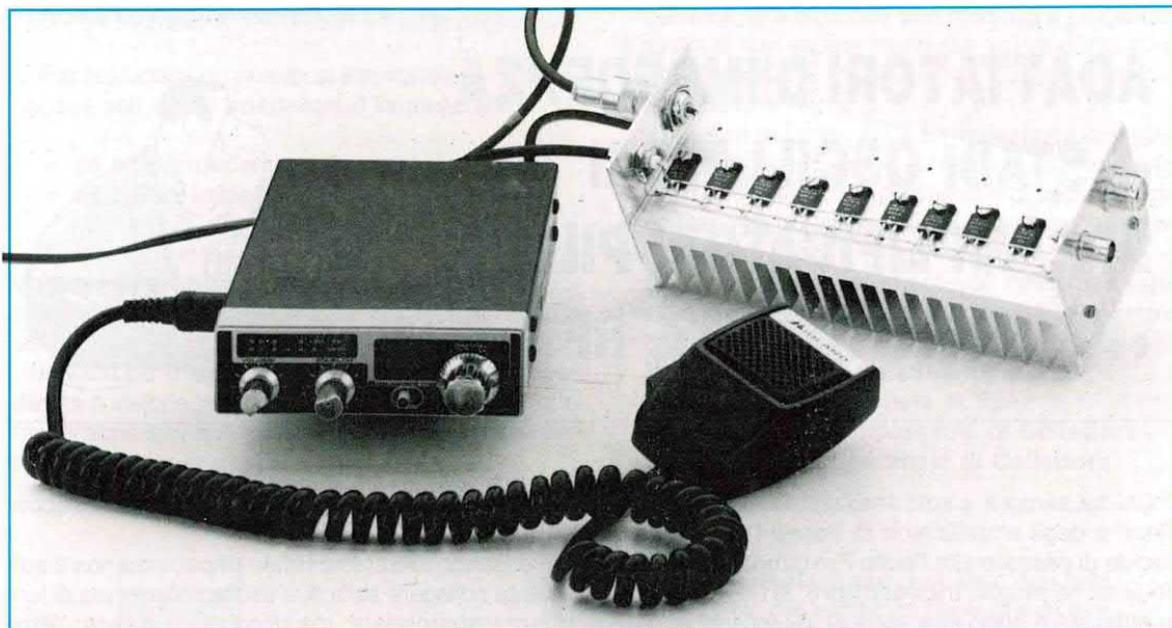
C10 = condensatore ceramico da 3,9 pF

Gamma 220-179 MHz

L1 = 1 spira a U le cui dimensioni sono deducibili dalla fig.13

DV2-DV3 = diodi varicap tipo **BB.222** o l'equivalente **BB.121**

C10 = condensatore ceramico da 3,9 pF



CARICO antinduttivo 52 Ohm 120 Watt 500 MHz

Chi desidera realizzare, riparare o tarare dei rice-trasmittitori, ha bisogno di un **carico antiinduttivo** da **51-52 ohm** di potenza adeguata, da utilizzare in sostituzione dell'antenna.

Poichè questi carichi non sono facilmente reperibili, facciamo presente che nel n.164/165 della rivista Nuova Elettronica abbiamo pubblicato un articolo relativo ad un carico da **120 watt** massimi, in grado di lavorare fino ad una frequenza di **500 MHz** e che utilizza delle resistenze **antiinduttive** da **520 ohm** delle dimensioni di un transistor **TO.220**.

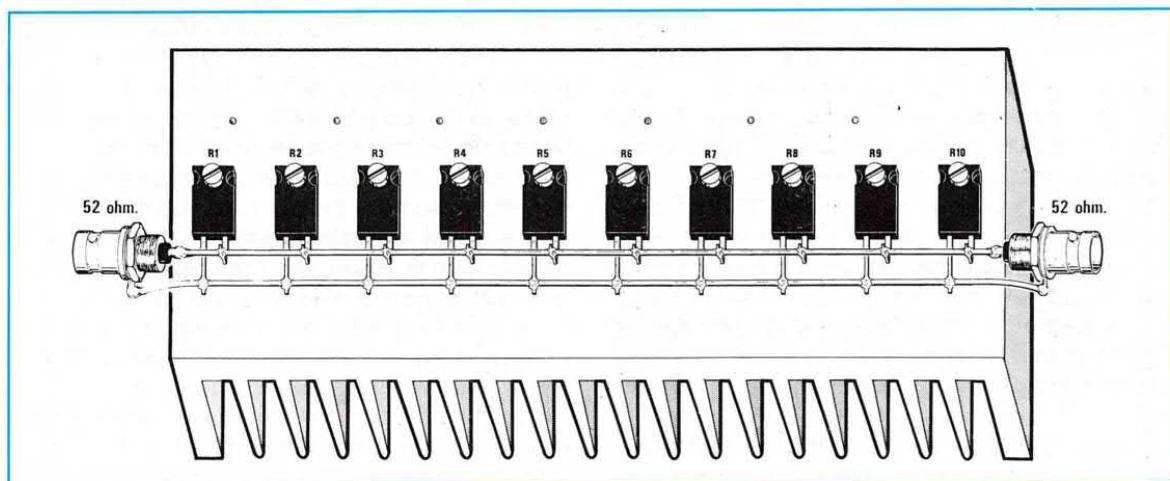
Collegando **10** di queste resistenze in **parallelo** (vedi disegno) si riesce ad ottenere un carico da **52**

ohm antiinduttivo.

Queste resistenze andranno necessariamente applicate sopra ad un **aletta di raffreddamento** di adeguate dimensioni per mantenere la temperatura del loro corpo entro valori accettabili, cioè intorno ai **40-60 gradi**.

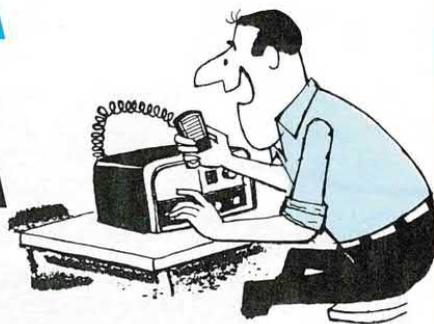
Non preoccupatevi se la temperatura dell'aletta di raffreddamento raggiungerà i **50 gradi**, perchè questa è la sua normale temperatura di lavoro.

Nel caso si tenesse collegato per molto tempo questo **carico** sull'uscita del trasmettitore, si potrebbe applicare vicino all'aletta una piccola **ventola tangenziale** per disperdere più velocemente il calore immagazzinato.



ADATTATORI D'IMPEDEZA

per **STADI OSCILLATORI**
PREAMPLIFICATORI PILOTA
e **FINALI di POTENZA RF**



Chi ha sempre e solo realizzato dei preamplificatori o degli amplificatori di **Bassa Frequenza** e decide di passare alla **Radio Frequenza** costruendo qualche piccolo **trasmettitore**, si troverà subito in difficoltà e dopo una serie di insuccessi abbandonerà la **RF** ritenendola troppo complessa e difficile.

Costruire un **trasmettitore** è facile quanto realizzare un **amplificatore Hi-Fi**, a patto di conoscere tutti quei "piccoli segreti" che solo pochi conoscono e che raramente troverete riportati su manuali o riviste.

Tanto per fare un esempio, in **Bassa Frequenza** per trasferire un segnale dal Collettore di un transistor **preamplificatore** alla Base di un secondo transistor **amplificatore di potenza** è sufficiente utilizzare un **condensatore elettrolitico**, non importa se da **1 - 4,7 - 10 microFarad**, mentre per collegare uno **stadio finale** di potenza ad una **Cassa Acustica** non è assolutamente necessario calcolare la lunghezza dei fili, ma soltanto conoscere se la sua uscita è idonea per altoparlanti da **4** oppure da **8 ohm**.

Tutti sanno che collegando sull'uscita degli **8 ohm** di un amplificatore delle Casse Acustiche da **4 ohm** si possono bruciare i finali e che collegando sull'uscita dei **4 ohm** delle Casse Acustiche da **8 ohm** si ottiene in uscita **metà** potenza.

In **alta frequenza** occorre invece rispettare il fattore **impedenza** sia per il transistor **finale di potenza** sia per tutti gli stadi intermedi.

Quindi per trasferire il segnale di **RF** dal Collettore del transistor **oscillatore** alla Base del primo transistor **preamplificatore** non è sufficiente utilizzare un qualsiasi **condensatore ceramico**, ma occorre inserire un **filtro** che provveda ad adattare l'**impedenza di uscita** dello stadio oscillatore con l'**impedenza di ingresso** del transistor preamplificatore.

Se non si effettua questo **adattamento d'impedenza** non si riesce a trasferire tutta la potenza ero-

gata dallo stadio oscillatore sulla Base del secondo transistor.

Passando allo stadio **finale di potenza** non è sufficiente collegare sulla sua uscita un'antenna di lunghezza appropriata, ma occorre un diverso **filtro** che adatti l'impedenza di **Collettore** con l'impedenza dell'antenna, che normalmente si aggira sui **52 ohm**.

ADATTAMENTO D'IMPEDEZA

Tutti sanno che il **cavo coassiale** usato in TV ha un'impedenza di **75 ohm**, mentre quello usato nelle apparecchiature radioamatoriali ha un'impedenza di **50-52 ohm** perchè questa è l'impedenza su cui vengono tarate queste antenne.

Per capire cosa significa **adattamento d'impedenza** dovremo tralasciare per un istante il campo dell'elettronica e passare al campo dell'**idraulica**.

In questo caso sostituiremo la nostra parola **impedenza** con la parola **diametro**.

Per collegare l'uscita di una cisterna provvista di un tubo del **diametro** di **10 cm** con l'ingresso di una seconda cisterna che ha un **diametro** di **3 cm**, anche il più incompetente degli idraulici non appoggerrebbe mai questi **diversi diametri** uno contro l'altro, perchè saprebbe già che, disponendo di due **tubi** di diametro così diverso, la quantità di acqua **dispersa** sarebbe maggiore rispetto a quella effettivamente entrata nella seconda cisterna.

Se anche in questa cisterna entrasse una certa quantità di acqua e poi sul suo **tubo di uscita** del diametro di **4 cm** collegassimo un tubo in gomma del diametro di **10 cm**, dalla sua estremità uscirebbero poche **gocce** d'acqua (vedi fig.1).

Per avere la certezza che dall'estremità del **tubo in gomma** fuoriesca tutta l'acqua fornita dalle due cisterne senza alcuna **dispersione**, dovremo inserire tra i due tubi un **raccordo** provvisto alle due estremità di un diametro **identico** a quello a cui lo dovremo collegare (vedi fig.2).

ADATTATORI D'IMPEDENZA

Per realizzare un qualsiasi trasmettitore occorrono due soli tipi di **adattatori d'impedenza**:

- = da **alta impedenza** a **bassa impedenza**
- = da **bassa impedenza** ad **alta impedenza**

Come abbiamo evidenziato in fig.4, il filtro che vi permette di **abbassare** un'impedenza è composto da due compensatori applicati sull'ingresso e da un'induttanza applicata sull'uscita.

Il filtro che invece vi permette di **alzare** un'impedenza è visibile in fig.5 ed è composto da un'induttanza applicata sull'ingresso e da due compensatori applicati sull'uscita.

La maggiore difficoltà che incontra il progettista è quella di non sapere mai quale valore d'**induttanza** e di **capacità** utilizzare per questi **adattatori d'impedenza**.

Anche se esistono delle formule molto complesse per risolvere questo problema, possiamo assicurarvi che i valori d'**induttanza** e di **capacità** che si ricavano da questi calcoli risultano completamente diversi da quelli che in realtà servirebbero.

Già si incontrano delle notevoli difficoltà a reperire i **minimi** parametri necessari, quali ad esempio:

- Resistenza input parallela di Base**
- Capacità input parallela di Base**
- Resistenza output parallela di Collettore**
- Capacità output parallela di Collettore**

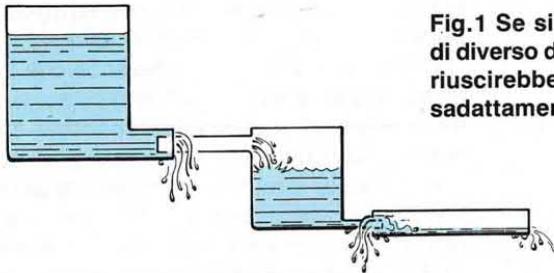


Fig.1 Se si appoggiassero uno sull'altro due tubi di diverso diametro, dall'estremità finale di essi fuoriuscirebbe pochissima acqua, perchè su ogni disadattamento si vericherebbero delle dispersioni.

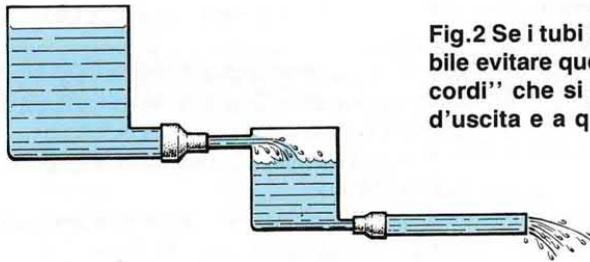
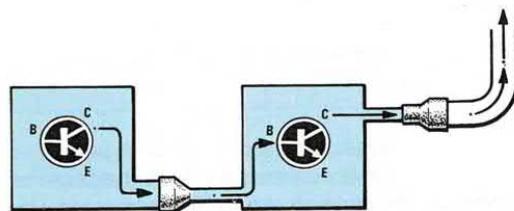
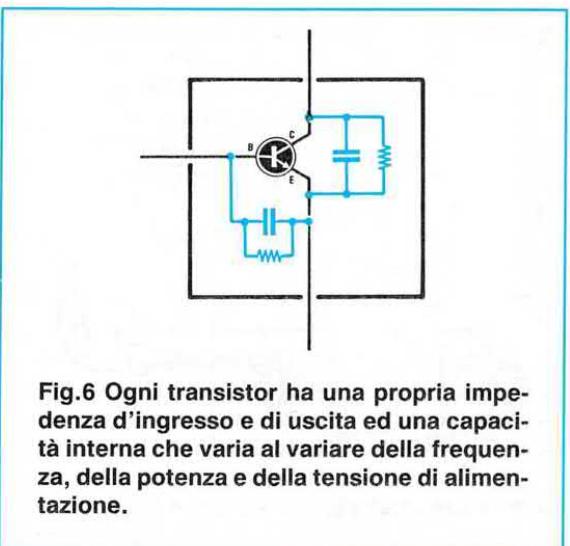
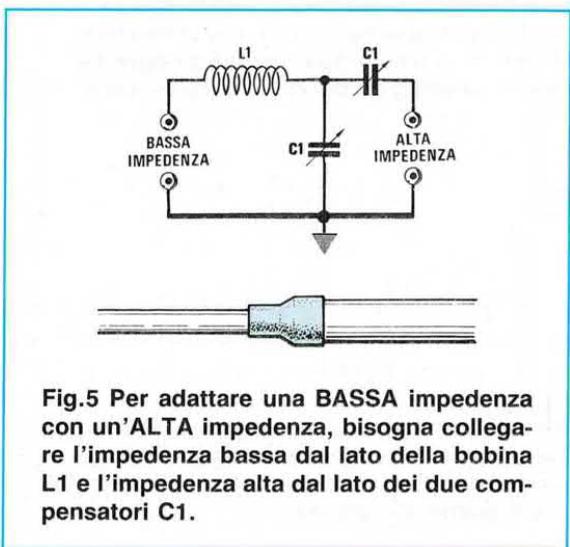
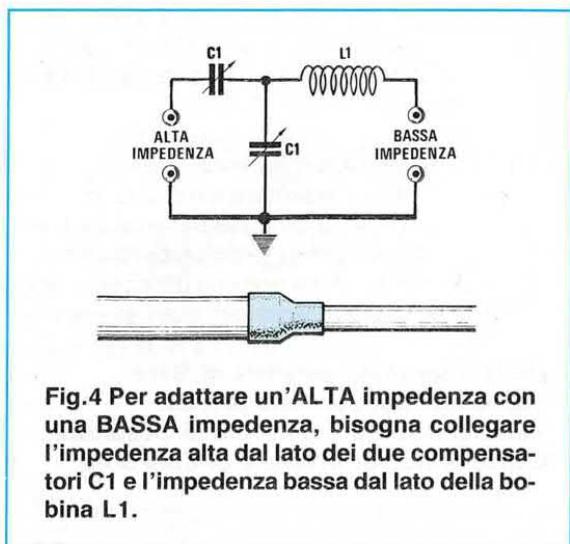


Fig.2 Se i tubi hanno un diverso diametro, è possibile evitare queste dispersioni utilizzando dei "raccordi" che si adattino perfettamente al diametro d'uscita e a quello d'ingresso.

Fig.3 Anche in RF è assolutamente necessario adattare tutte le impedenze d'uscita a quelle d'ingresso, per evitare dispersioni da uno stadio all'altro e dall'ultimo verso l'antenna trasmittente.





valori che **cambiano** notevolmente al variare della frequenza di lavoro e della tensione di alimentazione.

Se al termine di questi complicati calcoli teorici otterrete questi valori:

induttanza ... 0,85 microHenry
capacità..... 100 picoFarad

passando all'atto **pratico** vi accorgete che per ottenere un perfetto adattamento d'impedenza, dovrete utilizzare questi ben diversi valori:

per l'**induttanza** **0,33 microHenry**
per la **capacità** **42 picoFarad**

Infatti nelle formule tutte le **capacità parassite**, quali ad esempio quelle del **circuito stampato**, delle **alette di raffreddamento** o dei terminali dei **componenti**, vengono totalmente ignorate.

Constatate le notevoli differenze che intercorrono tra i valori teorici e quelli pratici, noi vi consigliamo di adottare il sistema **sperimentale**, sicuramente meno tecnico, ma certamente più valido.

Infatti se un idraulico dovesse collegare due tubi tramite un **raccordo** e non disponesse di un **calibro** per misurare i diversi **diametri**, proverebbe sperimentalmente ad infilare in questi tubi dei raccordi diversi, fino a trovare quello giusto sia come diametro sia come filettatura.

A questo punto molti si domanderanno, come ce lo siamo domandato noi, qual è il sistema adottato dalle Industrie che fabbricano ricetrasmittitori professionali.

Interessati a **scoprire** il loro metodo, ci siamo recati presso una di queste Industrie chiedendo se potevano calcolarci i valori d'induttanza e di capacità necessari per l'adattamento di uno stadio da noi progettato.

E qui abbiamo visto che tutti questi calcoli vengono effettuati tramite un computer che utilizza un programma del costo di **solli 80 milioni**.

Ci hanno inoltre spiegato che una volta in possesso di questo programma è necessario inserire nel computer tutti i **parametri "S"** di ogni transistor presente nel circuito, cioè inserire tutti i dati già calcolati per tutte le frequenze di lavoro, che sono contenuti in floppy-disk che costano **L.500.000** per ciascun transistor.

AmMESSO quindi di voler progettare un trasmettitore che utilizza quattro diversi transistor, occorre spendere altri **2 milioni** per avere tutti questi parametri.

Ma una volta che i **parametri** sono stati memorizzati, il computer non è ancora in grado di calcolare alcun valore di **induttanza** o di **capacità** se non viene inserito nella sua memoria, tramite **scanner**, il di

segno del circuito stampato e se non gli viene indicato lo spessore del rame, le caratteristiche dielettriche dell'isolante, il diametro del filo utilizzato per le induttanze, le caratteristiche dei condensatori di accoppiamento e disaccoppiamento, la lunghezza dei loro terminali, le dimensioni dell'aletta di raffreddamento applicata sul corpo del transistor, ecc.

TABELLA N.1 Impedenza di BASE

Potenza transistor	Impedenza Base
1 watt	40,0 ohm
3 watt	20,0 ohm
5 watt	10,0 ohm
7 watt	8,5 ohm
10 watt	5,5 ohm
15 watt	4,5 ohm
20 watt	3,5 ohm
30 watt	2,5 ohm
40 watt	2,0 ohm
50 watt	1,8 ohm
60 watt	1,5 ohm
70 watt	1,4 ohm
80 watt	1,3 ohm
90 watt	1,1 ohm
100 watt	1,0 ohm

In funzione della massima potenza RF che un transistor è in grado di erogare varia l'impedenza di Base. Un transistor da 1 watt ha una impedenza d'ingresso che si aggira normalmente intorno i 40 ohm, mentre un transistor da 100 watt ha una impedenza che si aggira intorno ad 1 ohm circa.

TABELLA N.2 Impedenza di COLLETTORE

Watt	12,6 Volt	18 Volt	24 Volt	28 Volt
1	79,4 ohm	162,0 ohm	288,0 ohm	392,0 ohm
3	26,5 ohm	54,0 ohm	96,0 ohm	131,0 ohm
5	16,0 ohm	32,4 ohm	57,6 ohm	78,4 ohm
7	11,4 ohm	23,2 ohm	41,2 ohm	56,0 ohm
10	8,0 ohm	16,2 ohm	28,8 ohm	39,2 ohm
15	5,3 ohm	10,8 ohm	19,2 ohm	26,2 ohm
20	4,0 ohm	8,1 ohm	14,4 ohm	19,6 ohm
30	2,7 ohm	5,4 ohm	9,6 ohm	13,1 ohm
40	2,0 ohm	4,0 ohm	7,2 ohm	9,8 ohm
50	1,6 ohm	3,3 ohm	5,8 ohm	7,8 ohm
60	1,3 ohm	2,7 ohm	4,8 ohm	6,5 ohm
70	1,2 ohm	2,3 ohm	4,2 ohm	5,6 ohm
80	1,0 ohm	2,0 ohm	3,6 ohm	4,9 ohm
90	0,9 ohm	1,8 ohm	3,2 ohm	4,4 ohm
100	0,8 ohm	1,6 ohm	2,9 ohm	3,9 ohm

L'impedenza di Collettore varia non solo in rapporto alla massima potenza che il transistor è in grado di erogare, ma anche al variare della tensione di alimentazione e della frequenza di lavoro. In questa Tabella sono indicate le impedenze per tensioni di lavoro di 12,6 - 18 - 24 - 28 volt. Se prendiamo un transistor da 5 watt e lo alimentiamo a 12 volt, questo presenterà una impedenza di "16 ohm" circa, mentre se lo alimentiamo a 28 volt presenterà una impedenza di "78,4 ohm" circa.

Avendo quindi appurato che risolvere questo problema risulta alquanto costoso ed anche molto complesso, riteniamo che il sistema **sperimentale** sia per gli hobbisti quello più valido.

IMPEDENZA BASE/EMETTITORE

L'impedenza di Base di un transistor non è costante, ma varia in funzione della **frequenza** di lavoro e della potenza **massima** che questo è in grado di erogare.

Più si **scende** di frequenza più **aumenta** il valore della resistenza e della **capacità** interna di Base.

Nella **Tabella N.1** abbiamo riportato alcuni valori medi tanto per avere un'idea del valore di questa **impedenza**.

Come potete notare, più **aumenta** la potenza del transistor più si **abbassa** l'impedenza di Base.

IMPEDENZA DI COLLETTORE

L'impedenza di **Collettore** di un transistor varia al variare della sua potenza, ma anche al variare della **tensione** di alimentazione, come riportato nella **Tabella N.2**.

I dati riportati sono puramente indicativi, perchè ulteriori variazioni sono introdotte dalla **frequenza** di lavoro ed anche dalla potenza che il transistor erogherà.

In generale più **scende** la frequenza di lavoro più **aumenta** il valore della resistenza e della **capacità** interna di Collettore.

Ad esempio se prendete un transistor da **50 watt** e da **175 MHz** alimentato a **12,6 volt** e l'utilizzate per lavorare su una frequenza di **100 MHz**, la sua impedenza d'uscita potrà aggirarsi intorno **1,5-1,8 ohm**.

Se anzichè erogare **50 watt** avete progettato il circuito per ottenere in uscita una potenza **massima** di **20 watt** circa, la sua impedenza da **1,6 ohm** salirà a circa **3,9-4 ohm**, mentre se l'utilizzate per erogare soltanto **10 watt** la sua impedenza d'uscita si aggirerà su **7,9-8 ohm**.

Se adoperate questo stesso transistor per erogare **50 watt** sui **27 MHz**, la sua impedenza salirà a circa **4-5 ohm**.

Come potete notare, sebbene sia alquanto difficile valutare l'esatta **impedenza d'uscita**, una formula che può indicarci con una buona approssimazione il valore dell'impedenza in **ohm**, conoscendo la **Vcc** (tensione di alimentazione) e i **watt** erogati e prendendo come riferimento la frequenza **massima** di lavoro, è la seguente:

$$\text{Ohm} = (\text{Vcc} \times \text{Vcc}) : (\text{Watt} + \text{Watt})$$

Quindi un transistor che eroga **20 watt** con una tensione di alimentazione di **12,6 volt**, avrà approssimativamente un'impedenza di:

$$(12,6 \times 12,6) : (20 + 20) = 3,969 \text{ ohm}$$

In pratica questa impedenza di circa **4 ohm**, salirà a **5-6 ohm** se faremo lavorare il transistor a **mezza** potenza oppure su una frequenza inferiore.

SISTEMA SPERIMENTALE

Constatato quanto sia difficile stabilire senza un'adeguata strumentazione l'esatta **impedenza di Base** e di **Collettore**, il sistema più valido e più adatto ad un hobbista per **adattare** due diverse **impedenze**, è quello di montare su piccoli ritagli di circuito stampato delle **bobine** con un diverso numero di spire e dei **compensatori** di diversa capacità.

Ammettendo di voler coprire una gamma da **7 MHz** a **150 MHz**, si potrebbero utilizzare questi valori:

L1 = 1 spira	C1 = compensatori 30 pF
L1 = 3 spire	C1 = compensatori 60 pF
L1 = 4 spire	C1 = compensatori 100 pF
L1 = 6 spire	C1 = compensatori 150 pF
L1 = 8 spire	C1 = compensatori 200 pF
L1 = 10 spire	C1 = compensatori 200 pF
L1 = 12 spire	C1 = compensatori 300 pF
L1 = 15 spire	C1 = compensatori 300 pF
L1 = 20 spire	C1 = compensatori 500 pF

- Le bobine con **1-4 spire** potranno essere avvolte

te attorno ad un diametro di **5-6 mm**.

- Le bobine con **5-8 spire** potranno essere avvolte attorno ad un diametro di **8-10 mm**.
- Le bobine con **12-15 spire** potranno essere avvolte attorno ad un diametro di **10 mm**.
- Le bobine con **16-20 spire** potranno essere avvolte attorno ad un diametro di **10-12 mm**.

Il filo da utilizzare potrà variare da **1 a 2 mm**.

È sottinteso che i circuiti composti da una bobina con un **minore** numero di spire e con compensatori di **minore** capacità dovranno essere usati per le frequenze più **alte**, mentre i circuiti composti da una bobina con un **maggiore** numero di spire e con compensatori di **maggiore** capacità dovranno essere usati per le frequenze più **basse**.

Passando alla fase pratica, si inizierà ad inserire nel circuito lo stampato provvisto di bobina con un **maggiore** numero di spire, poi, se questo non si accorda, si passerà a quello con un **minore** numero di spire e così di seguito fino a trovare quel filtro che ci permetterà di trasferire il **massimo** segnale di **RF** da un transistor all'altro e dall'ultimo transistor all'antenna.

È consigliabile iniziare il collaudo con la bobina dotata di un **maggiore** numero di spire, scegliendo via via quelle con un **minore** numero di spire, per evitare di incorrere nell'errore di accordare il **filtro** su una frequenza **armonica** anzichè sulla frequenza **fondamentale**.

Infatti non dovete dimenticare che un qualsiasi stadio di **RF** amplificando una frequenza genera delle **armoniche** che sono sempre il **doppio**, il **triplo** e il **quadruplo** della frequenza **fondamentale**.

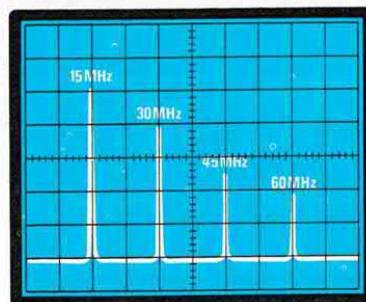


Fig.7 Se la bobina L1 dell'adattatore d'impedenza ha poche spire e i due compensatori C1 una capacità insufficiente, si può correre il rischio di accordare il filtro su una frequenza armonica. Ad esempio, se la frequenza fondamentale risultasse di 15 MHz, usando poche spire per L1, il filtro potrebbe facilmente accordarsi sui 30-45-60 MHz.

Quindi uno stadio utilizzato per amplificare una frequenza di **15 MHz**, presenterà sulla sua uscita anche le sue **armoniche** (vedi fig.7), cioè queste frequenze:

- 15 x 2 = 30 MHz prima armonica**
- 15 x 3 = 45 MHz seconda armonica**
- 15 x 4 = 60 MHz terza armonica**

Se iniziaste le vostre prove utilizzando i **filtri** con un **minore** numero di spire, il filtro potrebbe facilmente accordarsi sulle **armoniche**, cioè sui **60 - 45 - 30 MHz**.

Al contrario, iniziando con un filtro dotato di un **maggiore** numero di spire e scendendo progressivamente con un secondo ed un terzo filtro con un **minore** numero di spire, fino a che non si è trovato quello che si accorderà, potete essere certi che il primo filtro che troverete si accorderà sulla frequenza **fondamentale**.

Se ruotando i **compensatori** presenti su questi filtri troverete **due punti** di accordo, uno con **maggior capacità** ed uno con **minor capacità**, il primo sarà l'accordo sulla frequenza **fondamentale**, il secondo sulla **2° armonica**.

GUADAGNO IN POTENZA

Un requisito che è molto importante conoscere in un transistor **RF** è il **Guadagno in Potenza dB**, che spesso viene indicato con la sigla **Gpe**.

Nella prima colonna della **Tabella N.3** troverete il valore del **Gpe** e nella seconda colonna il **moltiplicatore** che vi permetterà di calcolare la **potenza massima** che potete ottenere sull'uscita del transistor conoscendo la potenza di pilotaggio.

TABELLA N.3

Gpe dB	Guadagno in Watt
3	1,99
4	2,51
5	3,16
6	3,98
7	5,00
8	6,31
9	7,94
10	10,00
11	12,59
12	15,87
13	19,95
14	25,12
15	31,62
16	39,81
17	50,12
18	63,10
19	79,43
20	100,00

Esempio = Avete un transistor con un **Gpe** di **5 dB** in grado di erogare in uscita una potenza massima di **10 watt**, che è stato collegato ad uno stadio **pilota** in grado di erogare una potenza massima di **2 watt**.

Quale potenza potrete prelevare dalla sua uscita?

Nella **Tabella N.3** potete rilevare che un **Gpe** di **5 dB** equivale ad un guadagno in potenza di **3,16 volte**, pertanto se sull'ingresso del transistor applicate **2 watt** (vedi fig.8), sulla sua uscita ritroverete una potenza di:

$$2 \times 3,16 = 6,32 \text{ watt}$$

Se questo transistor da **10 watt** avesse un **Gpe** di **7 dB**, che guadagna in potenza **5 volte**, e lo pilotaste sempre con una potenza di **2 watt** (vedi fig.9), sulla sua uscita sarebbe presente una potenza massima di:

$$2 \times 5 = 10 \text{ watt}$$

Se aveste scelto un transistor sempre da **10 watt**, ma con un **Gpe** di **9 dB** che guadagna in potenza ben **7,94 volte**, non potrete più pilotarlo con **2 watt**, perchè otterreste una potenza di:

$$2 \times 7,94 = 15,88 \text{ watt}$$

e questa potenza, superando le caratteristiche indicate dalla Casa Costruttrice, danneggerebbe in pochi secondi il transistor.

Perciò questo transistor con un **Gpe** di **9 dB** dovrà essere pilotato con una potenza inferiore (vedi fig.10):

$$10 : 7,94 = 1,25 \text{ watt}$$

In conclusione dovete sempre ricordare che la potenza che otterrete in uscita da un transistor RF dipende dal suo **Gpe** e dalla potenza che applicherete sulla sua Base per **pilotarlo**.

Esempio = Avete un transistor finale da **50 watt** con un **Gpe** di **8 dB** e vorreste conoscere la potenza **massima** che dovrete applicare sull'ingresso per ottenere in uscita la massima potenza (vedi fig.11).

Nella seconda colonna della **Tabella N.3** troverete che un **Gpe** di **8 dB** corrisponde ad un guadagno in potenza di **6,31 volte**, quindi per ottenere in uscita **50 watt** dovrete pilotare il transistor con una potenza di:

$$50 : 6,31 = 7,92 \text{ watt}$$

Se aveste scelto un transistor con un **Gpe** = **3**

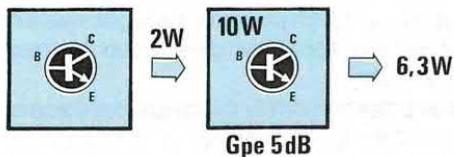


Fig.8 Se sull'uscita di uno stadio pilota che eroga 2 watt applichiamo un transistor finale che ha un Gpe di 5 dB (Guadagno in potenza di 3,16 volte), sull'uscita di quest'ultimo potremo prelevare una potenza pari a $2 \times 3,16 = 6,32$ watt.

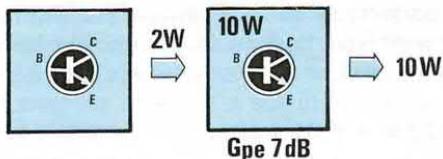


Fig.9 Se sull'uscita di questo stesso stadio pilota applichiamo un transistor finale che ha un Gpe più alto, ad esempio di 7 dB (Guadagno in potenza di 5,0 volte), sull'uscita di questo finale preleveremo una potenza maggiore, cioè di $2 \times 5 = 10$ watt.

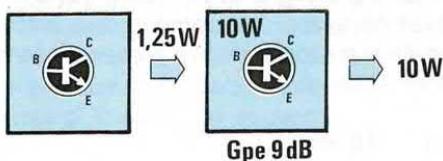


Fig.10 Se scegliamo un transistor finale da 10 watt con un Gpe di 9 dB (Guadagno in potenza di 7,94 volte), non potremo più pilotarlo con 2 watt ma con una potenza di soli $10 : 7,94 = 1,25$ watt, per non metterlo fuori uso dopo pochi secondi di funzionamento.

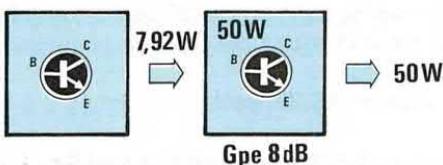


Fig.11 Volendo ottenere da un transistor in grado di erogare 50 watt con un Gpe di 8 dB (Guadagno in potenza di 6,31 volte) la massima potenza in uscita, dovremo pilotarlo con $50 : 6,31 = 7,92$ watt. Pilotandolo con 2 watt otterremo in uscita $2 \times 7,62 = 15,24$ watt.

dB, avreste dovuto pilotarlo con una potenza notevolmente maggiore, infatti la Tabella N.3 segnala che un $Gpe = 3$ dB corrisponde ad un guadagno in potenza di soli 1,99, quindi potrete pilotare il transistor con:

$$50 : 1,99 = 25,12 \text{ watt}$$

Pertanto più alto è il valore del **Gpe** minore sarà la potenza che dovrete utilizzare per pilotarlo.

Importante = Se pilotate un transistor con una potenza maggiore del richiesto potrete metterlo fuori uso rapidamente.

Tanto per portare un esempio, possiamo paragonare un transistor ad una lampadina e la sua potenza di **pilotaggio** alla tensione di alimentazione.

Se disponiamo di una lampadina costruita per una tensione di alimentazione di **6 volt** e l'alimentiamo con una tensione di **12 volt**, cioè con una tensione maggiore, il suo filamento non potrà resistere per molto tempo a questa **sovratensione**.

Per evitare questo rischio, è sempre consigliabile scegliere un transistor finale con **identico** guadagno, ma di potenza maggiore, ad esempio **15-20**

watt, perchè se in fase di **taratura** il transistor **pilota** dovesse per vari motivi erogare maggiore potenza oppure autooscillare, il transistor **finale** supporterà senza alcuna conseguenza questa maggiore potenza sul suo ingresso.

ERRORI DA EVITARE

Avere a disposizione un valido schema elettrico per un **trasmettitore** non serve a nulla se poi non si conoscono gli accorgimenti che bisogna adottare per realizzare un idoneo **circuito stampato**.

Infatti nello schema elettrico tutti i condensatori o le resistenze che vanno collegate a **massa** si collocano nelle posizioni più comode ed estetiche (vedi fig.12), pensando che chi deve realizzare il **circuito stampato** provvederà ad applicarli nelle giuste posizioni.

Chi non ha mai progettato dei circuiti stampati per **RF** ritiene che una pista di **massa** è sempre una **massa**, non importa se distante o vicino al transistor.

In realtà tutti i condensatori di fuga o gli altri componenti che riguardano il transistor devono essere collegati ad un'unica **pista** di massa, perchè diver-

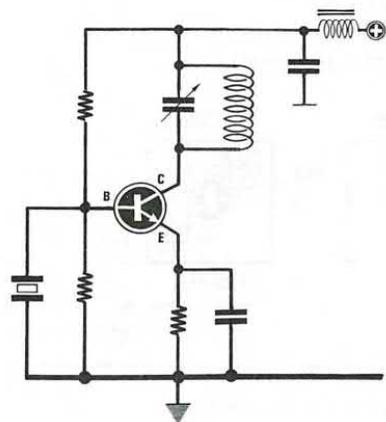


Fig.12 In uno schema elettrico tutti i componenti che vanno a "massa" vengono disegnati nella posizione più estetica.

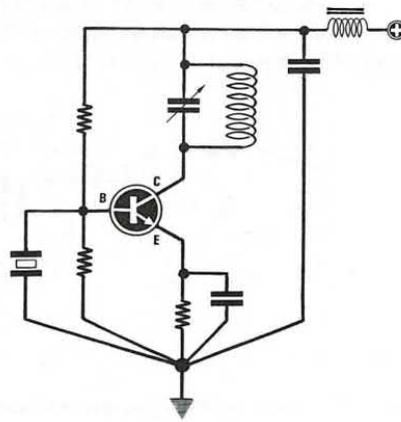


Fig.13 In pratica, tutti questi componenti andrebbero invece collegati alla pista di "massa" che alimenta l'Emettitore.

samente il circuito potrebbe funzionare in modo anomalo o peggio ancora **autooscillare** (vedi figg.13-14-15).

È per questo motivo che conviene realizzare tutti i circuiti per **RF** su circuiti stampati a **doppia faccia**, così da utilizzare la superficie di rame sottostante solo come **massa**.

Una volta che avete realizzato un qualsiasi trasmettitore, quando passerete alla fase di **taratura** ricordatevi di applicare sull'uscita un **carico resistivo** e non l'antenna trasmittente, perchè se le **impedenze** non risultano ben adattate tutto il trasmettitore potrebbe **autooscillare** facendo "saltare" il transistor finale.

Sostituendo in un trasmettitore un transistor perchè bruciato, dovrete sempre **ritoccare** i compensatori di accordo anche se il nuovo transistor ha la stessa sigla e marca di quello precedente, perchè tra un transistor e l'altro esistono sempre delle **differenze**.

Molti sostituiscono nei progetti il transistor finale con uno di **maggiore potenza**, ma a montaggio ultimato si accorgono di ottenere in uscita **minore potenza**.

Come abbiamo spiegato nel paragrafo **Guadagno in Potenza**, quando si sostituisce un transistor occorre controllare il **Gpe** o **guadagno**.

Se in un trasmettitore togliete un transistor finale da **20 watt** che ha un **Gpe** di **10 dB** e ne inserite uno da **40 watt** che ha un **Gpe** di **8 dB**, sulla sua uscita otterrete una potenza di circa **12,6 watt**.

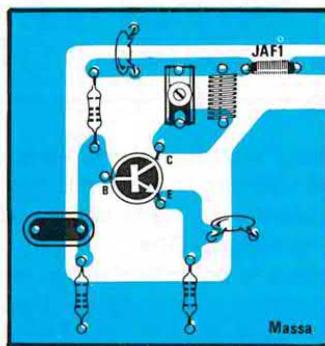


Fig.14 Se i componenti di uno stadio RF si collegano a piste di masse molto distanti dall'Emettitore del transistor, questo stadio può facilmente autooscillare.

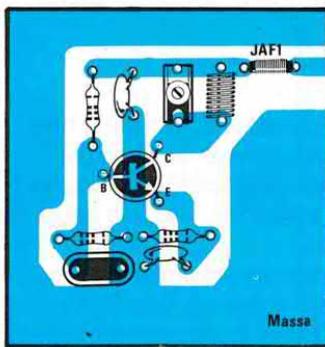


Fig.15 Per evitare autooscillazioni, bisogna sempre collegare tutti i componenti che interessano uno stadio di RF su un'unica pista di massa.

Fig.16 Collegando all'uscita di uno stadio pilota che eroga 2 watt un transistor da 20-60 watt con un Gpe di 10 dB, otterremo sempre 20 watt. Se questo finale avesse un Gpe di 8 dB, otterremmo soltanto 12,6 watt.

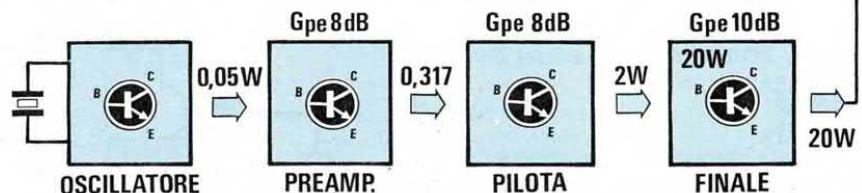
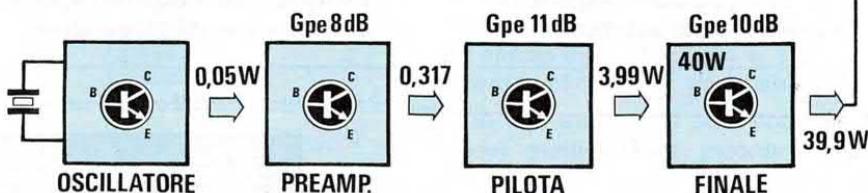


Fig.17 Per aumentare la potenza d'uscita dovremo scegliere un transistor pilota dotato di un Gpe maggiore di 10 dB. Sostituendo un transistor pilota con Gpe di 8 dB con uno di 11 dB la potenza in uscita si raddoppierà.



Se sceglierete un transistor da **40 watt** con un **Gpe di 10 dB** otterrete sempre in uscita la stessa potenza erogata dal transistor da **20 watt**, perchè **identico** è il guadagno **Gpe**.

Per aumentare la potenza d'uscita dovrete cercare un transistor da **40 watt** con un **Gpe di 13 dB**.

Infatti come potete vedere nella **Tabella N.3**, un **Gpe di 10 dB** corrisponde ad un guadagno in potenza di **10 volte**, mentre un **Gpe di 13 dB** corrisponde ad un guadagno in potenza di **19,95 volte**.

Amnesso che lo stadio che **pilota** questo finale eroghi una potenza di **2 watt**, questa verrà amplificata di **19,95 volte**, quindi otterrete:

$$2 \times 19,95 = 39,9 \text{ watt}$$

Anzichè ricercare dei transistor **finali** con elevato **Gpe**, che ovviamente risultano più costosi, a volte può essere più conveniente sostituire il transistor dello stadio **pilota** con uno che abbia un **maggiore** guadagno.

Amnesso che il transistor **pilota** presente nel progetto originale abbia un **Gpe di 8** pari ad un guadagno di **6,31**, che in precedenza dava in uscita una potenza di **2 watt**, inserendone uno con un **Gpe di 11** pari ad un guadagno di **12,59** voi raddoppiate la potenza di **pilotaggio** (vedi fig.17), quindi sull'uscita otterrete **3,99 watt**.

Utilizzando pertanto un transistor **finale** con un **Gpe di 10** (vedi fig.17), pari ad un guadagno di **10**

otterrete in uscita una potenza di:

$$3,99 \times 10 = 39,9 \text{ watt}$$

Ricordatevi che inserendo nel circuito un **nuovo** transistor di **diversa potenza** o di **diverso guadagno**, dovrete sempre ritoccare la **taratura** del filtro d'ingresso e quella del filtro di uscita, perchè l'**impedenza di Base** e di **Collettore** risulteranno sempre totalmente diverse rispetto al transistor precedente.

ADATTAMENTO OSCILLATORE/PILOTA

Potrete prelevare il segnale **RF** dall'oscillatore, collegandovi direttamente sul Collettore del transistor oppure sul secondario della bobina di accordo.

Per poter accoppiare questi due stadi dovrete utilizzare i filtri visibili nella **Tabella N.4**.

Per accordare il filtro adattatore d'impedenza consigliamo di collegare sul Collettore del transistor amplificatore un milliamperometro come visibile in fig.23.

Ruotando i due compensatori si dovrà ricercare la posizione in cui il transistor assorbirà la **massima** corrente.

Quasi sempre troverete un compensatore che andrà ruotato per una capacità **maggiore** rispetto all'altro.

Se in fase di taratura doveste rilevare che un compensatore risulta ruotato tutto per la sua **mas-**

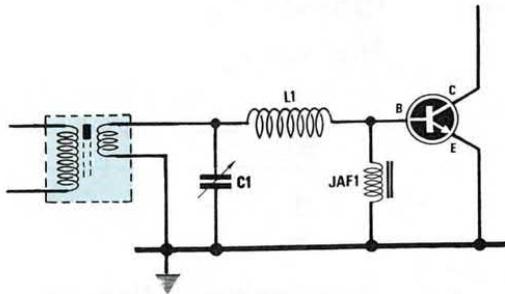


Fig.18 Se sulla bobina dello stadio oscillatore è presente un "link", potremo adattare l'impedenza d'uscita con quella di Base dello stadio preamplificatore, collegando C1 e L1 come visibile in questo schema.

Fig.19 Quando sulla bobina dello stadio oscillatore non è presente un link, dovremo usare due compensatori (vedi C1-C2). Tra la Base del transistor e la massa dovremo sempre collegare una impedenza di blocco per la radiofrequenza (vedi JAF1).

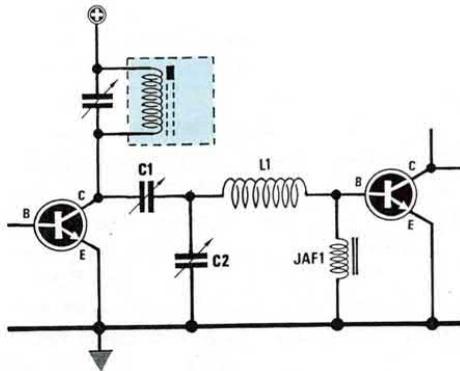
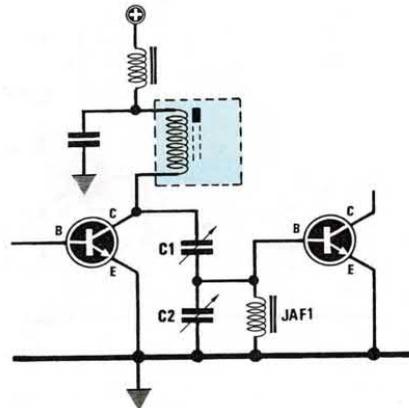


Fig.20 Nel circuito di fig.19 potremo aggiungere una bobina (vedi L1) con un numero di spire idonee alla frequenza di lavoro.

Fig.21 Per pilotare uno stadio con uscita di Emittitore dovremo collegare una resistenza da 220 ohm ed un condensatore da 2.200 pF come visibile in figura (vedi C2-R1).

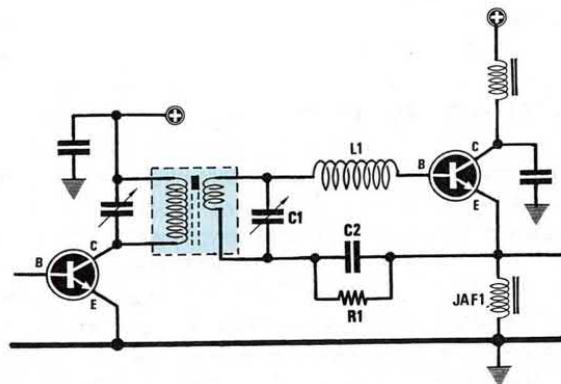


Fig.22 Per controllare se dovremo aumentare il numero delle spire della bobina L1, sarà sufficiente inserire al suo interno un piccolo nucleo in ferrite. Se noteremo che l'ampiezza del segnale RF aumenta, occorrerà una bobina con più spire.

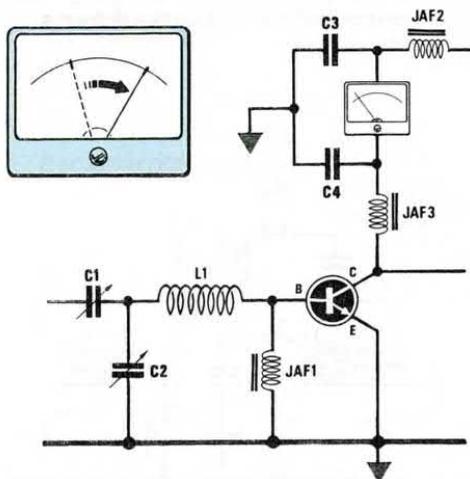


Fig.23 Per controllare se un filtro adattatore d'impedenza si accorda, dovremo collegare al Collettore del transistor un milliamperometro, disaccoppiandolo con due condensatori da 1.000 pF (vedi C3-C4) e con due impedenze JAF (vedi JAF2-JAF3). Ruotando i due compensatori C1-C2, noteremo che la corrente assorbita dal transistor aumenterà gradualmente fino a raggiungere il suo massimo. Se la lancetta dovesse salire bruscamente verso il suo massimo significa che il transistor autooscilla.

sima capacità e l'altro per la sua **minima** capacità, dovrete modificare il numero di spire nella bobina.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va aumentato, sarà sufficiente inserire all'interno della bobina un **piccolo nucleo in ferrite** fissato sopra un supporto di plastica (vedi fig.22).

Se in questo modo notate che la corrente dello stadio amplificatore **aumenta**, dovrete aumentare il numero delle spire.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va ridotto, sarà sufficiente inserire all'interno della bobina un tondino di materiale **amagnetico**, cioè in **alluminio** o in **ottone**.

Ruotando i due compensatori **C1-C2** si dovrà ricercare la posizione in cui il transistor assorbe la **massima** corrente.

Se in fase di taratura rilevate che un compensatore risulta ruotato tutto per la sua **massima** capacità e l'altro per la sua **minima** capacità, dovrete modificare il numero di spire nella bobina.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va aumentato, sarà sufficiente inserire all'interno della bobina un **piccolo nucleo in ferrite** fissato sopra ad un supporto di plastica (vedi fig.22).

Se in questo modo notate che la corrente dello stadio amplificatore **aumenta**, dovrete aumentare le spire.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va ridotto, sarà sufficiente inserire all'interno della bobina un tondino di materiale **amagnetico**, cioè in **alluminio** o in **ottone**.

I due compensatori andranno sempre tarati per far assorbire al transistor la **massima** corrente.

ADATTAMENTO PILOTA/FINALE

Sapendo che l'impedenza di Collettore di un transistor **pilota** risulta sempre **maggiore** rispetto all'impedenza di Base del transistor **amplificatore**, dovrete usare i filtri visibili nella Tabella N.5.

Anche in questo caso consigliamo di applicare in serie al Collettore del transistor **amplificatore** un **milliamperometro** disaccoppiandolo con due impedenze **VK** e dei condensatori di fuga da **1.000 pF** (vedi in fig. 23 i condensatori **C3-C4**), per evitare che i cavi di collegamento o le **bobine di shunt** presenti all'interno dello strumento possano **accordarsi** sulla frequenza di lavoro.

Importante = Non dimenticatevi che un filtro d'impedenza si riesce ad accordare anche su una frequenza **armonica**.

Per evitare di incorrere in questo **errore** conviene sempre partire, come già accennato, con una bobina che abbia **molte spire** e poi passare ad una con un **minore** numero di spire e mai viceversa.

Se la lancetta del **milliamperometro** sale brusca-

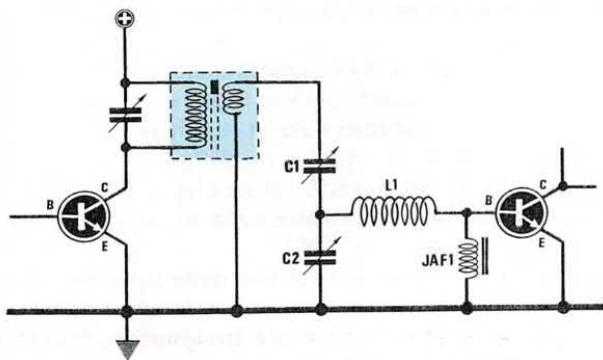


Fig.24 Se la bobina dello stadio pilota dispone di "link" dovremo collegare i due compensatori di accordo C1-C2 e la bobina L1 come visibile in questo schema elettrico.

Fig.25 Se la bobina dello stadio pilota è sprovvista di link, dovremo collegare il compensatore C1 direttamente al Collettore del transistor pilota.

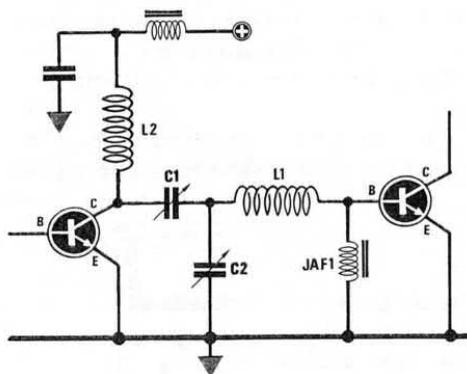
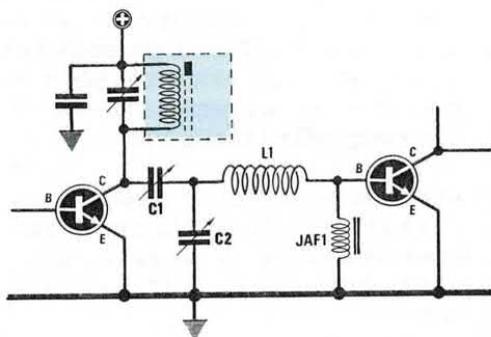
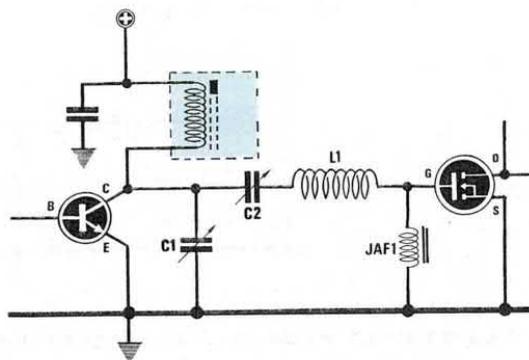


Fig.26 In molti stadi pilota, tra il Collettore ed il positivo di alimentazione viene collegata una bobina (vedi L2), che si accorderà assieme a L1 ruotando C1-C2.

Fig.27 Nei trasmettitori che utilizzano come finale dei Mosfet che hanno delle impedenze d'ingresso molto alte, viene normalmente usata questa configurazione.



mente verso il suo massimo significa che il transistor **autooscilla**.

Una volta tarati i due compensatori provate a stringere con le mani i cavi che vanno al milliamperometro o quelli dell'alimentazione.

Se notate che la corrente assorbita dal transistor scende **notevolmente**, significa che questi cavi si **accordano** sulla frequenza di lavoro oppure su un'armonica.

Per eliminare questo difetto dovrete collegare alle due estremità del cavo dei condensatori di fuga da **1.000 - 4.700 picoFarad**.

ADATTAMENTO FINALE/ANTENNA

Sapendo che l'impedenza d'uscita di un transistor finale **RF** risulta quasi sempre **minore** dell'impedenza caratteristica del cavo coassiale collegato ad un'antenna, impedenza che come sappiamo si aggira sempre sui **51-52 ohm**, per poter adattare un valore d'impedenza **minore** con uno d'impedenza **maggiore**, dovrete necessariamente utilizzare i filtri visibili nella **Tabella N.6**.

Per la **taratura** dei due compensatori si collegherà sull'uscita di tale stadio un fittizio **antiinduttivo** che presenti un valore di resistenza ohmica pari a **52** (non usate **mai** resistenze a filo, ma solo resistenze antiinduttive).

Come visibile in fig.28, questa tensione verrà radrizzata da un **diodo al silicio** molto veloce tipo **1N.4150** o da un diodo **schottky**, in modo da ottenere una **tensione continua**, che potrete in seguito misurare con un tester possibilmente **digitale**.

Ruotando i due compensatori si dovrà cercare di ottenere in uscita la **massima** tensione.

Se in fase di taratura constatate che un compensatore risulta ruotato tutto per la sua **massima** capacità e l'altro tutto per la sua **minima** capacità, dovrete modificare il numero di spire nella bobina.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va aumentato, potrete inserire all'interno della bobina un **piccolo nucleo in ferrite** fissato sopra un supporto di plastica (vedi fig.22).

Se in questo modo notate che la corrente dello stadio amplificatore **aumenta**, dovrete aumentare il numero delle spire.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va ridotto, potrete inserire all'interno della bobina un tondino di materiale **amagnetico**, cioè in **alluminio** o in **ottone**.

Importante = Tarando i due compensatori la tensione che leggerete sul tester **deve salire** sempre dolcemente.

Se aumentasse **bruscamente** da un valore minimo ad uno **massimo** significherebbe che lo stadio finale si è messo ad **autooscillare**, quindi spegnete subito il trasmettitore per evitare di bruciare il transistor finale.

Quando si verificano queste autooscillazioni significa che qualche condensatore di **fuga** non è stato collocato sulla giusta **massa**.

Se il circuito stampato è un **doppia faccia** in cui la parte sottostante è **tutta massa**, può risultare a volte sufficiente praticare un piccolo foro su qualche pista di **massa superiore** e collegare la **massa superiore** con la massa **sottostante**.

Una volta tarati i due compensatori fino ad ottenere in uscita la **massima** tensione, potrete calco-

R1 = 100 ohm antiinduttiva C2 = 1.000 pF ceramico
R2 = 100 ohm antiinduttiva JAF1 = impedenza RF
C1 = 1.000 pF ceramico DS1 = 1N4150 o 1N5711

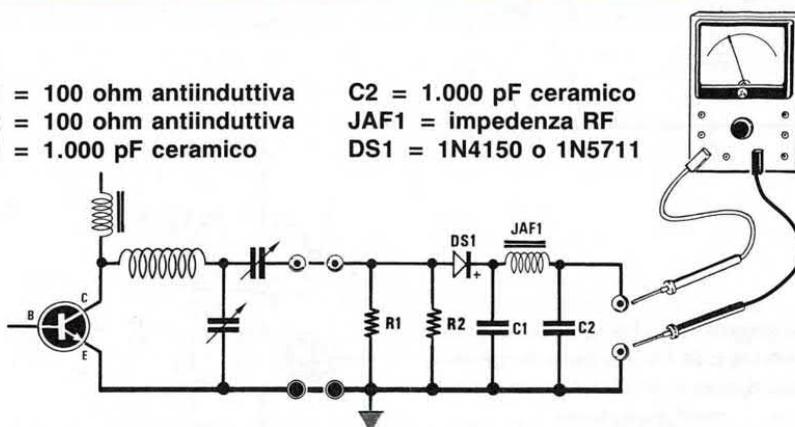


Fig.28 Per tarare un filtro d'uscita su 50-52 ohm potremo usare questo circuito rivelatore. La resistenza R1 da 50-52 ohm deve risultare "antiinduttiva" ed avere una potenza maggiore di quella del trasmettitore. Se usiamo per DS1 un diodo 1N.4150 potremo misurare potenze non superiori ai 25 watt, se usiamo un diodo BAR.28 o 1N.5711 potremo misurare un massimo di 56 watt. Per potenze maggiori vedi fig.33.

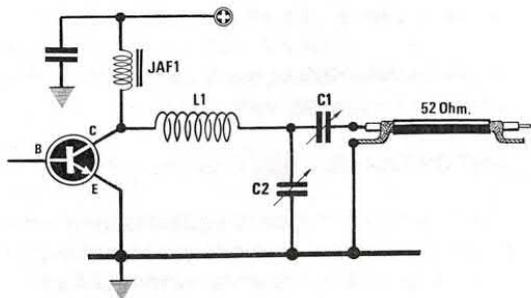


Fig.29 Configurazione da utilizzare per accordare uno stadio finale su una impedenza caratteristica di 52 ohm. La bobina L1 dovrà avere un numero di spire sufficienti per accordarsi sulla frequenza di lavoro.

Fig.30 Se sul Collettore del transistor è presente una bobina di accordo (vedi L2), dovremo utilizzare un terzo compensatore (vedi C3). Questo circuito viene usato per ottenere in uscita una frequenza duplicata.

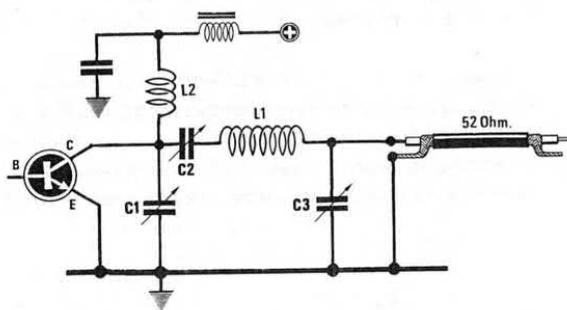
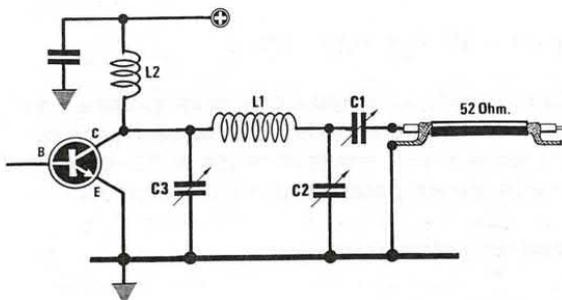
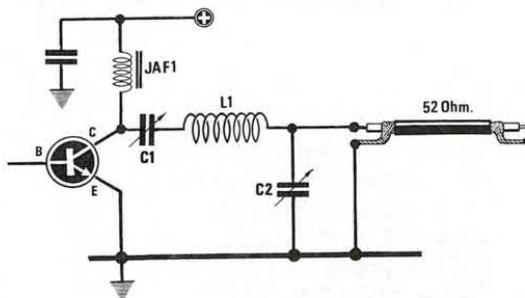


Fig.31 Quando l'impedenza di Collettore è maggiore di 52 ohm (finale con potenze minori di 1 watt), può essere necessario adottare questo circuito che adatta una alta impedenza con una più bassa.

Fig.32 Il circuito di fig.31 è molto più critico di quello riportato in questa figura. Questa configurazione serve soltanto se l'impedenza di Collettore è superiore a 52 ohm.



lare con buona approssimazione la **potenza RF** erogata dallo stadio finale usando questa semplice formula:

$$\text{Watt} = (\text{Volt} \times \text{Volt}) : (\text{R} + \text{R})$$

dove **Volt** è il valore della tensione raddrizzata ed **R** è il valore in **ohm** della resistenza di carico **antiinduttiva**, che sarà sempre compresa tra **51** e **52 ohm**.

Poichè in questa formula andrebbero considerate anche la **caduta** di tensione introdotta dal **diodo raddrizzatore**, la variazione del valore ohmico della resistenza di **carico** quando inizierà a scaldarsi ed eventuali cadute di tensione del tester, in particolare modo se questo non è un digitale, questa formula, per la sola **impedenza di 52 ohm**, potrà essere modificata come segue:

$$\text{Watt} = (\text{Volt} \times \text{Volt}) : 100$$

Conoscendo la potenza che deve erogare uno stadio finale, potrete conoscere la **tensione** che dovrete leggere sulla sonda di carico da **52 ohm** per ottenere questa **potenza**, usando la formula:

$$\text{Volt} = \sqrt{\text{Watt} \times 100}$$

Esempio = Se sull'uscita di una sonda di carico da **52 ohm** leggerete una tensione di **28 volt**, potrete subito stabilire con buona approssimazione la potenza fornita da questo transistor con la prima formula:

$$(28 \times 28) : 100 = 7,84 \text{ watt}$$

Esempio = Avete un trasmettitore che secondo le caratteristiche della Casa Costruttrice dovrebbe

erogare una potenza di **90 watt**.

Per sapere qual è la tensione che dovrete leggere sulla **sonda di carico** da **52 ohm** utilizzerete la seconda formula:

$$\sqrt{90 \times 100} = 94,86 \text{ volt}$$

Come potete notare, sulla sonda ritroviamo una tensione di quasi **95 volt**.

IMPORTANTE

Nella sonda di carico di fig.28 bisogna utilizzare come raddrizzatore un diodo al silicio molto veloce e che presenti una capacità minore di **4 pF**, diversamente non è possibile misurare frequenze superiori a **100 MHz**.

Un diodo al silicio che si è rivelato ottimo nelle prove di collaudo è quello siglato **1N.4150**, che però potendo lavorare solo con tensioni non superiori ai **50 volt**, non è in grado di misurare potenze maggiori di **25 watt**.

Per misurare potenze superiori ai 25 watt dovremo applicare sulla sonda un partitore resistivo, come visibile in fig.33, che riduca di metà il valore della tensione da raddrizzare.

Usando un partitore resistivo la tensione raddrizzata si **dimezza** e quindi dovrete **raddoppiare** il valore della tensione rilevata.

Se non raddoppierete questa tensione dovrete **moltiplicare x 4** il valore dei **Watt** calcolati con la tensione dimezzata.

Esempio = Il tester applicato sull'uscita della sonda di fig.33, provvista di **partitore resistivo**, rileva una tensione di **23 volt**.

Poichè abbiamo usato la sonda provvista di un **partitore resistivo** che **dimezza** la tensione raddriz-

Fig.33 Per misurare potenze dell'ordine di 100 watt, conviene utilizzare un partitore resistivo (vedi R2-R3). Per calcolare la potenza d'uscita dovremo raddoppiare il valore della tensione letta sul tester.

- R1 = 52 ohm antiinduttiva
- R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 1.000 pF ceramico
- C2 = 1.000 pF ceramico
- JAF1 = impedenza RF
- DS1 = 1N4150 o 1N5711

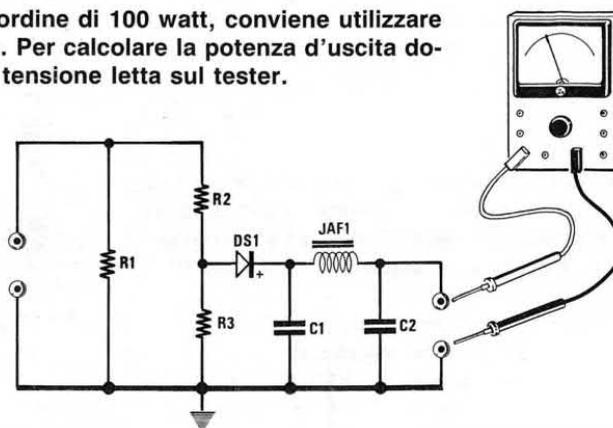
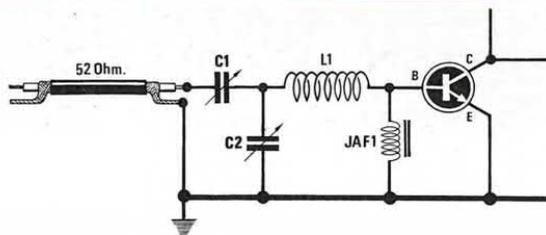


TABELLA N.7 - PER ACCOPPIARE l'ingresso di un LINEARE con l'uscita di un TX

Fig.34 Per collegare l'uscita di un ricetrasmittitore a 52 ohm ad un LINEARE di potenza dovremo utilizzare questa configurazione. La bobina L1 dovrà accordarsi sulla frequenza di lavoro.



zata, dovremo **raddoppiare** il valore della tensione rilevata.

Perciò i **23 volt** diventeranno $23 \times 2 = 46$ volt:

$$(46 \times 46) : 100 = 21,16$$

Se non raddoppieremo questa tensione, dovremo **moltiplicare x 4** il valore dei **Watt** calcolati con la tensione dimezzata, infatti:

$$(23 \times 23) : 100 = 5,29 \text{ watt}$$

Moltiplicando questo valore **x 4** otterremo:

$$5,29 \times 4 = 21,16 \text{ watt}$$

Dunque i **46 volt** o i **23 volt dimezzati** corrispondono ad una potenza di **21,16 watt**.

ADATTAMENTO TX/LINEARI RF

Per collegare l'uscita di un trasmettitore adattato normalmente sui **52 ohm** con l'ingresso di un **Lineare RF** o con un altro amplificatore di potenza, dovrete utilizzare il filtro visibile nella **Tabella N.7**.

Per la taratura consigliamo di applicare sull'uscita un **carico fittizio** costituito da una resistenza **antiinduttiva** da **52 ohm** (vedi fig. 33).

Tutti i consigli elencati per adattare l'impedenza tra uno **stadio pilota** ed uno **stadio finale** valgono anche per un **TX** e per un **Lineare RF**.

RICORDATEVI

Un transistor non potrà mai erogare in uscita una potenza **maggiore** a quella riportata nelle sue caratteristiche.

Considerando le perdite per dispersione, si può affermare che un transistor può erogare in uscita una potenza di poco **superiore** al **50%** di quanto assorbe.

Se alimentando un transistor finale con una tensione di **18 volt** questo dovesse assorbire una **corrente** di **700 milliAmper**, la potenza che potrete ot-

tenere dalla sua uscita risulterà di poco superiore a:

$$\text{Watt} = (\text{Volt} \times \text{Amper}) : 2$$

La prima operazione da compiere sarà quella di convertire i **700 milliAmper** in **Amper** dividendoli per **1.000**:

$$700 : 1.000 = 0,7 \text{ Amper}$$

dopodichè potrete calcolare i **watt**:

$$(18 \times 0,7) : 2 = 6,3 \text{ watt}$$

In pratica dall'uscita di questo transistor potreste ottenere dai **6,3 watt** ai **6,9 watt** circa, se riuscite ad ottenere un rendimento del **55%**.

TRANSISTOR per FM e per AM

I transistor costruiti per la **FM**, cioè per la **modulazione in frequenza**, non possono essere utilizzati in **AM**, cioè per essere **modulati in ampiezza**, a meno che non vengano alimentati con un valore di tensione pari alla **metà** di quanto riportato nelle loro caratteristiche.

Un transistor **FM** costruito per essere alimentato con una tensione **massima** di **18 volt**, può essere usato in **AM** solo se lo alimenterete con una tensione non maggiore ai **9 volt**, diversamente in presenza della **modulazione** si brucerebbe dopo pochi secondi, perchè alla tensione di **alimentazione** si somma la tensione di **modulazione**.

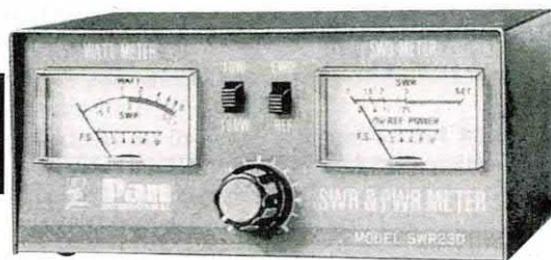
Come noterete tutti i transistor idonei per lavorare in **AM** hanno una tensione di lavoro molto elevata, ad esempio **36-40 volt**.

Anche in questi casi dovrete sempre alimentare il transistor con **metà** tensione rispetto a quella riportata nelle caratteristiche.

Quindi un transistor che accetta una tensione **massima** di Collettore di **36 volt**, dovrà essere alimentato a **18-19 volt**.

Un transistor **AM** può invece essere utilizzato in **FM** anche se alimentato col suo **massimo** valore di tensione.

SWR-ROS



Tutti i ricetrasmittitori sono progettati per funzionare al meglio una volta collegati ad antenne che presentino un'impedenza di **52 ohm**.

Se sull'uscita di questi trasmettitori colleghiamo un'antenna che ha un'impedenza diversa da questa, il trasmettitore subirà delle perdite sia in trasmissione sia in ricezione.

Il valore di impedenza di un'antenna varia al variare della sua altezza dal suolo e dalla presenza di eventuali parti metalliche che potrebbero trovarsi lateralmente e sotto il palo di sostegno.

A causa di ciò diventa impresa difficile determinare l'esatta impedenza di un'antenna e quindi si preferisce di solito installare prima l'antenna e poi, con uno strumento chiamato **Misuratore di SWR** (Standing Wave Ratio) oppure **Misuratore di ROS** (Rapporto Onde Stazionarie), accordarla, accorciando o allungando i suoi bracci in modo da ottenere un rapporto di Onde Stazionarie uguale a 1.

In pratica questi strumenti ci indicano il rapporto tra la potenza che il trasmettitore **invia** verso l'antenna e quella che l'antenna **riflette** verso il trasmettitore per **disadattamento d'impedenza**.

Poichè il segnale riflesso è proporzionale al disadattamento d'impedenza, conoscendo questo rapporto potremo facilmente calcolare l'esatta impedenza dell'antenna.

Un disadattamento d'impedenza può essere la causa dei seguenti inconvenienti :

1° = Il trasmettitore irradia in antenna **minore potenza**.

2° = La potenza che l'antenna non riesce ad **irradiare** viene rispedita di ritorno verso il trasmettitore surriscaldando i transistor finali di **RF** che, se non protetti, possono andare subito fuori uso.

3° = La **RF** di ritorno può raggiungere il circuito stampato o il filo del microfono ed entrare facilmente anche negli stadi preamplificatori di **BF** saturandoli e provocando così la distorsione del segnale di modulazione.

4° = Se la potenza del trasmettitore è elevata, il cavo coassiale può **surriscaldarsi** in più punti fino a fondersi.

Per misurare il rapporto di onde stazionarie bisogna collegare l'ingresso del **Misuratore di SWR** sull'uscita **antenna** del ricetrasmittitore e l'uscita del **Misuratore di SWR** al cavo coassiale che

dovrà raggiungere l'antenna irradiante (vedi fig.1).

Spostato il deviatore sulla scritta **Onda Diretta**, si ruoterà la manopola di taratura fino a portare la lancetta dello strumento sul fondo scala.

Eseguita questa operazione si sposterà il deviatore sulla scritta **Onda Riflessa** e si controllerà il posizionamento della lancetta dello strumento.

Se l'adattamento d'impedenza è perfetto, la lancetta si posizionerà su **1**, se l'impedenza dell'antenna non è di **52 ohm**, la lancetta si posizionerà su **1,1 - 1,2 - 1,5 - 2** ecc.

È da considerarsi :

= **Ottimo** un rapporto che non supera **1,3**

= **Accettabile** un rapporto che non supera **1,5**

= **Inaccettabile** un rapporto superiore a **1,5**

Per valutare la **percentuale di perdite** e conoscere il valore d'**impedenza** dell'antenna in rapporto alle onde riflesse, indicato dal **Misuratore di SWR**, potremo servirci della **TABELLA N.1**.

Per portare l'impedenza dell'antenna sui **52 ohm** richiesti, si allungerà o si accorcerà sperimentalmente l'antenna di pochi centimetri fino a quando la lancetta del **Misuratore di SWR** si porterà sul numero **1**.

Se allungando o accorciando l'antenna non riuscite a ridurre il rapporto di **onde stazionarie** dovrete controllare :

= Se l'uscita del trasmettitore risulta tarato sui **52 ohm**

= Se il trasmettitore eroga delle **frequenze armoniche**, cioè frequenze **doppie** rispetto alla frequenza **fondamentale**.

Per eliminare le **frequenze armoniche** è sufficiente collegare sull'uscita del trasmettitore un filtro **Passa/Basso** calcolato sui **22-23 MHz** (vedi il capitolo sui filtri per la radiofrequenza).

Importante = Occorre tenere presente che un disadattamento d'impedenza si ottiene anche collegando ad un'antenna che abbia una esatta impedenza di **52 ohm** un cavo coassiale d'impedenza diversa, ad esempio di **75 ohm** o di **62 ohm**.

Possono inoltre verificarsi casi in cui, pur disponendo di un'antenna a **52 ohm** collegata al trasmettitore con un **cavo coassiale** da **52 ohm**, non si riesce mai a portare la lancetta del **Misuratore di SWR** su **1**.

Questo può accadere quando sull'uscita del trasmettitore sono presenti molte **frequenze armoniche**.

In questi casi si dovrebbero collegare sull'uscita del trasmettitore dei **Filtri Passa/Basso** idonei ad impedire che tutte le armoniche superiori alla frequenza di lavoro possano raggiungere l'antenna irradiante.

Se non disponete di Analizzatori di Spettro, per poter verificare la presenza delle frequenze **armoniche** potrete applicare sull'uscita del **Misuratore di SWR** un carico resistivo antiinduttivo da **52 ohm** (vedi fig.2).

Se con questo carico resistivo la lancetta del **Misuratore di SWR** si porta su **1**, significa che sull'uscita del trasmettitore sono presenti delle **frequenze armoniche**.

Al contrario se anche con il **carico resistivo** la lancetta rimane su **1,4 - 1,5** significa che l'uscita del trasmettitore non è tarata sui **52 ohm**.

ESEMPIO N. 1

Il vostro trasmettitore eroga una potenza di **50 watt** con un rapporto di onde stazionarie pari a **1,7** e vorreste conoscere la potenza che verrà irradiata dall'antenna.

Per prima cosa controllerete nella seconda colonna della **TABELLA N.1** il **fattore di perdita** corrispondente ad un **ROS** o ad un **SWR** di **1,7** e qui troverete il numero **0,067**.

Moltiplicherete allora questo numero per la **potenza** erogata dal trasmettitore e così conoscerete quanti **watt** vengono **dispersi** per questo disadattamento :

$$50 \times 0,067 = 3,35 \text{ watt}$$

Dunque sull'antenna giungerà, per essere irradiata, una potenza di soli :

$$50 - 3,35 = 46,65 \text{ watt}$$

Un **ROS/SWR** di **1,7** si ottiene quando l'antenna risulta più lunga o più corta rispetto alla gamma di lavoro, quindi è sufficiente allungarla o accorciarla di pochi **centimetri** per recuperare questa perdita di **3,35 watt**.

ESEMPIO N. 2

Se collegate un'antenna da **75 ohm** ad un trasmettitore da **52 ohm**, quale rapporto di onde stazionarie avrete?

Per calcolare il rapporto delle onde stazionarie si potrà utilizzare questa formula :

$$Z \text{ maggiore} : Z \text{ minore}$$

dove **Z** è l'impedenza d'uscita del trasmettitore e dell'antenna.

In questo caso avrete un rapporto di onde stazionarie pari a :

$$75 : 52 = 1,44$$

ESEMPIO N. 3

Se collegate un cavo coassiale da **75 ohm** sull'uscita a **52 ohm** di un trasmettitore e sull'estremità di questo cavo collegate un'antenna da **52 ohm**, quale rapporto di onde stazionarie otterrete ?

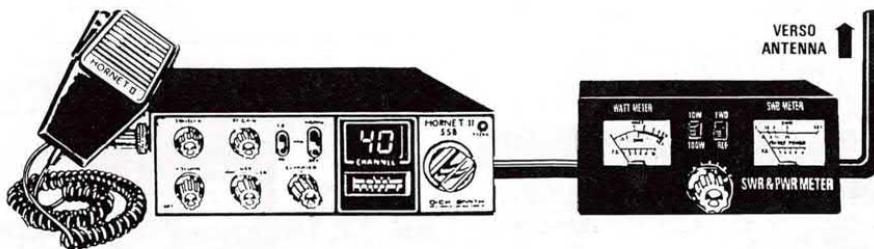


Fig.1 Il misuratore di Onde Stazionarie si collega tra l'uscita del trasmettitore ed il cavo coassiale che proseguirà verso l'antenna irradiante. Poiché quasi tutti i misuratori dispongono di due strumenti, per effettuare la misura si ruoterà il potenziometro fino a portare la lancetta dell'onda **DIRETTA** esattamente sul fondo scala, poi si controllerà sull'opposto strumento delle **SWR** la percentuale delle onde **RIFLESSE**.

In questo caso avrete **due** disadattamenti d'impedenza che sommandosi faranno aumentare il rapporto di onde stazionarie.

$$75 : 52 = 1,44 \text{ (trasmettitore verso cavo)}$$

$$75 : 52 = 1,44 \text{ (cavo verso antenna)}$$

Sommando questi due disadattamenti e sottraendo 1 otterrete :

$$(1,44 + 1,44) - 1 = 1,88$$

Poichè nella **TABELLA N.1** non troverete **1,88**, prendete in considerazione il numero più prossimo a quello calcolato, cioè **1,9**, che corrisponde ad un fattore di perdita di **0,096**.

Questo significa che se avete un trasmettitore che eroga una potenza di **50 watt**, a causa di questo disadattamento verranno **dispersi** ben :

$$50 \times 0,096 = 4,8 \text{ watt}$$

Quindi sull'antenna giungeranno soltanto :

$$50 - 4,8 = 45,2 \text{ watt.}$$

Inoltre un disadattamento d'impedenza può surriscaldare il transistor finale RF di potenza, che, se non risulterà adeguatamente protetto, potrà in brevissimo tempo "saltare", cioè andare fuori uso.

ESEMPIO N. 4

Collegando ad un trasmettitore un'antenna che vi da un rapporto di onde stazionarie pari a **1,5**, volete conoscere l'**impedenza** che può avere questa antenna.

Nell'ultima colonna della **TABELLA N.1** è già riportata l'impedenza che può avere un'antenna quando la lancetta del **Misuratore di SWR** non si porta sull'inizio scala, cioè su 1.

In questa colonna sono riportati due numeri perchè il rapporto di onde stazionarie risulta identico sia che l'antenna presenti una **impedenza minore** o **maggiore**.

Infatti il rapporto **SWR** o **ROS** si ottiene dividendo l'impedenza **maggiore** per l'impedenza **minore**.

Quindi se l'impedenza dell'antenna risulta di **34,67 ohm**, il rapporto di onde stazionarie sarà pari a :

$$52 : 34,67 = 1,499$$

Lo stesso rapporto di onde stazionarie si ottiene anche se l'impedenza dell'antenna risulta di **78 ohm**, infatti :

$$78 : 52 = 1,5$$

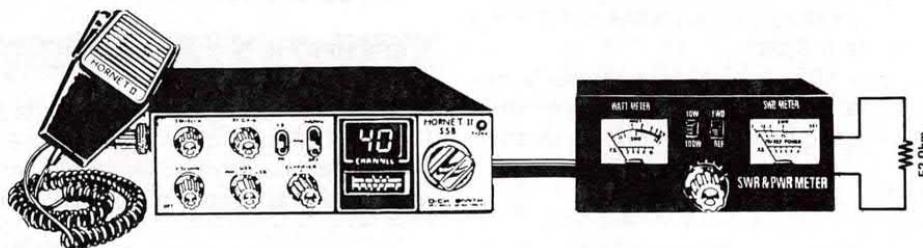


Fig.2 Se con l'antenna inserita notate un disadattamento maggiore di 1,5, provate a sostituire l'antenna con un carico "resistivo antiinduttivo" da 52 ohm e se in questo modo le SWR scendono a 1,1 significa che il trasmettitore irradia molte frequenze armoniche.

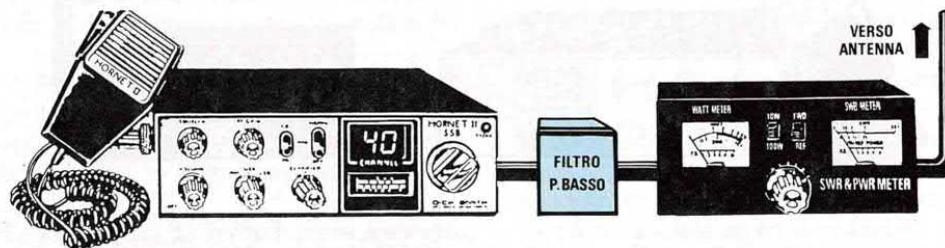


Fig.3 Per eliminare le frequenze ARMONICHE è sufficiente applicare tra l'uscita del trasmettitore ed il misuratore di Onde Stazionarie un Filtro Passa/Basso. Per calcolare questo filtro potete utilizzare le formule riportate nel capitolo Filtri per la Radiofrequenza.

TABELLA N.1 RAPPORTO ONDE STAZIONARIE e PERCENTUALE di PERDITE

SWR ROS	FATTORE PERDITE	IMPEDENZA antenna	
1,0	0,000	52,00	52,0
1,1	0,002	47,27	57,2
1,2	0,008	43,33	62,4
1,3	0,017	40,00	67,6
1,4	0,030	37,14	72,8
1,5	0,040	34,67	78,0
1,6	0,053	32,50	83,2
1,7	0,067	30,59	88,4
1,8	0,082	28,89	93,6
1,9	0,096	27,37	98,8
2,0	0,111	26,00	104,0
2,1	0,126	24,76	109,2
2,2	0,140	23,64	114,4
2,3	0,155	22,61	119,6
2,4	0,169	21,67	124,8
2,5	0,184	20,80	130,0
2,6	0,197	20,00	135,2
2,7	0,211	19,26	140,4
2,8	0,224	18,57	145,6
2,9	0,237	17,93	150,8
3,0	0,250	17,33	156,0
3,1	0,260	16,77	161,2
3,2	0,270	16,25	166,4
3,3	0,286	15,75	171,6
3,4	0,298	15,29	176,8
3,5	0,309	14,86	182,0
3,6	0,319	14,44	187,2
3,7	0,330	14,05	192,4

SWR ROS	FATTORE PERDITE	IMPEDENZA antenna	
3,8	0,340	13,68	197,6
3,9	0,350	13,33	202,8
4,0	0,360	13,00	208,0
4,1	0,370	12,68	213,2
4,2	0,380	12,38	218,4
4,3	0,390	12,09	223,6
4,4	0,397	11,82	228,8
4,5	0,405	11,55	234,0
4,6	0,414	11,30	239,2
4,7	0,422	11,06	244,4
4,8	0,430	10,83	249,6
4,9	0,437	10,61	254,8
5,0	0,445	10,40	260,0
5,5	0,479	9,45	286,0
6,0	0,510	8,67	312,0
6,5	0,538	8,00	338,0
7,0	0,563	7,43	364,0
7,5	0,585	6,93	390,0
8,0	0,605	6,50	416,0
9,0	0,640	5,78	468,0
10	0,670	5,20	520,0
11	0,695	4,73	572,0
12	0,716	4,33	624,0
13	0,735	4,00	676,0
14	0,751	3,71	728,0
15	0,766	3,47	780,0
20	0,819	2,60	1.040
30	0,875	1,73	1.560

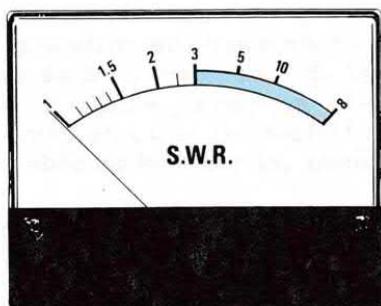


Fig.4 La scala di uno strumento SWR parte con il numero 1 e termina con il numero 20 o infinito. In pratica si accetta un rapporto di disadattamento non maggiore di 1,5. A volte basta accorciare o allungare di pochi centimetri la lunghezza dell'antenna per far scendere l'SWR sui valori di 1,3 - 1,2.

Nota = Nella prima colonna abbiamo riportato il Rapporto di Onde Stazionarie, nella seconda colonna un numero che, diviso per la potenza erogata dal trasmettitore, vi indicherà le **perdite** di potenza e nella terza e quarta colonna il **valore d'impedenza** dell'antenna installata.

Importante : La **formula** che abbiamo utilizzato per ricavare il **fattore di perdita** è la seguente :

$$(SWR - 1) : (SWR + 1) ^2$$

Il segno ^{^2} indica che il risultato va elevato al **quadrato**.

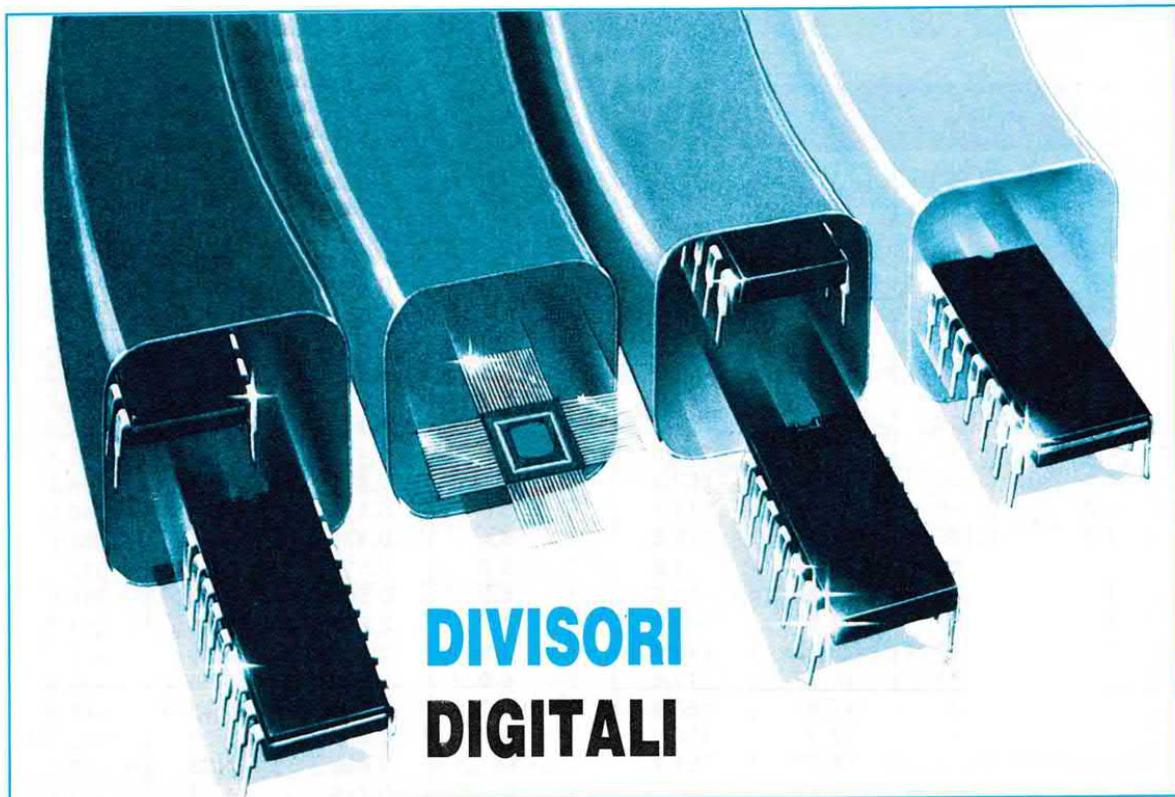
Quindi se il **Misuratore di SWR** indica 1,5 dovrete eseguire questa prima operazione :

$$(1,5 - 1) : (1,5 + 1) = 0,2$$

poi elevare questo numero al quadrato :

$$0,2 \times 0,2 = 0,04$$

Moltiplicando questo numero per i **watt** erogati dal trasmettitore saprete quanti watt **perderete** per questo disadattamento d'impedenza.



DIVISORI DIGITALI

Il **divisore digitale** è un integrato in grado di **dividere** una qualsiasi frequenza per un numero **intero**, vale a dire **x2 - 4 - 5 - 10 - 25 - 100 - 200 - 500 - 1.024**, ecc., e mai per un numero con **decimali**, cioè **x2,3 - 4,8 - 10,5 - 25,2 - 100,3** ecc.

Quindi, applicando sul suo ingresso una qualsiasi frequenza, in uscita si ottiene sempre una frequenza di valore diverso, ad esempio se si divide una frequenza di **131,75 MHz x4 - x10 - x500**, sull'uscita del divisore si preleveranno le seguenti frequenze:

$$\begin{aligned} 131,75 : 4 &= 32,9375 \text{ MHz} \\ 131,75 : 10 &= 13,175 \text{ MHz} \\ 131,75 : 500 &= 0,2635 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Quando il **fattore di divisione** è elevato, anziché utilizzare le unità di misura in **Megahertz** è preferibile usare i **Kilohertz** o gli **Hertz** per non confondersi con le virgole.

Convertendo i **131,75 MHz** in **Hertz** si otterranno **131.750.000 Hz**, quindi i valori precedentemente riportati diventeranno:

$$\begin{aligned} 131.750.000 : 4 &= 32.937.500 \text{ Hz} \\ 131.750.000 : 10 &= 13.175.000 \text{ Hz} \\ 131.750.000 : 500 &= 263.500 \text{ Hz} \end{aligned}$$

IL DIVISORE di BASE

Il divisore di frequenza più elementare si può ottenere con un **flip-flop** tipo **D** collegato come visibile in fig.1.

Questo **flip-flop**, che costituisce la base di tutti i divisori di frequenza, divide per il numero fisso **2**.

Collegando in serie **due divisori** si ottiene un **divisore x4** e collegandone **tre**, un **divisore x8** (vedi fig.2) e non **x6** come alcuni potrebbero pensare.

Infatti, il fattore di divisione **totale** si ricava moltiplicando il fattore di divisione del **primo** divisore per il **secondo**, poi quello del **secondo** per il **terzo**, ecc.:

$$\begin{aligned} 2 \text{ divisori} &= 2 \times 2 = 4 \\ 3 \text{ divisori} &= 2 \times 2 \times 2 = 8 \\ 4 \text{ divisori} &= 2 \times 2 \times 2 \times 2 = 16 \end{aligned}$$

Per ogni **divisore** collegato in **serie**, **raddoppia** il fattore di divisione, quindi partendo da **2** si otterrà **4-8-16-32-64-128-256-512-1.024**, ecc.

All'interno di un integrato **divisore** possono essere presenti **due soli flip-flop** tipo **D**, oppure **quattro** o un numero maggiore.

Ad esempio, l'integrato **CD.4040** contiene **dodici flip-flop** tutti collegati in cascata (vedi fig.3).

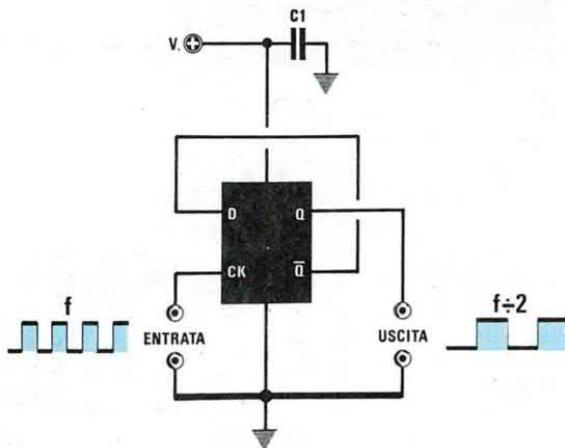


Fig.1 Collegando l'uscita -Q al piedino D di un qualsiasi flip-flop tipo D, potrete prelevare sull'opposta uscita Q la frequenza applicata sull'ingresso CK divisa x2. Il segnale da applicare sull'ingresso CK deve avere un'ampiezza pari alla tensione di alimentazione.

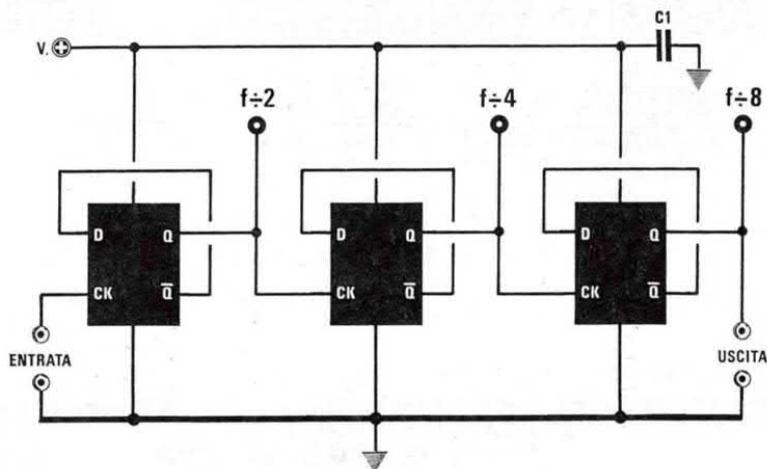
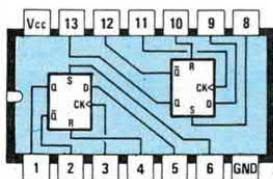
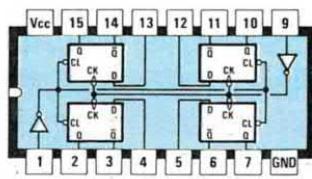


Fig.2 Collegando in serie più flip-flop tipo D potrete prelevare da ogni uscita Q una frequenza divisa x2. Quindi dal primo flip-flop preleverete una frequenza divisa x2, dal secondo divisa x4, dal terzo divisa x8, dal quarto divisa x16, ecc.



4013



74175



4040

Fig.3 All'interno di un integrato divisore possono essere presenti due flip-flop tipo D (vedi CD.4013) oppure quattro (vedi SN.74175) tutti separati tra loro. Nell'integrato CD.4040 sono presenti ben dodici flip-flop tipo D collegati internamente tra loro. Nelle Tabelle n.1-2-3 sono elencate le sigle dei più comuni divisori con indicato quanti flip-flop contengono ed anche la massima frequenza che possono dividere.

TABELLA N.1 DIVISORI NON PROGRAMMABILI serie C/MOS

Famiglia C/Mos			Alimentazione 5-15 volt — Assorbimento medio 5 mA	
sigla	numero Flip-Flop		Fattori divisione ottenibili	Max frequenza ingresso
CD.4013	*2	Asin.	2 - 4	16 MHz
CD.4020	14	Asin.	2 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256 - 512 1.024 - 2.048 - 4.096 - 8.192 - 16.384	16 MHz
CD.4024	7	Asin.	2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128	16 MHz
CD.4040	12	Asin.	2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256 - 512 - 1.024 - 2.048 - 4.096	16 MHz
CD.4060	14	Asin.	16 - 32 - 64 - 128 - 256 - 512 1.024 - 4.096 - 8.192 - 16.384	16 MHz
CD.4520	8	Sinc.	2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256	6 MHz
CD.4536	24	Asin.	da 2 fino a 16.777.216 (vedi schema fig.27)	6 MHz

TABELLA N.2 DIVISORI NON PROGRAMMABILI serie HC/MOS

Famiglia HC/Mos			Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 5 mA	
integrato	numero Flip-Flop		Fattori divisione ottenibili	Max frequenza ingresso
74HC74	* 2	Asin.	2 - 4	53 MHz
74HC175	* 4	Asin.	2 - 4 - 8 - 16	24 MHz
74HC4024	7	Asin.	2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128	24 MHz
74HC4520	8	Sinc.	2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256	28 MHz
74HC4040	12	Asin.	2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256 512 - 1.024 - 2.048 - 4.096	60 MHz

TABELLA N.3 DIVISORI NON PROGRAMMABILI serie TTL

Famiglia TTL			Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 35 mA	
integrato	numero Flip-Flop		Fattori divisione ottenibili	Max frequenza ingresso
74LS74	* 2	Asin.	2 - 4	33 MHz
74LS175	* 4	Asin.	2 - 4 - 8 - 16	40 MHz
74LS93	4	Sinc.	2 - 4 - 8 - 16	50 MHz
74LS293	4		2 - 4 - 8 - 16	50 MHz
74LS393	8		2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256	33 MHz

Nota = In tutti gli integrati contrassegnati da un * i flip-flop interni sono **indipendenti** uno dall'altro, mentre in tutti gli altri **non contrassegnati** sono già collegati **internamente** tra loro.

La scritta **Asin.-Sinc.** indica se i **flip-flop** sono di tipo **Asincrono** oppure **Sincrono**.

In questo stesso manuale, nel capitolo dedicato ai flip-flop viene spiegata la differenza che intercorre tra **Asincrono** e **Sincrono**.

DIVISORI DECIMALI BINARI e BCD

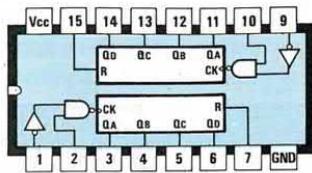
Come avrete notato, tutti i **divisori** fin qui presentati possono dividere per dei fattori **fissi** pari a **2 - 4 - 8 - 16 - 32**, ecc., quindi qualcuno si chiederà se esistono altri **divisori** in grado di dividere **x2 - 3 - 4 - 5 - 6 - 7 - 8 - 9 - 10**, ecc.

Questi integrati esistono e si dividono in due categorie ben distinte:

- 1° - Divisori programmabili **Binari**
- 2° - Divisori programmabili **BCD**

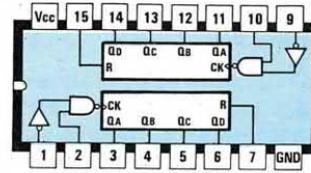
Nei divisori programmabili di tipo **binario** il fattore di divisione si ottiene collegando a **massa** (livello logico 0) o al **positivo** (livello logico 1) i loro piedini di programmazione.

Ciascun piedino ha un proprio fattore di divisione ed il fattore di **divisione totale** è dato dalla **somma** dei fattori di divisione di ciascun piedino. Questa regola è valida per **tutti** i divisori **binari**.



4518

Fig.4 I divisori programmabili Binari pur avendo le stesse connessioni di un BCD (vedi fig.5) possono dividere da 0 a 9. Collegando in serie i due stadi presenti al loro interno riuscirete a dividere fino a 99.



4520

Fig.5 I divisori programmabili BCD pur avendo le stesse connessioni di un Binario (vedi fig.4) possono dividere da 0 a 15. Collegando in serie i due stadi presenti al loro interno riuscirete a dividere fino a 255.

TABELLA N.4 DIVISORI PROGRAMMABILI BINARI serie C/MOS

Famiglia C/Mos		
Alimentazione 5-15 volt — Assorbimento medio 5 mA		
integrato	Fattori divisione ottenibili	Max frequenza ingresso
CD.4029	da 0 a 15	8 MHz
CD.4516	da 0 a 15	8 MHz
CD.4520	da 0 a 255	6 MHz
CD.40103	da 1 a 256	4 MHz
CD.40193	da 0 a 15	8 MHz

TABELLA N.5 DIVISORI PROGRAMMABILI BINARI serie HC/MOS

Famiglia HC/Mos		
Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 5 mA		
integrato	Fattori divisione ottenibili	Max frequenza ingresso
74HC191	da 0 a 15	46 MHz
74HC193	da 0 a 15	32 MHz
74HC4520	da 0 a 255	53 MHz
74HC40103	da 1 a 256	34 MHz

TABELLA N.6 DIVISORI PROGRAMMABILI BINARI serie TTL

Famiglia TTL		
Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 35 mA		
integrato	Fattori divisione ottenibili	Max frequenza ingresso
74LS93	da 0 a 15	50 MHz
74LS393	da 0 a 255	50 MHz
74LS191	da 0 a 15	35 MHz
74LS193	da 0 a 15	40 MHz

In queste Tabelle sono riportate le sigle dei più comuni divisori Programmabili di tipo BINARIO con indicato il massimo fattore di divisione ottenibile e la massima frequenza applicabile sul loro ingresso. La serie C/Mos non accetta frequenze maggiori di 6-8 MHz.

Nei divisori tipo **BCD**, la cui sigla significa **B**inario **C**odificato **D**ecimale, la programmazione si ottiene collegando a **massa** o al **positivo** i loro **quattro** piedini di programmazione tramite un **commutatore binario** (vedi fig.6).

Utilizzando un solo divisore è possibile ottenere

un fattore di divisione da **0 a 9**, collegando in cascata due **divisori decimali** è possibile ottenere un fattore di divisione da **0** fino a **99** e collegandone in cascata tre, un fattore di divisione da **0 a 999**.

Nelle **Tabelle n. 7-8-9** sono riportate le sigle dei più comuni divisori **BCD**.

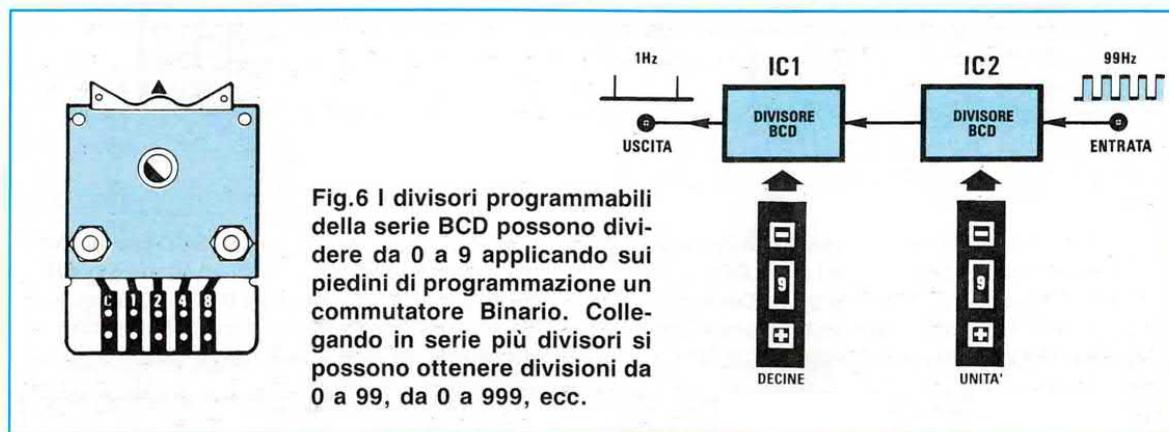


TABELLA N.7 DIVISORI PROGRAMMABILI BCD serie C/MOS

Famiglia C/Mos Alimentazione 5-15 volt — Assorbimento medio 5 mA		
integrato	Fattori divisione ottenibili	Max frequenza ingresso
CD.4017	da 0 a 9	8 MHz
CD.4510	da 0 a 9	8 MHz
CD.4518	da 0 a 99	6 MHz
CD.40102	da 0 a 99	3,6 MHz
CD.40192	da 0 a 9	8 MHz

TABELLA N.8 DIVISORI PROGRAMMABILI BCD serie HC/MOS

Famiglia HC/Mos Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 5 mA		
integrato	Fattori divisione ottenibili	Max frequenza ingresso
74HC190	da 0 a 9	46 MHz
74HC192	da 0 a 9	32 MHz
74HC4017	da 0 a 9	45 MHz
74HC4518	da 0 a 9	53 MHz
74HC40102	da 0 a 99	34 MHz

TABELLA N.9 DIVISORI PROGRAMMABILI BCD serie TTL

Famiglia TTL Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 35 mA		
integrato	Fattori divisione ottenibili	max frequenza ingresso
74LS90	da 0 a 9	50 MHz
74LS390	da 0 a 99	50 MHz
74LS190	da 0 a 9	35 MHz
74LS192	da 0 a 9	40 MHz

In queste Tabelle sono riportate le sigle dei più comuni divisori tipo BCD con indicato il massimo fattore di divisione ottenibile e la massima frequenza che possono dividere.

DIVISORE x2 e x4 con CD.4013

In fig.7 potete osservare lo schema di un semplice divisore binario x2 e x4 che utilizza un integrato C/Mos tipo CD.4013 contenente 2 flip-flop tipo D asincroni ed indipendenti.

La frequenza da applicare sul piedino d'ingresso 3 deve risultare ad **onda quadra** con un'ampiezza possibilmente pari al valore della tensione di alimentazione.

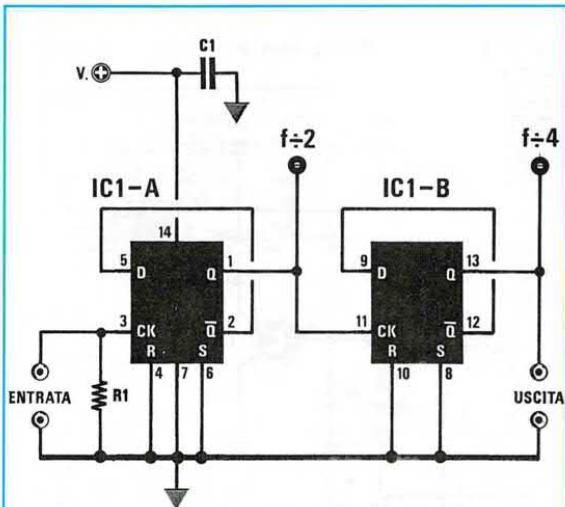
Le onde quadre prelevate sui piedini 1-11 e 13 avranno un **duty-cycle** del 50% con un'ampiezza pari a quella della tensione di alimentazione dell'integrato.

La massima frequenza che è possibile applicare sull'ingresso del CD.4013 non dovrà mai superare i **16 MHz** se l'integrato viene alimentato a **12 volt** e gli **8 MHz** se l'integrato viene alimentato a **5 volt**.

Applicando sull'ingresso di questo integrato una frequenza ad esempio di **5 MHz**, dai piedini 1 - 11 si potrà prelevare una frequenza di **2,5 MHz** e dal piedino 13 una frequenza di **1,25 MHz**.

DIVISORE x2 e x4 con 74HC74 o 74LS74

Volendo dividere frequenze superiori a **8-16 MHz** sarà possibile utilizzare gli integrati **SN.74HC74** (max. frequenza applicabile sull'ingresso **53 MHz**) o l'**SN.74LS74** (max. frequenza applicabile sull'ingresso **33 MHz**).



- R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = CD.4013 - 74LS74 - 74HC74

Fig.7 Schema di un divisore x2-x4 che potrete realizzare con degli integrati tipo CD.4013 - SN.74LS74 - SN.74HC74.

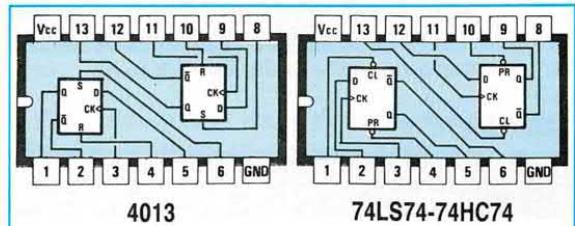


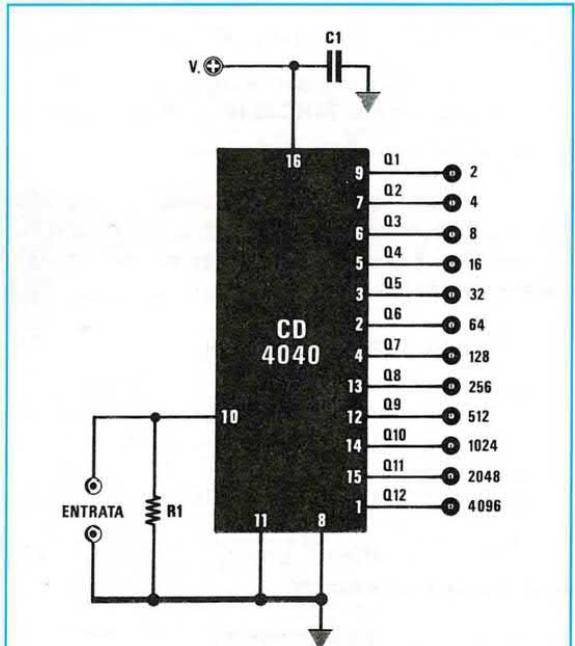
Fig.8 Connessioni degli integrati CD.4013 - 74LS74 - 74HC74 viste da sopra. Il 4013 è diverso come piedinatura dagli altri due, però svolge identiche funzioni.

DIVISORE BINARIO con CD.4040 o 74HC4040

In fig.9 è riportato lo schema di un **divisore binario** da realizzare con un **CD.4040**.

Come riportato nella **Tabella n.1** questo integrato riesce a dividere qualsiasi frequenza purchè non si superino i **16 MHz** se alimentato a **12 volt** e gli **8 MHz** se alimentato a **5 volt**.

Per frequenze maggiori conviene usare l'integrato **74HC4040** in grado di dividere frequenze fino a **60 MHz** (vedi **Tabella n.2**).



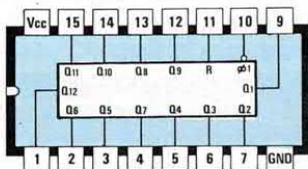
- R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = CD.4040 o 74HC4040

Fig.9 Schema elettrico di un divisore che utilizza un CD.4040. Dai piedini d'uscita potrete prelevare il segnale diviso da 2 a 4.096.

Sui terminali **uscita** del CD.4040 è possibile prelevare la frequenza applicata sull'ingresso divisa per il numero riportato nella Tabella n.10.

TABELLA N.10

numero piedino	fattore di divisione
9	2
7	4
6	8
5	16
3	32
2	64
4	128
13	256
12	512
14	1.024
15	2.048
1	4.096



4040-74HC4040

Fig.10 Connessioni dell'integrato CD.4040 e dell'equivalente 74HC4040 viste da sopra.

Ad esempio, applicando sul piedino d'ingresso **10** una frequenza di **4 MHz** pari a **4.000.000 Hz**, sul **piedino 3** che divide **x32** verrà prelevata una frequenza di:

$$4.000.000 : 32 = 125.000 \text{ Hz}$$

Se, invece, il segnale viene prelevato dal **piedino 12** che divide **x512**, la frequenza risulterà di:

$$4.000.000 : 512 = 7.812,5 \text{ Hz}$$

Mentre sul **piedino 1**, che divide **x4.096**, si preleverà una frequenza di:

$$4.000.000 : 4.096 = 976,56 \text{ Hz}$$

Se questi **divisori** vengono utilizzati per realizzare dei **timer** o dei **temporizzatori**, è necessario utilizzare un circuito supplementare (vedi fig.11) composto da un transistor **NPN** e da un relè.

La resistenza **R1** presente sulla Base del transistor andrà collegata ad uno dei piedini d'uscita del **divisore**.

Per conoscere dopo quanti **secondi** risulterà presente sul piedino prescelto un **livello logico 1** per eccitare il relè, sarà possibile utilizzare la seguente formula:

$$\text{Tempo sec.} = 1 : (\text{Hertz} : \text{fattore divisione})$$

Ammessi di applicare sul piedino d'ingresso **10** una frequenza di **100 Hz** e di collegare il transistor al piedino d'uscita **14** (divide **x1.024**), oppure al piedino **15** (divide **x2.048**) o al piedino **1** (divide **x4.096**), il relè si ecciterà dopo:

$$1 : (100 : 1.024) = 10,24 \text{ secondi}$$

$$1 : (100 : 2.048) = 20,48 \text{ secondi}$$

$$1 : (100 : 4.096) = 40,96 \text{ secondi}$$

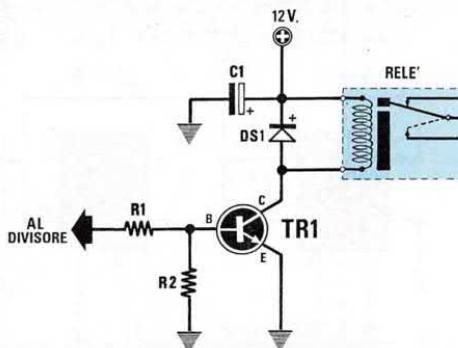
Nota = Il **livello logico 1** rimarrà su tale piedino per **metà** del tempo indicato, quindi sul piedino **14** rimarrà per **5,12 secondi**, sul piedino **15** per **10,24 secondi** e sul piedino **1** per **20,48 secondi**.

Nel caso si volesse conoscere quale **frequenza** sia necessario applicare sul piedino d'ingresso **10** per ottenere in uscita un preciso tempo in **secondi**, si potrà utilizzare la formula seguente:

$$\text{Hz} = \text{Fattore divisione} : \text{secondi}$$

Ammessi di voler ottenere un **livello logico 1** ogni **60 secondi** sul piedino **1** che divide **x4.096**, si dovrà applicare sul piedino d'ingresso **10** una frequenza di:

$$4.096 : 60 = 68,26 \text{ Hertz}$$



- R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 22.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 10 mF elettr. 25 volt
- DS1 = diodo al silicio 1N.4150
- TR1 = NPN tipo BC.237
- RELÉ = relè 12 volt 1 scambio

Fig.11 Schema per eccitare un relè.

DIVISORE programmabile da 1 a 4.095 con CD.4040 o 74HC4040

In fig.12 potete osservare lo schema di un divisore **programmabile** da 1 a 4.095 che utilizza l'integrato **CD.4040** o il **74HC4040**.

Come potete notare, su ogni piedino di questo divisore è presente un deviatore (vedi da **S1** a **S12**) collegato ad un **diodo al silicio**.

Chiudendo uno di questi interruttori si ottiene un fattore di divisione **dimezzato** rispetto a quello riportato in fig.9 (vedi **Tabelle n.10-11**).

TABELLA N.11

S1	chiuso = divide x 1
S2	chiuso = divide x 2
S3	chiuso = divide x 4
S4	chiuso = divide x 8
S5	chiuso = divide x 16
S6	chiuso = divide x 32
S7	chiuso = divide x 64
S8	chiuso = divide x 128
S9	chiuso = divide x 256
S10	chiuso = divide x 512
S11	chiuso = divide x 1.024
S12	chiuso = divide x 2.048

Per capire come funziona questo divisore vi proponiamo qui qualche semplice esempio.

Esempio = Supponiamo di applicare sull'ingresso una **frequenza di 200 Hz** e di **chiudere** verso **DS10** il **piedino 14** che divide **x512**.

Fino a quando non sarà trascorso un **tempo** di:

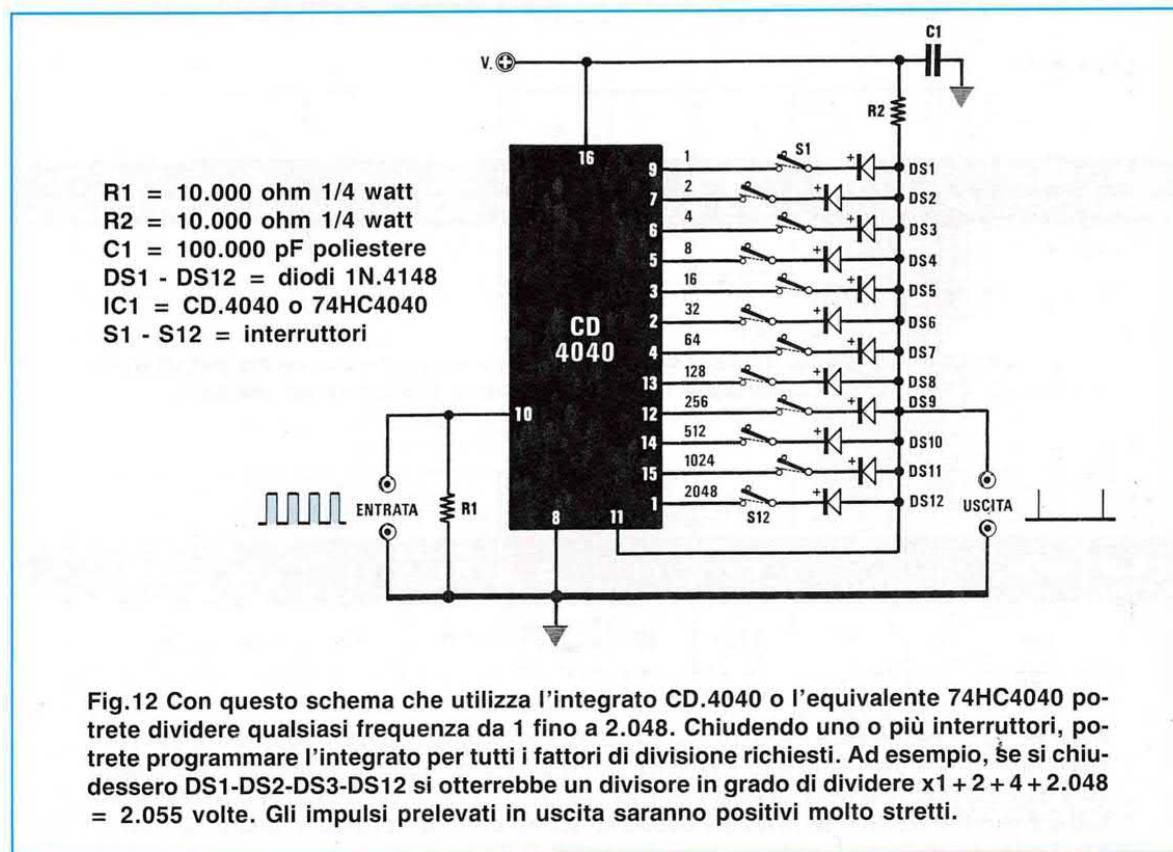
$$1 : (200 : 512) = 2,56 \text{ secondi}$$

sul **piedino14** risulterà presente un **livello logico 0** e questa stessa condizione logica si troverà anche sul **piedino 11** di **reset** ad esso collegato.

Infatti, la tensione **positiva** che la resistenza **R2** dovrebbe fornire al piedino di **reset** risulterà cortocircuitata a **massa** dal diodo **DS10** tramite il **piedino14**.

Passati **2,56 secondi** il **piedino 14** si porterà a **livello logico 1** (massima tensione **positiva**), quindi poiché il diodo **DS10** non cortocircuiterà più a **massa** la tensione **positiva** fornita dalla resistenza **R2**, questo **livello logico 1** potrà raggiungere il **piedino 11** di **reset**.

Applicando un **livello logico 1** sul piedino di re-



set, il contatore si azzererà e sul **pedino 14** sarà nuovamente presente un **livello logico 0**.

Passati altri **2,56 secondi**, sul **pedino 14** si presenterà ancora una volta un **livello logico 1** che azzererà il **pedino 11**.

Aperto l'interruttore **S10** e chiudendo verso **DS7** il **pedino 4** che divide **x64**, si otterrà un **livello logico 1** dopo ogni:

$$1 : (200 : 64) = 0,32 \text{ secondi}$$

Chiudendo entrambi gli interruttori **S10** ed **S7** si otterrà un tempo pari alla somma dei loro fattori di divisione, cioè **2,56 + 0,32 = 2,88 secondi**.

Infatti, dopo **2,56 secondi** il **pedino 14** si porterà a **livello logico 1**, ma poiché risulta **chiuso** anche l'interruttore **S7**, la tensione **positiva** fornita dalla resistenza **R2** rimarrà ancora **cortocircuitata** a **massa** tramite il diodo **DS7** posto sul **pedino 4**.

Dopo altri **0,32 secondi** anche il **pedino 4** si porterà a **livello logico 1** e solo dopo questo tempo (**2,56 + 0,32 = 2,88 secondi**) la tensione **positiva** fornita da **R2** potrà raggiungere il **pedino 11** di **reset**.

Il **fattore di divisione** del circuito di fig.12 potrà essere facilmente programmato per dividere da un **minimo** di **1** fino ad un **massimo** di **4.095** chiudendo uno o più interruttori.

Esempio = Collegando verso i diodi i **pedini 13 - 4 - 6 - 7** si otterrà un fattore di divisione pari a:

$$128 + 64 + 4 + 2 = 198 \text{ volte}$$

Collegando verso i diodi i **pedini 9 - 7 - 6 - 5 - 3** si otterrà un fattore di divisione pari a:

$$1 + 2 + 4 + 8 + 16 = 31 \text{ volte}$$

Con questi due valori di divisione, cioè **198** e **31 volte**, applicando sul **pedino 10** una frequenza di **1,2 MHz** (pari a **1.200.000 Hz**) sull'uscita si otterranno queste due frequenze:

$$1.200.000 : 198 = 6.060,60 \text{ Hz}$$

$$1.200.000 : 31 = 38.709,67 \text{ Hz}$$

Per ricavare da questa frequenza da **1.200.000 Hz** una frequenza esattamente di **5.000 Hz**, si dovrà svolgere la seguente divisione:

$$1.200.000 : 5.000 = 240$$

Per conoscere quali **pedini** si dovranno collegare verso i **diodi** per ottenere questo esatto **fattore di divisione**, consigliamo di utilizzare la **Tabella n.12**. Nella **prima** casella in alto partendo da sinistra

TABELLA N.12

2.048 DS.12	1.024 DS.11	512 DS.10	256 DS.9	128 DS.8	64 DS.7	32 DS.6	16 DS.5	8 DS.4	4 DS.3	2 DS.2	1 DS.1	

Questa Tabella vi sarà molto utile per conoscere quali diodi dovrete chiudere per ottenere il fattore di divisione richiesto. Nella Tabella sottostante è riportato un esempio.

TABELLA N.13

240	240	240	240	240	112	48	16	0	0	0	0	
2.048	1.024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	
no	no	no	no	112	48	16	0	no	no	no	no	

Amesso che desideriate dividere una frequenza **x240** volte, dovrete riportare questo numero nella prima casella in alto a sinistra. Effettuerete quindi una sottrazione tra questo ed il numero riportato nella casella centrale. Se ciò non fosse possibile, nella casella sottostante scriverete **NO**, se invece è possibile scriverete la differenza ottenuta. In tutte le caselle in cui appare un numero dovrete collegare il Diodo al pedino interessato.

si dovrà inserire il **fattore di divisione**, quindi si dovrà verificare se sia possibile svolgere una **sottrazione** tra questo ed il numero del **peso** riportato nella casella sottostante (vedi **Tabella n. 13**).

Se la **sottrazione** non è possibile, nella casella **sottostante** si dovrà scrivere **no**, poi si dovrà spostare il numero nella casella in alto della colonna successiva e ripetere l'operazione.

Se è possibile **sottrarre** il **numero**, nella terza casella in basso si dovrà scrivere il **numero** ottenuto, poi questo stesso numero andrà riportato nella casella in alto della colonna successiva e si dovrà procedere così fino ad arrivare all'ultima casella di destra.

In corrispondenza delle caselle in cui appare un **no** l'interruttore dovrà restare **aperto**, mentre in corrispondenza delle caselle in cui è presente un qualsiasi **numero**, compreso lo **0**, l'interruttore andrà **chiuso** verso il **diodo**.

Nel caso dell'esempio riportato si dovranno chiudere verso i **diodi** gli interruttori:

S8 - S7 - S6 - S5

Sommando il **fattore di divisione** dei **pedini** col-

legati verso i **diodi**, si otterrà il **fattore di divisione totale**:

$$128 + 64 + 32 + 16 = 240$$

Questo **divisore** presenta un solo inconveniente, cioè quello di fornire in uscita degli impulsi a **livello logico 1** molto stretti, pertanto se questi non vengono allargati per mezzo di un circuito **espansore** del tipo riprodotto in fig.28, in alcuni casi non sarà possibile pilotare altri eventuali circuiti ad esso collegati.

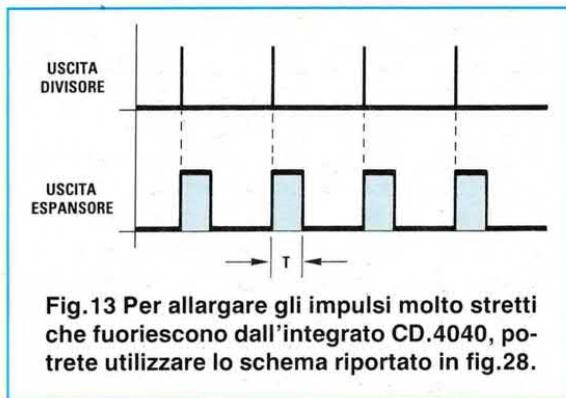


Fig.13 Per allargare gli impulsi molto stretti che fuoriescono dall'integrato CD.4040, potrete utilizzare lo schema riportato in fig.28.

DIVISORE con CD.4060 completo di stadio OSCILLATORE

In fig.14 è riportato lo schema di un divisore che utilizza un **C/Mos** tipo **CD.4060**.

Questo integrato è **sprovvisto** dei piedini richiesti per ottenere dei fattori di divisione di **2 - 4 - 8 - 2.048**, ma in compenso dispone di tre piedini supplementari **11 - 10 - 9** che fanno capo ad un **oscillatore interno** collegato internamente ai divisori.

Applicando su questi piedini due resistenze ed un condensatore (vedi **R1-R2-C1**), si otterrà un circuito oscillatore in grado di lavorare fino ad una frequenza **massima** di **4 MHz**.

Le formule da utilizzare per ricavare il valore della **frequenza** in **Hertz** conoscendo il valore di **R2** e **C1** sono le seguenti:

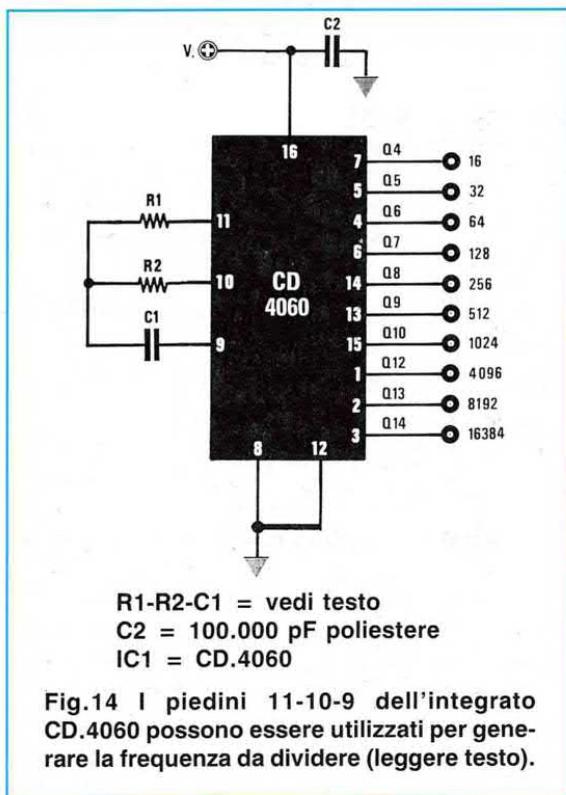
$$\text{Hertz} = 450.000 : (\text{R2 Kohm} \times \text{C1 nanoF})$$

$$\text{C1 nanoF} = 450.000 : (\text{Hertz} \times \text{R2 Kohm})$$

$$\text{R2 Kohm} = 450.000 : (\text{Hertz} \times \text{C1 nanoF})$$

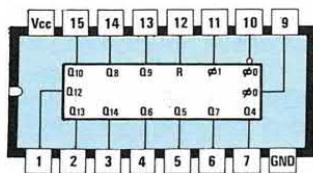
$$\text{R1} = \text{valore di R2 moltiplicato} \times 10$$

Nota = Il valore della resistenza **R2** non dovrà mai essere **inferiore** a **1.000 ohm** e quello del condensatore **C1** non dovrà mai essere **inferiore** a **100 picroFarad**, diversamente il circuito non oscillerà.



R1-R2-C1 = vedi testo
C2 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4060

Fig.14 I piedini 11-10-9 dell'integrato **CD.4060** possono essere utilizzati per generare la frequenza da dividere (leggere testo).



4060

Fig.15 Connessioni viste da sopra dell'integrato CD.4060. L'oscillatore interno risulta già collegato alla catena dei divisori.

Poichè questo integrato viene normalmente utilizzato per realizzare dei **timer** o dei **temporizzatori**, per conoscere per quanto **tempo**, espresso in secondi, su uno dei tanti piedini d'uscita sia presente un **livello logico 1**, si potrà utilizzare questa formula:

$$\text{Tempo sec.} = 1 : (\text{Hertz} : \text{fattore divisione})$$

Per ottenere una qualsiasi frequenza è consigliabile scegliere per **C1** un valore di capacità **standard** e poi calcolare il valore di **R2**.

Volendo ottenere delle **frequenze esatte**, potrete collegare in serie a **R2** un **trimmer**.

Se **non si desidera** utilizzare l'**oscillatore interno**, si dovranno escludere **R1 - R2 - C1** ed entrare con la frequenza da **dividere** direttamente nel **piedino 11** (vedi fig.16).

La frequenza dovrà risultare ad **onda quadra** e non superare i **16 MHz**.

Anzichè utilizzare un oscillatore a **R/C**, si potrà applicare sui piedini **10-11** un **quarzo in fondamentale** (vedi fig.17), purchè la sua frequenza non superi i **4 MHz**.

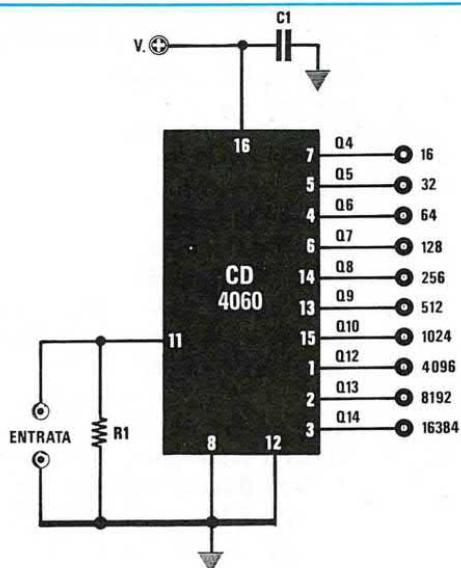
Il compensatore **C2** serve per correggere di poche centinaia di **Hertz** la frequenza del quarzo.

Poichè l'oscillatore risulta già collegato ai divisori **interni**, sui piedini di uscita potrete prelevare la frequenza del quarzo **divisa** per il numero riportato a destra nella fig.17.

Esempio = Supponiamo si desideri conoscere quali valori usare per **R1-R2-C1** per far oscillare il circuito sulla frequenza di **500 Hz**.

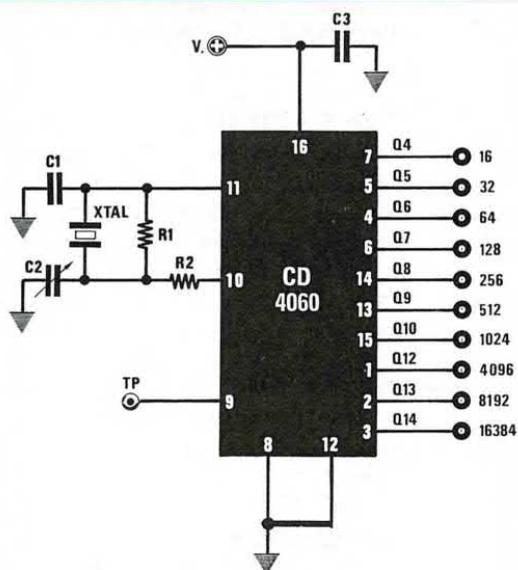
Ammettendo di aver scelto per **C1** un condensatore da **82 nanoFarad**, pari a **82.000 picoFarad**, si dovrà utilizzare per **R2** una resistenza da:

$$450.000 : (500 \times 82) = 10,975 \text{ Kiloohm}$$



R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4060

Fig.16 Non volendo usare l'oscillatore interno, dovrete applicare la frequenza esterna da dividere sul piedino 11.



R1 = 2,2 mega ohm 1/4 watt
R2 = 2.200 ohm 1/4 watt
C1 = 47 pF ceramico
C2 = compensatore 10 - 80 pF
C3 = 100.000 pF poliestere
XTAL = quarzo 1-3 MHz
IC1 = CD.4060

Fig.17 Schema di un oscillatore quarzato.

Poichè questo valore non è standard, per ottenere una esatta frequenza di **500 Hz** si potrà utilizzare una resistenza da **10.000 ohm** con in serie un trimmer da **2.200 ohm**.

Poichè il valore di **R1** deve risultare all'incirca **10 volte maggiore** di quello di **R2**, si potrà tranquillamente usare una resistenza da **100.000 ohm**.

Esempio = Sapendo che la frequenza generata dall'oscillatore è di **500 Hz**, si desidera conoscere dopo quanti **secondi** sarà presente un **livello logico 1** sul **piedino 3** che divide **x16.384 volte**.

Per conoscere questo **tempo** si utilizzerà la seguente formula:

$$\text{Tempo sec.} = 1 : (\text{Hertz} : \text{fattore divisione})$$

quindi inserendo i dati in nostro possesso si otterranno:

$$1 : (500 : 16.384) = 32,76 \text{ secondi}$$

Usando una frequenza **minore** si potranno **augmentare** i tempi.

DIVISORE programmabile con CD.4060

Aggiungendo nello schema di fig.14 **10 diodi** ed altrettanti **interruttori** (vedi fig.18) e collegando la loro uscita al **piedino 12** di **reset**, sarà possibile programmarlo per ottenere dei **fattori di divisione** pari alla **somma** dei piedini che verranno collegati verso i **diodi al silicio**.

Come noterete, il **fattore di divisione** dei piedini di fig.18 risulta **dimezzato** rispetto a quello dei piedini delle fig.14-16-17.

Chiudendo, ad esempio, l'interruttore **S1**, si ottiene un fattore di divisione **8**, chiudendo l'interruttore **S7** si ottiene un fattore di divisione **512**, chiu-

dendo gli interruttori **S1 + S7** si ottiene un fattore di divisione di:

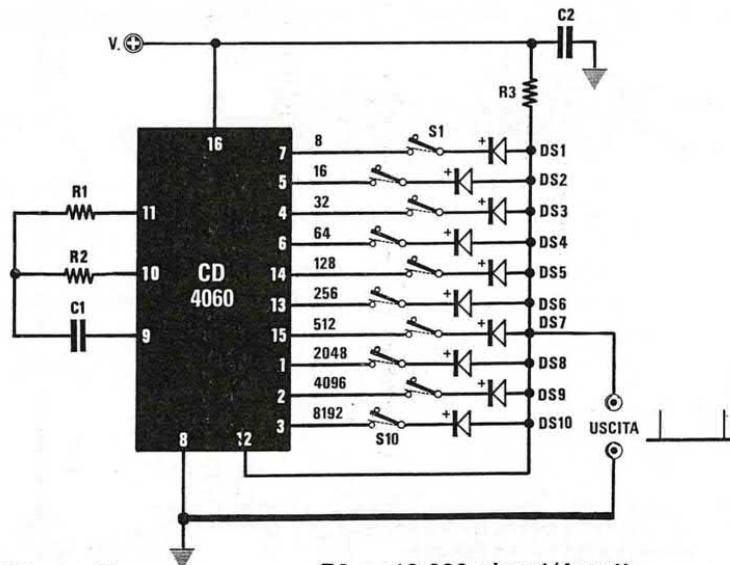
$$8 + 512 = 520$$

Chiudendo gli interruttori **S8 + S9 + S10** si ottiene un fattore di divisione di:

$$2.048 + 4.096 + 8.192 = 14.336$$

In questo circuito la frequenza **divisa** esce sotto forma di sottili impulsi positivi, pertanto è consigliabile **allargarli** utilizzando lo schema di fig.28.

Fig.18 Collegando ai piedini d'uscita degli interruttori e dei diodi, potrete realizzare un divisore programmabile da 8 fino a 15.352 volte. Il fattore di divisione totale si ottiene sommando il fattore di divisione dei piedini che collegherete ai diodi tramite gli interruttori.



$$R2 \text{ Kohm} = 450.000 : (\text{Hertz} \times C1 \text{ nanoF})$$

$$R1 = \text{valore di } R2 \text{ moltiplicato } \times 10$$

$$C1 \text{ nanoF} = 450.000 : (\text{Hertz} \times R2 \text{ Kohm})$$

$$\text{Hertz} = 450.000 : (R2 \text{ Kohm} \times C1 \text{ nanoF})$$

$$R3 = 10.000 \text{ ohm } 1/4 \text{ watt}$$

$$C2 = \text{vedi testo}$$

$$C2 = 100.000 \text{ pF poliestere}$$

$$DS1 - DS10 = \text{diodi } 1N.4148$$

$$IC1 = CD.4060$$

$$S1 - S10 = \text{interruttori}$$

DIVISORE programmabile asincrono con TC.9198

In fig.20 vi presentiamo lo schema di un **divisore programmabile** siglato **TC.9198/F** costruito dalla Casa **Toshiba**.

Collegando al **positivo** di alimentazione i piedini riportati nella **Tabella n.14**, si potrà ottenere qualsiasi **fattore di divisione** partendo da un **minimo** di **2** per arrivare ad un **massimo** di **65.535** volte.

Questo integrato va alimentato con una tensione stabilizzata di **5 volt**.

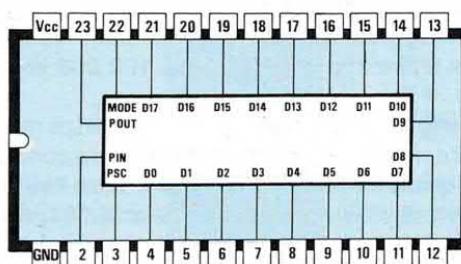
La massima frequenza che è possibile applicare sul suo ingresso non deve mai risultare maggiore di **20 MHz**.

Per conoscere quali piedini sia necessario collegare al **positivo** e quali lasciar **scollegati** per ottenere il **fattore di divisione** richiesto, si potrà usare la **Tabella n.14**.

Nella **prima** casella in alto partendo da sinistra, si dovrà inserire il **fattore di divisione**, verificando poi se sia possibile eseguire una **sottrazione** tra questo ed il numero riportato nella casella sottostante (vedi esempio **Tabella n.15**).

Se non fosse possibile, si dovrà scrivere **no** nella terza casella in basso e spostare il numero verso **destra** per ripetere l'operazione.

Nel caso sia possibile **sottrarre** questo numero, si dovrà scrivere nella casella sottostante il **nume-**



TC9198 F

Fig.19 Connessioni viste da sopra dell'integrato TC.9198/F della Toshiba. Questo integrato è in grado di dividere 65.535 volte.

ro ottenuto, poi questo stesso numero andrà riportato nella casella in alto della colonna successiva e si procederà così fino ad arrivare all'ultima casella.

Nella tabella abbiamo riportato un esempio scegliendo un **fattore di divisione** di **14.784** volte.

I piedini ai quali corrisponde il **no** andranno tenuti **scollegati** dal **positivo**, i piedini ai quali corrisponde un qualsiasi **numero**, compreso lo **0**, andranno **collegati** al **positivo** di alimentazione.

TABELLA N.14

fatt. div.	32.768	16.384	8.192	4.096	2.048	1.024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
pied.	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4

Questa Tabella vi sarà molto utile per conoscere quali piedini dovrete collegare al positivo di alimentazione per ottenere il fattore di divisione desiderato. Vedi Tabella n.15.

TABELLA N.15

	14.784	14.784	14.784	6.592	2.496	448	448	448	192	64	0	0	0	0	0	0
fatt. div.	32.768	16.384	8.192	4.096	2.048	1.024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
	no	no	6.592	2.496	448	no	no	192	64	0	no	no	no	no	no	no

In questa Tabella riportiamo un esempio di come dovrete procedere per ottenere un fattore di divisione di **14.784** volte. In corrispondenza delle caselle in cui appare un **NO** il piedino va lasciato scollegato, dove appare un qualsiasi numero, compreso lo **0**, andrà collegato al positivo dei 5 volt.

Quindi per ottenere il fattore di divisione **14.784** sarà necessario collegare al **positivo** di alimentazione i piedini:

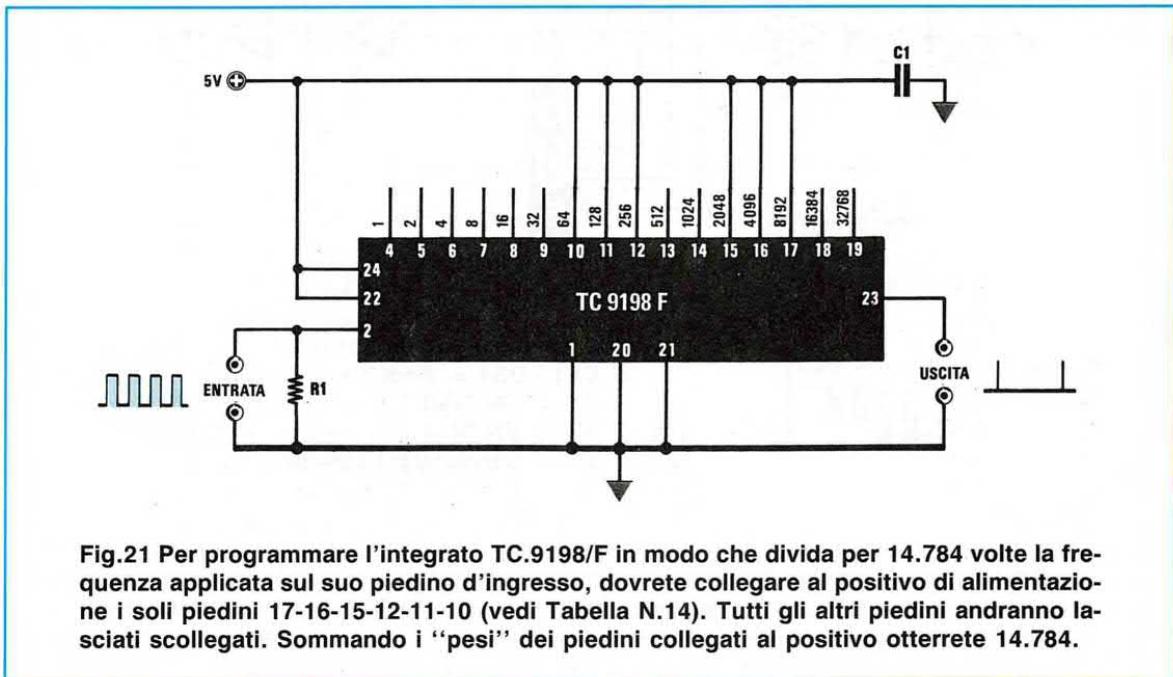
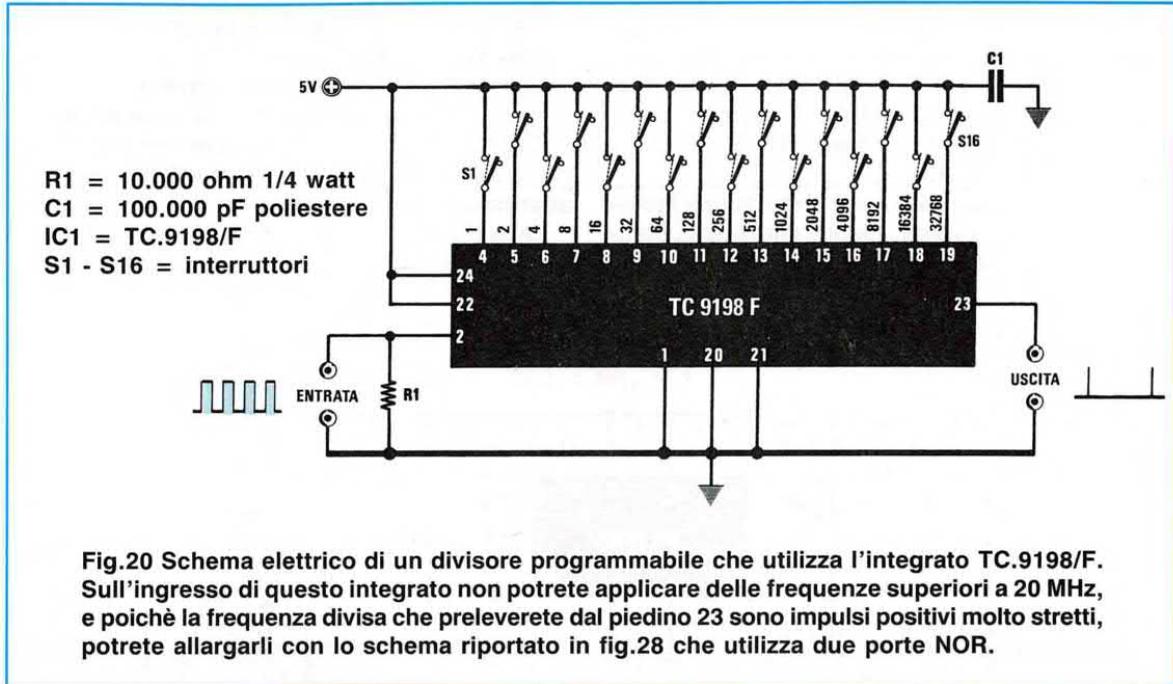
17 - 16 - 15 - 12 - 11 - 10

Sommando il **peso** di questi piedini si otterrà il fattore di divisione:

$$8.192 + 4.096 + 2.048 + 256 + 128 + 64 = 14.784$$

Anche questo **divisore programmabile** fornisce sul piedino d'uscita **23** degli impulsi a **livello logico 1** molto sottili, quindi è consigliabile **allargarli** con il circuito di fig.28.

La frequenza da applicare sul piedino d'ingresso **2** deve risultare ad **onda quadra** ed avere un'ampiezza non inferiore a **5 volt**.



DIVISORE asincrono da 0 a 9 con un SN.7490 e un commutatore binario o diodi

In fig.22 è riportato lo schema elettrico di un divisore da 0 a 9 ottenuto con un divisore TTL tipo SN.7490 più un integrato SN.7414.

Il fattore di divisione si imposta tramite il **commutatore binario** indicato con la sigla S1.

Impostando lo 0, sull'uscita non si preleverà **nessun** impulso, mentre impostando un qualsiasi numero da 1 a 9 in uscita sarà presente la frequenza di ingresso divisa per il numero impostato sul commutatore binario.

Volendo ottenere dei fattori di divisione **fissi**, si potrà escludere il **commutatore binario** ed utilizzare i soli **diodi** collegati sui piedini 11 - 8 - 9 - 12 + 1 come visibile in fig.23.

Il **catodo** dei diodi (lato contornato da una fascia nera) andrà rivolto verso i piedini interessati, mentre l'**anodo** andrà rivolto verso gli inverter IC2/C -

IC2/D alimentati dalla resistenza R2 come evidenziato in fig.23.

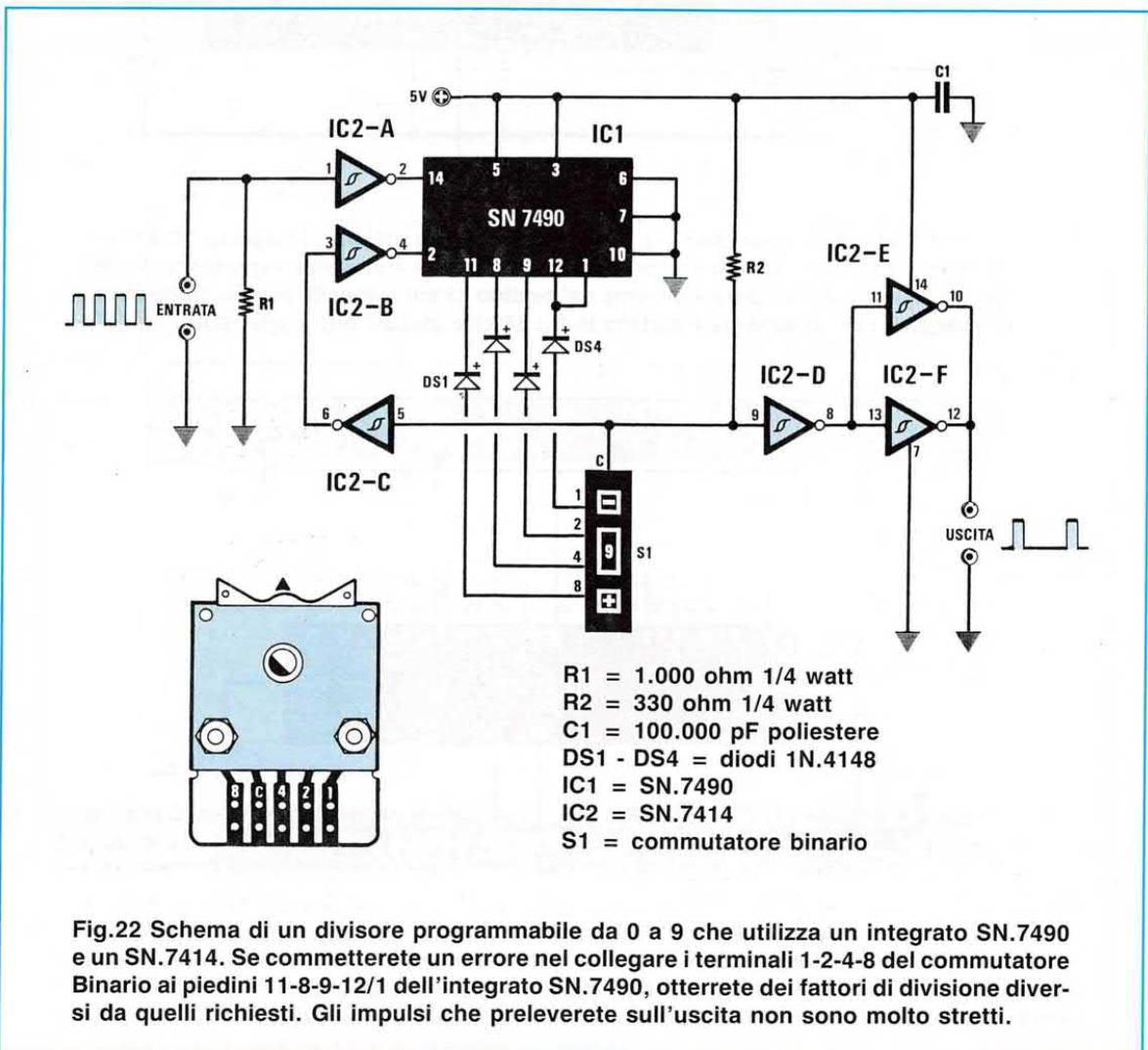
Nella **Tabella n.16** sono indicati con un **si** i piedini sui quali occorre applicare il **diodo** per ottenere il **fattore di divisione** richiesto.

L'integrato IC2 è un inverter **trigger di Schmitt** tipo SN.7414 che viene utilizzato per pulire e **squadrare** il segnale d'uscita e quello che raggiungerà il **piedino 2 di reset**.

La **massima** frequenza che potrete applicare sull'ingresso di questo divisore è di circa **40 MHz**.

La frequenza divisa uscirà sotto forma di impulsi sufficientemente **larghi**, tanto da evitare l'uso di un **allargatore** di impulsi.

La tensione di alimentazione dovrà essere di **5 volt** stabilizzati.



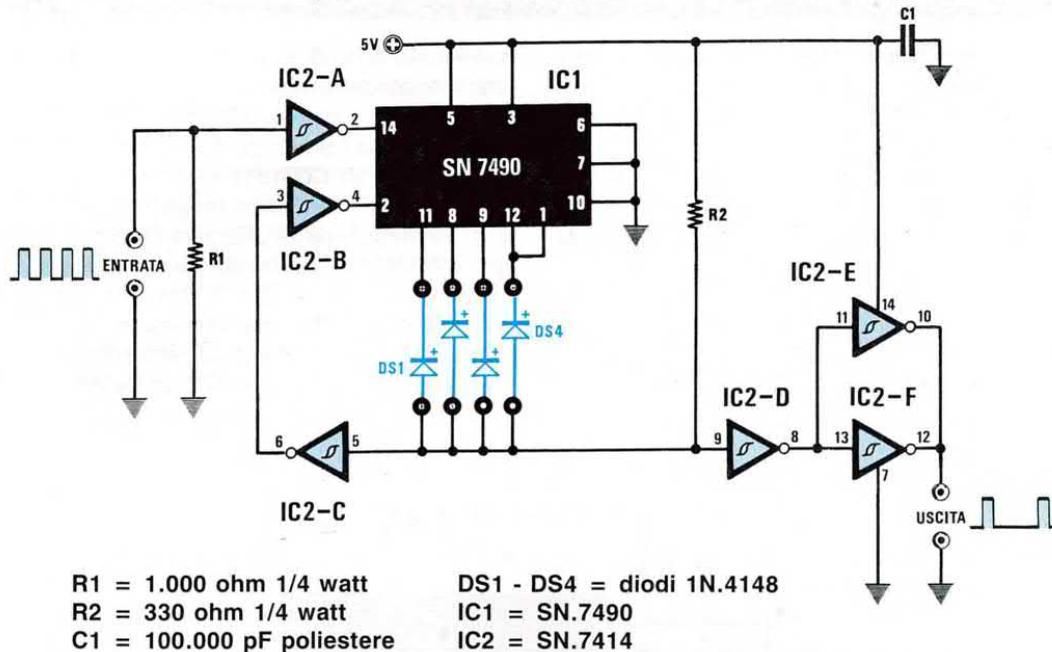
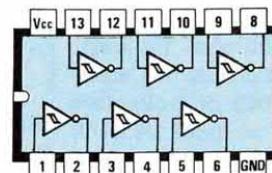


Fig.23 Per programmare il 7490 su un valore fisso di programmazione, potrete escludere il commutatore Binario visibile in fig.22 e collegare uno o più diodi ai piedini 11-8-9-12/1. Per conoscere quali diodi collegare ai quattro piedini di programmazione per ottenere un fattore di divisione compreso tra 0 a 9, potrete utilizzare la Tabella n.16.

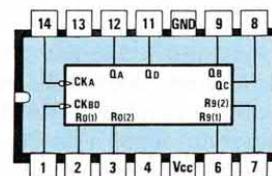
TABELLA N.16

Fattore divis.	piedini integrato			
	11	8	9	12+1
0	=	=	=	=
1	=	=	=	si
2	=	=	si	=
3	=	=	si	si
4	=	si	=	=
5	=	si	=	si
6	=	si	si	=
7	=	si	si	si
8	si	=	=	=
9	si	=	=	si

In questa Tabella sono indicati i diodi da collegare ai piedini 11-8-9-12/1 per poter dividere una frequenza da 0 a 9. Ammesso che si voglia dividere una frequenza 7 volte, bisognerà collegare un diodo al piedino 8, uno al piedino 9 ed uno ai piedini 12/1. Il commutatore Binario di fig.22 effettua queste connessioni.



7414



7490

Fig.24 Connessioni viste da sopra dei due integrati SN.7490 e SN.7414 utilizzati negli schemi delle figg.22-23. Vi ricordiamo che su ogni integrato è presente una tacca di riferimento (vedi sul bordo sinistro il piccolo incavo a U) per individuare il lato in cui sono collocati i piedini 1 e 14. Vcc e GND sono i piedini di alimentazione.

DIVISORE asincrono da 0 a 99 con un CD.4518 e due commutatori binari

In fig.25 è riportato lo schema di un semplice divisore programmabile da 0 a 99, che utilizza un integrato C/Mos tipo CD.4518 contenente due divisori BCD indipendenti.

Collegando i due divisori interni a due **commutatori binari** come visibile in fig.25, è possibile ottenere qualsiasi **fattore di divisione** partendo da 0 per arrivare ad un massimo di 99.

Il **commutatore binario** siglato **S1** programma le **decine**, mentre quello siglato **S2** programma le **unità**.

Per dividere una frequenza **x2 - x5 - x9** si dovranno

non impostare sui due commutatori i numeri **02 - 05 - 09**, mentre per dividere **x10 - x15 - x80** si dovranno impostare i numeri **10 - 15 - 80**.

La **massima** frequenza che si potrà applicare sull'ingresso di un **CD.4518** sarà di **6 MHz** circa.

Per dividere frequenze **maggiori** che non superino i **50 MHz**, si potrà utilizzare l'integrato HC/Mos tipo **74HC4518** che ha la stessa piedinatura del **CD.4518**.

Anche questo divisore fornisce in uscita dei **sottili impulsi** positivi, quindi potrebbe risultare necessario **allargarli** con il circuito di fig.28.

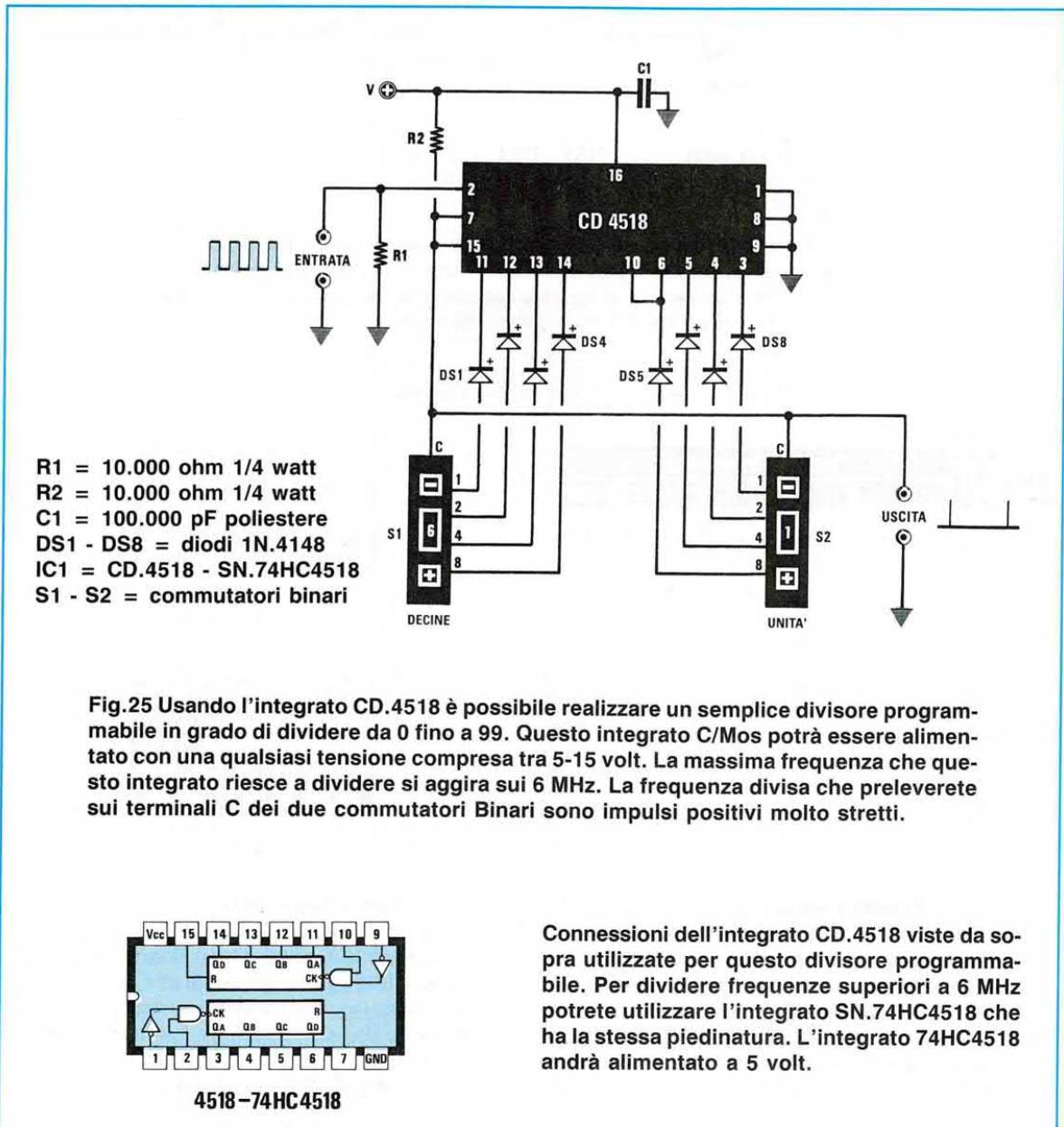


Fig.25 Usando l'integrato CD.4518 è possibile realizzare un semplice divisore programmabile in grado di dividere da 0 fino a 99. Questo integrato C/Mos potrà essere alimentato con una qualsiasi tensione compresa tra 5-15 volt. La massima frequenza che questo integrato riesce a dividere si aggira sui 6 MHz. La frequenza divisa che preleverete sui terminali C dei due commutatori Binari sono impulsi positivi molto stretti.

Connessioni dell'integrato CD.4518 viste da sopra utilizzate per questo divisore programmabile. Per dividere frequenze superiori a 6 MHz potrete utilizzare l'integrato SN.74HC4518 che ha la stessa piedinatura. L'integrato 74HC4518 andrà alimentato a 5 volt.

DIVISORE sincrono da 0 a 9 con un SN.74190 e un commutatore binario

In fig.26 abbiamo riprodotto lo schema di un divisore programmabile da 0 a 9 che utilizza un integrato tipo **SN.74190**, oppure un equivalente **HC/Mos** tipo **74HC190**.

Impostando sul **commutatore binario** il numero **0**, sui piedini d'uscita **11 - 13** non si otterrà alcun impulso, impostando invece un qualsiasi numero da **1** e **9**, in uscita si preleverà la frequenza di ingresso **divisa** per il numero impostato sul commutatore binario.

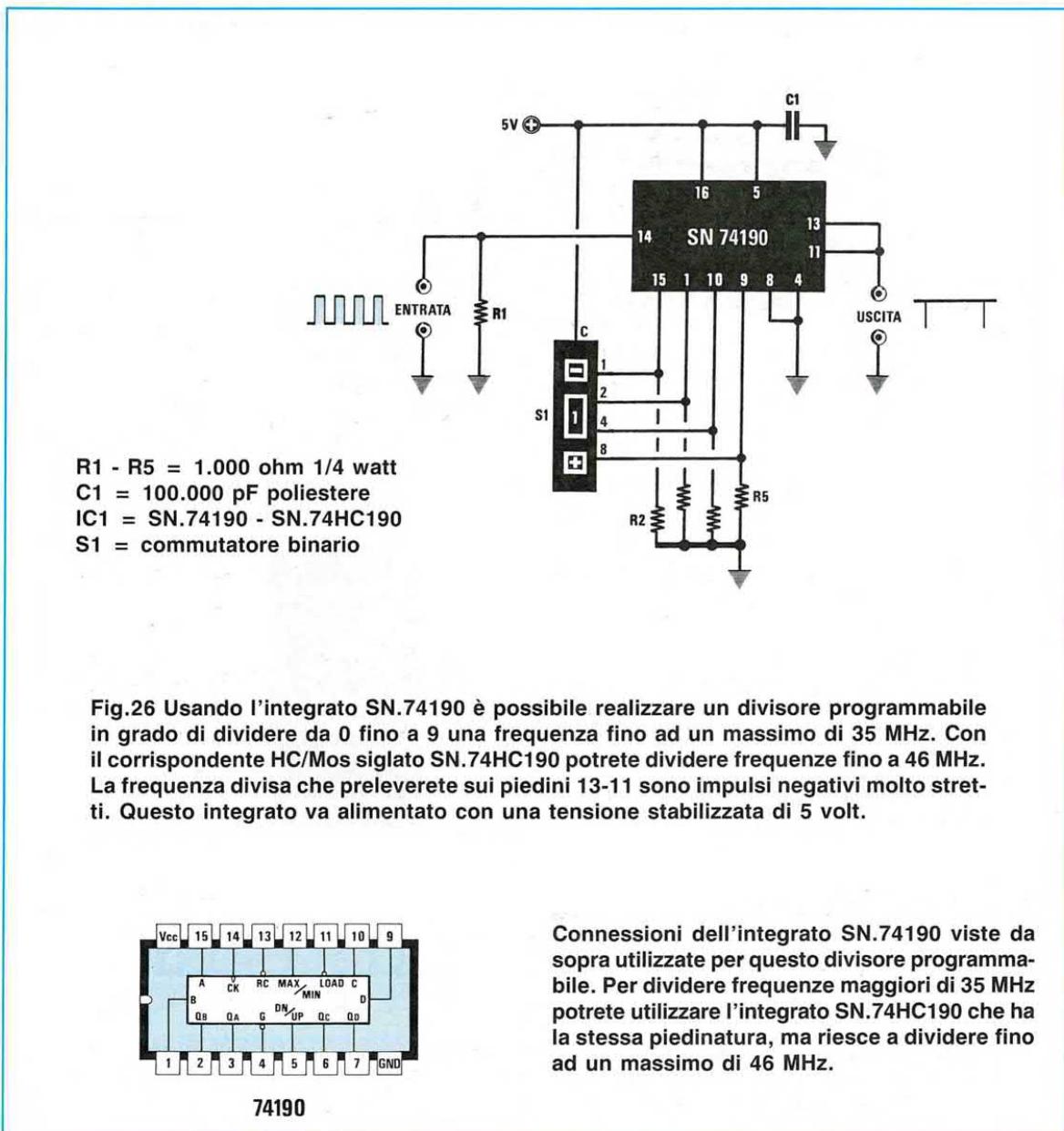
Poichè la frequenza divisa fuoriesce con dei **sottili impulsi negativi**, in alcuni casi potrebbe esse-

re necessario **allargarli** utilizzando il circuito riportato in fig.29.

La massima frequenza applicabile in ingresso nelle versioni **HC/Mos** è di circa **46 MHz**, mentre nelle versioni **TTL** la massima frequenza di ingresso si aggira intorno ai **35 MHz**.

Per alimentare questo circuito dovrete utilizzare una tensione stabilizzata di **5 volt**.

In questo volume, nell'ambito dell'articolo dedicato ai **sihtetizzatori PLL**, troverete uno schema con **tre** di questi integrati collegati in cascata.



DIVISORE binario con CD.4536

In fig.27 vi presentiamo uno schema applicativo che usa un divisore poco noto tipo **CD.4536**, che può dividere da un **minimo** di 2 fino ad un **massimo** di 16.777.216 volte.

Poichè all'interno di questo integrato sono presenti ben **24 flip-flop** tipo **D** collegati in **cascata** con una **sola uscita** (vedi **piedino 13**), è possibile ottenere solo dei fattori di divisione **fissi** collegando al **positivo** di alimentazione i piedini di programmazione **12-11-10-9-6** come visibile nella **Tabella n.17**.

Questo integrato **CD.4536** dispone di un **oscillatore interno** (vedi tre piedini **5-4-3**) direttamente collegato alla catena di divisore.

Volendolo utilizzare, dovrete collegare esternamente solo due resistenze ed un condensatore (vedi **R6-R7-C2**).

Le formule da utilizzare per ricavare il valore della **frequenza in Hertz** conoscendo quello di **R7** e **C2**, sono le seguenti:

$$\text{Hertz} = 330.000 : (\text{R7 Kohm} \times \text{C2 nanoF})$$

$$\text{C2 nanoF} = 330.000 : (\text{Hertz} \times \text{R7 Kohm})$$

$$\text{R7 Kohm} = 330.000 : (\text{Hertz} \times \text{C2 nanoF})$$

$$\text{R6} = \text{valore di R7 moltiplicato per 2}$$

Nota = Il valore della resistenza **R7** non dovrà mai essere **inferiore a 1.000 ohm** e quello del condensatore **C2** non dovrà mai essere **inferiore a 100 picoFarad**, diversamente il circuito non oscillerà.

Le formule riportate sono valide soltanto se l'integrato viene alimentato con una tensione di **12 volt**.

Modificando il valore della tensione di alimentazione, varierà leggermente il valore della **frequenza**.

Non volendo utilizzare l'oscillatore **interno**, sarà necessario togliere **R6-R7-C2** ed entrare con la frequenza **esterna** direttamente nel **piedino 3**.

La **massima** frequenza applicabile su questo ingresso si aggira intorno ai **6 MHz**.

Volendo utilizzare l'oscillatore interno, consigliamo di scegliere per **C2** un valore di capacità **standard** e di **calcolare** poi il valore di **R7** utilizzando eventualmente un **trimmer** per ottenere delle frequenze esatte.

Se questo **divisore** venisse utilizzato per realizzare dei **timer** o dei **temporizzatori**, sul piedino d'uscita **13** andrebbe collegato il circuito di fig.11.

Per conoscere dopo quanti **secondi** risulterà presente sul piedino prescelto un **livello logico 1** per poter eccitare il relè, si potrà usare la formula:

$$\text{Tempo sec.} = 1 : (\text{Hertz} : \text{fattore divisione})$$

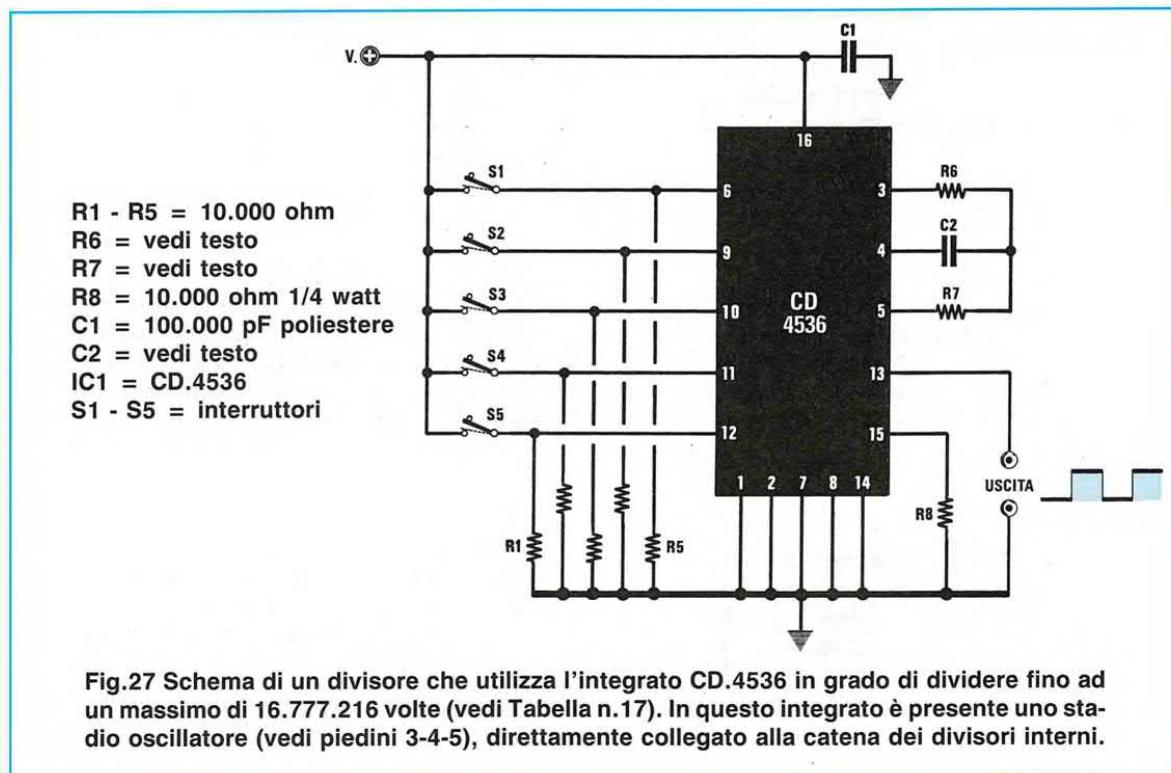


TABELLA N.17

pedini integrato					frequenza divisa per
12	11	10	9	6	
=	=	=	=	si	2
=	=	=	si	si	4
=	=	si	=	si	8
=	=	si	si	si	16
=	si	=	=	si	32
=	si	=	si	si	64
=	si	si	=	si	128
=	si	si	si	si	256
=	=	=	=	=	512
=	=	=	si	=	1.024
=	=	si	=	=	2.048
=	=	si	si	=	4.096
=	si	=	=	=	8.192
=	si	=	si	=	16.384
=	si	si	=	=	32.768
=	si	si	si	=	65.536
si	=	=	=	=	131.072
si	=	=	si	=	262.144
si	=	si	=	=	524.288
si	=	si	=	=	1.048.576
si	si	=	=	=	2.092.152
si	si	=	si	=	4.194.304
si	si	si	=	=	8.388.608
si	si	si	si	=	16.777.216

L'integrato CD.4536 permette di ottenere dei valori fissi di divisione collegando al positivo di alimentazione i pedini 12-11-10-9-6. In questa Tabella indichiamo con un SI quali pedini dovrete collegare al positivo per ottenere il fattore di divisione riportato a destra.

Esempio = Supponiamo si desideri conoscere quali valori usare per **R7-R6-C2** per far oscillare il circuito sulla frequenza di **3.500 Hz**.

AmMESSO di scegliere per **C2** una capacità di **10.000 picroFarad** pari a **10 nanoFarad**, per calcolare il valore della **R7** si dovrà usare la formula:

$$R7 \text{ Kohm} = 330.000 : (\text{Hertz} \times C2 \text{ nanoF})$$

quindi si avrà:

$$330.000 : (3.500 \times 10) = 9,428 \text{ Kiloohm}$$

Poichè questo valore non è standard, si potrà utilizzare una resistenza da **8.200 ohm** con in serie un trimmer da **2.200 ohm**, che dovrà essere tarato in modo da ottenere una frequenza esattamente di **3.500 Hz**.

Per il valore di **R6** che deve risultare uguale a circa il **doppio** di quello di **R7**, si potrà usare tranquillamente una resistenza da **18.000 ohm** oppure da **22.000 ohm**.

Esempio = Ammettiamo che avendo realizzato un oscillatore che oscilli sulla frequenza di **291 Hz** e collegato al **positivo** i pedini **12-10** per poter ottenere un fattore di divisione pari a **1.048.576**, si desideri conoscere dopo quanti **secondi** sarà presente un **livello logico 1** sul piedino **13**.

Per calcolare questo tempo si dovrà usare la formula:

$$\text{Tempo sec.} = 1 : (\text{Hertz} : \text{fattore divisione})$$

Inserendo nella formula la **frequenza** ed il **fattore di divisione** si otterrà:

$$1 : (291 : 1.048.576) = 3.603 \text{ secondi}$$

Dividendo **x60** si otterranno i **minuti**:

$$3.603 : 60 = 60,05 \text{ minuti}$$

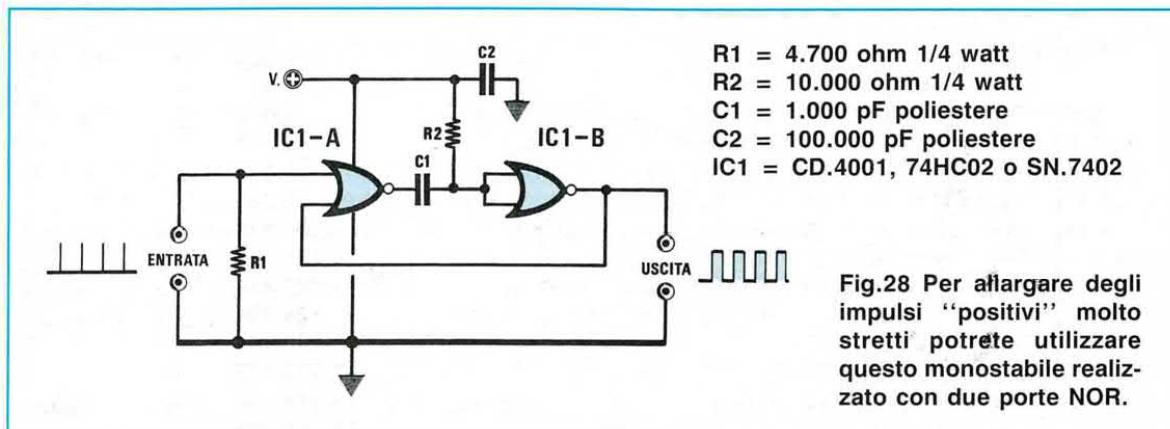
Nota = Il **livello logico 1** rimarrà sul piedino **13** per **metà** del tempo indicato, vale a dire per **mez-z'ora**.

PER allargare degli IMPULSI POSITIVI con due porte NOR

Per allargare degli impulsi **positivi molto stretti** è possibile utilizzare il circuito riportato in fig.28, che utilizza due **porte NOR** tipo **C/Mos, HC-Mos** o **TTL** collegate come **monostabile**. Gli impulsi applicati sull'ingresso di questo **monostabile** si ripresenteranno in uscita con la stessa **frequenza**, ma con un **livello logico 1** molto più **allargato**.

I valori di **R2** e **C1** da noi riportati sono dimensionati per lavorare fino ad una **frequenza massima** di **100.000 Hz**, pari cioè a **100 Kilohertz**.

Questo **monostabile** funziona soltanto se gli impulsi applicati sull'ingresso sono **positivi**, cioè se da un **livello logico 0** passano ad un **livello logico 1**.



PER allargare degli IMPULSI NEGATIVI con due porte NAND

Per allargare degli impulsi **negativi molto stretti** è possibile utilizzare anche il circuito di fig.29, che utilizza due **porte NAND** tipo **C/Mos, HC/Mos** o **TTL** collegate come **monostabile**.

Gli impulsi applicati sull'ingresso di questo **monostabile** si ripresenteranno in uscita con la stessa **frequenza**, ma con un **livello logico 0** molto più **allargato**.

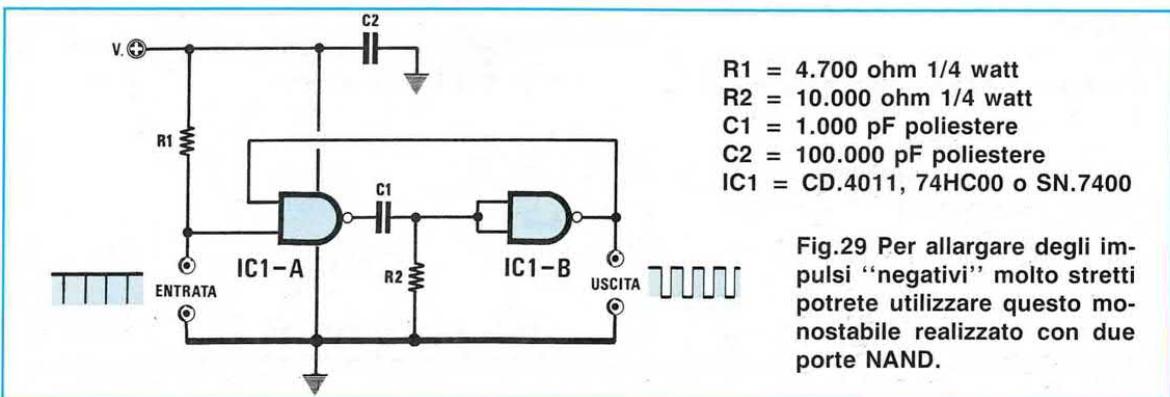
I valori di **R2** e **C1** da noi riportati sono dimensionati per lavorare fino ad una **frequenza massima** di **100.000 Hz**, pari cioè a **100 Kilohertz**.

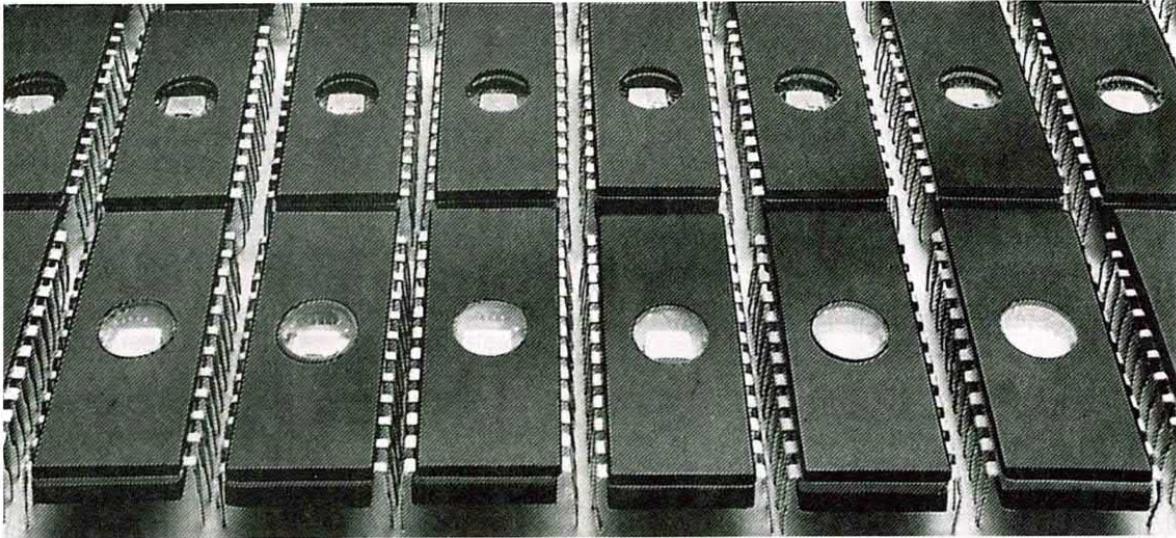
Questo **monostabile** funziona soltanto se gli impulsi applicati sull'ingresso sono **negativi**, cioè se dal **livello logico 1** passano al **livello logico 0**.

Nota = Non sempre è necessario collegare all'uscita di un **divisore** un **allargatore d'impulsi**, quindi prima di utilizzarlo si dovrà sempre controllare se il circuito da pilotare con il divisore funziona regolarmente. Solo se si noterà un funzionamento **irregolare**, sarà necessario aggiungerlo.

Poichè nelle caratteristiche di questi due **allargatori d'impulsi** abbiamo precisato che i valori di **R2-C1** sono stati dimensionati per lavorare fino ad un **massimo** di **100.000 Hz**, qualcuno potrebbe ritenere questa frequenza **insufficiente**.

Facciamo presente che **100.000 Hz** sono più che sufficienti per tutte le applicazioni pratiche in cui si utilizzano questi **divisori digitali**.





COSA significa GAL-PAL-EPROM-FIFO-RAM ecc.

Nei molti articoli relativi a progetti o ad apparecchiature **digitali** si trovano spesso degli integrati indicati con particolari sigle, come **PAL**, **EEPROM**, **GAL** o **PEEL**, e poichè nessuno spiega cosa sono o quale funzione esplicano nel circuito, per sopperire a questa lacuna vogliamo spiegare, anche se in forma molta condensata, il significato di tali **sigle**.

PLD (Programmable Logic Device)

La sigla **PLD** viene usata per indicare tutti gli integrati contenenti circuiti logici programmabili, come le **PAL - GAL - PEEL**.

FIFO (First In First Out)

Le **FIFO** sono **memorie sequenziali** tipo **SHIFT REGISTER** composte da **RAM** che presentano la caratteristica di far giungere sull'uscita i **byte** nello stesso ordine in cui sono stati applicati sull'ingresso, come precisa la parola inglese **First in** (primo ad entrare) **First Out** (primo ad uscire).

Se questo concetto non risulta chiaro, provate a paragonare questa **memoria** ad un **nastro trasportatore**.

Depositando sull'ingresso di questo nastro degli oggetti (**dati digitali**), questi giungeranno sulla sua uscita con lo stesso ordine, cioè il **primo** oggetto depositato sul nastro sarà il **primo** ad uscire, il **secondo** oggetto sarà il **secondo** ad uscire, ecc.

LIFO (Last In First Out)

Le **LIFO** sono **memorie sequenziali** tipo **SHIFT**

REGISTER composte da **RAM** che presentano la caratteristica di far giungere sull'uscita i **byte** secondo un ordine **inverso** a quello in cui sono stati applicati sull'ingresso, come precisa la parola inglese **Last in** (ultimo ad entrare) **First Out** (primo ad uscire).

Prendendo come esempio sempre il **nastro trasportatore**, tutti gli oggetti (**dati digitali**) depositati su questo nastro verranno fatti uscire solo cambiando il **senso** di marcia al nastro, pertanto l'**ultimo** oggetto depositato uscirà per **primo** ed il **primo** oggetto uscirà per ultimo.

Le **memorie FIFO** e **LIFO** necessitano di un segnale di **clock** per sincronizzare le operazioni di **scrittura** e **lettura**.

RAM (Random Access Memories)

Le **RAM** sono memorie all'interno delle quali è possibile leggere o scrivere dei dati.

La capacità delle **RAM** varia da pochi **Kilobyte** a diversi **Megabyte**.

Le memorie **RAM** si **cancellano** automaticamente quando viene tolta loro la tensione di alimentazione, e per questo motivo vengono chiamate memorie **volatili**.

Le **RAM** si suddividono in due categorie:

S-RAM = **Static RAM** (RAM statiche). Queste **RAM** sono realizzate con transistor **ECL - TTL** oppure con **CMOS - BiCMOS** e a seconda del tipo varia la loro **velocità** di accesso.

S-RAM ECL	5 - 10 nanosec. (veloci)
S-RAM BiCMOS	15 - 30 nanosec. (veloci)
S-RAM TTL	20 - 70 nanosec. (normali)
S-RAM C-MOS .	100 - 250 nanosec. (lente)

D-RAM = Dinamic RAM (RAM dinamiche). Queste RAM realizzate a fet risultano molto più lente delle S-RAM, perchè i livelli logici si ottengono caricando una capacità posta sul Gate di ogni fet, che in poco tempo tende a scaricarsi.

Per poter mantenere i dati memorizzati hanno bisogno di un continuo ciclo di refresh.

Infatti i livelli logici di tensione che caratterizzano i vari bit, vengono memorizzati caricando la capacità presente tra Gate/Massa di questi fet, e poiché questa capacità tende a scaricarsi molto velocemente, è necessario ricaricarla periodicamente fornendo due opportuni segnali sui due piedini della memoria chiamati CAS e RAS.

Questi segnali di ricarica, chiamati segnali di refresh, devono essere applicati ogni 2 - 4 millisecondi per una durata di 70 - 100 nanosecondi.

Pertanto le D-RAM non risultano molto veloci perchè il loro tempo di accesso non può scendere mai sotto i 70 nanosecondi di refresh.

Vengono preferite alle memorie S-RAM perchè hanno una capacità di memoria maggiore e anche perchè risultano meno costose.

ROM (Read Only Memories)

Le ROM sono memorie non volatili, cioè non perdono i dati memorizzati anche se viene tolta la tensione di alimentazione.

I dati scritti dal Costruttore all'interno della ROM non sono modificabili, quindi si possono solo leggere.

PROM (Programmable Read Only Memories)

Le PROM sono memorie non volatili che si possono facilmente programmare disponendo di un appropriato programmatore.

Il vantaggio che presentano queste PROM è quello di poter memorizzare al loro interno dati personali senza dover ricorrere al Costruttore.

Poichè in fase di programmazione all'interno delle PROM vengono bruciati dei diodi o dei microscopici fusibili, queste memorie si possono programmare una sola volta.

Come per le ROM, i dati presenti al loro interno possono solo essere letti.

I tempi di accesso e di lettura di una PROM variano a seconda della tecnologia con cui è realiz-

zata:

TTL	50 - 100 nanosecondi
CMOS	80 - 300 nanosecondi
NMOS	200 - 450 nanosecondi

EPROM (Erasable PROM)

Le EPROM sono delle memorie tipo PROM che si possono cancellare e riscrivere.

Queste si riconoscono facilmente perchè sul loro corpo è presente una piccola finestra che, quando viene esposta alla luce di una lampada ad ultravioletti per un tempo che può variare dai 15 ai 20 minuti per le EPROM normali o di soli 10-20 secondi per le EPROM tipo FLASH, permette di cancellare quanto memorizzato.

Normalmente tutti i Costruttori di EPROM garantiscono 100 cicli di cancellazione, dopodichè queste memorie non risultano più affidabili.

I tempi di accesso e di lettura di una EPROM variano a seconda della tecnologia con cui sono realizzate:

TTL	50 - 100 nanosecondi
CMOS	80 - 300 nanosecondi
NMOS	200 - 450 nanosecondi

Esistono anche delle EPROM dette OTP (One Time Programmable), vale a dire che si possono programmare una sola volta come le PROM.

EEPROM (Electrically Erasable PROM)

Le memorie EEPROM chiamate anche E2PROM (dove il 2 sta a significare che la lettera E è ripetuta per due volte) a differenza delle precedenti, che per essere cancellate richiedevano una luce ultravioletta, si cancellano con degli impulsi di tensione.

Normalmente tutti i Costruttori di EEPROM garantiscono 10.000 cicli di cancellazione, dopodichè queste memorie non risultano più affidabili.

Le EEPROM si differenziano dalle EPROM perchè sul loro corpo non è presente nessuna finestra di cancellazione.

I tempi di accesso di una EEPROM possono variare da 100 a 250 nanosecondi, quindi non risultano molto veloci.

La loro capacità non è mai troppo alta, perchè non supera i 2-4 Kilobyte.

PAL (Programmable Array Logic)

Le PAL sono degli integrati contenenti al loro in-

terno **20-30 porte logiche** tipo **AND - NAND - OR - NOR - INVERTER - Flip-Flop** tipo **D**, che si possono collegare **tra loro** in modo da ottenere dei **completi circuiti logici**.

Per programmare le **PAL** occorre un apposito **programmatore**, che provveda a cortocircuitare internamente gli ingressi e le uscite delle porte logiche.

Con una sola **PAL** si possono quindi realizzare dei complessi circuiti **logici** senza dover utilizzare un'infinità di normali integrati **digitali**.

Poichè in fase di **programmazione** per collegare tra loro le porte logiche vengono cortocircuitate all'interno delle **PAL** delle "piste", queste memorie si possono programmare una **sola volta**.

Questi integrati sono già **obsoleti**, cioè sono già stati messi fuori produzione, perchè sostituiti dalle **GAL** e dalle **PEEL** che si possono **cancellare** anche più di **100 volte**.

GAL (Generic Array Logic)

Le **GAL** come le **PAL** contengono al loro interno **20-30 porte logiche** tipo **AND - NAND - OR - NOR - INVERTER - Flip-Flop** tipo **D**, che si possono collegare **tra loro** in modo da ottenere dei **completi circuiti logici**.

Le **GAL** presentano il vantaggio di poter essere **cancellate e riprogrammate** e per questo motivo si preferiscono alle **PAL**, anche se risultano più costose.

Le Case Costruttrici garantiscono **100 - 120 cicli di cancellazione**, dopodichè queste memorie non risultano più affidabili.

Nella sigla della **GAL** troverete sempre due numeri, ad esempio:

GAL16V8 (integrato con **20 piedini**)

GAL20V8 (integrato con **24 piedini**)

Nella **GAL16V8**, il primo numero (**16**) indica che i piedini **utilizzabili** sono **16**, di cui **8** (secondo numero) possono essere utilizzati come **uscite**.

Pertanto se vengono utilizzati **10** piedini come **ingressi**, rimarranno disponibili per le uscite solo **6 piedini** ($16 - 10 = 6$).

Nella **GAL20V8**, il primo numero (**20**) indica che i piedini **utilizzabili** sono **20**, di cui **8** (secondo numero) possono essere utilizzati come **uscite**.

Pertanto se vi interessa utilizzare tutte le **8 uscite**, potrete utilizzare come **ingressi** soltanto **20 - 8 = 12 piedini**.

Non si è comunque obbligati ad utilizzare **tutti** gli ingressi e nemmeno **tutte** le uscite.

Dopo il secondo numero potrete trovare una lettera, **A** o **AS**, e dopo questa un numero che può essere **15 - 20 - 25 - 30 - 35**.

Quest'ultimo numero indica la massima velocità di accesso in **nanosecondi**, pertanto una **GAL16V8A-20** risulta più **veloce** di una **GAL16V8A-35**.

Le **GAL** si **cancellano** con degli **impulsi** di tensione forniti dall'apposito **programmatore**.

PEEL (Programmable Electrically Erasable Logic)

Le **PEEL** (si pronuncia "pil") sono delle **GAL** più potenti, perchè contengono al loro interno **40-50 porte logiche** tipo **AND - NAND - OR - NOR - INVERTER - Flip-Flop** tipo **D**, che si possono collegare **tra loro** per ottenere dei circuiti logici talmente complessi, che per essere realizzati si sarebbero dovute utilizzare due o tre **GAL**.

Anche le **PEEL** si possono **cancellare e riprogrammare** per **100 - 120 cicli**, dopodichè queste memorie non risultano più affidabili.

La **cancellazione** viene effettuata con **impulsi** elettrici forniti dall'apposito programmatore.

Le **porte logiche** delle **PEEL** sono realizzate totalmente in tecnologia **C/Mos** quindi consumano meno corrente ed inoltre sono meno sensibili delle **GAL** ai disturbi **spuri**.

BIT

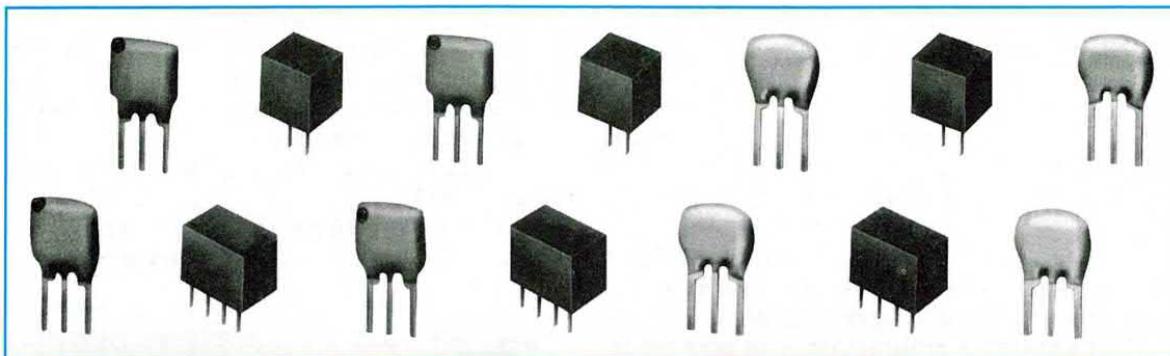
È una cifra binaria che può assumere due soli e ben definiti valori, vale a dire **livello logico 0** o **livello logico 1**. Il livello logico **0** equivale ad una tensione di **0 volt** ed il livello logico **1** ad una tensione positiva di **5 volt**.

BYTE

È una cifra binaria composta da **8 bit**. Partendo da **8 livelli logici 0** è possibile ottenere un massimo di **8 livelli logici 1**. Il numero binario **11111111** corrisponde al numero **decimale 255** ed al numero **esadecimale FF**.

WORD

È una cifra binaria composta da **16 bit** oppure da due **byte** ($8 + 8 = 16$). Partendo da **16 livelli logici 0** è possibile ottenere un massimo di **16 livelli logici 1**. Il numero binario **1111111111111111** corrisponde al numero **decimale 65.536** ed al numero **esadecimale FFFF**.



CARATTERISTICHE FILTRI CERAMICI MURATA

In molti schemi di ricevitori **AM** e **FM** sono presenti dei **filtri ceramici** contrassegnati da sigle che per molti risultano sconosciute, ad esempio **SFHM 455/B** - **CFU 455/E** - **SFE 10.7M/HC10**.

Reperire le **caratteristiche** di questi filtri in modo da conoscere la loro **banda passante**, i **dB di attenuazione**, il valore dell'**impedenza d'ingresso** e d'uscita, è alquanto difficile perchè non esiste un manuale che le riporti.

Per questo motivo abbiamo pensato di pubblicare tutte le **caratteristiche** delle **sigle** più comunemente usate, considerando le quali appare subito evidente che molti filtri pur avendole diverse hanno identiche caratteristiche.

Le **lettere** iniziali delle sigle di questi filtri, cioè **SFE** - **SFT** - **CFW** - **SFHM**, servono per identificare il tipo di **contenitore** che può avere il corpo **piatto** oppure a forma di **scatolino** e le sue dimensioni che possono essere **normali** o **miniaturizzate**.

Il **numero** che segue queste lettere, cioè **10.7M** - **455** - **5.5M**, indica su quale **frequenza** risulta sintonizzato il filtro.

Se dopo il numero è presente una **M**, la frequenza riportata è in **Megahertz**, quindi **10.7M** significa che il filtro è da **10,7 Megahertz** e **5.5M** significa che il filtro è da **5,5 Megahertz**.

Se questa **M** non appare, la frequenza è in **Kilohertz**, quindi **455** significa che il filtro risulta centrato sulla frequenza di **455 Kilohertz**.

Nei filtri piatti a **3 terminali** dalle dimensioni quasi analoghe a quelle di un normale condensatore ceramico, il terminale **centrale** va sempre collegato a **massa**.

Essendo dei filtri unidirezionali, il segnale d'**ingresso** potrà essere applicato indifferentemente sull'uno o sull'altro dei due terminali laterali e prelevato sull'opposto terminale.

Se sul corpo dei filtri da **10,7 MHz** è riportato un **punto di colore**, questo sta ad indicare che la fre-

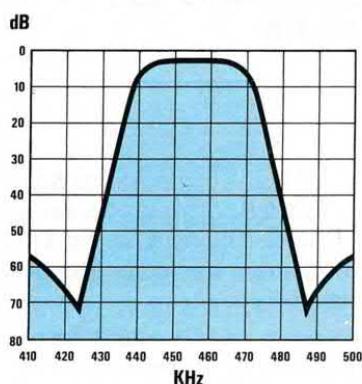


Fig.1 Nelle Tabelle riportate nelle pagine successive troverete indicato di quanti dB vengono attenuate, rispetto alla frequenza centrale, tutte le frequenze laterali. In questo grafico, la curva di risposta di un filtro a 455 KHz con una banda passante di 30 KHz.

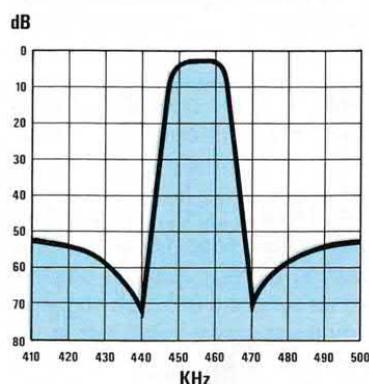


Fig.2 Se sceglierete un filtro da 455 KHz con una larghezza di banda di 20 KHz risulteranno attenuate le frequenze minori di $455 - 10 = 445$ KHz e maggiori di $455 + 10 = 465$ KHz. In questo grafico, la curva di risposta di un filtro con un banda passante di 20 KHz.

quenza **centrale** risulta leggermente spostata come riportato nella **Tabella** seguente.

TABELLA filtri 10.7M

Nero	10,650 MHz
Blu	10,675 MHz
Rosso	10,700 MHz
Arancio	10,725 MHz
Bianco	10,750 MHz

In un ricevitore **FM** dove fosse presente un **filtro** contrassegnato da un **punto Arancio** o **Blu**, si potrà tranquillamente inserire un filtro con un **diverso** colore, ritarando eventualmente le **Medie Frequenze** per sintonizzarle su questa frequenza leggermente spostata.

Nei filtri formato **scatolino** che possono avere, a seconda del modello, **3-4-5 terminali**, molti di questi vanno collegati a **massa** (vedi tabelle riportate nella pagina seguente) ed anche se la Casa Costruttrice indica quale dei due terminali occorre usare per l'**ingresso** e quale per l'**uscita**, abbiamo più volte provato ad invertirli senza riscontrare mai delle variazioni nelle caratteristiche del filtro.

Nei filtri a **455 KHz** la lettera che appare dopo la **frequenza** indica la **larghezza di banda** come qui sotto indicato:

B = 30 KHz	F = 12 KHz
C = 25 KHz	G = 9 KHz
D = 20 KHz	H = 6 KHz
E = 15 KHz	I = 4 KHz

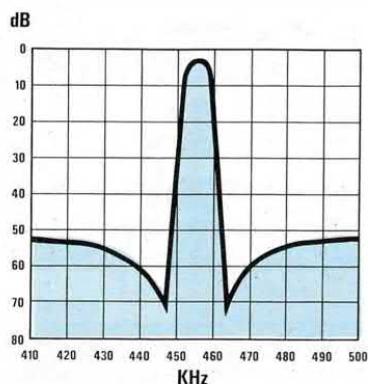


Fig.3 Se sceglierete un filtro da 455 KHz con una larghezza di banda di 9 KHz verranno attenuate di -6 dB tutte le frequenze laterali maggiori o minori di 4,5 KHz, vale a dire $455-4,5 = 450,5$ KHz e $455 + 4,5 = 459,5$ KHz. Nel grafico, la curva di risposta di tale filtro.

È molto importante sia per i filtri **piatti** che per quelli a **scatolino** rispettare il valore dell'**impedenza** d'ingresso e d'uscita, diversamente non si riuscirà ad ottenere la **larghezza di banda** dichiarata nelle caratteristiche.

Nell'eventualità in cui non si conosca il valore del carico applicato sull'ingresso e sull'uscita, tra questi due terminali e la **massa** si potrà inserire una **resistenza** con un valore **ohmico** quasi analogo a quello dell'impedenza richiesta.

Questo **carico resistivo** risulta indispensabile se si nota che lo stadio preamplificatore tende ad autoscillare.

Nelle **Tabelle** abbiamo suddiviso i vari filtri in funzione della **frequenza** ed anche degli **elementi** da cui questi sono composti, cioè da **2 elementi** posti in serie, oppure da **3**, da **4**, ecc.

Negli schemi elettrici il simbolo **grafico** rimane identico sia che il filtro risulti a **2** che a **3 elementi** (vedi nella Tabella dei filtri a **2 elementi - 10,7 MHz** il disegno che abbiamo riportato).

Solo dalla **sigla** trascritta nell'elenco componenti si potranno desumere le caratteristiche del filtro, sempre che si abbiano a disposizione le **Tabelle** riportate in questo manuale.

Collegando in **serie** due filtri identici si ottiene una identica **banda passante**, ma con una curva più **stretta** sulle bande laterali.

Tenete infine presente che i filtri **discriminatori** non sono dei **passa/banda**, ma dei particolari filtri che si potranno utilizzare soltanto per **rivelare** dei segnali modulati in **FM** in quando questi forniscono sulla loro uscita una tensione variabile al variare della frequenza centrale (vedi grafico di fig.4).

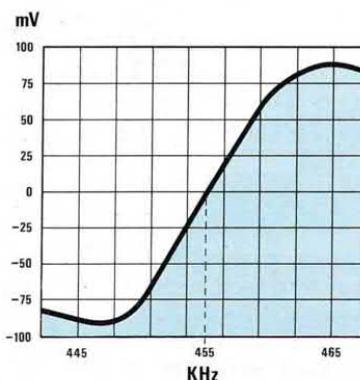
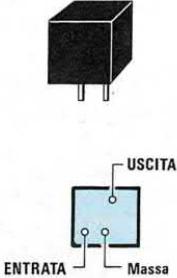
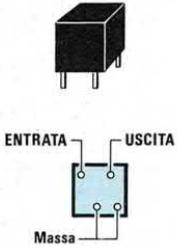
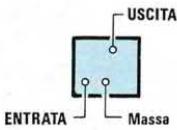


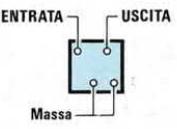
Fig.4 I Discriminatori FM non possono essere usati come Filtri di frequenza perchè sulla loro uscita sarà presente una tensione che varierà in più o in meno al variare della frequenza centrale. Questi filtri vengono usati solo per rivelare dei segnali modulati in FM.

FILTRI 4 ELEMENTI in serie da 455 KHz

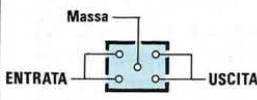
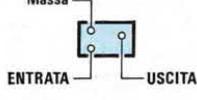
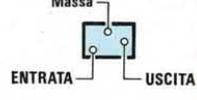
	sigla del filtro	larghezza banda -3 dB	larghezza banda -20 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
	CFU 455/B2	30 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm
	CFU 455/C2	25 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm
	CFU 455/D2	20 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm
	CFU 455/E2	15 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm
	CFU 455/F2	12 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm
	CFU 455/G2	9 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm
	CFU 455/H2	6 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm
	CFU 455/I2	4 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm
	CFU 455/HT	6 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm
CFU 455/IT	4 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm	

	sigla del filtro	larghezza banda -6 dB	larghezza banda -35 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
	CFUM 455/B	30 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm
	CFUM 455/C	25 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm
	CFUM 455/D	20 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm
	CFUM 455/E	15 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm
	CFUM 455/F	12 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm
	CFUM 455/G	9 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm
	CFUM 455/H	6 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm
	CFUM 455/I	4 KHz	200 KHz	7 dB	2.000 ohm

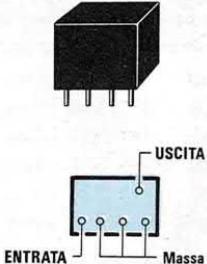
	sigla del filtro	larghezza banda -6 dB	larghezza banda -25 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
	SFG 455/B	30 KHz	160 KHz	5 dB	1.500 ohm
	SFG 455/C	25 KHz	160 KHz	6 dB	1.500 ohm
	SFG 455/D	20 KHz	200 KHz	7 dB	1.500 ohm
	SFG 455/E	15 KHz	200 KHz	8 dB	1.500 ohm
	SFG 455/F	12 KHz	200 KHz	9 dB	2.000 ohm
	SFG 455/G	9 KHz	200 KHz	10 dB	2.000 ohm

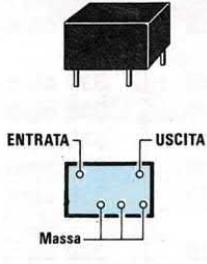
	sigla del filtro	larghezza banda -6 dB	larghezza banda -25 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
	SFGM 455/B	30 KHz	200 KHz	5 dB	1.500 ohm
	SFGM 455/C	25 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm
	SFGM 455/D	20 KHz	200 KHz	7 dB	1.500 ohm
	SFGM 455/E	15 KHz	200 KHz	8 dB	1.500 ohm
	SFGM 455/F	12 KHz	200 KHz	9 dB	2.000 ohm
	SFGM 455/G	9 KHz	200 KHz	10 dB	2.000 ohm

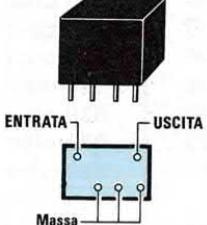
DISCRIMINATORI di FREQUENZA da 455 KHz

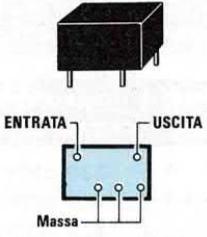
 SFD 455	 CFA-CFY 455	 CFAM	sigla del discriminatore	frequenza	sensibilità mV/KHz
			SFD 455 S4	455 KHz	9,5
			CFY 455 S	455 KHz	15
			CFA 455 S	455 KHz	13
			CFAM 455 S	455 KHz	12,5

FILTRI 6 ELEMENTI in serie da 455 KHz

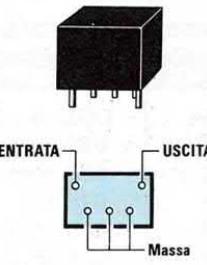
	sigla del filtro	larghezza banda -6 dB	larghezza banda -27 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
	CFW 455/B	30 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm
CFW 455/C	25 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm	
CFW 455/D	20 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm	
CFW 455/E	15 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm	
CFW 455/F	12 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm	
CFW 455/G	9 KHz	200 KHz	7 dB	2.000 ohm	
CFW 455/H	6 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm	
CFW 455/I	4 KHz	200 KHz	7 dB	2.000 ohm	

	sigla del filtro	larghezza banda -6 dB	larghezza banda -35 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
	CFWM 455/B	30 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm
CFWM 455/C	25 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm	
CFWM 455/D	20 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm	
CFWM 455/E	15 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm	
CFWM 455/F	12 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm	
CFWM 455/G	9 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm	
CFWM 455/H	6 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm	
CFWM 455/I	4 KHz	200 KHz	7 dB	2.000 ohm	

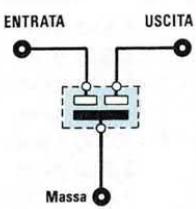
	sigla del filtro	larghezza banda -6 dB	larghezza banda -35 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
	SFH 455/B	30 KHz	160 KHz	5 dB	1.500 ohm
SFH 455/C	25 KHz	160 KHz	7 dB	1.500 ohm	
SFH 455/D	20 KHz	200 KHz	8 dB	1.500 ohm	
SFH 455/E	15 KHz	200 KHz	9 dB	1.500 ohm	
SFH 455/F	12 KHz	200 KHz	10 dB	2.000 ohm	
SFH 455/G	9 KHz	200 KHz	13 dB	2.000 ohm	

	sigla del filtro	larghezza banda -6 dB	larghezza banda -35 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
	SFHM 455/B	30 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm
SFHM 455/C	25 KHz	200 KHz	7 dB	1.500 ohm	
SFHM 455/D	20 KHz	200 KHz	8 dB	1.500 ohm	
SFHM 455/E	15 KHz	200 KHz	9 dB	1.500 ohm	
SFHM 455/F	12 KHz	200 KHz	10 dB	2.000 ohm	
SFHM 455/G	9 KHz	200 KHz	13 dB	2.000 ohm	

FILTRI 7 ELEMENTI in serie da 455 KHz

	sigla del filtro	larghezza banda -6 dB	larghezza banda -50 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
	CFV455B	30 KHz	200 KHz	4 dB	1.000 ohm
CFV455C	26 KHz	200 KHz	4 dB	1.000 ohm	
CFV455D	20 KHz	200 KHz	4 dB	1.500 ohm	
CFV455E	16 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm	
CFV455E10	14 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm	
CFV455F	12 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm	
CFV455G	8 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm	
CFV455H	6 KHz	200 KHz	6 dB	1.500 ohm	
CFV455I	4 KHz	200 KHz	6 dB	2.000 ohm	

FILTRI 2 ELEMENTI in serie da 10,7 MHz

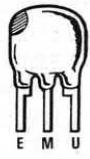
sigla del filtro	larghezza banda -3 dB	larghezza banda -20 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
SFE 10.7M/T	25 KHz	160 KHz	6,5 dB	330 ohm
SFE 10.7M/FP	20 KHz	80 KHz	5 dB	600 ohm
SFE 10.7M/A5	280 KHz	520 KHz	4-6 dB	330 ohm
SFE 10.7M/S2	230 KHz	420 KHz	4-6 dB	330 ohm
SFE 10.7M/S3	180 KHz	380 KHz	5-7 dB	330 ohm
SFE 10.7M/J	150 KHz	300 KHz	5-9 dB	330 ohm
SFE 10.7M/A5A10	280 KHz	480 KHz	2-3 dB	330 ohm
SFE 10.7M/S2A10	230 KHz	410 KHz	2-3 dB	330 ohm
SFE 10.7M/S3A10	180 KHz	370 KHz	2-3 dB	330 ohm
SFE 10.7M/JA10	150 KHz	300 KHz	2-5 dB	330 ohm
SFE 10.7M/A5C10	280 KHz	540 KHz	3 dB	330 ohm
SFE 10.7M/S2C10	230 KHz	470 KHz	3 dB	330 ohm
SFE 10.7M/S3C10	180 KHz	360 KHz	3,5 dB	330 ohm
SFE 10.7M/JC10	150 KHz	300 KHz	4,5 dB	330 ohm
SFE 10.7M/HC10	110 KHz	260 KHz	7,0 dB	330 ohm
SFE 10.7M/X2	220 KHz	560 KHz	10-12 dB	330 ohm
SFE 10.7M/Z1	180 KHz	460 KHz	12-14 dB	330 ohm
SFE 10.7M/Z2	150 KHz	420 KHz	12-14 dB	330 ohm
SFE 10.7M/L	280 KHz	610 KHz	7-9 dB	330 ohm
SFE 10.7M/P3	250 KHz	550 KHz	8-10 dB	330 ohm
SFE 10.7M/M	230 KHz	510 KHz	9-11 dB	330 ohm
SFE 10.7M/A8	280 KHz	520 KHz	4-6 dB	330 ohm
SFE 10.7M/S2G	230 KHz	420 KHz	4-7 dB	330 ohm
SFE 10.7M/S3G	180 KHz	380 KHz	5-7 dB	330 ohm

FILTRI 3 ELEMENTI in serie da 10,7 MHz



sigla del filtro	larghezza banda a 3 dB	larghezza banda -20 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
SFT 10.7M/A5	280 KHz	650 KHz	6 dB	330 ohm
SFT 10.7M/S2	230 KHz	580 KHz	6 dB	330 ohm
SFT 10.7M/S3	180 KHz	500 KHz	8 dB	330 ohm

FILTRI 2 ELEMENTI in serie da 4,5 - 5,5 - 6,0 MHz



sigla del filtro	larghezza banda a 3 dB	larghezza banda -20 dB	attenuazione sul segnale	impedenza entrata/uscita
SFE 4.5M/BF	20 KHz	420 KHz	4-6 dB	1.000 ohm
SFE 5.5M/BF	150 KHz	470 KHz	4-6 dB	600 ohm
SFE 5.5M/C2	100 KHz	370 KHz	4-8 dB	600 ohm
SFE 5.74M/C2	100 KHz	370 KHz	4-8 dB	600 ohm
SFE 6.0M/BF	160 KHz	500 KHz	3-6 dB	470 ohm
SFE 6.0M/C	100 KHz	380 KHz	3-6 dB	600 ohm
SFE 6.5M/BF	160 KHz	530 KHz	3-6 dB	470 ohm



CODICI per QSO e FREQUENZE per RADIOAMATORI e CITIZEN-BAND

ABBREVIAZIONI in CODICE più usate nei QSO

ADR = indirizzo	QSI = non posso interrompere la trasmissione
ANT = antenna	QSK = fine trasmissione per incomprendibilità
BUG = tasto semiautomatico	QSL = cartolina di conferma di un QSO
CFM = conferma	QSM = ripetere l'ultimo messaggio
CQ = chiamata per collegamento	QSN = mi hai ricevuto sulla frequenza di ...
CW = trasmissione in telegrafia	QSO = collegamento radio
DX = QSO intercontinentali	QSR = ripetere la chiamata
FM = modulazione in frequenza	QSS = su quale frequenza trasmetterai
GND = massa - terra	QSV = trasmetti una serie di V
MSG = messaggio	QSW = spostati sulla frequenza di ...
NIL = non ho nulla per te	QSX = puoi ascoltarmi sulla frequenza di ...
NR = numero	QSY = debbo cambiare, o cambia frequenza
OB = giovane amico	QSZ = sillaba le parole
OM = radioamatore	QTH = la città da cui trasmetto si chiama ...
OP = operatore	QTR = l'ora esatta GMT è ...
OPR = operatore	RF = radiofrequenza
PSE = per favore	RFI = interferenze RF
PWR = potenza	RPT = ripetere il messaggio
QRA = il nome della mia stazione è ...	RTTY = radioteletype
QRB = la distanza tra me e te è di ...	RX = ricevitore
QRG = la mia o la tua esatta frequenza è di ...	SSB = trasmissione in single band
QRH = la tua frequenza slitta di ...	SSTV = trasmissione video
QRI = dimmi com'è la mia nota CW	SWR = onde stazionarie
QRK = la mia o tua comprensibilità è ...	LSB = banda inferiore SSB
QRL = sono occupato non interferire	USB = banda superiore SSB
QRM = vi sono interferenze radio	TVI = interferenze TV
QRN = vi sono disturbi atmosferici di rete	TX = trasmettitore
QRO = cerca di aumentare di potenza	TXT = test trasmissione
QRP = trasmettere con bassa potenza	VFO = oscillatore variabile
QRQ = trasmetti più velocemente	WX = tempo meteorologico
QRS = trasmetti più lentamente	WFAX = trasmissioni Fax meteo
QRT = fine della trasmissione	RTX = ricetrasmettitore
QRU = hai dei messaggi per me	XTAL = quarzo
QRV = io sono in ascolto	YF = moglie
QRW = chiamami sulla frequenza di ...	YL = signora - signorina
QRX = chiamami nuovamente	73 = i migliori saluti
QRY = dimmi qual è il mio turno	88 = tanti baci
QRZ = chi mi chiama sulla frequenza di ...	
QSA = qual'è la forza del mio segnale ?	
QSB = il tuo segnale ha del fading	

Nota = Le abbreviazioni servono sia come domanda che come risposta.

BANDA

FREQUENZE RADIOAMATORI

1,8 MHz	<p>1,830 1,840 1,850</p> <p>SOLO CW CW - FONIA - SSB</p>
3,5 MHz	<p>3,500 3,510 3,600 3,700 3,730 3,740 3,775 3,800</p> <p>CW - DX SOLO CW CW - FONIA - SSB FAX SSTV SSB DX</p> <p>EMERGENZA CW : 3,532 - 3,560 - 3,582 MHz EMERGENZA SSB : 3,632 - 3,682 MHz</p>
7 MHz	<p>7,000 7,510 7,040 7,100</p> <p>CW - DX SOLO CW CW - FONIA - SSB</p> <p>EMERGENZA CW : 7,032 - 7,042 MHz EMERGENZA SSB : 7,082 - 7,092 MHz</p>
10 MHz	<p>10,100 10,110</p> <p>SOLO CW</p>
14 MHz	<p>14,000 14,070 14,089 14,100 14,350</p> <p>SOLO CW RTTY PACKET CW - FONIA - SSB</p> <p>EMERGENZA CW : 14,032 - 14,082 MHz</p>
18 MHz	<p>18,068 18,100 18,110 18,168</p> <p>SOLO CW RTTY CW - FONIA - SSB</p> <p>EMERGENZA CW : 18,132 - 18,142 MHz</p>
21 MHz	<p>21,000 21,100 21,120 21,150 21,335 21,345 21,450</p> <p>SOLO CW RTTY BEACONS CW - FONIA - SSB FAX - SSTV</p> <p>EMERGENZA CW : 21,032 - 21,042 MHz EMERGENZA SSB : 21,232 - 21,282 MHz</p>
24 MHz	<p>24,890 24,920 24,930 24,990</p> <p>SOLO CW RTTY CW - FONIA - SSB</p> <p>EMERGENZA CW : 24,932 - 24,942 MHz</p>
28 MHz	<p>28,000 28,190 28,300 28,675 28,685 29,200 29,300 29,550 29,700</p> <p>SOLO CW BEACONS SSTV FAX CW - FONIA - SSB PACKET SATELLITI FONIA SSB</p> <p>28,050 RTTY 28,150 EMERGENZA CW : 28,532 - 28,542 MHz</p>
50 MHz	<p>50,151.750 50,163.750</p> <p>SSB - CW</p> <p>NOTA: Tale banda, in Italia, è concessa annualmente su richiesta.</p>
144 MHz	<p>144,000 144,150 144,500 144,845 144,990 145,200 145,575 145,800 146,000</p> <p>SOLO CW SSB CW - FONIA - SSB BEACONS INP. RPT FM FM SIMPLEX OUT. RPT FM SATELLITI</p> <p>FREQ. CHIAMATA : CW = 144,050 SSB = 144,300 SSTV = 144,500 RTTY = 144,600 - 145,300 FAX = 144,700 ATV = 144,750 MOBILI = 145,550 MHz</p>
432 MHz	<p>432,000 432,150 432,800 433,000 433,575 434,000</p> <p>SOLO CW CW - FONIA - SSB BEACONS FM SIMPLEX PACKET</p> <p>FREQ. CHIAMATA : SSTV = 432,500 RTTY = 432,600 FAX = 432,700 MHz</p>
435 MHz	<p>435,000 435,175 435,400 436,000 438,000</p> <p>SATELLITI TERRA/SPAZIO PACKET SATELLITI SPAZIO/TERRA SOLO SATELLITI</p>

CANALI FREQUENZE CB

1 = 26.965 KHz
2 = 26.975 KHz
3 = 26.985 KHz
4 = 27.005 KHz
5 = 27.015 KHz
6 = 27.025 KHz
7 = 27.035 KHz
8 = 27.055 KHz
9 = 27.065 KHz
10 = 27.075 KHz
11 = 27.085 KHz
12 = 27.105 KHz
13 = 27.115 KHz
14 = 27.125 KHz
15 = 27.135 KHz
16 = 27.155 KHz
17 = 27.165 KHz
18 = 27.175 KHz
19 = 27.185 KHz
20 = 27.205 KHz
21 = 27.215 KHz
22 = 27.225 KHz
23 = 27.235 KHz
24 = 27.245 KHz
25 = 27.255 KHz
26 = 27.265 KHz
27 = 27.275 KHz
28 = 27.285 KHz
29 = 27.295 KHz
30 = 27.305 KHz
31 = 27.315 KHz
32 = 27.325 KHz
33 = 27.335 KHz
34 = 27.345 KHz
35 = 27.355 KHz
36 = 27.365 KHz
37 = 27.375 KHz
38 = 27.385 KHz
39 = 27.395 KHz
40 = 27.405 KHz

CODICE R.S.T

R = COMPRENSIBILITÀ SEGNALE

R1 = Incomprensibile
R2 = Si distingue qualche parola
R3 = Comprensibile con difficoltà
R4 = Molto comprensibile
R5 = Totalmente comprensibile

S = INTENSITÀ SEGNALE

S1 = Segnale percettibile.....	0,2 microvolt
S2 = Segnale debolissimo	0,4 microvolt
S3 = Segnale debole	0,8 microvolt
S4 = Segnale accettabile	1,5 microvolt
S5 = Segnale discreto	3,0 microvolt
S6 = Segnale buono	6,0 microvolt
S7 = Segnale ottimo	12,0 microvolt
S8 = Segnale forte	25,0 microvolt
S9 = Segnale fortissimo	50,0 microvolt
S9 + 10 dB	0,15 millivolt
S9 + 20 dB	0,47 millivolt
S9 + 30 dB	1,50 millivolt
S9 + 40 dB	4,70 millivolt
S9 + 50 dB	15,00 millivolt
S9 + 60 dB	47,00 millivolt

T = NOTA ACUSTICA CW

T1 = Nota molto ronzante
T2 = Nota con ronzio AC
T3 = Nota di tono basso
T4 = Nota discreta
T5 = Nota passabile
T6 = Nota buona
T7 = Nota ottima
T8 = Nota quasi perfetta
T9 = Nota perfetta

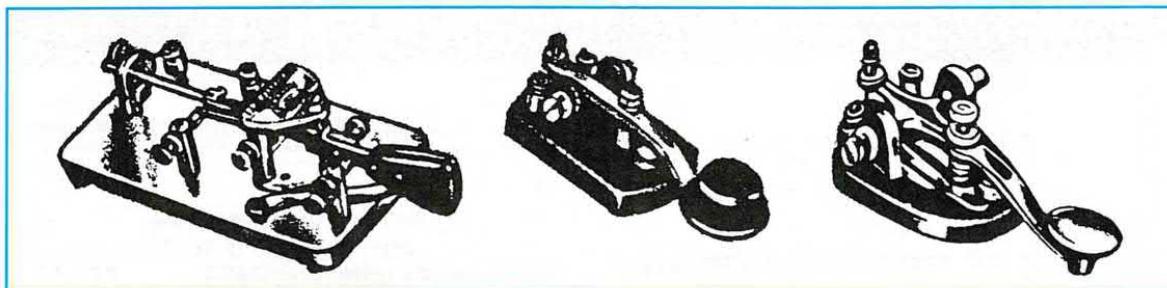
CODICE FONETICO

(Le parole sono scritte così come si pronunciano)

A = ALFA
 B = BRAVO
 C = CIARLI
 D = DELTA
 E = ECO
 F = FOXTROT
 G = GOLF
 H = HOTEL
 I = INDIA

J = JULIET SULIET
 K = KILO
 L = LIMA
 M = MAIKE
 N = NOVEMBER
 O = OSCAR
 P = PAPA
 Q = QUEBEC
 R = ROMEO

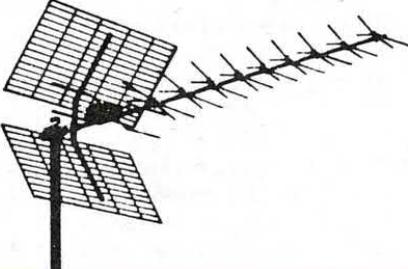
S = SIERRA
 T = TANGO
 U = UNIFORM
 V = VICTOR
 W = WHISKY
 X = ICS-REI
 Y = YENKI
 Z = ZULU



LETTERE NUMERI	CODICE MORSE	SUONO
A	• —	di DA
B	— • • •	DA di di di
C	— • • • •	DA di DA di
D	— • •	DA di di
E	•	di
F	• • — •	di di DA di
G	— — •	DA DA di
H	• • • •	di di di di
I	• •	di di
J	• — — —	di DA DA DA
K	— • •	DA di DA
L	• — • •	di DA di
M	— —	DA DA
N	— •	DA di
O	— — —	DA DA DA
P	• — — •	di DA DA di
Q	— — • •	DA DA di DA
R	• — •	di DA di
S	• • •	di di di
T	—	DA
U	• • —	di di DA
V	• • • —	di di di DA
W	• — —	di DA DA
X	— • • —	DA di di DA
Y	— • — —	DA di DA DA
Z	— — • •	DA DA di di
1	• — — — —	di DA DA DA DA
2	• • — — —	di di DA DA DA
3	• • • — —	di di di DA DA
4	• • • • —	di di di di DA
5	• • • • •	di di di di di
6	— • • • •	DA di di di di
7	— — • • •	DA DA di di di
8	— — — • •	DA DA DA di di
9	— — — — •	DA DA DA DA di
0	— — — — —	DA DA DA DA DA
—	— • • • • —	DA di di di di DA
/	— • • — •	DA di di DA di
=	— • • • —	DA di di di DA
.	— — — • • •	DA di DA di DA di
:	— — — — • •	DA DA DA di di di
?	• • — — • •	di di DA DA di di
FINE	• — • —	di DA di DA
ERRORE	• • • • • •	di di di di di di di

PREFISSI ITALIANI ORDINARI	
Liguria	I1 - IK1
Piemonte	I1 - IK1
Valle d'Aosta	IX1
Lombardia	I2 - IK2
Veneto	I3 - IK3
Trentino Alto Adige	IN3
Friuli Venezia Giulia	IV3
Emilia Romagna	I4 - IK4
Toscana	I5 - IK5
Isole toscane	IA5
Marche	I6 - IK6
Abruzzo	I6 - IK6
Puglia	I7 - IK7
Basilicata (pr.Matera)	I7 - IK7
Basilicata (pr.Potenza)	I8 - IK8
Campania	I8 - IK8
Isole campane	IC8
Calabria	I8 - IK8
Molise	I8 - IK8
Sicilia	IT9
Sardegna	IS0
Isole sarde	IM0
Lazio	I0 - IK0
Umbria	I0 - IK0

PREFISSI ITALIANI SPECIALI	
Piemonte e Valle d'Aosta ..	IW1AA - IW1OZZ
Liguria	IW1PA - IW1ZZZ
Lombardia	IW2AA - IW2ZZZ
Veneto	IW3EA - IW3PZZ
Trentino Alto Adige	IW3AA - IW3DZZ
Friuli Venezia Giulia	IW3QA - IW3ZZZ
Emilia Romagna	IW4AA - IW4ZZZ
Toscana	IW5AA - IW5ZZZ
Marche	IW6AA - IW6LZZ
Abruzzo	IW6MA - IW6ZZZ
Puglia	IW7AA - IW7XZZ
Basilicata (pr.Matera)	IW7YA - IW7ZZZ
Basilicata (pr.Potenza)	IW8ZA - IW8ZZZ
Campania	IW8AA - IW8OZZ
Calabria	IW8PA - IW8WZZ
Molise	IW8XA - IW8YZZ
Sicilia	IW9AA - IW9ZZZ
Sardegna	IW0UA - IW0ZZZ
Lazio	IW0AA - IW0PZZ
Umbria	IW0QA - IW0TZZ

CANALI TV	CANALE	FREQUENZA MHz	VIDEO MHz	AUDIO MHz	
	A	52- 59	53,75	59,25	
	B	61- 68	62,25	67,75	
	C	81- 88	82,25	87,75	
	D	174-181	175,25	180,75	
	E	182-189	183,75	189,25	
	F	191-198	192,25	197,75	
	G	200-207	201,25	206,75	
	H	209-216	210,25	215,75	
	H1	216-223	217,25	222,75	
	H2	223-230	224,25	229,75	
	21	470-478	471,25	476,75	
	22	478-486	479,25	484,75	
	23	486-494	487,25	492,75	
	24	494-502	495,25	500,75	
	25	502-510	503,25	508,75	
	26	510-518	511,25	516,75	
	27	518-526	519,25	524,75	
	28	526-534	527,25	532,75	
	29	534-542	535,25	540,75	
	30	542-550	543,25	548,75	
	31	550-558	551,25	556,75	
	32	558-566	559,25	564,75	
	33	566-574	567,25	572,75	
	34	574-582	575,25	580,75	
	35	582-590	583,25	588,75	
	36	590-598	591,25	596,75	
	37	598-606	599,25	604,75	
		38	606-614	607,25	612,75
		39	614-622	615,25	620,75
		40	622-630	623,25	628,75
41		630-638	631,25	636,75	
42		638-646	639,25	644,75	
43		646-654	647,25	652,75	
44		654-662	655,25	660,75	
45		662-670	663,25	668,75	
46		670-678	671,25	676,75	
47		678-686	679,25	684,75	
48	686-694	687,25	692,75		
49	694-702	695,25	700,75		
50	702-710	703,25	708,75		
51	710-718	711,25	716,75		
52	718-726	719,25	724,75		
53	726-734	727,25	732,75		
54	734-742	735,25	740,75		
55	742-750	743,25	748,75		
56	750-758	751,25	756,75		
57	758-766	759,25	764,75		
58	766-774	767,25	772,75		
59	774-782	775,25	780,75		
60	782-790	783,25	788,75		
61	790-798	791,25	796,75		
62	798-806	799,25	804,75		
63	806-814	807,25	812,75		
64	814-822	815,25	820,75		
65	822-830	823,25	828,75		
66	830-838	831,25	836,75		
67	838-846	839,25	844,75		
68	846-854	847,25	852,75		
69	854-862	855,25	860,75		

LA SINTESI di FREQUENZA PHASE-LOCKED-LOOP

PLL



I circuiti oscillatori **Phase-Locked-Loop**, più comunemente conosciuti con la sigla **PLL**, vengono impiegati nei ricevitori e nei trasmettitori per generare un'infinità di **frequenze** stabili quanto quelle fornite da un oscillatore **quartzato**, ma senza utilizzare alcun quarzo.

In pratica un **quarzo** verrà sempre utilizzato, ma avrà una frequenza ben **diversa** da quella che dovrà essere generata, perchè servirà solo per avere una **frequenza di riferimento**.

Per comprendere come funziona un circuito **PLL**, dobbiamo preventivamente descrivere, anche se brevemente:

- DIODI VARICAP
- OR ESCLUSIVO
- COMPARAZIONE di FASE

I DIODI VARICAP in un OSCILLATORE

Tutti voi già saprete che, variando la tensione ai capi di un **diodo varicap**, è possibile modificare la sua **capacità** interna.

Se al diodo varicap non viene applicata **nessuna** tensione, questo presenterà la sua **MASSIMA** capacità.

Se al diodo varicap viene applicata una tensione **positiva**, la sua capacità scenderà verso il suo valore **MINIMO**.

Ammessi di scegliere un diodo varicap che presenti una capacità di **15 picroFarad**, in via teorica si potrebbe trascrivere questa tabella:

TABELLA N.1

VOLT	CAPACITÀ
0,0 volt	= 15,0 pF
0,5 volt	= 13,9 pF
1,0 volt	= 12,8 pF
1,5 volt	= 11,7 pF
2,0 volt	= 10,6 pF
2,5 volt	= 9,5 pF
3,0 volt	= 8,4 pF
3,5 volt	= 7,3 pF
4,0 volt	= 6,2 pF
4,5 volt	= 5,1 pF
5,0 volt	= 4,0 pF

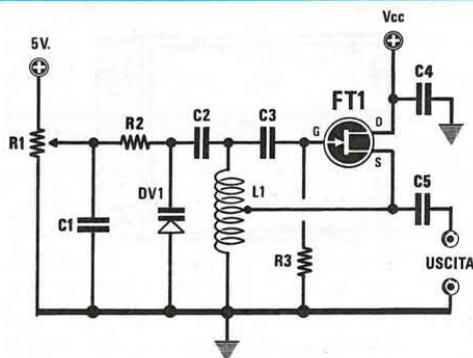


Fig.1 Oscillatore con diodo varicap.

- R1 = 100.000 ohm trimmer
- R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
- C1-C3 = 1.000 pF ceramico
- C2 = 220 pF ceramico
- C4 = 100.000 pF ceramico
- C5 = 100 pF ceramico
- L1 = bobina oscillatrice
- DV1 = diodo varicap
- FT1 = fet

Se questo diodo varicap venisse collegato in parallelo alla bobina di uno stadio oscillatore (vedi fig.1), che con una capacità di **15 pF** generasse una frequenza di **80 MHz**, aumentando la tensione su **DV1** la frequenza generata salirebbe all'incirca come visibile nella **Tabella n.2**.

TABELLA N.2

0,0 volt = 15,0 pF	frequenza	80 MHz
0,5 volt = 13,9 pF	frequenza	83 MHz
1,0 volt = 12,8 pF	frequenza	86 MHz
1,5 volt = 11,7 pF	frequenza	90 MHz
2,0 volt = 10,6 pF	frequenza	95 MHz
2,5 volt = 9,5 pF	frequenza	100 MHz
3,0 volt = 8,4 pF	frequenza	106 MHz
3,5 volt = 7,3 pF	frequenza	114 MHz
4,0 volt = 6,2 pF	frequenza	123 MHz
4,5 volt = 5,1 pF	frequenza	136 MHz
5,0 volt = 4,0 pF	frequenza	154 MHz

Quindi, ruotando il cursore del potenziometro **R1** da un estremo all'altro, in uscita si otterrà una frequenza che potrà variare da un minimo di **80 MHz** fino ad un massimo di **154 MHz**.

La PORTA logica OR ESCLUSIVO

In un circuito **PLL** si utilizza una **porta logica** chiamata **OR esclusivo** per controllare se la frequenza del **quarzo** risulta identica a quella generata da un **VFO**.

Applicando sugli ingressi due frequenze ad **onda quadra**, che chiameremo **F1** ed **F2**, sarà possibile dedurre dal **livello logico** che verrà prelevato dalla sua **uscita**, se queste sono in **fase**.

Guardando la **Tavola della Verità** di un **OR esclusivo** (Tabella n.3), scoprirete che sulla sua **uscita** risulterà presente una **condizione logica 0**, vale a dire **nessuna tensione**, solo quando le due frequenze **F1-F2** applicate sugli **ingressi** risultano perfettamente identiche ed in fase (vedi fig.2).

Se una delle due frequenze risulterà sfasata, in **uscita** si otterranno delle **onde quadre** il cui **duty-cycle** varierà in rapporto a tale sfasamento (vedi fig.3 e fig.4).

TABELLA N.3

TAVOLA OR ESCLUSIVO		
ENTRATE		USCITA
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

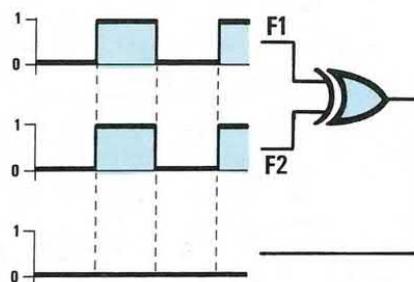


Fig.2 Applicando sugli ingressi di un OR/Ex due identiche frequenze perfettamente in fase, sull'uscita otterrete un "livello logico 0". Nella Tabella n.3 potete vedere che 0-0 o 1-1 danno sempre 0.

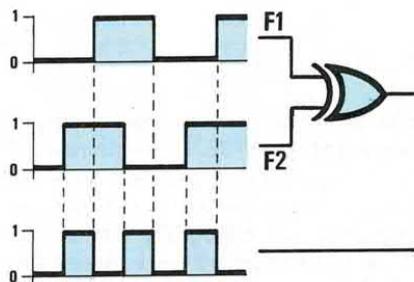


Fig.3 Applicando sugli ingressi di un OR/Ex due frequenze identiche ma sfasate tra loro, sulla sua uscita otterrete delle onde quadre il cui duty-cycle varierà in rapporto a tale sfasamento.

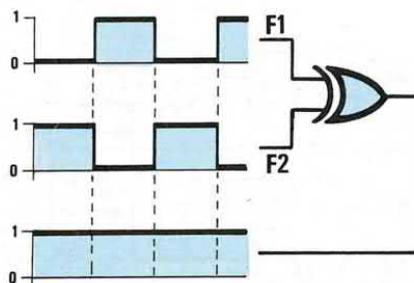
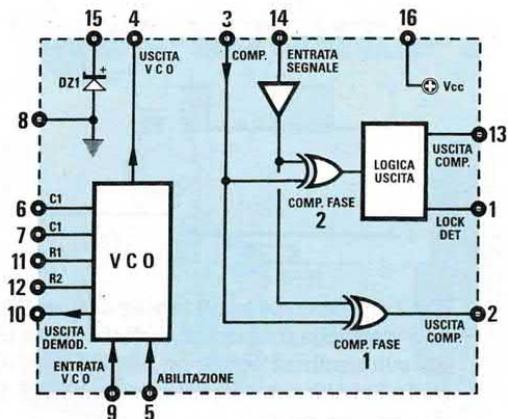


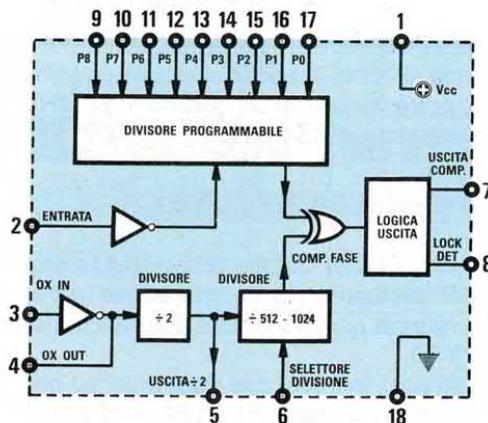
Fig.4 Applicando sugli ingressi di un OR/Ex due identiche frequenze ma in opposizione di fase, sull'uscita otterrete un "livello logico 1". Nella Tabella n.3 potete vedere che 0-1 o 1-0 danno sempre 1.



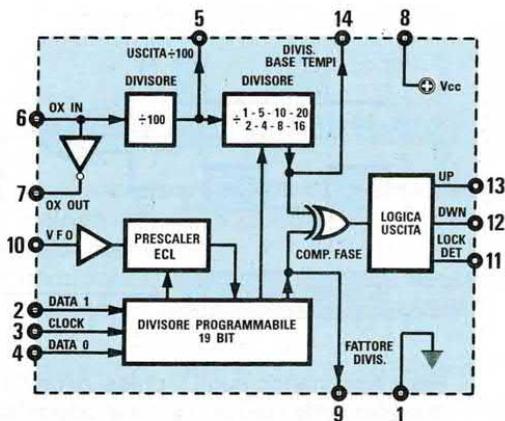
CD4046

Fig.5/A Schema interno dell'integrato PLL siglato CD.4046. Questo integrato dispone di un VCO che può essere utilizzato per realizzare un oscillatore a resistenza/capacità. Disponendo di una frequenza esterna, questa andrà applicata sul piedino 14 (vedi schemi di figg.35-36).

Fig.5/B Schema interno dell'integrato PLL siglato MC.145106. La frequenza del quarzo di riferimento applicato sui piedini 3-4, può essere divisa x512 o x1.024 tramite il piedino 6 (vedi fig.37). I piedini da 9 a 17 vengono utilizzati per variare il fattore di divisione del VFO.



MC145106



NJ88C30

Fig.5/C Schema interno dell'integrato PLL siglato NJ88C30. Questo PLL, che richiede una programmazione di tipo "seriale", funziona solo se gestito da un microprocessore esterno. In fig.27, osservate come questo integrato potrebbe essere collegato ad un VFO.

Poichè la tensione presente sull'uscita dell'**OR esclusivo** viene utilizzata per polarizzare i **diodi varicap** posti nello stadio oscillatore, è intuitivo che se le onde dell'**OR esclusivo** sono in **fase**, dalla sua uscita non uscirà **nessuna tensione** (vedi fig.2) e i diodi presenteranno la loro **massima capacità**.

Nel caso dell'esempio riportato nella **Tabella n.2** il **VFO** risulterebbe sintonizzato sulla frequenza di **80 MHz**.

Se sui due ingressi dell'**OR esclusivo** applicherete due **frequenze sfasate di 180 gradi** (vedi fig.4), in uscita otterrete un **livello logico 1**, cioè una tensione **positiva di 5 volt**.

Applicando una tensione **positiva di 5 volt** sui **diodi varicap**, questi presenteranno la loro **minima capacità**, quindi nel caso dell'esempio riportato nella **Tabella n.2**, il **VFO** risulterà sintonizzato sulla frequenza di **154 MHz**.

COMPARAZIONE DI FASE

Per **comparare la fase** dei due segnali ad **onda quadra** applicati sugli ingressi dell'**OR esclusivo**, occorrono altri stadi supplementari, quindi all'interno di un **integrato PLL** oltre all'**OR esclusivo** sono presenti un circuito che indicherà, tramite un **diodo led**, quando la frequenza del **VFO** è perfettamente identica a quella generata dal **quarzo di riferimento**, uno stadio **oscillatore** utilizzato per far oscillare il **quarzo** che dovrà fornire la **frequenza di riferimento** e, talora, anche degli **stadi divisori** per dividere la frequenza del **quarzo di riferimento** (vedi fig.5B-5C).

Come potete vedere in fig.6, dove abbiamo raffigurato un circuito **PLL** molto semplificato, su uno dei due ingressi dell'**OR esclusivo** viene applicata

la frequenza ad **onda quadra** generata da un **quarzo** da **1 MHz**, che sarà in questo caso la nostra **frequenza di riferimento** e sull'opposto ingresso viene applicata la frequenza del **VFO** trasformata in **onda quadra** e divisa dagli stadi digitali, in modo da ottenere una **frequenza identica** a quella di **riferimento**, cioè **1 MHz**.

Pertanto, se avete un **VFO** che genera una frequenza di **80 MHz**, la dovrete dividere **x80**, se invece avete un **VFO** che genera una frequenza di **100 MHz**, la dovrete dividere **x100**, in modo da ottenere sempre **1 MHz**.

Così divisa, la frequenza del **VFO** verrà comparata dall'**OR esclusivo**.

Per comprendere più velocemente come il **comparatore di fase** riesca a correggere gli **slittamenti di frequenza** del **VFO**, prenderemo come esempio un segnale d'uscita con un **duty-cycle** pari ad un **50%**, vale a dire che i tempi dei **livelli logici 1** e **0** delle onde quadre presenti in uscita risultano perfettamente identici (vedi fig.7).

In queste condizioni il **condensatore C1** presente sull'uscita dell'**OR esclusivo** si caricherà con una tensione pari al **50%** del **livello logico 1**, cioè dei **5 volt**, vale a dire:

$$(5 : 100) \times 50 = 2,5 \text{ volt}$$

Consultando la **Tabella n.2** noterete che, applicando una tensione di **2,5 volt** sui **diodi varicap**, sull'uscita del **VFO** di fig.1 otterrete una frequenza di **100 MHz**.

Quando il **PLL** avrà **agganciato** la frequenza del **VFO**, vale a dire quando rileverà che le due frequenze applicate sugli ingressi risultano perfettamente **identiche**, lo indicherà accendendo un **diodo led**

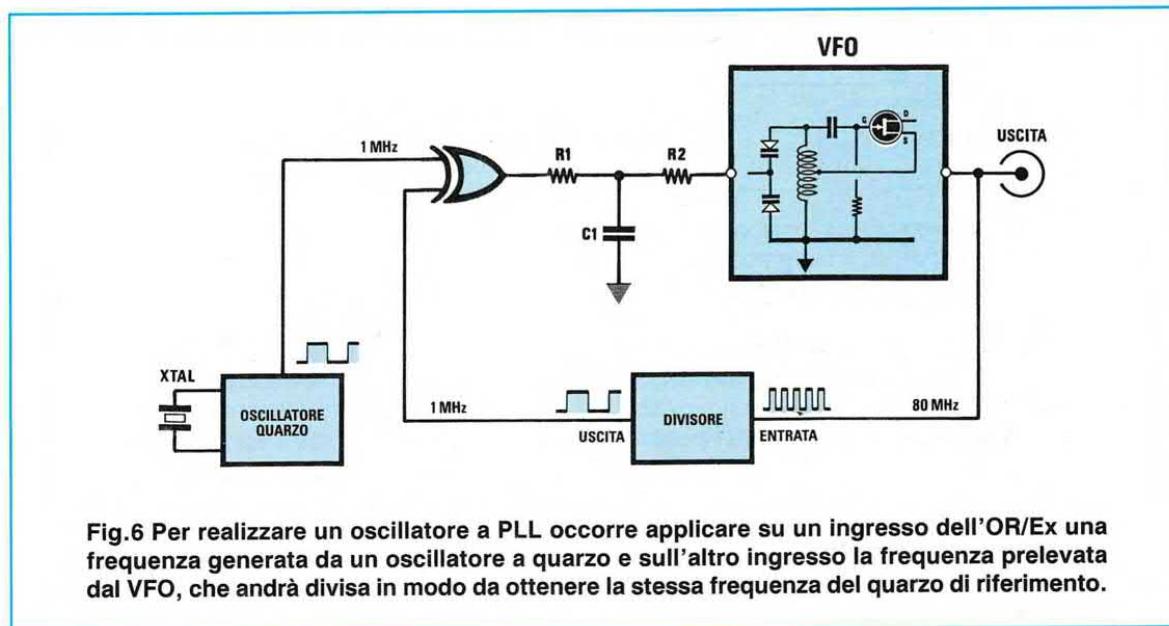
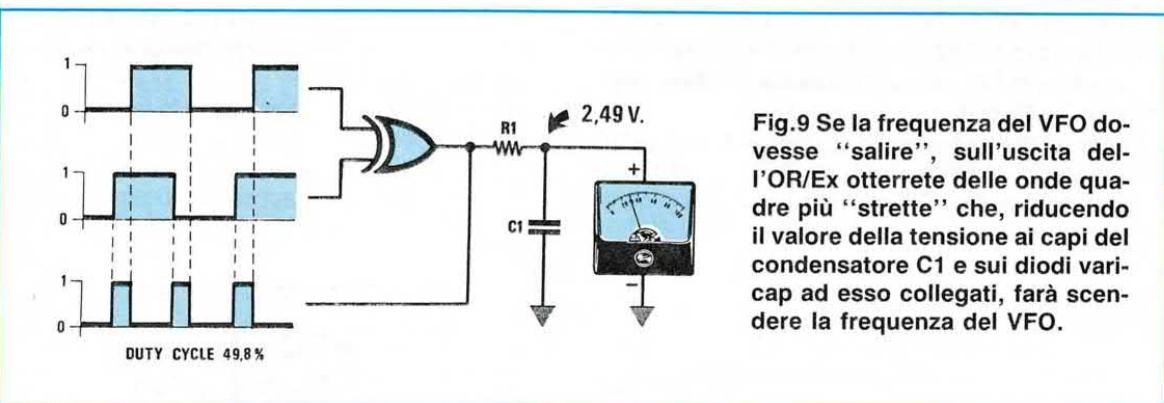
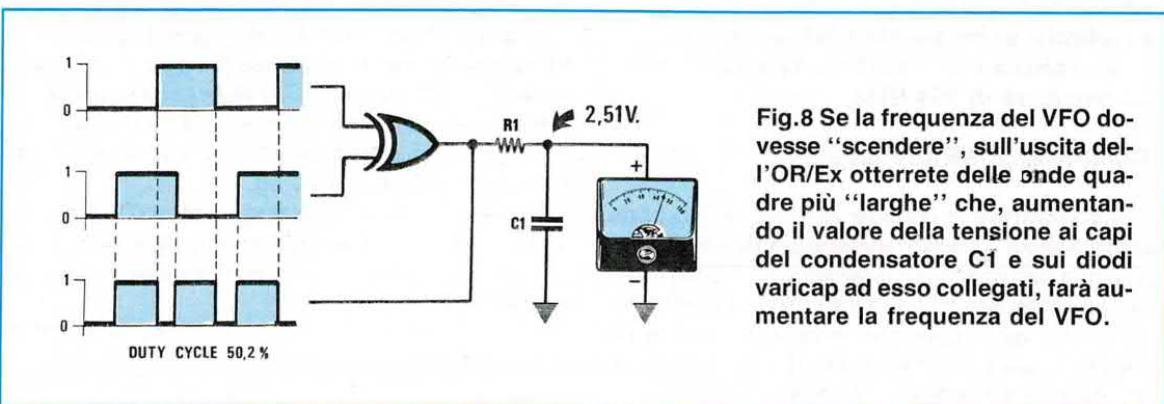
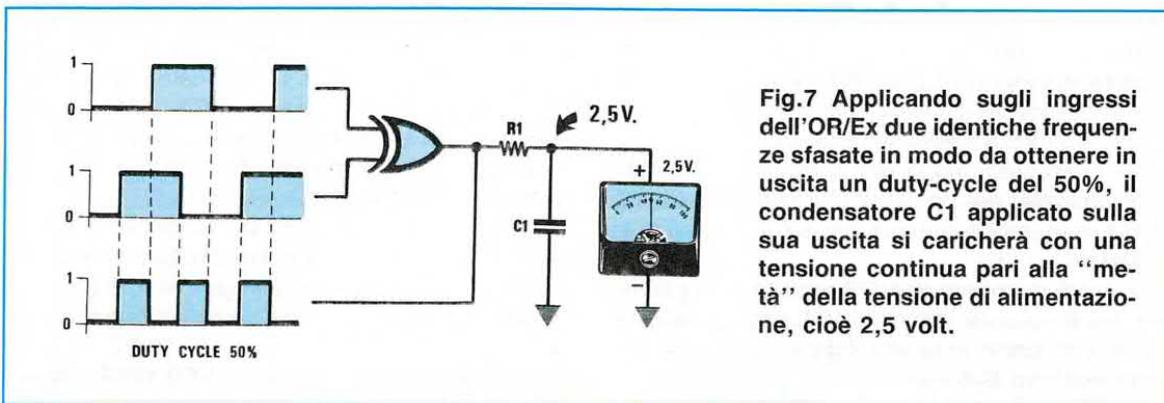


Fig.6 Per realizzare un oscillatore a PLL occorre applicare su un ingresso dell'**OR/Ex** una frequenza generata da un oscillatore a quarzo e sull'altro ingresso la frequenza prelevata dal **VFO**, che andrà divisa in modo da ottenere la stessa frequenza del quarzo di riferimento.



(vi è un piedino che fornisce una tensione **positiva** per accenderlo) e da questo istante potrete avere la certezza che questa frequenza **rimarrà** perfettamente **stabile**.

Se la frequenza generata dal **VFO** dovesse salire o scendere anche di poche **decine di Hertz**, il **PLL** istantaneamente aumenterebbe o ridurrebbe la tensione sui diodi varicap, in modo da riportarla sul valore prefissato.

Ad esempio, se la frequenza del **VFO** dovesse per un qualsiasi motivo **scendere** da **100 MHz**, pari a **100.000.000 Hz**, a **99.999.990 Hz**, questa frequenza **divisa x100** darebbe **999.999,9 Hz**, cioè un valore **inferiore** rispetto alla frequenza di riferimen-

to di **1.000.000 Hz (1 MHz)** applicata sull'opposto piedino.

L'**OR esclusivo**, comparando queste due diverse frequenze, modificherà il **duty-cycle** dell'onda quadra di uscita (vedi fig.8) con dei **livelli logici 0** più **stretti** rispetto ai **livelli logici 1**.

Amnesso che questa differenza risulti del **50,2%**, il condensatore **C1** si caricherà con una tensione **positiva** di:

$$(5 : 100) \times 50,2 = 2,51 \text{ volt}$$

Aumentando la tensione **positiva** sui **diodi varicap**, la frequenza inizierà a **salire** e si fermerà solo quando dal **VFO** usciranno esattamente

100.000.000 Hz, cioè 100 MHz.

Se la frequenza del VFO dovesse invece **salire**, cioè se da 100 MHz, pari a 100.000.000 Hz, dovesse passare a 100.000.010 Hz, questa frequenza **divisa x100** darebbe 1.000.000,1 Hz, cioè un valore **superiore** rispetto alla frequenza di riferimento di 1.000.000 Hz (1 MHz) applicata sull'opposto piedino.

L'**OR esclusivo** comparando queste due diverse frequenze, modificherà il **duty-cycle** dell'onda quadra di uscita (vedi fig.9) con dei **livelli logici 0** più **larghi** rispetto ai **livelli logici 1** e, ammesso che questa differenza risulti del **49,8%**, il condensatore **C1** si caricherà con una tensione **positiva** di:

$$(5 : 100) \times 49,8 = 2,49 \text{ volt}$$

Riducendo la tensione **positiva** sui **diodi varicap**, la frequenza inizierà a **scendere** e si fermerà solo quando dal **VFO** usciranno esattamente 100.000.000 Hz.

L'ESEMPIO BILANCIA

Per farvi comprendere più velocemente come funziona un **PLL**, paragoneremo questo circuito ad una **bilancia** con dei **pesi** (vedi fig.10).

Supponiamo che sul piatto di sinistra venga appoggiato un recipiente che riempiamo d'acqua fino ad ottenere un **peso** equivalente alla **frequenza** del quarzo di **riferimento** e che sul piatto di destra venga appoggiato un secondo recipiente nel

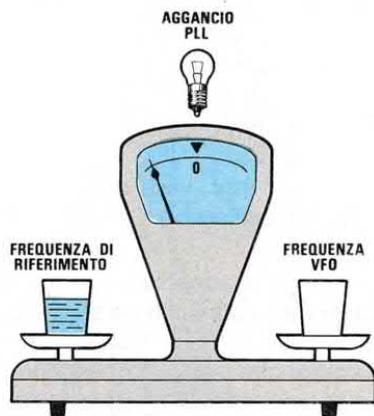


Fig.10 Per farvi capire come funziona un PLL lo abbiamo paragonato ad una bilancia il cui recipiente di sinistra corrisponda al "peso" generato dalla frequenza del QUARZO, mentre il recipiente di destra al "peso" della frequenza generata dal VFO.

quale il **PLL** verserà dell'acqua, fino ad ottenere un **peso** equivalente al recipiente di sinistra (vedi fig.11).

A questo punto, se nel recipiente di sinistra metteremo **100 grammi** di **acqua** corrispondenti ad una frequenza di **100 MHz** ed utilizzeremo il **PLL** per aprire un **rubinetto** posto sul recipiente di destra (quest'acqua sarebbe la tensione di **carica** del condensatore **C1** che alimenterà i **diodi varicap** del **VFO** descritto in fig.6), si verificherà quanto segue:

- Quando la quantità d'acqua versata nel recipiente di destra sarà **equivalente** a quella presente nel recipiente di sinistra, pari cioè a **100 grammi**, la lancetta della bilancia si porterà esattamente al **centro scala** (vedi fig.12).

- Raggiunto il **centro scala**, equivalente al punto di **equilibrio**, il **PLL** chiuderà il **rubinetto** ed accenderà la lampadina per indicarci che i due **pesi** risultano perfettamente identici.

- Raggiunta questa condizione il **PLL** controllerà istante per istante che nel recipiente di destra l'acqua non scenda o non salga (questa variazione del **peso** equivale alla **instabilità** dell'oscillatore **VFO**).

- Se il **PLL** rileva che nel recipiente di destra l'acqua è leggermente **evaporata** scendendo a **99,9 grammi**, verserà in tale recipiente le poche **gocce mancanti** (vedi fig.13).

Se, al contrario, l'acqua del recipiente di destra è leggermente **aumentata**, ad esempio sui **100,1 grammi**, perchè il rubinetto ha lasciato cadere qualche **goccia** in più, il **PLL** provvederà a toglierla tramite un contagocce in modo da riportarla a **100 grammi** (vedi fig.14).

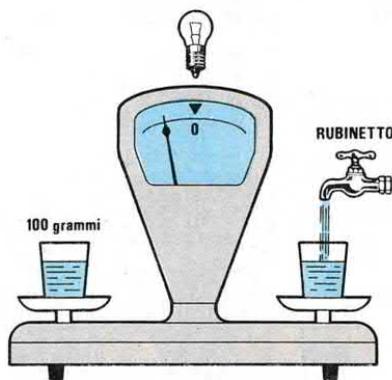


Fig.11 Per equilibrare i due "pesi" bisognerà versare lentamente nel recipiente di destra (frequenza generata dal VFO) una quantità di acqua equivalente a quella presente nel recipiente di sinistra, cioè a quella generata dal quarzo.

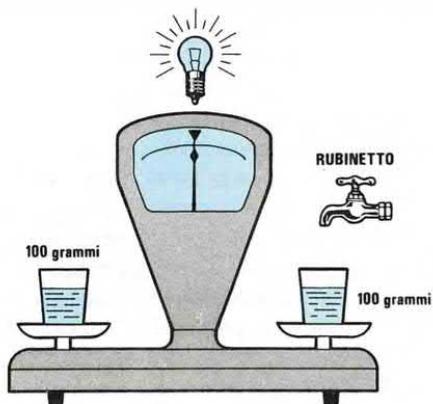


Fig.12 Quando i due pesi saranno equivalenti, si accenderà la lampada di "aggancio" ed il rubinetto si chiuderà automaticamente.

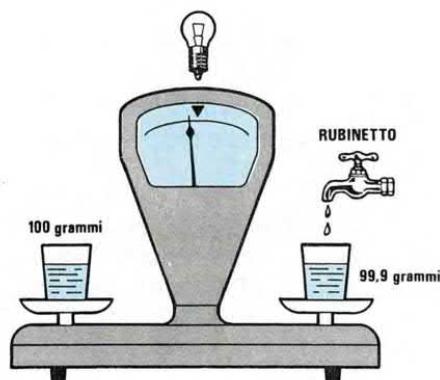


Fig.13 Se il PLL rileva che nel recipiente di destra l'acqua è evaporata, farà scendere qualche goccia per riequilibrare il peso.

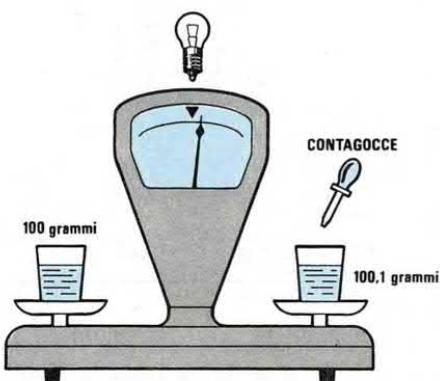


Fig.14 Se il PLL rileva che l'acqua è aumentata, ne preleverà poche gocce per riportare la bilancia in equilibrio (vedi fig.12).

In un VFO pilotato da un PLL si ha un analogo funzionamento, con la sola differenza che le gocce d'acqua saranno nel nostro caso la **tensione di carica del condensatore C1** (vedi fig.6) utilizzata per alimentare i **diodi varicap**.

Non appena alimenteremo un VFO, il PLL provvederà a caricare velocemente il **condensatore C1**, fino a quando dal VFO non uscirà una **frequenza** identica a quella del **quarzo di riferimento**.

Raggiunta questa condizione, il PLL accenderà il diodo led di **aggancio** e non invierà più alcuna tensione al **condensatore C1** avendo già raggiunto il peso richiesto per un perfetto **bilanciamento**.

Da questo istante il PLL provvederà a tenere sotto controllo la frequenza generata dal VFO e se questa dovesse leggermente **salire** o **scendere** provvederà a correggerla, diminuendo o aumentando di pochi **millivolt** la **tensione** sui diodi varicap per correggere ogni imprevista **variazione** di frequenza.

IL filtro PASSA/BASSO o LOOP FILTER

L'uscita del PLL viene sempre collegata ai **diodi varicap** del VFO tramite un **filtro Passa/Basso** chiamato universalmente **Loop Filter**, composto normalmente da **4 resistenze** e da **2 condensatori** (vedi fig.15).

Anche se esistono delle formule per calcolare questo **filtro**, possiamo assicurarvi che, oltre ad essere molto **complesse**, forniscono dei valori che all'atto **pratico** bisogna sempre **modificare** se si desidera far funzionare correttamente il PLL.

Dopo anni di pratica possiamo confermarvi che i valori più idonei per far funzionare qualsiasi PLL sono i seguenti:

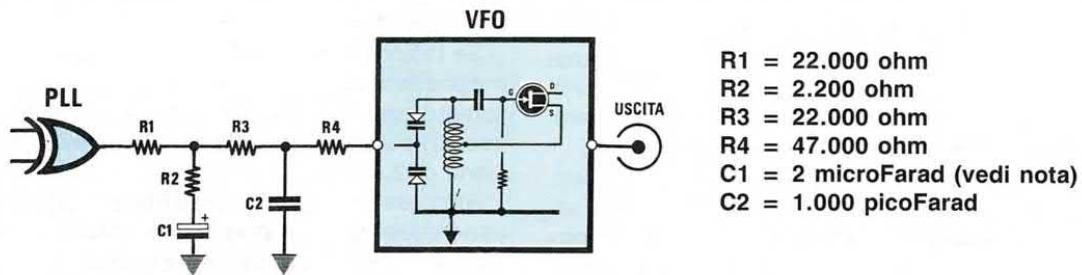
- R1 = 22.000 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 22.000 ohm
- R4 = 47.000 ohm
- C1 = 2 microFarad (vedi nota)
- C2 = 1.000 picoFarad

Nota = Per certe applicazioni, il condensatore **C1** può essere elevato anche a **3 - 4 - 5** o più **microFarad**.

Tenete comunque presenti queste principali regole:

- Se si **aumenta** di troppo la capacità del condensatore **C1**, il PLL risulta più **lento** nell'agganciare la frequenza del VFO e questo può renderlo **instabile**.

- Se si **riduce** di troppo il valore ohmico delle resistenze **R1-R2-R3**, l'aggancio di frequenza risulta



- R1 = 22.000 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 22.000 ohm
- R4 = 47.000 ohm
- C1 = 2 microFarad (vedi nota)
- C2 = 1.000 picoFarad

Fig.15 Per ottenere una tensione continua perfettamente livellata per pilotare i diodi vari-cap presenti nel VFO, sarà necessario applicare sull'uscita dell'OR/Ex un filtro Passa/Basso, chiamato anche Loop Filter, composto da 4 resistenze e 2 condensatori.

più veloce, ma il PLL potrebbe avere delle difficoltà nell'agganciare le frequenze più alte del VFO.

Se non disponete di un Analizzatore di Spettro per controllare come si comporta il PLL che avete realizzato, usate i valori da noi consigliati e vedrete che funzionerà senza alcun problema, comunque potrete apportare sempre delle piccole variazioni.

Potrete aumentare la capacità di C1 da 2 a 4-5 microFarad verificando se il tempo di aggancio è ancora accettabile.

Aumentare la capacità di C1 potrebbe risultare necessario se il VFO viene modulato in FM.

Il valore di R2 (vedi figg.15-16) potrebbe anche essere ridotto sperimentalmente a 1.800 ohm (diventa più veloce il tempo di aggancio) o aumentato a 2.700 ohm (diventa più lento il tempo di aggancio).

Così, sempre in via sperimentale, si potrebbe aumentare il valore della resistenza R4 sui 56.000 - 68.000 ohm.

Il condensatore ceramico siglato C2 da 1.000 pF inserito tra la resistenza R3 e la R4, serve per scaricare a massa eventuali residui di RF, quindi questa capacità può essere aumentata fino ad un massimo di 2.200 pF.

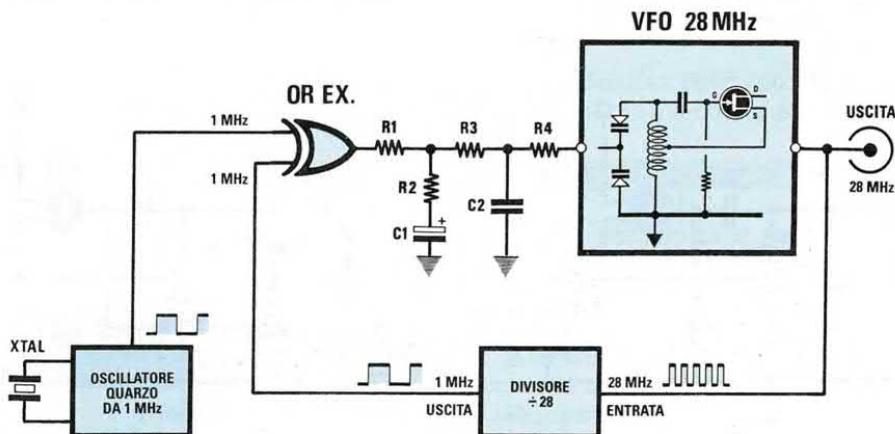


Fig.16 Se si volesse realizzare in via teorica un VFO sui 28 MHz gestito da un PLL, si potrebbe applicare su un ingresso dell'OR/Ex una frequenza da 1 MHz generata da un oscillatore quarzato e sull'altro ingresso la frequenza del VFO divisa x28, in modo da ottenere una frequenza identica a quella del quarzo di riferimento, cioè 1 Megahertz.

I DIVISORI DI FREQUENZA

Come già sapete, in un circuito PLL è necessario applicare sugli ingressi dell'**OR esclusivo** due identiche **frequenze**:

- F1** = generata dal **quarzo di riferimento**
- F2** = generata dal **VFO**

Poichè la frequenza del **VFO** è sempre maggiore rispetto alla frequenza del **quarzo di riferimento** che lavora su pochi **MHz**, dovrete **dividere** la **F2** per un certo numero di volte, in modo da ottenere una **frequenza** identica alla **F1 di riferimento**.

In fig.16 presentiamo uno schema a blocchi **teorico** di un circuito **PLL** completo, con un **VFO** in grado di generare una frequenza di **28 MHz**.

Vi ricordiamo che la **bobina del VFO** deve avere un numero di spire idoneo per sintonizzarsi sulla frequenza richiesta, applicando sui **diodi varicap** una tensione compresa tra **1-4 volt**.

Se con una tensione di **1-4 volt** il **VFO** dovesse sintonizzarsi su frequenze maggiori, ad esempio **30-40 MHz**, oppure su frequenze minori, ad esempio **10-25 MHz**, non riuscireste mai ad ottenere in uscita una frequenza di **28 MHz** anche se il **PLL** funziona correttamente.

Infatti, sull'uscita dell'**OR esclusivo** è possibile ottenere una tensione che da **0 volt** può raggiungere un massimo di **5 volt**, quindi il **VFO** deve essere in grado di oscillare sulla frequenza desiderata con questi valori di **tensione**, diversamente, non si riuscirebbe mai a **sintonizzarlo**.

Se la capacità dei **diodi varicap** risultasse insufficiente, è possibile applicare in parallelo alla bobina

na un piccolo **compensatore** (vedi fig.17), tarandolo in modo da ottenere i **28 MHz** con una tensione di **2,5 volt**.

Se la bobina fosse provvista di un **nucleo ferromagnetico** (vedi fig.18), bisognerebbe ruotarlo sempre per ottenere una frequenza di **28 MHz** quando sui **diodi varicap** sarà presente una tensione di **2,5 volt**.

Ammesso che per questo **VFO**, che deve fornire una frequenza di **28 MHz**, venga utilizzata una frequenza di riferimento da **1 MHz** (quella generata dal quarzo), sull'opposto ingresso dell'**OR esclusivo** dovrete applicare necessariamente **1 MHz** e poichè il **VFO** oscilla sui **28 MHz**, per ottenerla dovrete **dividerla per 28** con uno **stadio divisore** (vedi fig.16).

Per conoscere per quale numero dovrete dividere la frequenza del **VFO** per ottenere una frequenza **identica** a quella del **quarzo**, potrete utilizzare questa formula:

$$\text{Fattore divisione} = \text{MHz VFO} : \text{MHz QUARZO}$$

Conoscendo la frequenza del **quarzo** ed il **fattore di divisione**, potrete conoscere su quale frequenza si sintonizzerà il **VFO** utilizzando la formula inversa:

$$\text{MHz VFO} = \text{MHz QUARZO} \times \text{Fattore divisione}$$

Uno dei vantaggi che offre il **PLL** è quello di poter ottenere tante **frequenze** in uscita dal **VFO** modificando il solo **fattore di divisione** come evidenziato dalle tabelle riportate nella pagina accanto.

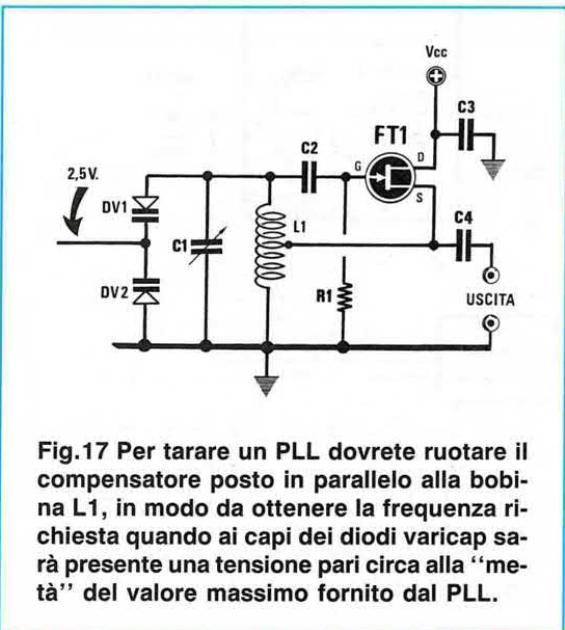


Fig.17 Per tarare un PLL dovrete ruotare il compensatore posto in parallelo alla bobina L1, in modo da ottenere la frequenza richiesta quando ai capi dei diodi varicap sarà presente una tensione pari circa alla "metà" del valore massimo fornito dal PLL.

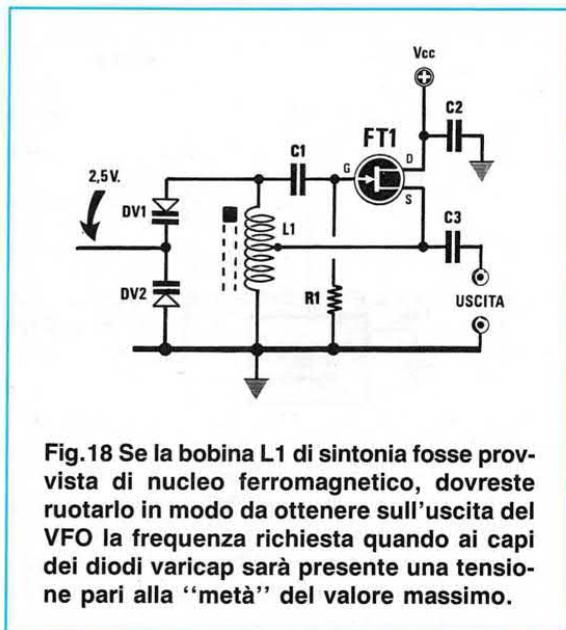


Fig.18 Se la bobina L1 di sintonia fosse provvista di nucleo ferromagnetico, dovrete ruotarlo in modo da ottenere sull'uscita del VFO la frequenza richiesta quando ai capi dei diodi varicap sarà presente una tensione pari alla "metà" del valore massimo.

FREQUENZA VFO	FREQUENZA QUARZO	FATTORE divisione
22 MHz	1 MHz	22
23 MHz	1 MHz	23
24 MHz	1 MHz	24
28 MHz	1 MHz	28
29 MHz	1 MHz	29
30 MHz	1 MHz	30
31 MHz	1 MHz	31

Come è possibile notare, il **salto** di frequenza ottenuto è pari alla frequenza del **quarzo** di riferimento, cioè di **1 MHz**.

Utilizzando un **quarzo** di frequenza inferiore, ad esempio **0,1 MHz**, potrete ottenere dei **salts** di frequenza di **0,1 MHz** come visibile nella tabella qui sotto riportata:

FREQUENZA VFO	FREQUENZA QUARZO	FATTORE divisione
27,900 MHz	0,1 MHz	279
28,000 MHz	0,1 MHz	280
28,100 MHz	0,1 MHz	281
28,200 MHz	0,1 MHz	282
28,300 MHz	0,1 MHz	283
28,400 MHz	0,1 MHz	284

Usando un quarzo da **0,1 MHz** non è **possibile** ottenere frequenze di pochi **Kilohertz**, perchè i divisori non dividono per numeri **decimali** ma soltanto per numeri **interi**.

Quindi una frequenza può essere divisa per **200-201-202-279-280-281** ecc., ma non per **279,1 - 279,2 - 279,3**, ecc.

È ancora possibile scegliere per la **frequenza di riferimento** quarzi diversi per ottenere sempre un'identica frequenza variando il **fattore di divisione**:

FREQUENZA VFO	FREQUENZA QUARZO	FATTORE divisione
28 MHz	1 MHz	28
28 MHz	4 MHz	7
28 MHz	3,5 MHz	8
28 MHz	2,8 MHz	10

Per dividere una **frequenza** esistono degli integrati chiamati **contatori** o **divisori**, che potrete suddividere nelle seguenti categorie.

CONTATORI DIVISORI TTL standard

Questi integrati della serie **74** funzionano tutti con una tensione di alimentazione di **5 volt** e possono dividere una qualsiasi frequenza purchè non risulti **maggiore** di **35 MHz**.

Uno svantaggio presentato da questi integrati è quello di assorbire una corrente di **55 mA**, quindi, se nel circuito ne dovreste impiegare un certo numero dovreste sovradimensionare lo stadio di alimentazione.

Gli integrati **TTL** più comunemente **usati** nei circuiti a **PLL**, dividono una frequenza per questi fattori:

7490 = da 1 a 10

7493 = da 1 a 16

74192 = da 1 a 10

74190 = da 1 a 10

CONTATORI DIVISORI TTL serie LS

Questi integrati della serie **74LS** (Low Power Schottky) funzionano tutti con una tensione di alimentazione di **5 volt** e possono dividere una qualsiasi frequenza purchè non risulti **maggiore** di **35 MHz**.

A differenza dei normali **TTL standard**, consumano una corrente di soli **18 mA**.

Rispetto ai comuni **TTL**, dopo il numero **74** troverete la sigla **LS** come qui sotto riportato:

74LS90

74LS93

74LS192

74LS190

La piedinatura dello zoccolo è identica a quella dei normali **TTL** e così anche i fattori di divisione.

CONTATORI DIVISORI TTL serie 74HC

Questi integrati della serie **74HC** (High Speed C/Mos) funzionano con una tensione di alimentazione di **5 volt** e possono dividere una qualsiasi frequenza purchè non risulti **maggiore** di **35 MHz**.

A differenza degli altri **TTL** questi consumano una corrente di soli **10 mA**.

Rispetto ai comuni **TTL**, dopo il numero **74** troverete la sigla **HC**:

74HC93

74HC192

74HC190

La piedinatura dello zoccolo è identica a quella dei normali **TTL** e così anche i fattori di divisione.

CONTATORI DIVISORI C/Mos

Questi integrati C/Mos funzionano con una tensione di alimentazione che può variare da **5 a 15 volt**, ma, a differenza dei **TTL**, riescono a dividere una frequenza purchè questa non risulti **maggiore di 4 MHz**.

I **C/Mos** consumano in media una corrente di soli **5 mA** e i più conosciuti hanno queste sigle:

CD.74192 = divisore da 1 a 10
CD.4518 = divisore da 1 a 10
CD.4520 = divisore da 1 a 16
CD.4040 = divisore da 2 a 4096

CONTATORI DIVISORI HC/Mos

Questi integrati della serie **HC/Mos** funzionano con una tensione di alimentazione stabilizzata di **5 volt**, cioè identica a quella dei **TTL** e come questi riescono a dividere una frequenza purchè questa non risulti **maggiore di 30-40 MHz**.

Gli **HC/Mos** hanno il vantaggio di risultare **veloci** come un **TTL** e di consumare correnti di circa **5 mA** come gli integrati **C/Mos**.

I più utilizzati nella realizzazione dei circuiti **PLL** sono i seguenti:

74HC192 = divisore da 1 a 10
74HC4518 = divisore da 1 a 10
74HC4520 = divisore da 1 a 16
74HC4040 = divisore da 2 a 4096

CONTATORI DIVISORI ECL

Questi integrati della serie **ECL** (Emitter Coupled Logic) funzionano con una tensione di alimentazione di **5 volt** e possono dividere una frequenza anche oltre i **2 Gigahertz** partendo da una frequenza **minima di 18-20 MHz**.

Quindi **non usate** mai un **ECL** per dividere frequenze inferiori a **20 MHz**, perchè **non riuscirebbe a dividerle**.

Gli integrati **ECL** dell'ultima generazione consumano una corrente di circa **15-20 milliamper**.

Gli integrati **ECL** più conosciuti sono:

11C90 divide x10-11 (massimo 650 MHz)
SP.8680 divide x10-11 (massimo 650 MHz)
SP.8785 divide x21-22 (massimo 1 GHz)
SP.8793 divide x40-41 (massimo 225 MHz)
SP.8792 divide x80-81 (massimo 200 MHz)
SP.8710 divide x100-101 (massimo 225 MHz)
SP.8703 divide x128-129 (massimo 1 GHz)

Gli **ECL** potendo dividere frequenze dell'ordine

dei **GHz**, vengono normalmente utilizzati come **pre-scaler**, cioè come **primo stadio divisore**, in modo da ottenere sulla loro uscita una frequenza che possa essere applicata ad un comune integrato **TTL - C/Mos**.

Ad esempio, se dovete dividere **x100** una frequenza di **280 MHz**, potrete utilizzare un **ECL** che la dividerà **x10**, in modo da ottenere sulla sua uscita una frequenza di **28 MHz**, dopo di che potrete usare un **TTL** che provvederà a dividerla ulteriormente.

Collegando in serie più integrati **divisori**, potrete ottenere diversi **fattori di divisione**.

Ad esempio, collegando in serie un integrato che divide **x32** ed uno che divide **x6**, otterrete un **fattore di divisione** pari a:

$$32 \times 6 = 192 \text{ volte}$$

In genere anzichè collegare in serie molti divisori per riuscire ad ottenere il **fattore di divisione** desiderato, si utilizzano prevalentemente dei **divisori programmabili**.

DIVISORI PROGRAMMABILI

Collegando a dei **contatori/divisori** programmabili dei commutatori **binari**, potrete ottenere tutti i **fattori di divisione** possibili, ruotando semplicemente questi commutatori sui numeri da **0 a 9**.

Utilizzando in un **PLL** dei divisori **programmabili**, potrete sintonizzare il vostro **VFO** su tantissime diverse frequenze e molto velocemente.

In fig.19 potete vedere lo schema che utilizza **tre divisori programmabili** collegati a **3 commutatori binari**.

Procedendo da sinistra verso destra, ogni commutatore effettuerà una divisione sulle:

- CENTINAIA
- DECINE
- UNITÀ

Il **fattore di divisione** totale è dato dalla **somma** dei diversi numeri impostati su ogni commutatore, come qui sotto riportato:

$$(N/c \times 100) + (N/d \times 10) + (N/u \times 1)$$

N/c = numero impostato sulle centinaia

N/d = numero impostato sulle decine

N/u = numero impostato sulle unità

Se, per esempio, sui commutatori **binari** avete impostato il numero **123**, il **fattore di divisione** totale risulterà pari a:

centinaia	1 x 100	= 100
decine	2 x 10	= 20
unità	3 x 1	= 3
Totale		= 123

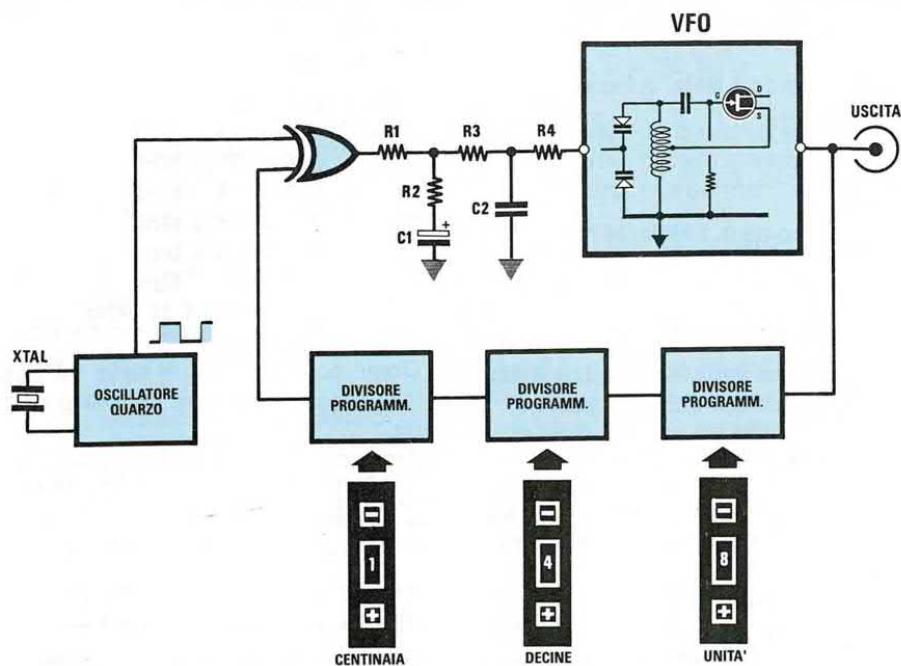


Fig. 19 Per ottenere un VFO in grado di generare una infinità di frequenze senza dover sostituire il quarzo di riferimento, dovrete utilizzare dei divisori programmabili. Modificando il numero sui tre commutatori Binari, varierete il "fattore di divisione".

Se nel PLL avrete utilizzato una **frequenza di riferimento** da **1 MHz**, la frequenza che otterrete sull'uscita del VFO sarà di:

$$1 \text{ MHz} \times 123 = 123 \text{ MHz}$$

Se nei **commutatori** binari imposterete il numero **075**, il **Fattore di divisione** risulterà pari a:

centinaia	0	x	100	=	000
decine	7	x	10	=	70
unità	5	x	1	=	5
<hr/>					Totale = 75

Se la **frequenza di riferimento** è sempre di **1 MHz**, la frequenza che otterrete sull'uscita del VFO sarà pari a:

$$1 \text{ MHz} \times 75 = 75 \text{ MHz}$$

Questi due esempi potrebbero indurre a pensare che, impostando sui **commutatori binari** un qualsiasi numero compreso fra **001** e **999**, sia possibile ottenere sull'uscita del VFO qualsiasi frequenza partendo da un minimo di **1 MHz** per arrivare ad un **massimo di 999 MHz**.

In pratica, questa condizione è **impossibile** da ottenere, non a causa del PLL, ma a causa del VFO.

Infatti, non esiste un VFO che, con una **sola bobina**, possa oscillare da **1 MHz** fino a **999 MHz**.

Quando, ruotando i **commutatori binari**, andrete **fuori della portata** del VFO, il PLL non riuscirà ad **agganciare** la sua frequenza e segnalerà questa condizione tenendo **spento** il **diodo led** di controllo.

LA FREQUENZA DI RIFERIMENTO

Sapendo che il **fattore di divisione** si ottiene dividendo la frequenza del VFO per quella del **quarzo di riferimento**, molti potrebbero supporre che conviene scegliere **quarzi** con frequenza elevata, perchè dovendo dividere **meno volte** la frequenza del VFO, occorreranno meno integrati **divisori**.

In effetti, per realizzare un VFO che generi una frequenza di **25 MHz**, più si scende con la frequenza del quarzo di riferimento più **aumenta** il numero di divisioni:

$$\text{Fattore divisione} = \text{MHz VFO} : \text{MHz QUARZO}$$

Scegliendo ad esempio un quarzo da **5 MHz**, la

frequenza del **VFO** andrà divisa per:

$$25 : 5 = 5 \text{ volte}$$

Scegliendo un quarzo da **1 MHz**, la frequenza del **VFO** andrà divisa per:

$$25 : 1 = 25 \text{ volte}$$

Scegliendo un quarzo da **0,1 MHz**, la frequenza del **VFO** andrà divisa per:

$$25 : 0,1 = 250 \text{ volte}$$

Se utilizzate un quarzo da **0,01 MHz** (10 KHz), dovrete dividere la frequenza del **VFO** per:

$$25 : 0,01 = 2.500 \text{ volte}$$

Da questi esempi si potrebbe dedurre che sia sempre più vantaggioso utilizzare dei quarzi di frequenza **elevata** anziché **bassa**.

Questo potrebbe risultare vero solo nel caso di **VFO** in grado di generare una **sola** frequenza **fissa**, ad esempio **300 MHz**, perchè basterebbe dividere questa frequenza **x100** ed utilizzare per la frequenza di **riferimento** un quarzo da **3 MHz**.

Ma poichè i circuiti **PLL** vengono utilizzati non per ottenere una **sola** frequenza **fissa**, ma tante altre variando il solo **fattore di divisione**, la frequenza del **quarzo** è quella che determinerà, nel **VFO**, il salto tra una frequenza e la successiva.

AmMESSO di voler realizzare un **VFO** in grado di coprire una frequenza da **25 a 30 MHz**, se userete un **quarzo** da **1 MHz** potrete ottenere un **salto** tra una frequenza e la successiva di un **solo** Megahertz:

$$25 + 1 = 26 \text{ MHz}$$

$$26 + 1 = 27 \text{ MHz}$$

$$27 + 1 = 28 \text{ MHz}$$

$$28 + 1 = 29 \text{ MHz}$$

$$29 + 1 = 30 \text{ MHz}$$

Se sostituirete il **quarzo** di riferimento con uno da **0,5 MHz**, otterrete salti di **0,5 MHz**, quindi potrete utilizzare il **VFO** su più frequenze:

$$25,0 + 0,5 = 25,5 \text{ MHz}$$

$$25,5 + 0,5 = 26,0 \text{ MHz}$$

$$26,0 + 0,5 = 26,5 \text{ MHz}$$

$$26,5 + 0,5 = 27,0 \text{ MHz}$$

$$27,0 + 0,5 = 27,5 \text{ MHz}$$

$$27,5 + 0,5 = 28,0 \text{ MHz}$$

$$28,0 + 0,5 = 28,5 \text{ MHz}$$

$$28,5 + 0,5 = 29,0 \text{ MHz}$$

$$29,0 + 0,5 = 29,5 \text{ MHz}$$

$$29,5 + 0,5 = 30,0 \text{ MHz}$$

Se ridurrete ulteriormente la frequenza del **quarzo** di riferimento, **aumenterete** le frequenze in uscita del **VFO**, quindi ammesso che utilizzate un quarzo da **0,1 MHz**, otterrete queste frequenze:

$$25,0 + 0,1 = 25,1 \text{ MHz}$$

$$25,1 + 0,1 = 25,2 \text{ MHz}$$

$$25,2 + 0,1 = 25,3 \text{ MHz}$$

$$25,3 + 0,1 = 25,4 \text{ MHz}$$

$$25,4 + 0,1 = 25,5 \text{ MHz}$$

$$25,5 + 0,1 = 25,6 \text{ MHz}$$

$$25,6 + 0,1 = 25,7 \text{ MHz}$$

e avanti così fino a **30 MHz**

Come potete notare, il **salto** tra una frequenza e la successiva risulterà in questo caso di soli **0,1 MHz**.

AmMESSO desideriate distanziare queste frequenze di **25 Kilohertz** pari a **0,025 MHz**, saprete già che il **quarzo** di riferimento da utilizzare dovrà avere una frequenza di **0,025 MHz**, infatti:

$$25,000 + 0,025 = 25,025 \text{ MHz}$$

$$25,025 + 0,025 = 25,050 \text{ MHz}$$

$$25,050 + 0,025 = 25,075 \text{ MHz}$$

$$25,075 + 0,025 = 25,100 \text{ MHz}$$

$$25,100 + 0,025 = 25,125 \text{ MHz}$$

$$25,125 + 0,025 = 25,150 \text{ MHz}$$

$$25,150 + 0,025 = 25,175 \text{ MHz}$$

$$25,175 + 0,025 = 25,200 \text{ MHz}$$

e avanti così fino a **30 MHz**

Come potete vedere, più si scende con la frequenza del **quarzo di riferimento**, più aumenta il numero delle frequenze che potete ottenere dal vostro **VFO**.

Ovviamente, in funzione della frequenza del **quarzo** dovrete inserire nel circuito una **catena** di **divisori** in grado di fornire sulla sua uscita una frequenza identica a quella utilizzata come **riferimento**, quindi più **bassa** è la frequenza del **quarzo** e più **alta** la frequenza del **VFO**, più aumenterà il numero delle divisioni.

Tornando ancora all'esempio del **PLL** in grado di coprire una gamma da **25 a 30 MHz** in funzione della frequenza del quarzo, dovrete effettuare le seguenti divisioni:

QUARZO MHz	FREQUENZA VFO in MHz	FATTORE divisione
1 MHz	da 25 a 30	25 a 30
0,5 MHz	da 25 a 30	50 a 60
0,1 MHz	da 25 a 30	250 a 300
0,025 MHz	da 25 a 30	1.000 a 1.200

Poichè nei **divisori programmabili** risulterà presente un commutatore **binario**, usando un quarzo

da **1 MHz** o **0,5 MHz** vi necessiteranno **due** soli commutatori dovendo commutare solo le **decine** e le **unità**.

Usando un quarzo da **0,1 MHz** vi serviranno **tre** commutatori **binari**, dovendo commutare le **centinaia**, le **decine** e le **unità**.

Usando un quarzo da **0,025 MHz** saranno necessari **quattro** commutatori **binari** dovendo commutare le **migliaia**, le **centinaia**, le **decine** e le **unità**.

La frequenza sulla quale si **sintonizzerà** il **VFO** si ricava moltiplicando il **numero** impostato sui **commutatori binari** per la **frequenza del quarzo** espressa in **MHz**.

$$\text{MHz VFO} = \text{Nr. binario} \times \text{MHz QUARZO}$$

Quindi se in un **commutatore binario** a **2 cifre** imposterete il numero **28**, in uscita dal **VFO** otterrete una frequenza di:

$$28 \times 1 = 28 \text{ MHz (quarzo da 1 MHz)}$$

$$28 \times 0,5 = 14 \text{ MHz (quarzo da 0,5 MHz)}$$

Usando un quarzo da **0,5 MHz** e disponendo di un **VFO** in grado di lavorare da un **minimo** di **25 MHz** ad un **massimo** di **30 MHz**, impostando sui commutatori **binari** il numero **28** non otterrete in uscita **nessuna frequenza**, perchè il fattore **minimo** di divisione è **50** ed il **massimo** **60**, infatti solo rimanendo entro questi numeri otterrete le frequenze richieste:

$$50 \times 0,5 = 25,0 \text{ MHz}$$

$$51 \times 0,5 = 25,5 \text{ MHz}$$

$$52 \times 0,5 = 26,0 \text{ MHz}$$

$$53 \times 0,5 = 26,5 \text{ MHz}$$

ecc.

$$60 \times 0,5 = 30,0 \text{ MHz}$$

Se si spostassero i due commutatori **binari** sul numero **70** oppure sul numero **40**, in teoria si otterrebbero queste frequenze:

$$70 \times 0,5 = 35 \text{ MHz}$$

$$40 \times 0,5 = 20 \text{ MHz}$$

ma poichè il **VFO** è stato progettato per lavorare entro la gamma compresa tra **25-30 MHz**, questo non potrà oscillare.

Se avete una catena di divisori che utilizza **3 commutatori binari** ed un **VFO** in grado di coprire una gamma da **25-30 MHz**, e nel **PLL** avete inserito un **quarzo** di riferimento da **0,1 MHz**, dovrete utilizzare sul **commutatore binario** i soli numeri com-

presi tra **250** e **300**, infatti:

$$250 \times 0,1 = 25 \text{ MHz}$$

$$300 \times 0,1 = 30 \text{ MHz}$$

Impostando un qualsiasi altro numero compreso tra **250** e **300**, potrete ottenere sull'uscita del **VFO** queste esatte frequenze:

$$251 \times 0,1 = 25,10 \text{ MHz}$$

$$252 \times 0,1 = 25,20 \text{ MHz}$$

$$253 \times 0,1 = 25,30 \text{ MHz}$$

ecc.

$$298 \times 0,1 = 29,80 \text{ MHz}$$

$$299 \times 0,1 = 29,90 \text{ MHz}$$

$$300 \times 0,1 = 30,00 \text{ MHz}$$

Se imposterete dei numeri **minori** di **250** o **maggiori** di **300**, il **PLL** non riuscirà ad **agganciare** la frequenza del **VFO**, perchè questo non è più in grado di oscillare.

Il vantaggio dei **divisori programmabili** è quello di poter essere usati per ottenere qualsiasi frequenza, purchè si utilizzi nel **VFO** un circuito di **sintonia** idoneo a sintonizzarsi sulla gamma richiesta.

Ammesso che si disponga di un **VFO** in grado di lavorare da un **minimo** di **65 MHz** fino ad un **massimo** di **80 MHz** e di avere una frequenza di riferimento di **0,1 MHz**, per poter gestire questo **VFO** con dei **divisori programmabili**, dovrete utilizzarli solo sui numeri che ricaverete da questa formula:

$$\text{Nr. binario} = \text{MHz VFO} : \text{MHz QUARZO}$$

quindi il numero **minimo** e **massimo** che potrete impostare sui **tre commutatori binari** sarà:

$$65 : 0,1 = 650$$

$$80 : 0,1 = 800$$

Potrete perciò partire da **651-652-653** ed arrivare al numero **800**, ma non utilizzare numeri **minori** o **maggiori**.

Disponendo di un **VFO** in grado di lavorare da un **minimo** di **14 MHz** fino ad un **massimo** di **28 MHz**, dovrete impostare sui **tre commutatori binari** qualsiasi numero compreso tra:

$$14 : 0,1 = 140$$

$$28 : 0,1 = 280$$

ma non dei numeri **minori** di **140** o **maggiori** di **280**, salvo che il **VFO** non copra una banda da **13,5 MHz** a **28,5 MHz**.

DIVISIONE del QUARZO di RIFERIMENTO

Come avrete già compreso, la frequenza di riferimento del quarzo è quella che permette di stabilire quale salto **minimo** è possibile ottenere tra una frequenza e la successiva.

Utilizzando un quarzo da **1 MHz**, otterrete dei salti o **step** di frequenza di **1 MHz**, se userete un quarzo da **0,1 MHz** otterrete degli **step** di **0,1 MHz**, e nel caso voleste realizzare un **VFO** con degli **step** di soli **1.000 Hz**, dovreste utilizzare un quarzo che generi una frequenza di riferimento di **1.000 Hz**.

Purtroppo i quarzi con frequenza **minore** di **1 MHz** sono difficilmente reperibili, quindi per ottenere frequenze **inferiori** la soluzione più semplice è quella di prendere un quarzo da **1 MHz** e **dividere** la sua frequenza **x10 - x100 - x1.000**.

Volendo ottenere con un quarzo da **1 MHz** degli **step** di **0,1 MHz**, dovreste dividere questa frequenza **x 10**:

$$1 \text{ MHz} : 10 = 0,1 \text{ MHz}$$

Per ottenere degli **step** di **10.000 Hz**, dovreste dividere questa frequenza **x 100**:

$$1 \text{ MHz} : 100 = 0,01 \text{ MHz}$$

Disponendo di un quarzo da **4 MHz** e volendo ottenere degli **step** di **0,2 MHz**, dovreste dividere la sua frequenza **x 20**:

$$4 \text{ MHz} : 20 = 0,2 \text{ MHz}$$

Conoscendo la frequenza del **quarzo** e la frequenza di **riferimento** che si desidera ottenere, potrete conoscere il **fattore di divisione** da utilizzare svolgendo la formula:

$$\text{Fattore divisione} = \text{MHz QUARZO} : \text{MHz Rif.}$$

Anche in questo caso il **fattore di divisione** non dovrà mai avere dei **decimali** ma solo dei numeri **interi**, quindi non potrete mai dividere per **10,5** o **10,6**, ma soltanto per **10-11-12** oppure per **20-21-22**, ecc.

Dividendo la frequenza di un **quarzo** prima di applicarla sull'ingresso del **PLL** otterrete due vantaggi, quello di poter utilizzare dei quarzi di valore **standard** e quello di aumentare la **stabilità** di tale frequenza.

Infatti, utilizzando un quarzo da **1 MHz** che al variare della temperatura scivola di **100 Hz** in più o in meno, dividendolo **x100** otterrete una frequenza di riferimento di **0,01 MHz** che varierà soltanto di **1 Hz**.

Se volete che il numero da impostare sul **commutatore binario** corrisponda alla frequenza gene-

rata dal **VFO**, dovreste sempre scegliere delle frequenze di riferimento da **1 - 0,1 - 0,01 - 0,001 MHz**.

Ammessi di voler realizzare un **VFO** per i **28 MHz**, se utilizzerete le **frequenze di riferimento** sopracitate dovreste impostare i commutatori **binari** sui seguenti numeri:

$$28 : 1 \dots\dots\dots 28 \text{ (numero commutatore)}$$

$$28 : 0,1 \dots\dots\dots 280 \text{ (numero commutatore)}$$

$$28 : 0,01 \dots\dots 2.800 \text{ (numero commutatore)}$$

Se userete delle frequenze di riferimento da **0,5 - 0,05 MHz**, dovreste impostare i commutatori **binari** su un **numero doppio** rispetto alla frequenza che vorrete prelevare sull'uscita del **VFO**:

$$28 : 0,5 \dots\dots\dots 56 \text{ (numero commutatore)}$$

$$28 : 0,05 \dots\dots\dots 560 \text{ (numero commutatore)}$$

Se userete delle frequenze di riferimento da **0,25 - 0,025 MHz**, dovreste impostare i commutatori **binari** su un **numero quadruplo** rispetto alla frequenza che vorrete prelevare sull'uscita del **VFO**:

$$28 : 0,25 \dots\dots\dots 112 \text{ (numero commutatore)}$$

$$28 : 0,025 \dots\dots 1.120 \text{ (numero commutatore)}$$

Pertanto, dove risulta possibile, è sempre consigliabile usare delle frequenze di riferimento da **0,1 - 0,01 - 0,001**, perchè il **numero** che imposterete sui **commutatori binari** corrisponderà esattamente alla frequenza alla quale il **VFO** oscillerà.

FREQUENZA di RIFERIMENTO VARIABILE

Anzichè tenere **fissa** la frequenza del **quarzo** di riferimento e variare il **fattore di divisione** della frequenza del **VFO**, si può effettuare l'operazione **inversa**, cioè usare una catena di divisori che divida per **100** o per **1.000** o per un altro numero, poi **variare** la frequenza di riferimento.

Questo sistema viene usato per realizzare delle **sintonie variabili** per ricevitori o ricetrasmittitori.

In questi casi occorre tener presente che la **stabilità** della frequenza generata dipende tutta dalla **stabilità** della frequenza che userete come **riferimento**.

La **frequenza** che otterrete sull'uscita del **VFO** si ricava sempre dalla formula:

$$\text{MHz VFO} = \text{Fattore divisione} \times \text{MHz Rif.}$$

Ammessi di aver inserito nel circuito visibile in fig.20 un **divisore** che divida **x1.000** e di voler realizzare un **VFO** che copra una gamma da **25** a **30**

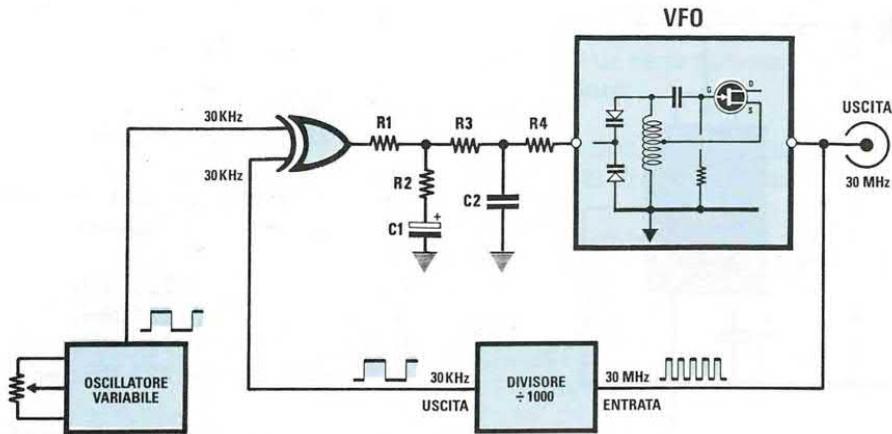


Fig.20 Per variare la frequenza di un VFO a PLL potreste utilizzare un divisore a frequenza fissa, ad esempio x1.000, e sostituire l'oscillatore a quarzo con uno "variabile". In questo caso la "stabilità" del VFO dipende dalla stabilità dell'oscillatore variabile.

MHz, dovrete utilizzare una frequenza **variabile** che potrete calcolare con la formula:

$$\text{MHz Rif} = \text{MHz VFO} : \text{Fattore divisione}$$

In questo caso dovrete usare un oscillatore variabile che copra la gamma da:

$$25 : 1.000 = 0,025 \text{ MHz}$$

$$30 : 1.000 = 0,030 \text{ MHz}$$

vale a dire una frequenza da **25.000 Hz** a **30.000 Hz**.

Se ruoterete il **potenziometro** dell'oscillatore che genera la frequenza di riferimento sui **25.200 Hz** pari a **0,0252 MHz**, otterrete in uscita del **VFO** una frequenza di:

$$1.000 \times 0,0252 = 25,2 \text{ MHz}$$

Se ruoterete l'oscillatore sugli **0,0255 MHz**, otterrete una frequenza di:

$$1.000 \times 0,0255 = 25,5 \text{ MHz}$$

Realizzare degli oscillatori variabili **molto stabili** in grado di fornire delle frequenze così basse, cioè da **25.000** a **30.000 Hz**, non è difficile, quindi con questo sistema di tenere **fisso** il fattore di **divisione** e di variare la **frequenza di riferimento** è possibile realizzare dei semplici **Generatori di RF** molto stabili.

PRESCALER con integrati ECL

Se il **VFO** deve generare delle frequenze che non superino i **30-35 MHz**, potrete usare dei comuni **divisori** della serie **TTL** o ancora meglio degli **HC**.

Se il **VFO** deve generare delle frequenze superiori a **35 MHz**, ad esempio **60 - 150 - 300 - 600 MHz**, dovrete necessariamente usare come **primo stadio divisore** un **integrato ECL**.

Di questi **ECL** ne esistono alcuni che possono dividere fino ad un massimo di **600 MHz**, altri che possono dividere fino ad un massimo **1 GHz** ed altri ancora che possono superare i **2 GHz**.

Tutti i divisori **ECL** hanno comunque una **limitazione**, cioè possono dividere una frequenza per **uno** o **due** soli **valori**, quindi troverete degli **ECL** che possono dividere **x10** oppure **x11**, altri che possono dividere **x32** oppure **x33**, ecc.

I fattori di divisione più comuni per un **ECL** sono i seguenti:

- divide x10 oppure x11
- divide x20 oppure x21
- divide x32 oppure x33
- divide x40 oppure x41
- divide x64 oppure x65
- divide x80 oppure x81
- divide x100 oppure x101
- divide x128 oppure x129

Per scegliere la **prima** o la **seconda** divisione è sufficiente collegare un **piedino** dell'**ECL** (vedi

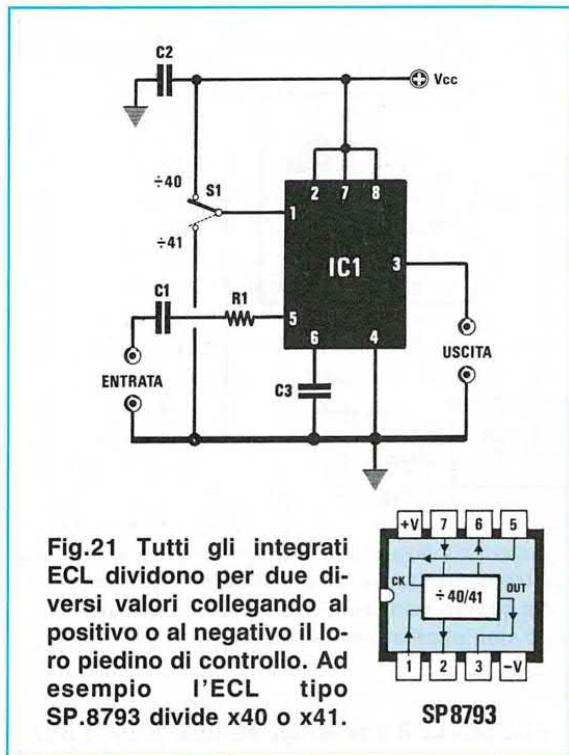


fig.21) al positivo di alimentazione (livello logico 1), oppure a massa (livello logico 0).

Ammessso di scegliere un ECL in grado di dividere x40 oppure per x41 e di collegarlo ad un VFO sintonizzato sui 220 MHz, sull'uscita dell'ECL potrete disporre di queste due frequenze:

$$220 : 40 = 5,50 \text{ MHz (piedino al positivo)}$$

$$220 : 41 = 5,36 \text{ MHz (piedino a massa)}$$

Potrete applicare queste due frequenze così basse sugli ingressi di un qualsiasi **divisore programmabile TTL** che, come noto, può lavorare fino ad una frequenza massima di 35 MHz circa.

Usando un prescaler ECL che divide x10 e x11, dovreste ricordare che il numero che imposterete sui commutatori binari dovrà essere moltiplicato x10 oppure x11, quindi la formula che vi permetterà di sapere quale frequenza uscirà dal VFO è la seguente:

$$\text{Freq. VFO} = (\text{MHz Rif.} \times \text{Nr. binario}) \times 10$$

$$\text{Freq. VFO} = (\text{MHz Rif.} \times \text{Nr. binario}) \times 11$$

dove:

Freq. VFO è la frequenza del VFO
MHz Rif. è la frequenza di riferimento
Nr. binario è il numero sui commutatori

Ammessso di aver utilizzato una **frequenza di riferimento di 0,1 MHz** e di avere impostato sui commutatori binari il numero 220, potrete ottenere sull'uscita del VFO queste due frequenze:

$$(0,1 \times 220) \times 10 = 220 \text{ MHz}$$

$$(0,1 \times 220) \times 11 = 242 \text{ MHz}$$

Se userete l'ECL con la divisione x 10, potrete ottenere queste sole frequenze:

$$(0,1 \times 220) \times 10 = 220 \text{ MHz}$$

$$(0,1 \times 221) \times 10 = 221 \text{ MHz}$$

$$(0,1 \times 222) \times 10 = 222 \text{ MHz}$$

$$(0,1 \times 223) \times 10 = 223 \text{ MHz ecc.}$$

Se userete l'ECL con la divisione x11, potrete ottenere queste sole frequenze:

$$(0,1 \times 220) \times 11 = 242,0 \text{ MHz}$$

$$(0,1 \times 221) \times 11 = 243,1 \text{ MHz}$$

$$(0,1 \times 222) \times 11 = 244,2 \text{ MHz}$$

$$(0,1 \times 223) \times 11 = 245,3 \text{ MHz ecc.}$$

Come potrete notare, pur avendo utilizzato in questo PLL un quarzo da 0,1 MHz, otterrete degli **step**, cioè un salto tra una frequenza e la successiva di 1 MHz.

Se utilizzerete un quarzo da 0,01 MHz, vi accorgete che il VFO non si sintonizzerebbe più a 220 MHz bensì a:

$$(0,01 \times 220) \times 10 = 22,0 \text{ MHz}$$

$$(0,01 \times 220) \times 11 = 24,2 \text{ MHz}$$

Per ottenere degli **step** di qualche Kiloherzt occorre necessariamente utilizzare un **divisore a doppio modulo**.

DIVISORE ECL a DOPPIO MODULO

Anche se spesso avrete sentito parlare di PLL a **doppio modulo**, pochi vi avranno spiegato che cos'è e come funziona.

Già abbiamo accennato al fatto che un **prescaler ECL** può dividere per due soli valori fissi, quindi potrete trovare un ECL che divide x10-11, un altro ECL che divide x32-33 e un altro ancora che divide x40-41, ecc.

Se prendendo un ECL che divide x10 e x11 lo volessimo far dividere x2-3-4-5-7-8-9, molti direbbero che è **impossibile**, invece usando un circuito, detto **doppio modulo**, ciò risulta fattibilissimo.

In pratica si può affermare che il circuito **doppio modulo** serve per rendere **programmabile** l'ECL, affinché questo possa svolgere quelle divisioni che in teoria non potrebbe fare.

Abbiamo visto in precedenza che in un **PLL** che utilizza un **Prescaler a ECL** che divide **x10** e una frequenza di riferimento di **0,1 MHz**, era possibile ottenere degli **step** di frequenza di **1 MHz**, infatti:

$(0,1 \times 220) \times 10 = 220 \text{ MHz}$
 $(0,1 \times 221) \times 10 = 221 \text{ MHz}$
 $(0,1 \times 222) \times 10 = 222 \text{ MHz}$
 $(0,1 \times 223) \times 10 = 223 \text{ MHz}$
 $(0,1 \times 224) \times 10 = 224 \text{ MHz ecc.}$

Usando il **doppio modulo**, anche se avrete collegato sull'uscita del **VFO** un prescaler **ECL** che divide solo **x10-11**, potrete ugualmente ottenere degli **step** da **100 Kilohertz** e non da **1 MHz** come abbiamo visto poc'anzi.

Quindi, partendo dalla frequenza di **220 MHz**, potrete ottenere tantissime frequenze tutte distanziate di soli **100 KHz**, cioè:

220,000 MHz
220,100 MHz
220,200 MHz
220,300 MHz
220,400 MHz ecc.

Prima di passare alla descrizione di un circuito a **doppio modulo**, possiamo vedere quali sono i **prescaler ECL** più comunemente utilizzati e quali **divisioni** questi sono in grado di effettuare:

11C90 divide x10-11
SP.8680 divide x10-11
SP.8785 divide x21-22
SP.8793 divide x40-41
SP.8792 divide x80-81
SP.8710 divide x100-101
SP.8703 divide x128-129

I due diversi valori di **divisione** di un **ECL** si ottengono applicando sul suo piedino di **controllo** (vedi fig.21) un **livello logico 1** o un **livello logico 0**.

- Collegando al **positivo** di alimentazione (**livello logico 1**) questo piedino di **controllo**, otterrete la **divisione inferiore**, vale a dire che un **ECL** tipo **SP.8680** dividerà **x10**, un **SP.8785** dividerà **x21** ed un **SP.8793** dividerà **x40**.

- Collegando a **massa** (**livello logico 0**) questo piedino di **controllo** otterrete la **divisione superiore**, vale a dire che un **ECL** tipo **SP.8680** dividerà **x11**, un **SP.8785** dividerà **x22** ed un **SP.8793** dividerà **x41**.

In un circuito **doppio modulo** il **prescaler ECL** viene pilotato da un contatore chiamato **modulo A**

composto da un integrato che provvede a **commutare** il piedino di **controllo** dell'**ECL** sul **livello logico 1** o sul **livello logico 0**, in modo da farlo dividere un certo numero di volte per la **divisione inferiore** ed un certo numero di volte per la **divisione superiore**.

In tutti i testi la formula riportata per conoscere il **fattore di divisione totale** è la seguente:

$$\text{Fattore divisione} = (P \times N) + A$$

Purtroppo il significato delle tre lettere **N-P-A** presenti in questa formula viene spesso omesso, o spiegato in modo incomprensibile.

Per colmare questa lacuna specifichiamo che:

P = è il **fattore di divisione minore** dell'**ECL** utilizzato come **Prescaler**. Quindi se avete utilizzato un **ECL** che divide **x10-11**, dovrete usare il numero **10**. Se avete utilizzato un **ECL** che divide **x40-41**, dovrete usare il numero **40**. Se avete utilizzato un **ECL** che divide **x128-129** dovrete usare il numero **128**.

N = è il numero impostato sui **commutatori digitali** presenti nel **modulo N**, cioè nella catena di divisori che dividono le **decine - centinaia - migliaia - decine di migliaia** (vedi fig.22), quindi se imposterete il numero **1.410** questo dividerà **x1.410**, se imposterete il numero **820** questo dividerà **x820**.

A = è il numero delle unità impostato sul **commutatore** presente nel **modulo A**, cioè nel divisore collegato all'**ECL**. Se imposterete questo commutatore sul numero **3**, questo dividerà **x3**, se lo imposterete sul numero **7** questo dividerà **x7**.

Esempio = Ammesso di aver utilizzato un **ECL** tipo **SP.8680** che divide **x10-11** e di aver impostato sulla catena di **divisori N** il numero **1410** e sul commutatore **A** il numero **6**, si desidera sapere quale sarà il **fattore di divisione**.

- Sapendo che l'**ECL** divide **x10-11** il valore di **P** sarà uguale a **10** e il valore di **A** sarà uguale a **6**. Disponendo di tutti i dati richiesti dalla formula:

$$\text{Fattore divisione} = (P \times N) + A$$

potrete calcolare il numero di **divisione** che sarà:

$$(10 \times 1.410) + 6 = 14.106$$

Se sceglierete come frequenza di **riferimento**

0,01 MHz, la frequenza del **VFO** la ricaverete con la formula:

$$\text{MHz VFO} = \text{MHz Rif.} \times \text{Fattore divisione}$$

quindi otterrete una frequenza di:

$$0,01 \times 14.106 = 141,060 \text{ MHz}$$

Esempio = Ammesso di aver utilizzato un **ECL** tipo **SP.8785** che divide **x21-22** e di aver impostato sulla catena di **divisori N** il numero **1410** e sul commutatore **A** il numero **6**, si desidera sapere quale sarà il fattore di **divisione**.

- Sapendo che l'**ECL** divide **x21-22**, il valore di **P** sarà uguale a **20** ed il valore di **A** sarà uguale a **6**.

Disponendo di tutti i dati richiesti, potrete calcolare il numero di **divisione** che sarà:

$$(21 \times 1410) + 6 = 29.616$$

Se userete una **frequenza di riferimento** di **0,01 MHz**, ricaverete la frequenza del **VFO** con la formula:

$$\text{MHz VFO} = \text{MHz Rif.} \times \text{Fattore divisione}$$

quindi otterrete una frequenza di:

$$0,01 \times 29.616 = 296,160 \text{ MHz}$$

Esempio = Supponiamo che in un **PLL** abbiate usato come **prescaler** un integrato tipo **SP.8703** che divide **x128-129**, che abbiate poi impostato sui **commutatori binari** presenti nella catena di **N** il numero **170** e sul commutatore **modulo A** il numero **3** e che desideriate perciò conoscere quale fattore di **divisione** otterrete.

- Sapendo che l'**ECL** divide **x128-129**, il valore **P** sarà uguale a **128** e poichè il commutatore della catena **N** è stato impostato sul numero **170** e quello della catena **A** sul numero **3**, potrete calcolare il fattore di **divisione** utilizzando la formula che già conoscete:

$$(128 \times 170) + 3 = 21.763$$

Se userete una **frequenza di riferimento** di **0,01 MHz**, ricaverete la frequenza del **VFO** con la formula:

$$\text{MHz VFO} = \text{MHz Rif.} \times \text{Fattore divisione}$$

quindi otterrete una frequenza di:

$$0,01 \times 21.763 = 217,630 \text{ MHz}$$

Se nel **modulo A** fossero presenti due commutatori binari come visibile nello schema a blocchi di fig.23, potreste programmare l'integrato **ECL** per dividere da **0** a **99** anzichè da **0** a **9**.

Occorre anche tener presente che la **frequenza di riferimento** è quella che permette di ottenere gli **step** di frequenza, quindi se userete una frequenza di **0,1 MHz** potrete ottenere dei **salti** tra una frequenza e la successiva di **0,1 MHz**, pari cioè a **100 Kiloherzt**.

Se userete una **frequenza di riferimento** di **0,01 MHz**, otterrete dei **salti** tra una frequenza e la successiva di **0,01 MHz**, pari cioè a **10 Kiloherzt**.

Se userete una **frequenza di riferimento** di **0,05 MHz**, otterrete dei **salti** di **0,05 MHz** pari a **50 Kiloherzt**.

Come ultima importante regola, nei **PLL** che utilizzano **prescaler** a **doppio modulo** occorre tener presente che il numero impostato sul divisore **A** non deve **mai** essere superiore al numero impostato sul divisore **N**.

PLL modulati in FM

Un circuito **PLL** può essere facilmente **modulato in frequenza** sia a **banda stretta** che a **banda larga**, applicando al circuito un **diodo varicap** supplementare (vedi DV1 in fig.24).

Anche se in precedenza abbiamo accennato al fatto che il **comparatore di fase** corregge istantaneamente ogni variazione di frequenza, in pratica se il condensatore **C1** presente nel **loop-filter** dispone di una capacità di circa **3-4 microFarad** non riesce a seguire le **veloci** variazioni del segnale di **BF**, quindi la frequenza del **VFO** si sposterà di diversi **Kiloherzt** rispetto alla frequenza centrale e, così facendo, si otterrà la cosiddetta **modulazione FM**.

Per evitare che la frequenza **BF** di modulazione vada ad influenzare la **capacità** dei **diodi varicap** della **sintonia**, occorre sempre collegare il **diodo varicap DV1** di **modulazione FM** alla bobina **L1** della sintonia del **VFO** con un condensatore **ceramico** di bassissima capacità **2,2 - 3,3 - 3,9 picoFarad** (vedi **C5**).

Il partitore resistivo composto dalle due resistenze **R6 - R7** da **100.000 ohm** serve per ottenere una deviazione in **+/-** rispetto alla frequenza centrale su cui è sintonizzato il **VFO**.

Agendo sul **trimmer R5** applicato sull'ingresso, potrete ottenere una modulazione **FM stretta** se ruoterete il cursore verso **massa** ed una modulazione **FM larga** se lo ruoterete in senso inverso.

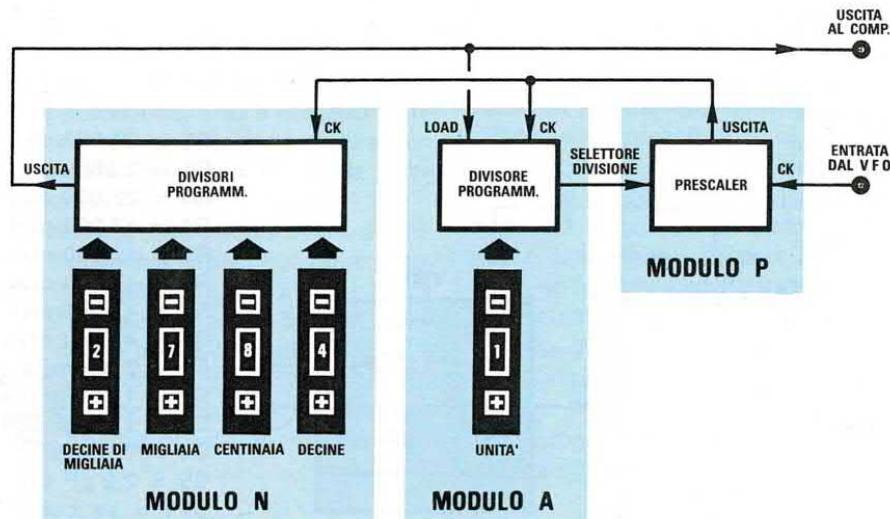


Fig.22 In un circuito PLL a Doppio Modulo viene utilizzato un divisore programmabile supplementare (modulo A) per far dividere l'integrato ECL per valori che in teoria non sarebbe in grado di dividere. Ad esempio, un ECL che divide soltanto x10-11, si può far dividere anche x1-2-3-4-5-6-7-8-9 usando il Doppio Modulo. Così facendo potrete variare oltre alla frequenza delle decine-centinaia e migliaia, anche quella delle unità.

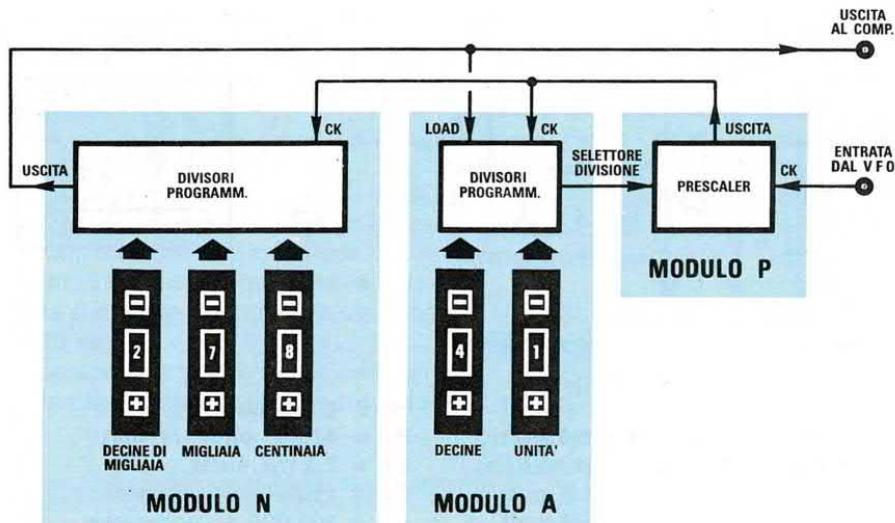
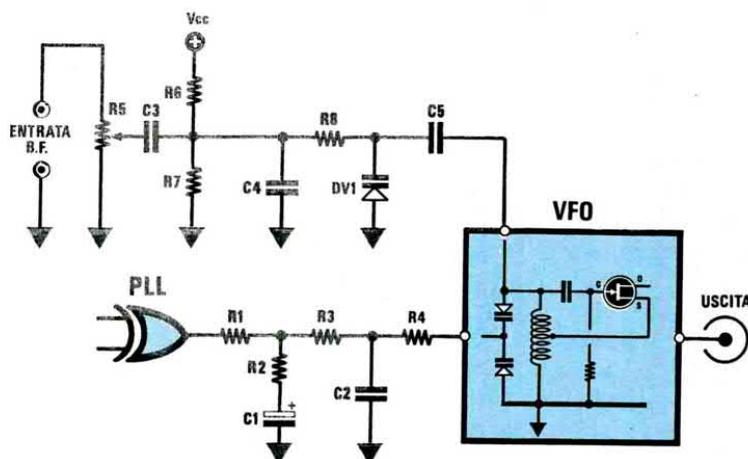
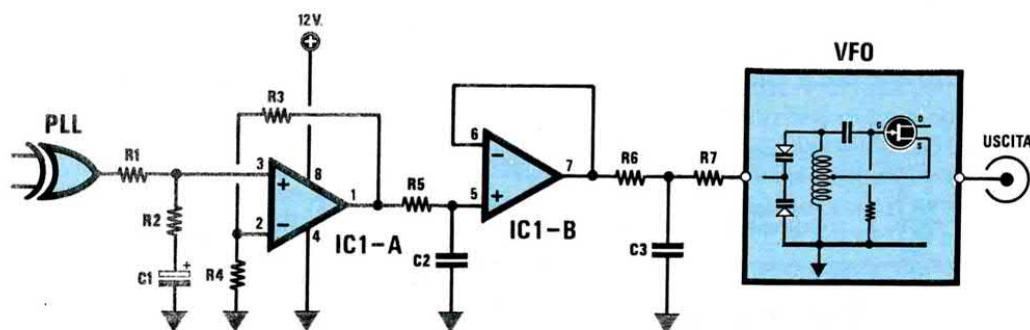


Fig.23 Utilizzando dei Prescaler che dividono per un numero maggiore di 10-11, potrete trovare nel Modulo A due commutatori binari, uno per le Decine ed uno per le Unità. Usando ad esempio un Prescaler che divide x100-101, con questi due commutatori potrete dividere da 0 a 99 anziché da 0 a 9. Il commutatore delle Decine che abbiamo aggiunto nel Modulo A, dovrà essere tolto nel Modulo N.



- R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 2.200 ohm 1/4 watt
- R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 10.000 ohm trimmer
- R6 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R7 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R8 = 47.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 2 microFarad
- C2 = 1.000 pF ceramico
- C3 = 1 mF poliestere
- C4 = 1.000 pF ceramico
- C5 = 2,2 pF ceramico
- DV1 = varicap BB.104

Fig.24 Un oscillatore a PLL si può facilmente modulare in FM collegando ad un estremo della bobina L1 di sintonia un diodo varicap supplementare pilotato dal segnale di bassa frequenza. Il trimmer R5 serve per allargare o restringere la banda di modulazione.



ELENCO COMPONENTI

- R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 2.200 ohm 1/4 watt
- R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R5 = 10.000 ohm 1/4 watt

- R6 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R7 = 47.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 2,2 mF elettr.
- C2 = 10.000 pF poliestere
- C3 = 100.000 pF poliestere
- IC1 = LM.358

Fig.25 La massima tensione che è possibile prelevare dall'uscita di un normale PLL per pilotare i diodi varicap si aggira sui 5 volt. Per aumentare questo valore di tensione fino a raggiungere un massimo di 12-15 volt dovrete amplificarlo con un integrato LM.358.

PER AUMENTARE L'ESCURSIONE del VFO

Abbiamo visto che la massima tensione prelevabile sull'uscita del **comparatore di fase** (integrato **CD.4046**) di un **PLL** non supera mai i **5 volt**, quindi nello stadio di sintonia del **VFO** è necessario inserire dei **diodi varicap** che riescano a coprire, con una tensione compresa tra **0-5 volt**, tutta la **gamma** che ci interessa.

Come potrete dedurre dalle caratteristiche di molti diodi varicap, la **minima** capacità si ottiene applicando ai loro capi delle tensioni di circa **10-15 volt**, e molti diodi varicap richiedono anche tensioni maggiori nell'ordine dei **25-30 volt**.

Prendendo ad esempio un diodo varicap da **40 picroFarad massimi** che funziona a **15 volt**, otterrete con **5 - 10 - 15 volt** queste diverse capacità minime:

0 volt	= 40 picroFarad
5 volt	= 20 picroFarad
10 volt	= 9 picroFarad
15 volt	= 5 picroFarad

Come noterete, con una tensione **massima** di **5 volt** otterrete un'escursione di **20 picroFarad** ($40 - 20 = 20$), mentre applicando una tensione di **10 volt**, si otterrebbe un'escursione di **31 picroFarad** ($40 - 9 = 31$) e con **15 volt** un'escursione di **35 picroFarad** ($40 - 5 = 35$).

Ammesso che si disponga di un **VFO** che con una tensione di **5 volt** riesca a coprire una gamma da **18 a 30 MHz**, se con questo identico **VFO** si potesse fornire ai diodi varicap una tensione di **10 volt**, si riuscirebbe a coprire una gamma da **18 a 50 MHz**.

Per **aumentare** la tensione da applicare sui **diodi varicap** occorre solo amplificarla utilizzando un operazionale tipo **LM.358**.

Il primo operazionale siglato **IC1/A** (vedi fig.25) viene utilizzato per amplificare di **due volte** la tensione continua fornita in uscita dal **loop filter**, quindi applicando sul suo ingresso una tensione variabile da **0-5 volt**, sulla sua uscita otterrete una tensione variabile da **0-10 volt**.

Il secondo operazionale siglato **IC1/B** viene utilizzato come semplice stadio separatore a **guadagno unitario**.

I MODERNI SINTETIZZATORI a PLL

In un circuito **PLL** è sempre presente uno stadio **oscillatore quarzato** per ottenere la **frequenza di riferimento**, uno stadio **comparatore di fase**, un **prescaler ECL** ed una **catena di divisori programmabili**.

Per quanto si cerchi di ridurre il suo ingombro, anche utilizzando dei componenti in **SMD**, non è

comunque mai possibile realizzare dei minuscoli ritrasmettitori **VHF - UHF** di tipo "palmare" come si vedono oggi in commercio.

Per realizzare questi **microtrasmettitori** le Case Costruttrici hanno messo in commercio **sintetizzatori monochip**, ovvero degli **integrati** al cui interno sono presenti tutti gli **stadi richiesti**, cioè lo stadio oscillatore per il **quarzo di riferimento** completo di uno stadio **divisore** in modo da ottenere una frequenza di **riferimento** di pochi **Kilohertz**, uno **stadio divisore** per la frequenza del **VFO**, un completo **comparatore di fase** e, in alcuni **monochip**, anche un **prescaler ECL**.

Di questi **PLL monochip** se ne possono reperire di due tipi distinti:

- 1° programmazione tipo **parallelo**
- 2° programmazione tipo **seriale**

I **monochip** con programmazione **parallelo** racchiudono **tutti** gli stadi necessari per ottenere la sintesi di frequenza, **escluso il prescaler a ECL** che dovrà essere applicato esternamente in prossimità del **VFO** (vedi fig.26).

Questi **monochip** vengono **programmati** collegando al **positivo** o a **massa**, dei piedini in modo da ottenere il **fattore di divisione** richiesto.

I **monochip** con programmazione **seriale** largamente usati in tutti i **microtrasmettitori**, sono più completi perchè al loro interno è presente anche lo stadio **prescaler ECL** (vedi fig.27).

Questi **monochip** presentano solo un piccolo svantaggio, cioè quello di funzionare soltanto se collegati ad un **microprocessore** che provvederà ad inviare un treno di **impulsi seriali** a questi tre terminali: **clock - data - data transfer**.

Senza un **microprocessore** appositamente **programmato**, non è possibile ottenere nessun **fattore di divisione**.

DIVISORI di FREQUENZA per PLL

Riteniamo interessante riportare alcuni schemi di **divisori programmabili** con o senza **Prescaler** da utilizzare per dividere la frequenza generata da un qualsiasi **VFO**.

Chi realizzerà un circuito **PLL** dovrà ricordarsi che è sempre consigliabile racchiudere il **VFO** dentro una piccola scatola metallica, in modo che l'intero circuito risulti **schermato**.

Per prelevare il segnale dall'uscita del **VFO** ed applicarlo alla catena dei **divisori** o all'ingresso dell'**ECL**, conviene utilizzare un **cavetto schermato coassiale** del tipo **RG.174**.

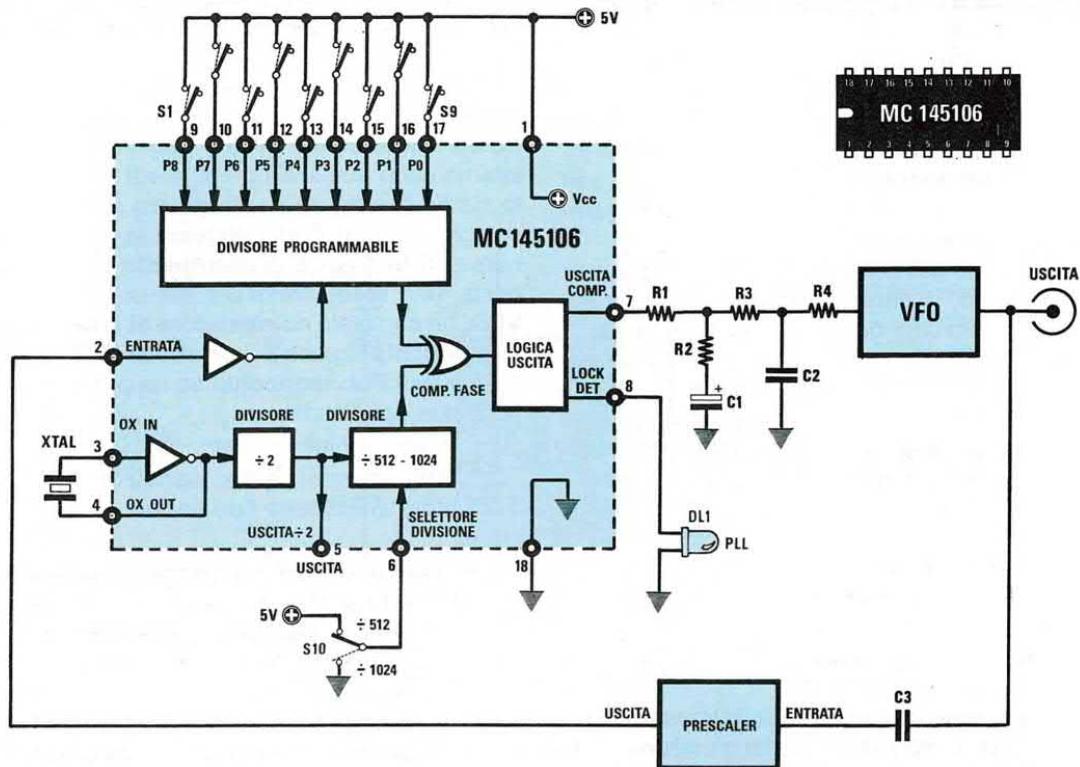


Fig.26 I PLL "monochip" a programmazione PARALLELA si programmano collegando al positivo o a massa (si possono lasciare anche aperti) i piedini di un divisore interno (vedi da S1 a S9). Anche la frequenza del quarzo può essere divisa per un numero fisso (vedi S10).

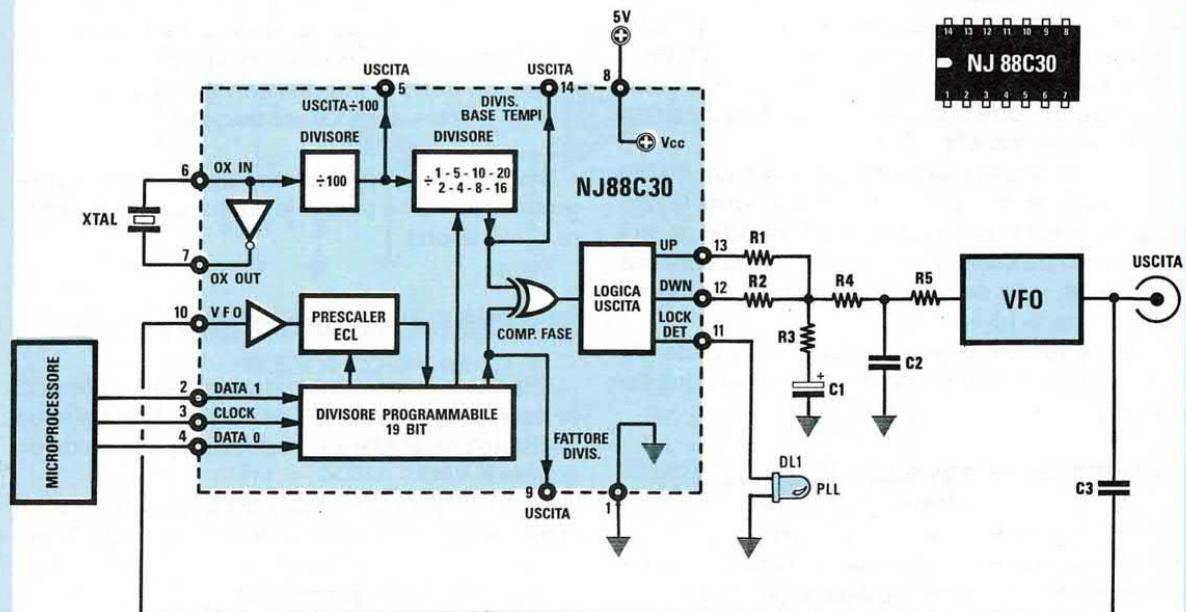


Fig.27 I PLL "monochip" a programmazione SERIALE si possono programmare soltanto se gestiti da un microprocessore esterno. Questi PLL sono usati in molti telefoni cellulari.

DIVISORE CON CD.4017 (fig.28)

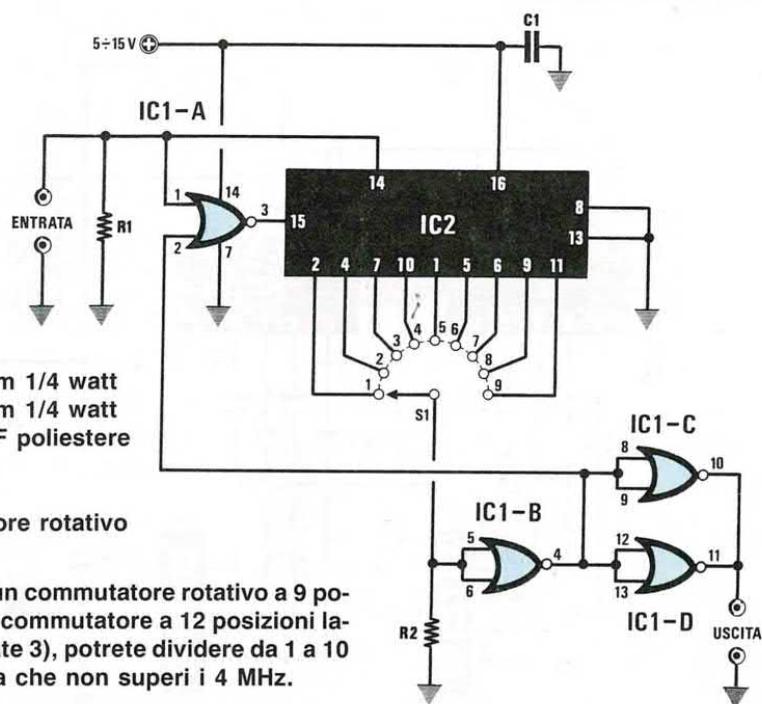


Fig.28 Utilizzando un commutatore rotativo a 9 posizioni (si userà un commutatore a 12 posizioni lasciandone scollegate 3), potrete dividere da 1 a 10 qualsiasi frequenza che non superi i 4 MHz.

In fig.28 vi presentiamo un semplice divisore programmabile, che utilizza due integrati C-Mos, un CD.4017 ed un CD.4001.

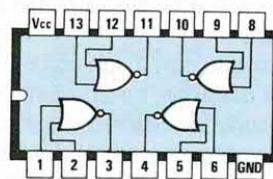
Questo circuito è in grado di dividere da 1 a 10 qualsiasi frequenza, purchè non risulti maggiore di 4 Megahertz.

Potrete alimentare questo circuito con qualsiasi tensione compresa tra 5 e 15 volt.

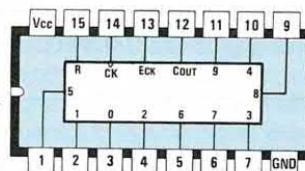
Ruotando il commutatore rotativo S1 su una delle 9 posizioni ed applicando sull'ingresso un'onda quadra la cui ampiezza risulti uguale alla tensione di alimentazione, in uscita otterrete una frequenza:

- 1 posizione = divisa x 2
- 2 posizione = divisa x 3
- 3 posizione = divisa x 4
- 4 posizione = divisa x 5
- 5 posizione = divisa x 6
- 6 posizione = divisa x 7
- 7 posizione = divisa x 8
- 8 posizione = divisa x 9
- 9 posizione = divisa x 10

Alimentando il divisore con una tensione di 12 volt, vi servirà un segnale ad onda quadra la cui ampiezza non risulti minore di 10-11 volt.



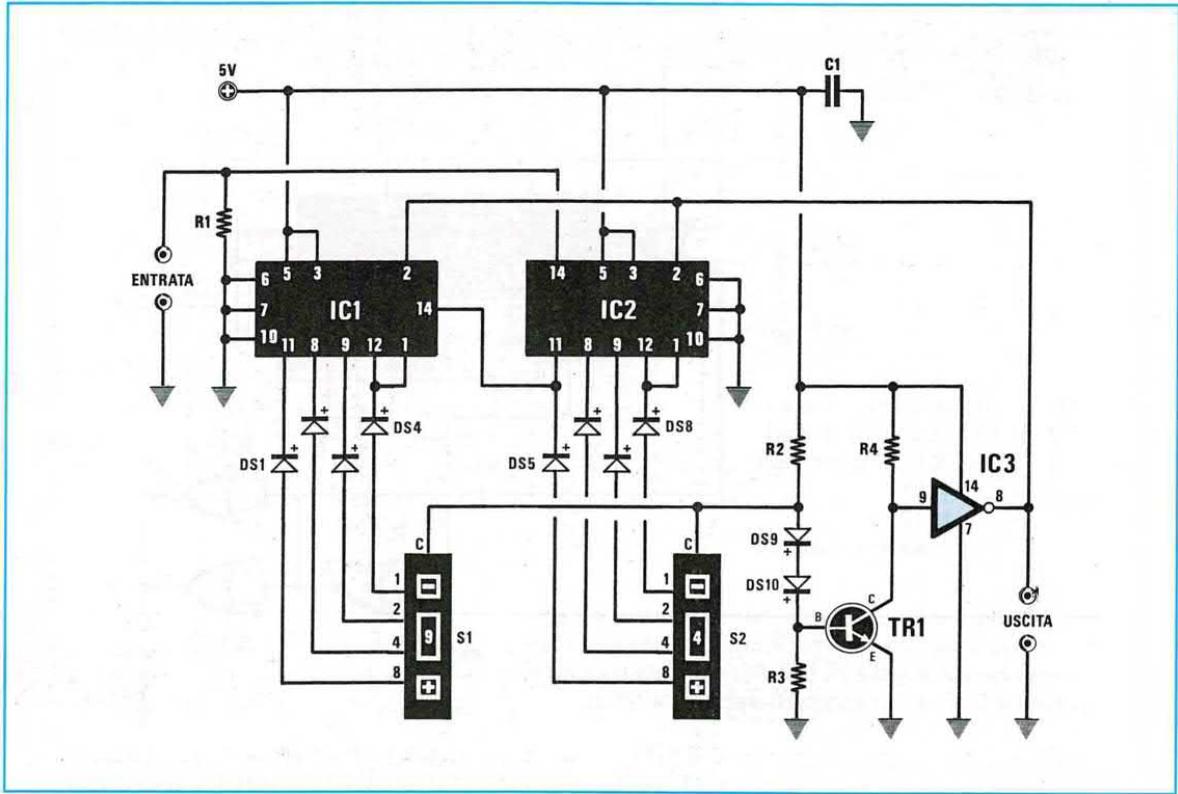
4001



4017

Connessioni viste da sopra degli integrati utilizzati in questo circuito divisore.

DIVISORE ASINCRONO con SN.7490 (fig.29)



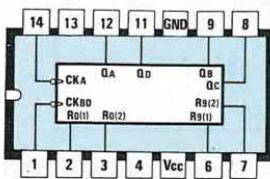
In fig.29 è riprodotto lo schema di un divisore programmabile in grado di dividere da 1 a 99, che utilizza due contatori TTL tipo SN.7490 e due commutatori binari.

In questo circuito non è consigliabile collegare in serie un terzo divisore, perchè tutti i divisori asincroni introducono un ritardo di circa 30 nanosecondi, quindi anche se userete dei TTL veloci non riuscirete mai a dividere frequenze maggiori di 8-9 MHz.

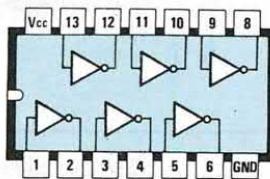
Per dividere frequenze maggiori di 8-9 MHz conviene scartare i contatori asincroni e scegliere soltanto dei divisori sincroni.

Il numero che imposterete sui due commutatori binari corrisponde al numero di volte per il quale verrà divisa la frequenza del VFO.

- R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 390 ohm 1/4 watt
- R3 = 470 ohm 1/4 watt
- R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF ceramico
- IC1 = SN.7490
- IC2 = SN.7490
- IC3 = SN.7404
- TR1 = 2N.2222
- DS1 - DS10 = diodi 1N.4148
- S1 - S2 = commutatori binari



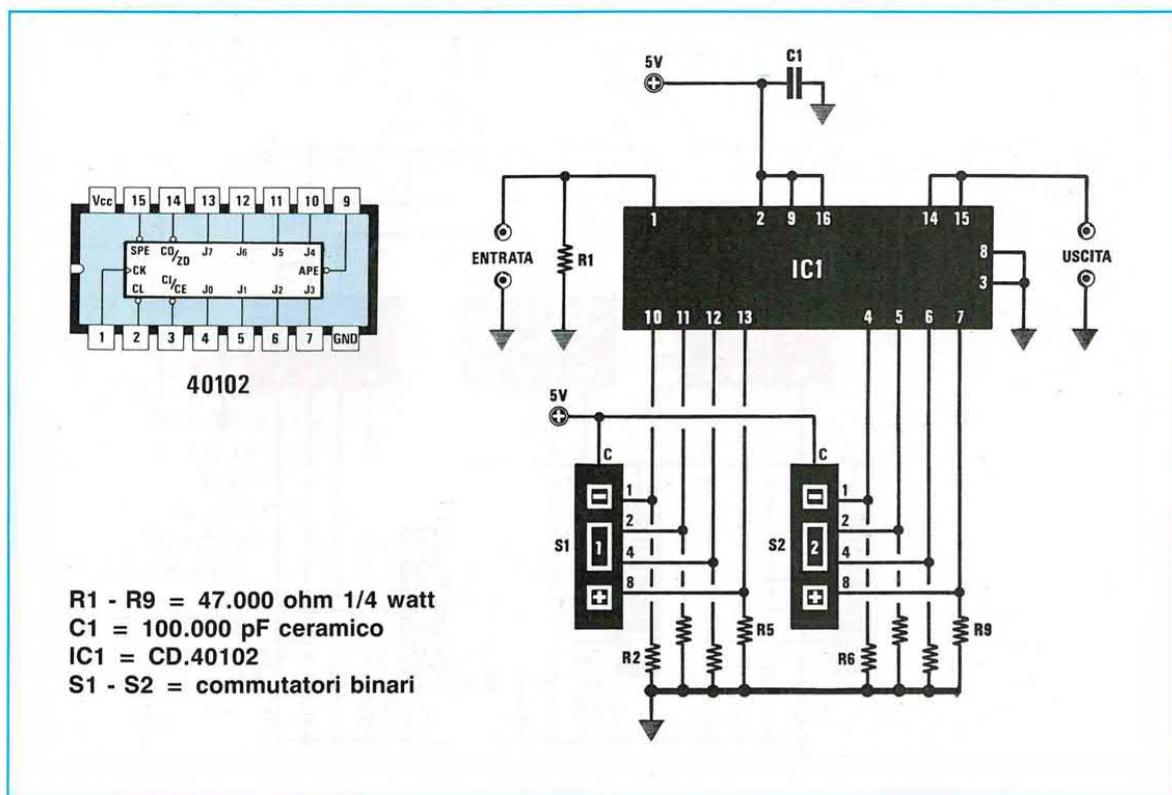
7490



7404

Connessioni viste da sopra dei due integrati utilizzati in questo stadio divisore. Le connessioni dei commutatori binari sono riprodotte in fig.32.

DIVISORE SINCRONO fino a 99 con CD.40102 (fig.30)



In fig.30 è rappresentato lo schema elettrico di un semplice **divisore sincrono**, che utilizza un solo integrato **C/Mos** tipo **CD.40102**, o **HC.40102**.

Questo schema è particolarmente interessante perchè, con un solo integrato e due **commutatori binari**, potrete dividere qualsiasi frequenza da un minimo di **1** fino ad un massimo di **99 volte**.

Utilizzando questo contatore dovrete ricordare che, impostando sui commutatori **binari** un qualsiasi numero da **0** a **98**, otterrete una divisione pari al numero che appare sui due commutatori binari + **1** come qui sotto riportato:

00 divide 1
01 divide 2
02 divide 3
03 divide 4
04 divide 5
05 divide 6
ecc.
09 divide 10
10 divide 11
11 divide 12
12 divide 13
ecc.
50 divide 51

51 divide 52
52 divide 53
ecc.
97 divide 98
98 divide 99
99 divide 100

Potrete alimentare questo circuito con qualsiasi tensione compresa tra **5 - 12 volt**, tenendo però presente che il segnale da applicare sul **piedino d'ingresso 1** deve avere un'ampiezza pari alla tensione di alimentazione.

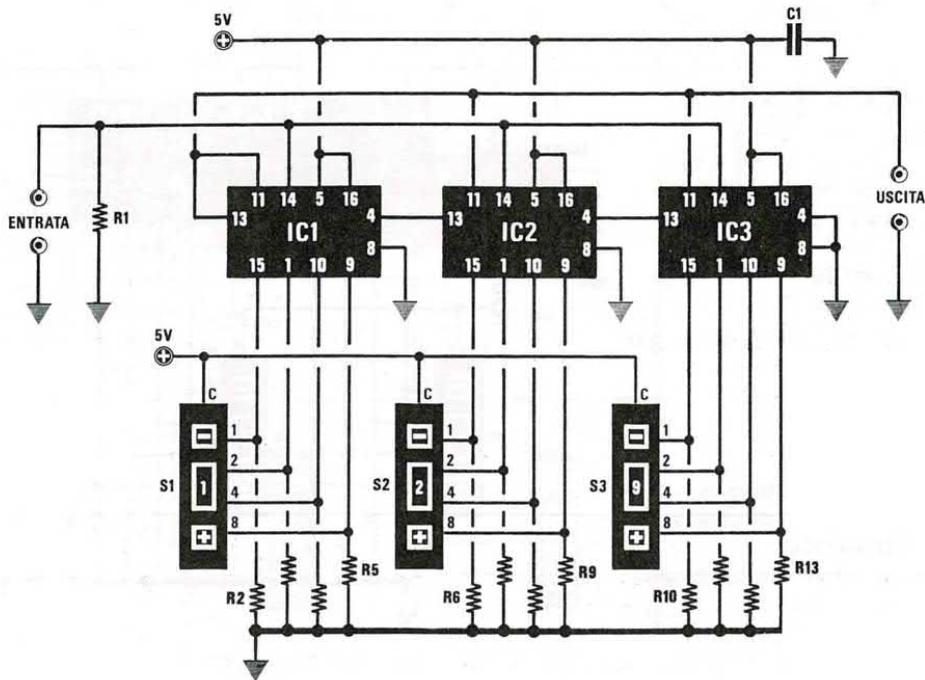
Se userete un **C/Mos** tipo **CD.40102** alimentato con una tensione di **5 volt**, potrete fargli dividere qualsiasi frequenza che non risulti **maggiore di 1,5 MHz**.

Se alimenterete questo **C/Mos** tipo **CD.40102** con una tensione di **12 volt**, potrete fargli dividere qualsiasi frequenza che non risulti **maggiore di 4 MHz**.

Se userete un **HC.40102** (High speed C/Mos) alimentato con una tensione di **5 volt**, potrete fargli dividere qualsiasi frequenza che non risulti **maggiore di 20 MHz**.

Ricordate che gli integrati tipo **HC** non accettano tensioni di alimentazione superiori ai **5 volt**.

Il segnale **diviso** si preleverà dai piedini **14-15**.



R1 - R13 = 1.000 ohm 1/4 watt
 C1 = 100.000 pF ceramico
 IC1 - IC3 = SN.74190
 S1 - S3 = commutatori binari

Fig.31 Impostando un numero sui tre commutatori binari, il contatore inizierà a contare all'indietro partendo da tale numero. Raggiunto il numero 0, il piedino 13 di IC1 si porterà a "livello logico 0" e così facendo ricaricherà il numero impostato sui tre commutatori binari.

In fig.31 vi presentiamo lo schema di un contatore **sincrono** in grado di dividere fino a **999** e che utilizza dei **TTL** tipo **SN.74190**.

Questo circuito è il più usato per realizzare degli stadi di **divisione** per un **PLL**.

Come potrete notare, il segnale da **dividere** viene applicato in parallelo su tutti tre i piedini d'**ingresso** numero **14**.

Anche se l'integrato **SN.74190** può dividere una frequenza contando sia in **avanti** (up) che **indietro** (down), in un circuito **PLL** si utilizza sempre facendolo contare all'**indietro**.

Per far contare questo integrato in **avanti** o all'**indietro** è sufficiente collegare il piedino **5** al **positivo** di alimentazione o a **massa**.

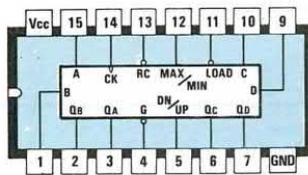
Collegando il piedino **5** al **positivo**, l'integrato conta all'**indietro**.

Collegando il piedino **5** a **massa**, l'integrato conta in **avanti**.

Tenendo presente che ogni integrato divisore è abilitato al **conteggio** solo quando sul piedino **4** è presente un **livello logico 0**, poiché solo il terzo divisore **IC3** ha il **piedino 4** collegato direttamente a **massa**, anche se gli impulsi da **dividere** entrano contemporaneamente in tutti i piedini **14** della catena dei divisori, solo il terzo a destra è **abilitato** al conteggio.

L'integrato **IC3** inizierà a contare alla **rovescia**, cioè partirà dal **numero** impostato sul suo **commutatore binario** fino a raggiungere lo **zero**.

Arrivato al **numero 0**, porterà a **livello logico 0** il piedino d'uscita **13** e poiché questo è collegato al piedino **4** dell'integrato **IC2**, il conteggio proseguirà su **IC2**.



74190

Connessioni viste da sopra dell'SN.74190. Se si collega il piedino 5 a Massa l'integrato conta in AVANTI, collegandolo al Positivo conta all'INDIETRO. In un circuito divisore per PLL si utilizza facendolo contare sempre all'indietro (vedi schema elettrico di fig.31).

Anche questo secondo integrato comincerà a contare alla **rovescia** partendo dal **numero** impostato sul suo **commutatore binario** e, non appena raggiungerà il **numero 0**, porterà a **livello logico 0** il piedino d'uscita **13** e, di conseguenza, anche il piedino **4** dell'integrato **IC1** ad esso collegato.

Da questo istante anche **IC1** inizierà a contare alla **rovescia** partendo dal numero impostato sul suo **commutatore binario** e, non appena raggiungerà il **numero 0**, invierà un **livello logico 0** sul suo piedino d'uscita **13** (vedi **IC1**) che entrerà così nell'ingresso del **PLL**.

Poichè il piedino **13** dell'integrato **IC1** è collegato anche a tutti i piedini di **load** (vedi piedino **11**) della catena dei **divisori**, quando questo avrà contato un numero di **impulsi** pari a quello impostato sui tre **commutatori binari**, si ripeterà il successivo ciclo di conteggio.

Am messo che sui **commutatori binari** risulti impostato il **numero 258**, questo contatore partirà a contare da tale numero alla **rovescia**, cioè **257-256-255**, ecc., e quando avrà raggiunto il numero **0**, il circuito ripartirà sempre dal numero impostato sui **commutatori binari**, cioè da **258** fino allo **0** e questo ciclo si ripeterà all'infinito.

In questa configurazione è possibile applicare sulla catena dei divisori frequenze fino ad un massimo di **35 MHz** circa.

Poichè sull'uscita di questo circuito la frequenza sarà presente sotto forma di **sottili impulsi**, per frequenze di ingresso superiori ai **15 MHz** occorrerà **allargare** tali impulsi prima di inviarli nel comparatore di fase.

Per questo vi consigliamo di utilizzare il circuito allargatore di impulsi con porte logiche Nand pubblicato a pag. 538.

Numero Commut.	Numero sui terminali			
	1	2	4	8
0				
1	SI			
2		SI		
3	SI	SI		
4			SI	
5	SI		SI	
6		SI	SI	
7	SI	SI	SI	
8				SI
9	SI			SI

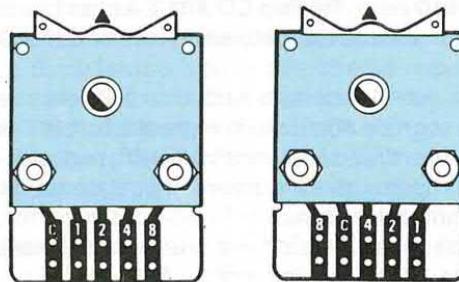
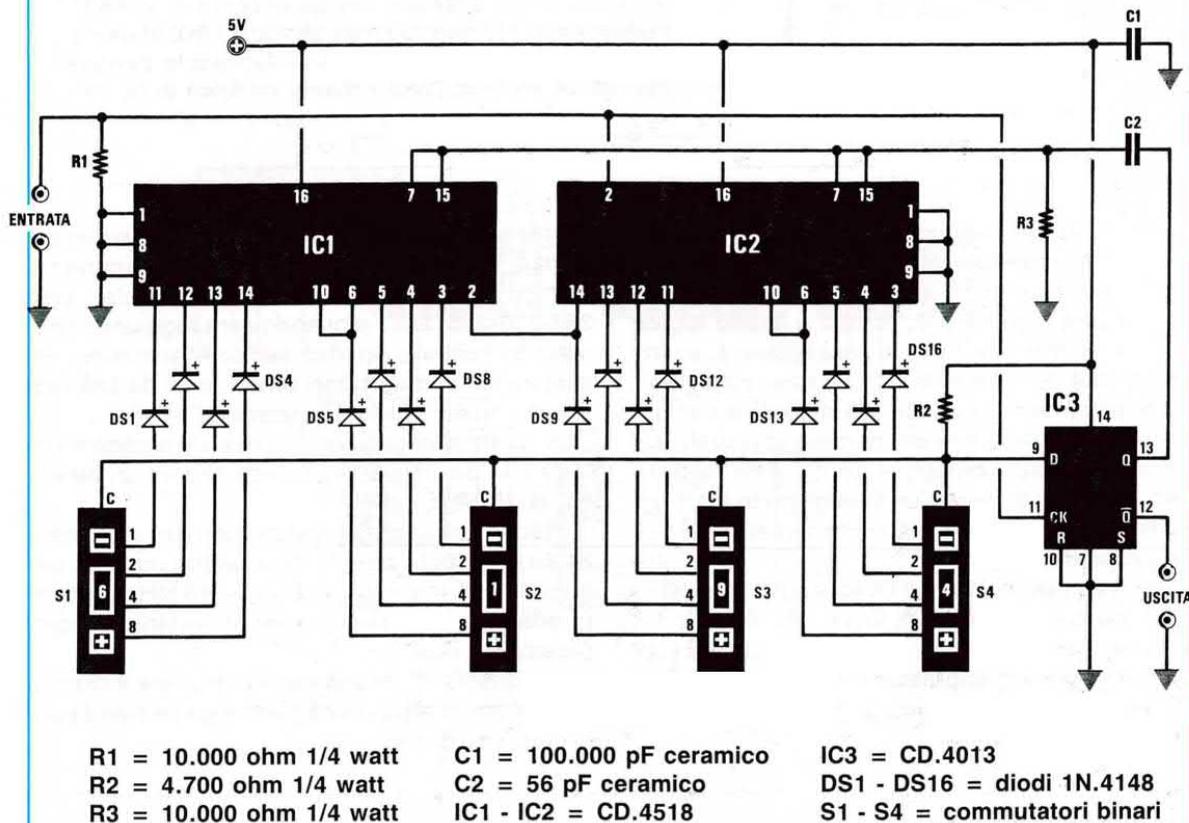


Fig.32 Sul connettore di un commutatore binario sono sempre presenti quattro piste d'uscita contrassegnate C-1-2-4-8. Il terminale centrale indicato "C" va quasi sempre collegato al positivo ed i terminali 1-2-4-8 ai piedini dell'integrato divisore rispettando la numerazione. Nella Tabella riportata a sinistra potete vedere quale terminale risulta collegato al Centrale (vedi SI) quando sul frontale del commutatore appare un numero da 0 a 9.

DIVISORE ASINCRONO fino a 9.999 con CD.4518 (fig.33)



Utilizzando due integrati C/Mos tipo **CD.4518**, contenenti ciascuno due contatori decimali che dividono $\times 10$ ed un flip-flop **CD.4013**, è possibile realizzare un divisore da 1 fino ad un massimo di **9.999 volte**.

Come potete vedere, si tratta di uno schema semplice: il segnale applicato in ingresso sul piedino 2 di **IC2** viene diviso contando in **avanti**, partendo da 0 fino a raggiungere il **numero** impostato sui quattro **commutatori binari**.

La frequenza **divisa** viene prelevata dal piedino di uscita 12 del flip-flop siglato **IC3**.

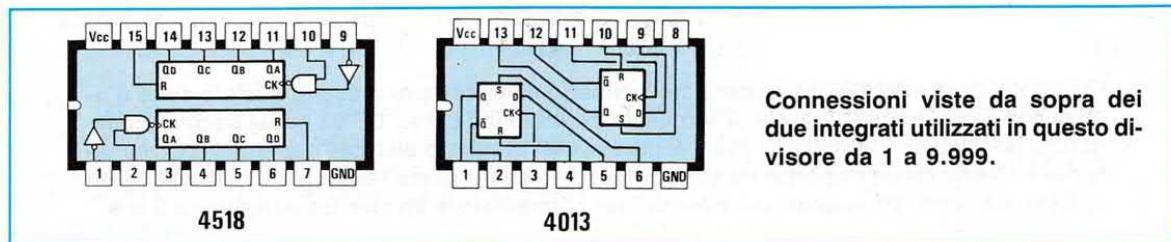
Dal piedino 13 dello stesso flip-flop viene prelevato, tramite il condensatore **C2**, l'impulso di **reset**,

che giungerà sui piedini 7-15 dei due **CD.4518**.

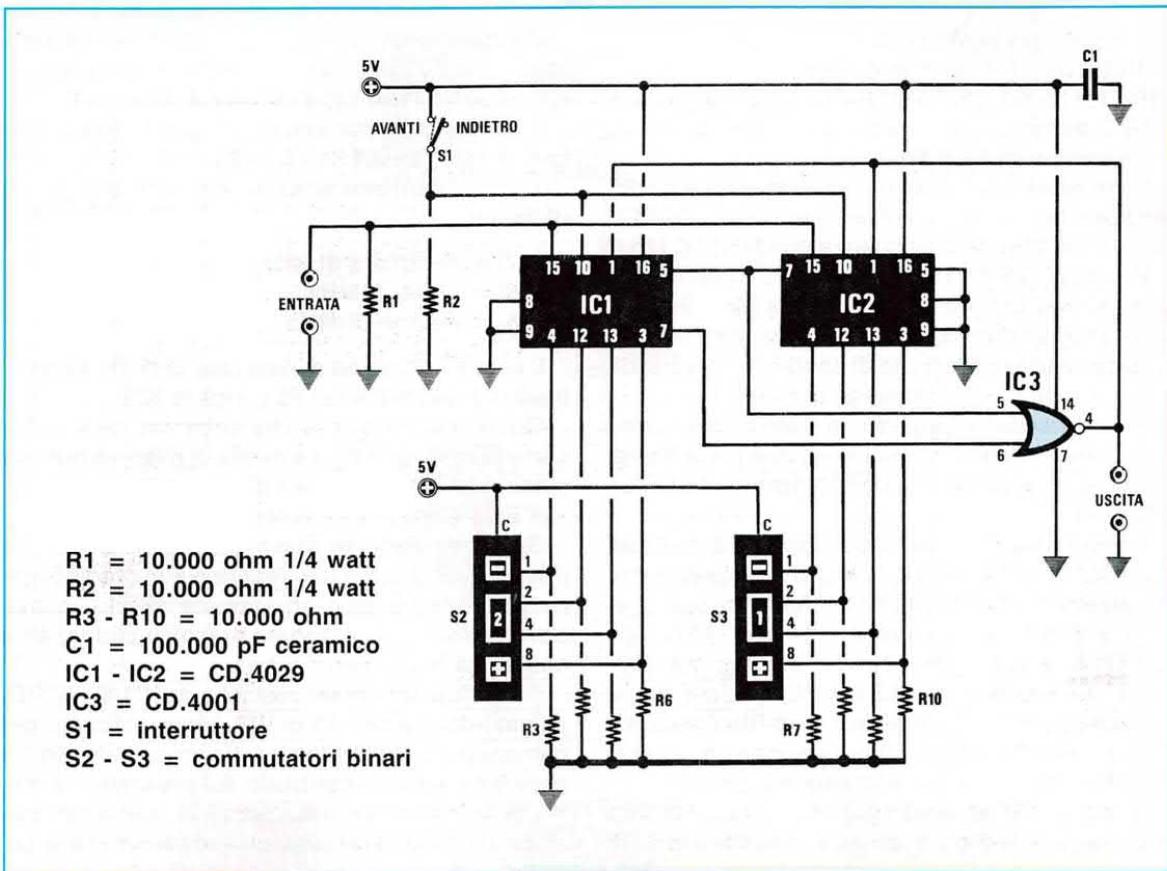
Il vantaggio di questo circuito è quello di essere molto compatto pur avendo un elevato fattore di divisione.

Questo circuito che utilizza integrati tipo C-Mos, può essere alimentato indifferentemente con una tensione da **5 a 15 volt** tenendo comunque presente che la massima frequenza che può dividere si aggira sui **3,5-4 MHz**, quindi per dividere frequenze molto elevate occorre farlo precedere da un **pre-scaler ECL**.

Se nel montare questo circuito collegherete anche un solo **diodo al silicio** alla rovescia (vedi diodi sui **commutatori**), non funzionerà.



DIVISORE SINCRONO AVANTI-INDIETRO con CD.4029 (fig.34)



Qui in alto è raffigurato lo schema di un divisore **sincrono** da **0** a **99** che utilizza due integrati **CD.4029** ed una porta **NOR**.

Potrete far contare questo divisore in **avanti** o all'**indietro**, spostando semplicemente da un estremo all'altro la levetta dell'interruttore **S1**.

Chiudendo **S1**, sui piedini **10** verrà applicato un **livello logico 1** ed in questa condizione il contatore conterà in **avanti**, cioè partirà dal **numero 0** ed arrivato al **numero** massimo impostato sui due commutatori binari si **azzererà**.

Aperto **S1**, sui piedini **10** risulterà presente un **livello logico 0** ed in questa condizione il contatore conterà alla **rovescia**, cioè partirà dal **numero** impostato sui commutatori binari e quando arrive-

rà al **numero 0** i contatori verranno **azzerati**.

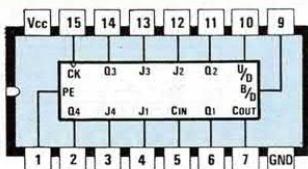
Collegando questo divisore che utilizza degli integrati **CD.4029** ad un contatore per **PLL**, dovrete sempre tenere **aperto S1**.

Solo in questo modo il numero che imposterete sui **commutatori binari** corrisponderà al reale **fattore di divisione**, vale a dire che se imposterete il numero **18**, il contatore dividerà **x18**, se imposterete **74**, il contatore dividerà **x74**.

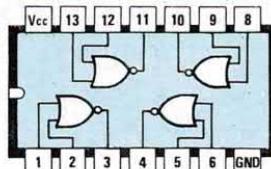
Chiudendo **S1** il **fattore di divisione** si ottiene **sottraendo** al numero **fisso 99** il numero impostato sui **commutatori binari**.

Se sui commutatori binari imposterete il numero **81**, il fattore di divisione sarà pari a:

$$99 - 81 = 18 \text{ volte}$$



4029



4001

Connessioni viste da sopra dei due integrati utilizzati in questo divisore avanti/indietro.

PLL da 20,00 a 99,90 MHz con step di 100 KHz (fig.35)

In fig.35 riportiamo lo schema di un sintetizzatore PLL completo di un prescaler ECL che divide x10-11, che potrete utilizzare per pilotare qualsiasi VFO partendo da un minimo di 20 MHz fino ad un massimo di 99,9 MHz.

La minima frequenza di lavoro si aggira sui 20 MHz perché, come già abbiamo precisato, un ECL non riesce a dividere frequenze minori di 20 MHz.

Poiché un VFO difficilmente riesce a coprire l'intera gamma compresa tra 20 MHz e 999 MHz, dovrete scegliere un circuito di sintonia, cioè bobina + diodi varicap, in grado di coprire la sola banda di frequenza che vi interessa sintetizzare.

Per far oscillare il quarzo da 1 MHz viene usato un normale circuito composto da due porte Nand, contenute all'interno dell'integrato IC1, un CD.4011.

Questa frequenza viene poi divisa x10 dall'integrato IC2, un CD.40102, in modo da ottenere una frequenza di riferimento da 0,1 MHz che applicherete sul piedino d'ingresso 14 del PLL tipo CD.4046, siglato nello schema elettrico con IC3.

Dal piedino di uscita 13 del PLL preleverete la tensione da applicare tramite il loop-filter (vedi R3, R4, R5, R6, C4 e C5) ai diodi varicap collegati in parallelo alla bobina di sintonia del VFO.

Il segnale RF presente sull'uscita del VFO oltre a proseguire verso i successivi amplificatori RF raggiungerà, tramite le resistenze R8 ed il condensatore C8, il piedino d'ingresso 5 del prescaler SP.8799 che nello schema abbiamo siglato IC4.

Dal piedino d'uscita 3 il segnale diviso dal prescaler raggiungerà tutti i piedini d'ingresso 14 dei tre divisori 74190 siglati IC5, IC6, IC7.

Poiché questo stadio è un doppio modulo, i tre commutatori binari S1 - S2 - S3 applicati su questi integrati vi permetteranno di effettuare le seguenti divisioni:

IC7 = centinaia di KHz

IC6 = unità di MHz

IC5 = decine di MHz

Il segnale diviso da questa catena di divisori entrerà nel piedino 3 del PLL siglato IC3.

Quando la frequenza che entra nel piedino 3 è perfettamente identica a quella di riferimento, sul piedino 14 si accenderà il diodo led DL1 applicato sull'Emettitore del transistor TR1.

Se questo diodo led non si accende, significa che il circuito di sintonia del VFO non è in grado di generare la frequenza programmata nel PLL, quindi dovrete sostituire la bobina presente con un'altra che abbia più o meno spire.

Il flip-flop set - reset costituito da IC1/C - IC1/D, pilotato dal piedino 13 di IC7, viene utilizzato per commutare a livello logico 1 oppure a livello logico 0 il piedino di controllo del prescaler, in modo da farlo dividere in funzione del numero di divisione impostato sui commutatori binari x10 oppure per x11.

Il circuito andrà alimentato con una tensione di 5 volt stabilizzati.

R1 = 1 mega ohm 1/4 watt

R2 = 3.300 ohm 1/4 watt

R3 = 22.000 ohm 1/4 watt

R4 = 2.200 ohm 1/4 watt

R5 = 22.000 ohm 1/4 watt

R6 = 47.000 ohm 1/4 watt

R7 = 22.000 ohm 1/4 watt

R8 = 100 ohm 1/4 watt

R9 = 390 ohm 1/4 watt

R10 - R21 = 330 ohm 1/4 watt

C1 = 56 pF ceramico

C2 = 10 - 60 pF compens.

C3 = 100.000 pF ceramico

C4 = 2,2 mF elettr.

C5 = 1.000 pF ceramico

C6 = 100.000 pF poliestere

C7 = 100.000 pF ceramico

C8 = 10.000 pF ceramico

C9 = 1.000 pF ceramico

C10 = 100.000 pF ceramico

C11 = 100.000 pF ceramico

IC1 = SN.7400

IC2 = CD.40102

IC3 = CD.4046

IC4 = SP.8799

IC5 = SN.74190

IC6 = SN.74190

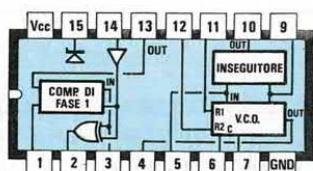
IC7 = SN.74190

TR1 = NPN BC.237

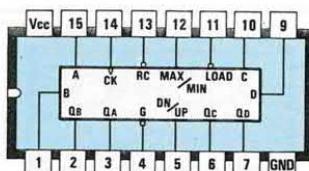
DL1 = diodo led

XTAL = quarzo da 1 MHz

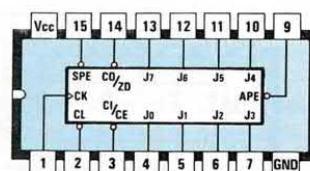
S1 - S3 = commutatori binari



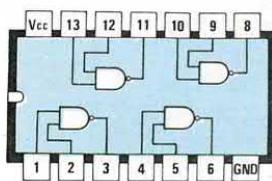
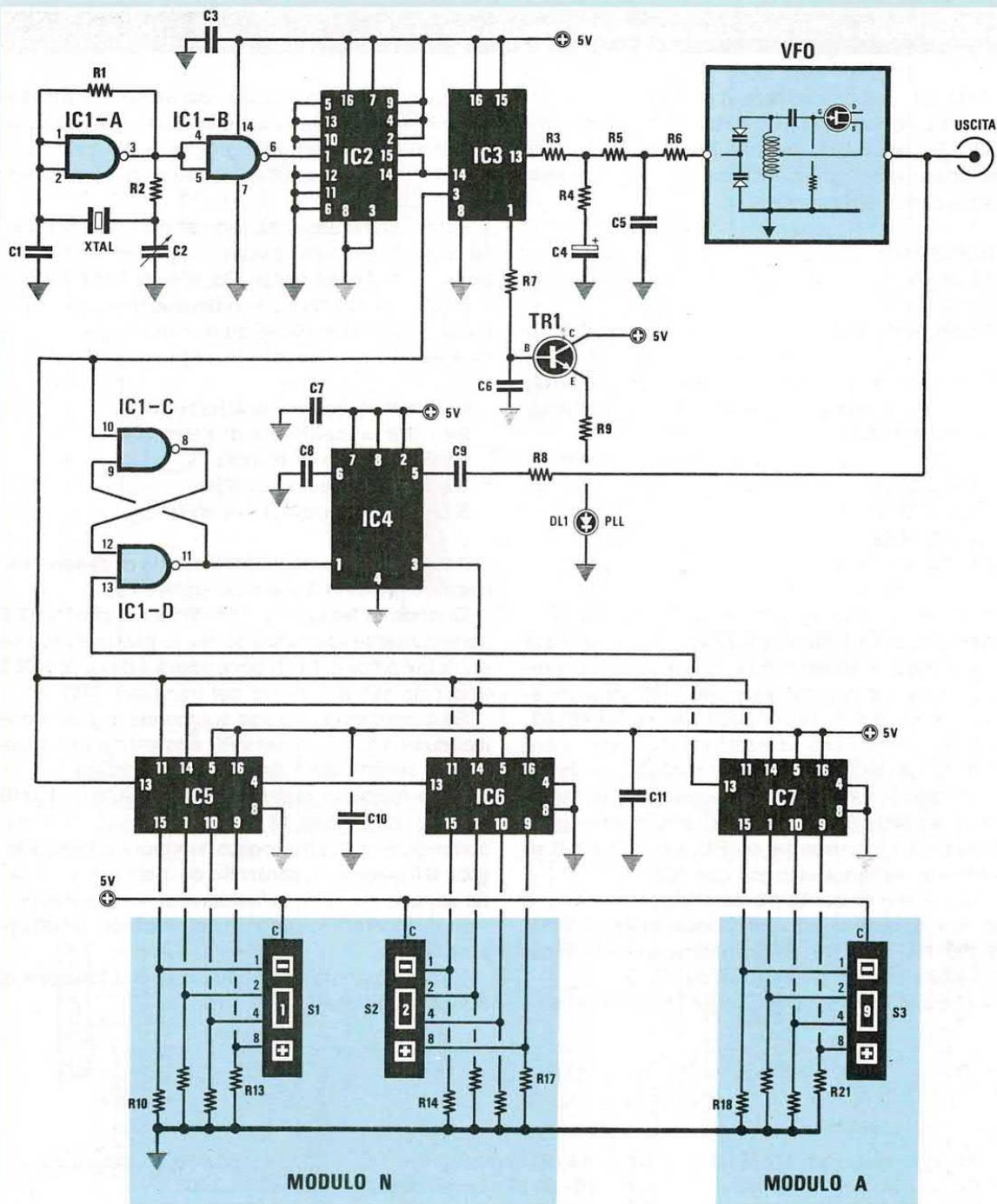
4046



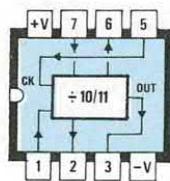
74190



40102



7400



SP8799

Fig.35 Di lato, le connessioni degli integrati usati in questo progetto viste dall'alto. Si noti la tacca di riferimento a U presente sul lato sinistro del loro corpo.

PLL da 20,00 a 220 MHz con step di 10 KHz (fig.36)

Nello schema precedente vi abbiamo presentato un PLL con step di 100 KHz, quindi ammesso che il VFO lavori sulla gamma 70-75 MHz, si potevano ottenere delle frequenze distanziate le une dalle altre di 0,1 MHz, cioè:

70,000 MHz
70,100 MHz
70,200 MHz
70,300 MHz ecc.

Se vi necessita disporre di step di soli 10 KHz, cioè ottenere tutta una serie di frequenze distanziate di 0,01 MHz:

70,000 MHz
70,010 MHz
70,020 MHz
70,030 MHz ecc.

dovrete utilizzare lo schema visibile in fig.36.

Il quarzo da 1 MHz viene sempre fatto oscillare dalle due porte Nand siglate IC1-A ed IC1-B presenti all'interno dell'integrato SN.7400 ed applicato sull'ingresso dell'integrato IC2 che è il CD.40102, ma quest'ultimo viene collegato in modo da dividere x100 (si noti la diversa configurazione), così da ottenere sulla sua uscita una frequenza di riferimento di 0,01 MHz (pari a 10 KHz), che applicherete sul piedino d'ingresso 14 del PLL tipo CD.4046 siglato nello schema elettrico con IC3.

Dal piedino di uscita 13 del PLL preleverete la tensione da applicare tramite il loop-filter (vedi R3, R4, R5, R6, C4 e C5) ai diodi varicap posti in parallelo alla bobina di sintonia del VFO.

Il segnale RF presente sull'uscita del VFO, oltre

a proseguire verso i successivi amplificatori RF, raggiungerà tramite le resistenze R8 ed il condensatore C9 il piedino d'ingresso 5 del prescaler SP.8710 divisore x100-101, che nello schema abbiamo siglato IC4.

Dal piedino d'uscita 3 il segnale diviso dal prescaler raggiungerà tutti i piedini d'ingresso 14 dei cinque divisori 74190 siglati IC5, IC6, IC7, IC8 ed IC9.

Poichè questo stadio è un doppio modulo, i commutatori binari applicati su questi integrati vi permetteranno di effettuare le seguenti divisioni:

S5 - IC9 = decine di KHz
S4 - IC8 = centinaia di KHz
S3 - IC7 = unità di MHz
S2 - IC6 = decine di MHz
S1 - IC5 = centinaia di MHz

Il segnale diviso da questa catena di divisori entrerà nel piedino 3 del PLL siglato IC3.

Quando la frequenza che entra nel piedino 3 è perfettamente identica a quella di riferimento che entra nel piedino 14, si accenderà il diodo led DL1 applicato sull'Emettitore del transistor TR1.

Se questo diodo led non si accende, significa che il circuito di sintonia del VFO non è in grado di generare la frequenza da voi programmata.

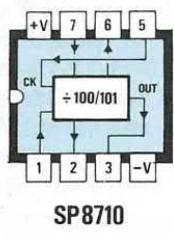
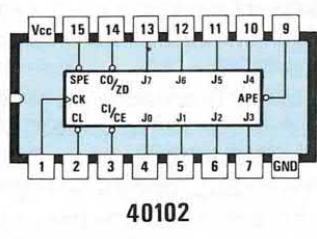
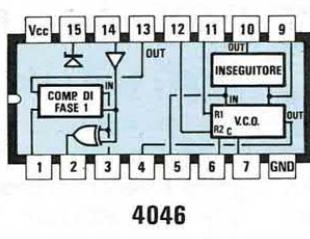
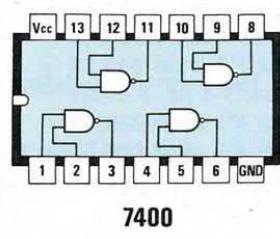
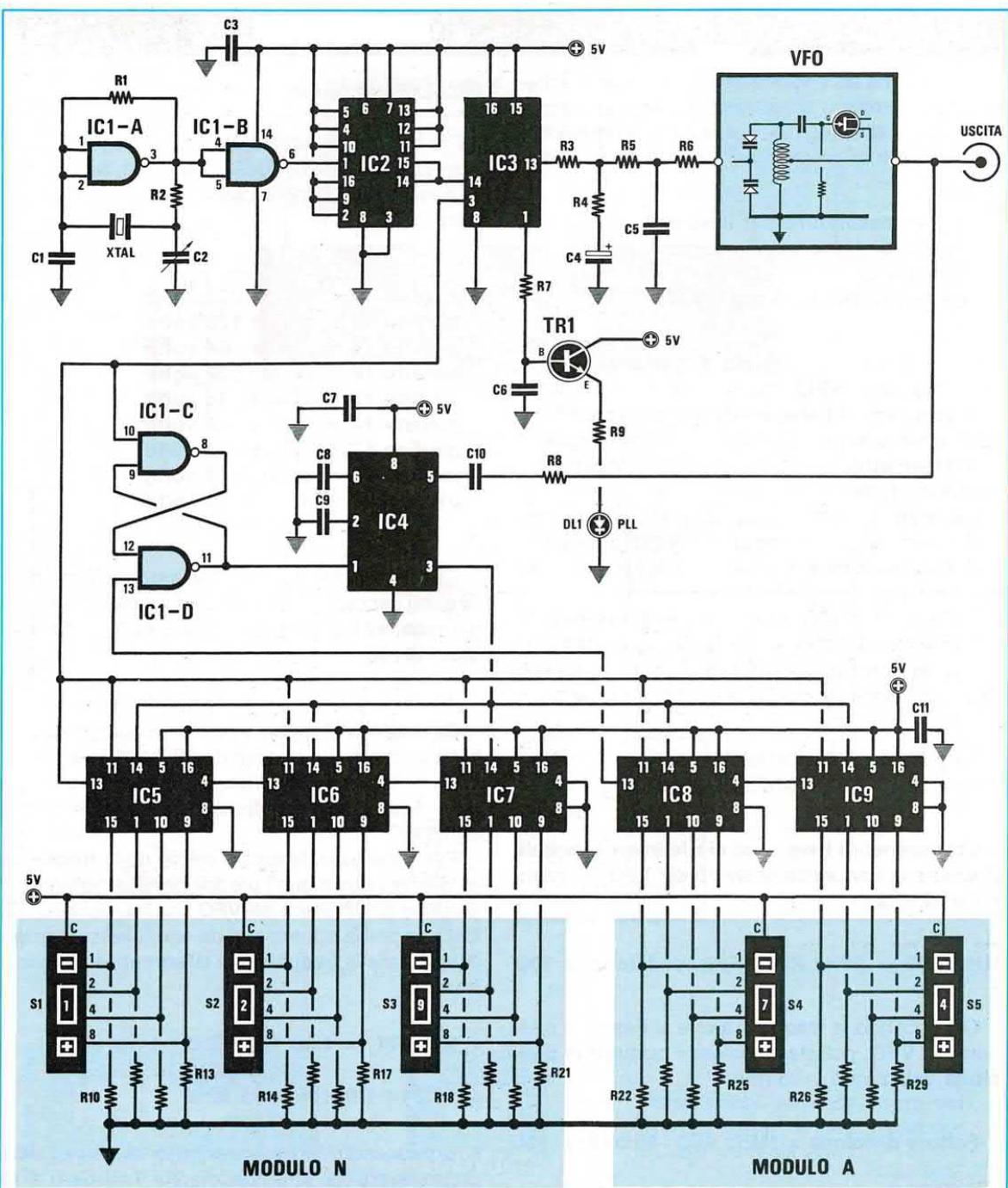
Il flip-flop set - reset costituito da IC1/C - IC1/D pilotato dal piedino 13 di IC8, viene utilizzato per commutare a livello logico 1 oppure a livello logico 0 il piedino di controllo del prescaler, in modo da farlo dividere, in funzione del numero di divisione impostato sui commutatori binari, x100 oppure x101.

Il circuito andrà alimentato con una tensione di 5 volt stabilizzati.

R1 = 1 megaohm 1/4 watt
R2 = 3.300 ohm 1/4 watt
R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
R6 = 47.000 ohm 1/4 watt
R7 = 22.000 ohm 1/4 watt
R8 = 100 ohm 1/4 watt
R9 = 330 ohm 1/4 watt
R10 - R29 = 330 ohm 1/4 watt

C1 = 56 pF ceramico
C2 = 10 - 60 pF compensatore
C3 = 100.000 pF ceramico
C4 = 2,2 mF elettr.
C5 = 1.000 pF ceramico
C6 = 100.000 pF poliestere
C7 = 1.000 pF ceramico
C8 = 100.000 pF ceramico
C9 = 1.000 pF ceramico
C10 = 10.000 pF ceramico

C11 = 100.000 pF ceramico
IC1 = SN.7400
IC2 = CD.40102
IC3 = CD.4046
IC4 = SP.8710
IC5 - IC9 = SN.74190
TR1 = NPN BC.237
DL1 = diodo led
XTAL = quarzo da 1 MHz
S1 - S5 = commutatori binari



PLL MONOCHIP da 20 MHz a 220 MHz con step di 1 MHz (fig.37)

Nella pagina accanto abbiamo raffigurato lo schema di un completo sintetizzatore PLL che utilizza un integrato MC.145106, vale a dire un **monochip** contenente tutti gli stadi richiesti dal PLL, cioè:

- Stadio oscillatore per il quarzo
- Stadio divisore per il quarzo
- Stadio PLL
- Catena di Divisore per il VFO

Questo integrato permette di ottenere dei semplici sintetizzatori PLL molto compatti, ma con degli **step** minimi di **1 Megahertz**, pertanto questo circuito serve solo per realizzare dei **radiomicrofoni** o dei **trasmettitori** che funzionano su determinate frequenze **fisse**.

Il **quarzo** applicato sui piedini 3-4 di questo integrato verrà internamente **diviso x512** o **x1.024**.

Collegando a **massa** il piedino 6, la frequenza del **quarzo** verrà **divisa x512**.

Collegando al **positivo** il piedino 6 tramite S10, la frequenza del **quarzo** verrà **divisa x1.024**.

La **frequenza di riferimento** utilizzata da questo PLL si ricaverà usando queste due formule:

$$\text{MHz Rif.} = \text{MHz QUARZO} : 1.024$$

$$\text{MHz Rif.} = \text{MHz QUARZO} : 512$$

Conoscendo la **frequenza di riferimento**, potrete calcolare la frequenza di lavoro del **VFO** utilizzando la formula:

$$\text{MHz VFO} = (\text{MHz Rif.} \times \text{Fatt. divisione}) \times 100$$

Conoscendo la **frequenza** che si desidera ottenere dal **VFO**, potrete calcolare il **numero di divisione** utilizzando la formula:

$$\text{Fattore divisione} = (\text{MHz VFO} : \text{MHz Rif.}) : 100$$

Il **numero di divisione** che potrete programmare in questo integrato va da un **minimo** di **1** ad un **massimo** di **511** e si potrà programmare collegando al **positivo** di alimentazione i piedini **9-10-11-12-13-14-15-16-17**.

Il numero **100** è il fattore di divisione del **prescaler**, che nel nostro schema è **100** in quanto abbiamo usato un **ECL** tipo **SP.8710**.

Se userete un diverso **ECL**, dovrete sostituire il numero **100** con il numero di divisione per il quale è possibile programmarlo.

CALCOLO fattore di DIVISIONE

Per calcolare il **fattore di divisione** dovrete ricordare che i piedini di questo integrato, se collegati al **positivo** di alimentazione, hanno il seguente peso:

piedino 9	= divide 256 volte
piedino 10	= divide 128 volte
piedino 11	= divide 64 volte
piedino 12	= divide 32 volte
piedino 13	= divide 16 volte
piedino 14	= divide 8 volte
piedino 15	= divide 4 volte
piedino 16	= divide 2 volte
piedino 17	= divide 1 volta

Gli esempi che ora vi proponiamo potranno risultare utili per capire come occorre procedere per programmare il fattore di divisione di questo integrato **MC.145106**.

Esempio = Supponiamo che in questo PLL abbiate utilizzato un **quarzo** da **10,24 MHz** e che abbiate collegato al **positivo** di alimentazione il piedino **6** in modo da **dividere** la sua frequenza **x1.024**.

Per sapere quale sarà il valore della **frequenza di riferimento** e quali piedini dovrete collegare al **positivo** per ottenere dal **VFO** una frequenza di **183 MHz**, la prima operazione da eseguire sarà quella di calcolare la frequenza di riferimento usando la formula:

$$\text{MHz Rif.} = \text{MHz QUARZO} : 1.024$$

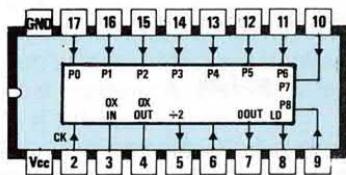
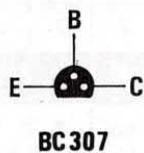
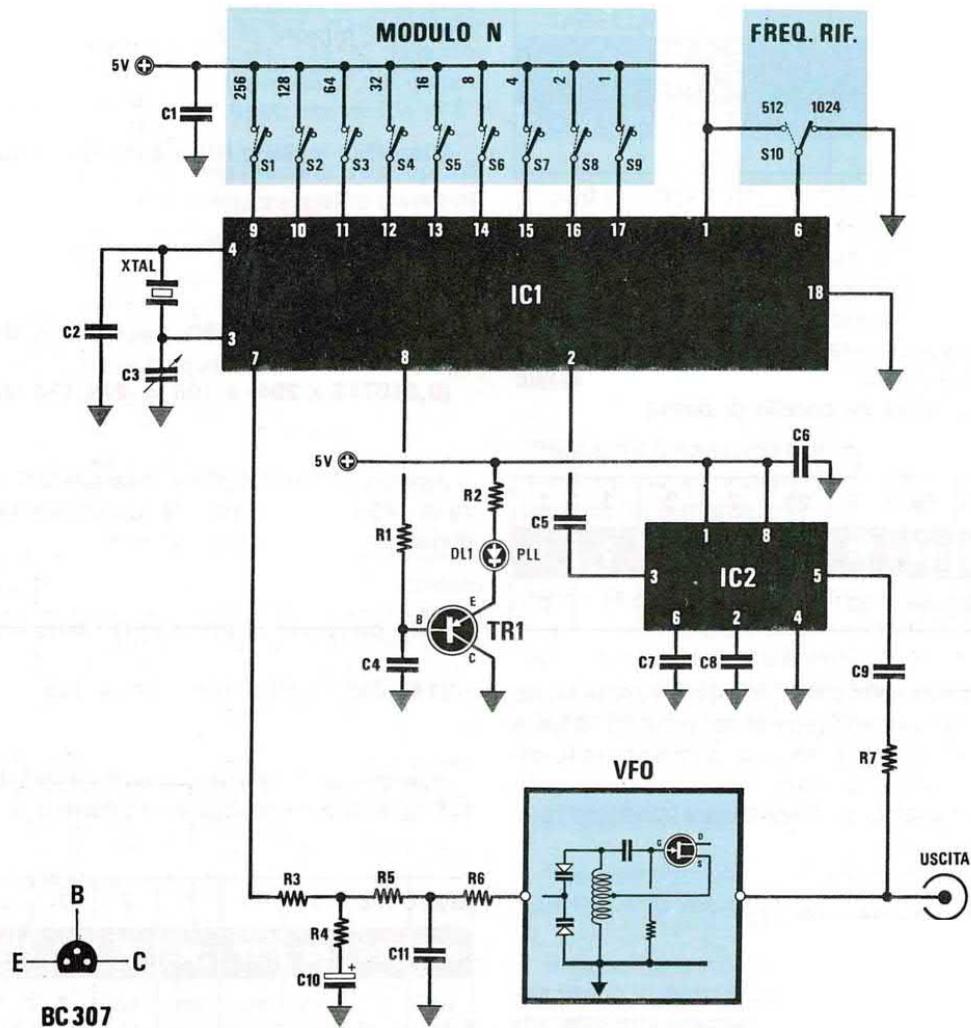
$$10,24 : 1.024 = 0,01 \text{ MHz}$$

Conoscendo la frequenza di **riferimento** ed i **MHz** da prelevare dal **VFO**, calcolerete il **numero di divisione** utilizzando la formula:

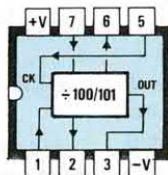
$$\text{Fatt. divisione} = (\text{MHz VFO} : \text{MHz Rif.}) : 100$$

$$(183 : 0,01) : 100 = 183 \text{ numero divisioni}$$

A questo punto per conoscere quali piedini bisognerà collegare al **positivo**, bisognerà inserire nella colonna in **alto** della Tabella n.1 il numero **183** facendo poi una **sottrazione**.



MC145106



SP8710

Connessioni viste da sopra dei due integrati e del transistor BC.307 viste da sotto.

- R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R2 = 330 ohm 1/4 watt
- R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
- R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
- R6 = 47.000 ohm 1/4 watt
- R7 = 100 ohm 1/4 watt
- C1 = 100.000 pF ceramico

- C2 = 33 pF ceramico
- C3 = 10 - 60 pF compensatore
- C4 = 100.000 pF poliestere
- C5 = 10.000 pF ceramico
- C6 = 100.000 pF ceramico
- C7 = 1.000 pF ceramico
- C8 = 10.000 pF ceramico
- C9 = 1.000 pF ceramico
- C10 = 2,2 mF elettr.
- C11 = 1.000 pF ceramico

- IC1 = MC.145106
- IC2 = SP.8710
- TR1 = PNP BC.307
- DL1 = diodo led
- XTAL = quarzo da 10,24 MHz
- S1 - S10 = deviatori

TABELLA N.1

256	128	64	32	16	8	4	2	1
ped.9	ped.10	ped.11	ped.12	ped.13	ped.14	ped.15	ped.16	ped.17

Se il **numero** non si riesce a **sottrarre**, sotto scriverete **no**, poi sposterete il numero verso **destra** e ripeterete l'operazione.

Se il **numero** si riesce a **sottrarre**, riporterete nella colonna sottostante il **risultato** ottenuto, poi in alto nella colonna di destra e procederete così fino ad arrivare all'ultima casella di destra.

183	183	55	55	23	7	7	3	1
256	128	64	32	16	8	4	2	1
no	55	no	23	7	no	3	1	0

Nella casella sottostante, dove è presente un **no** il piedino rimane **scollegato** dal positivo, dove è presente un qualsiasi **numero**, compreso lo **0**, dovrete collegarlo al **positivo**.

In questo esempio collegherete al **positivo** i piedini:

10 - 12 - 13 - 15 - 16 - 17

Come controprova, sommate i **pesi** di questi piedini e così scoprirete che il numero che otterrete è esattamente **183**:

$$128 + 32 + 16 + 4 + 2 + 1 = 183$$

Esempio = Supponiamo che, nel circuito di fig.37, abbiate collocato un quarzo da **5,5 MHz** sui piedini 4-3 dell'oscillatore ed a **massa** il piedino 6 in modo da **dividere** la sua frequenza **x512**.

A questo punto vorreste conoscere quali frequenze si potranno ottenere dal **VFO** utilizzando tutte le **divisioni** possibili che l'integrato **MC.145106** è in grado di effettuare.

La prima operazione da eseguire sarà quella di calcolare la frequenza di **riferimento** usando la formula:

$$\text{MHz Rif.} = \text{MHz QUARZO} : 512$$

$$5,5 : 512 = 0,010742 \text{ MHz}$$

Conoscendo la frequenza di **riferimento** e sapendo che il **prescaler** può lavorare da **20 MHz** a **220 MHz**, potrete utilizzare un **fattore di divisione** che non risulti **minore** di **20** nè **maggiore** di **204**.

Infatti usando la formula:

$$\text{MHz VFO} = (\text{MHz Rif.} \times \text{Fatt. divisione}) \times 100$$

ricaverete questi dati:

$$(0,010742 \times 20) \times 100 = 21,484 \text{ MHz}$$

$$(0,010742 \times 204) \times 100 = 219,136 \text{ MHz}$$

Ammessi che si desideri ottenere una frequenza di **145,017 MHz**, potrete calcolare il **fattore di divisione** utilizzando la formula:

$$\text{Fatt. divisione} = (\text{MHz VFO} : \text{MHz Rif.}) : 100$$

$$(145,017 : 0,010742) : 100 = 135$$

A questo punto dovrete controllare con la **Tabella n.1** quali piedini collegare al **positivo**.

135	135	7	7	7	7	7	3	1
256	128	64	32	16	8	4	2	1
no	7	no	no	no	no	3	1	0

vale a dire i soli piedini **10 - 15 - 16 - 17**, infatti facendo la **somma** dei loro **pesi** otterrete:

$$128 + 4 + 2 + 1 = 135$$

Usando la **Tabella n.1** che riporta il **peso** di ogni piedino, sarà estremamente facile conoscere quali di questi piedini bisognerà collegare al **positivo** (livello logico **1**) e quali lasciare **aperti** o collegare a **massa** (livello logico **0**).

Come avrete dedotto dagli esempi proposti, risulterà anche molto semplice conoscere quale **fattore di divisione** si otterrà collegando al **positivo** uno o più piedini.

In questo caso dovrete soltanto **sommare** il **peso** dei piedini collegati al **positivo**, per conoscere quante volte la frequenza applicata sull'ingresso verrà divisa dall'integrato **MC.145106**.

PLL MONOCHIP da 20 MHz a 350 MHz con step di 0,1 MHz (fig.38)

In fig.38 riportiamo lo schema di un sintetizzatore PLL che utilizza l'integrato MC.145152 della Motorola provvisto di un doppio modulo per gestire un prescaler ECL tipo SP.8690 che divide x10 - x11.

In questo monochip sono presenti tre gruppi di piedini che servono per effettuare queste divisioni:

Piedini 4 - 5 - 6

dividono la frequenza del quarzo (vedi Tabella n.1) per ottenere la frequenza di riferimento per il PLL.

Piedini 10 - 25 - 24 - 22 - 21 - 23

dividono la frequenza del VFO per le centinaia di Kilohertz. In pratica questo sarebbe il modulo A che gestisce il prescaler. Questo modulo A può dividere da un minimo di 1 ad un massimo di 63.

Piedini 20-19-18-17-16-15-14-13-12-11

dividono la frequenza del VFO per le unità - decine - centinaia di Megahertz. In pratica questo sarebbe il modulo N del PLL.

Questo modulo N può dividere da un minimo di 1 ad un massimo di 1.023.

NOTE IMPORTANTI

Questo circuito non può utilizzare VFO che lavorino su frequenze inferiori a 20 MHz o maggiori di 350 MHz, perchè il prescaler ECL non riesce a dividerle.

Il modulo N non deve mai essere programmato per un numero minore a quello su cui è programmato il modulo A, perchè in queste condizioni il PLL si blocca.

Quindi, se programmerete il modulo A per dividere x50, potrete programmare il modulo N per dividere da 51 in su, e mai da 50 in giù.

DIVISIONE del QUARZO

Nel PLL di fig.38 potrete utilizzare dei quarzi la cui frequenza divisa per il numero di divisioni che potete programmare con i piedini 4-5-6, dia come valore finale 0,1 MHz, pertanto i quarzi che consigliamo di usare dovranno avere queste frequenze 6,4 - 12,8 - 25,6 - 51,2 MHz.

TABELLA N.1
DIVISIONE del QUARZO

piedini			divisione
6	5	4	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1.024
1	1	0	1.160
1	1	1	2.048

Nota: Il livello logico 0 si ottiene collegando i piedini a massa, ed il livello logico 1 si ottiene scollegandoli da massa.

Se userete un quarzo da 6,4 MHz, dovrete dividerlo x64 per ottenere 0,1 MHz, se userete un quarzo da 12,8 lo dovrete dividere x128, se invece userete un quarzo da 25,6 MHz lo dovrete dividere x256, per poter sempre ottenere una frequenza di riferimento di 0,1 MHz.

DIVISIONE modulo A

Per poter ottenere un fattore di divisione dovrete scollegare da massa uno o più piedini del modulo A.

Il peso dei piedini scollegati da massa è il seguente:

piedino 10 =	32
piedino 25 =	16
piedino 24 =	8
piedino 22 =	4
piedino 21 =	2
piedino 23 =	1

Volendo ottenere una divisione x10, dovrete lasciare scollegati da massa i piedini 24-21, infatti, sommando i loro pesi otterrete $8 + 2 = 10$.

Volendo ottenere una divisione x19, dovrete lasciare scollegati da massa i piedini 25-21-23, infatti sommando i loro pesi otterrete $16 + 2 + 1 = 19$.

DIVISIONE modulo N

Per poter ottenere un fattore di divisione dovrete scollegare da massa uno o più piedini del modulo N (vedi schema di fig.38).

Il **peso** dei piedini **scollegati da massa** è il seguente:

- piedino 20 = 512**
- piedino 19 = 256**
- piedino 18 = 128**
- piedino 17 = 64**
- piedino 16 = 32**
- piedino 15 = 16**
- piedino 14 = 8**
- piedino 13 = 4**
- piedino 12 = 2**
- piedino 11 = 1**

Per conoscere quali piedini occorre **scollegare da massa** per ottenere il numero di **divisioni** richiesto, potrete usare la **Tabella n.2**.

TABELLA N.2

512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
<small>pied.20</small>	<small>pied.19</small>	<small>pied.18</small>	<small>pied.17</small>	<small>pied.16</small>	<small>pied.15</small>	<small>pied.14</small>	<small>pied.13</small>	<small>pied.12</small>	<small>pied.11</small>

Nella colonna in alto inserirete il numero di **divisione**, poi farete una **sottrazione**.

Se il **numero** non si riesce a **sottrarre**, nella colonna sottostante scriverete **no** e questo numero lo sposterete verso **destra**, poi ripeterete l'operazione.

Se il **numero** si riesce a **sottrarre**, riporterete nella colonna sottostante il **risultato** ottenuto, poi lo sposterete in alto nella colonna di destra e procederete così fino ad arrivare nell'ultima casella di destra.

Tutti i piedini in cui nella colonna in **basso** è riportato **NO** andranno **collegati a massa**, tutti gli altri in corrispondenza dei quali è riportato un numero qualsiasi, compreso lo **0**, andranno **scollegati da massa**.

Per conoscere il **numero di divisione** totale da scegliere, potrete usare la seguente formula:

$$\text{Fattore divisione} = (P \times N) + A$$

P = è la **minima** divisione che riesce a compiere il **prescaler SP.8680**, che divide **x10-11**, quindi dovrete inserire **10**.

N = è il numero di divisione impostato sui piedini relativi al **modulo N**.

A = è il numero di divisione impostato sui piedini relativi al **modulo A**.

Esempio = Per conoscere quali sono i piedini da scollegare da **massa** per programmare il **modulo N** per un fattore di divisione di **283**, dovrete inserire in alto a sinistra nella **Tabella n.2** il numero **283,00**, sottraendo poi a questo il **peso** indicato nella casella centrale.

283	283	27	27	27	27	11	3	3	1
512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
no	27	no	no	no	11	3	no	1	0

I piedini che dovrete **scollegare da massa** sono quelli che nella colonna in basso non riportano la scritta **no**, quindi dovrete scollegare i piedini **19 - 15 - 14 - 12 - 11** e tutti quelli del **Modulo A**, infatti, sommando i loro **pesi** otterrete il fattore di divisione:

$$256 + 16 + 8 + 2 + 1 = 283$$

Esempio = Supponiamo di voler realizzare un **VFO** sintonizzato sulla frequenza di **144,200 MHz** e quindi di voler conoscere per quale fattore di **divisione** dovrete programmare i **moduli N** ed **A**.

Come prima operazione calcolerete il numero di divisione del **modulo N** che darà la frequenza di **144 MHz** e, per conoscerlo, userete la formula:

$$\text{Fattore divisione} = (\text{MHz VFO} \div \text{MHz Rif.}) : P$$

MHz Rif. = è la frequenza di **riferimento**, vale a dire la frequenza del quarzo già **divisa** in base al fattore scelto tramite i piedini **6-5-4**.

Avendo una frequenza di **riferimento** di **0,1 MHz** e un **P** = **prescaler** che divide **x10**, otterrete:

$$(144 : 0,1) : 10 = 144$$

Nella **Tabella n.2** inserite in alto nella prima casella di **sinistra** il numero **144**, poi eseguite la sottrazione come vi abbiamo già spiegato.

144	144	144	16	16	16	0	0	0	0
512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
no	no	16	no	no	0	no	no	no	no

Quindi per impostare nel **modulo N** il numero **144** dovrete scollegare da **massa** i piedini **18** e **15**.

Per il **modulo A** (0,2 MHz) dovrete utilizzare la seguente formula:

$$A = (\text{MHz VFO} : \text{MHz Rif.}) - (P \times N)$$

quindi:

$$(144,2 : 0,1) - (10 \times 144) = 2$$

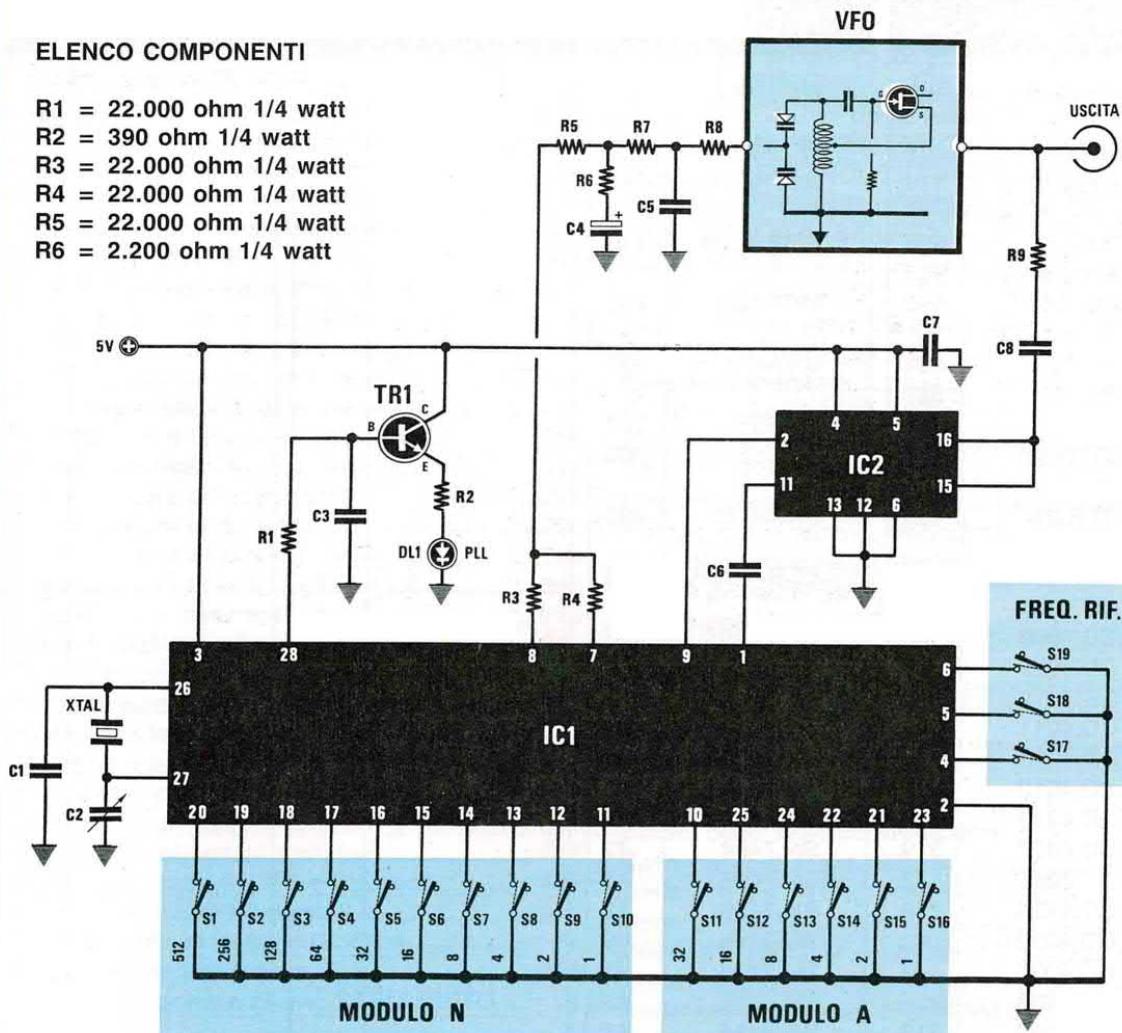
A questo punto dovrete scollegare da massa il piedino 21 che ha **peso 2**.

Per verificare se i vostri calcoli sono esatti potrete usare la formula:

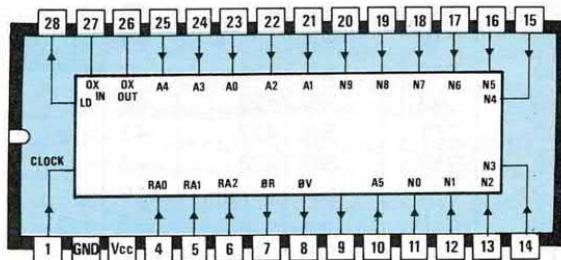
$$\begin{aligned} \text{MHz VFO} &= ((P \times N) + A) \times \text{MHz Rif.} \\ ((10 \times 144) + 2) \times 0,1 &= 144,2 \text{ MHz} \end{aligned}$$

ELENCO COMPONENTI

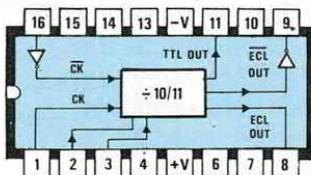
R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R2 = 390 ohm 1/4 watt
 R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R4 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R6 = 2.200 ohm 1/4 watt



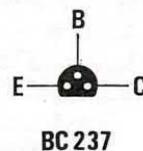
R7 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R8 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R9 = 100 ohm 1/4 watt
 C1 = 33 pF ceramico
 C2 = 10 - 60 pF compensatore
 C3 = 100.000 pF poliestere
 C4 = 2,2 mF elettr.
 C5 = 1.000 pF ceramico
 C6 = 10.000 pF ceramico
 C7 = 100.000 pF ceramico
 C8 = 1.000 pF ceramico
 IC1 = MC.145152
 IC2 = SP.8680 o 11C90
 TR1 = NPN BC.237
 DL1 = diodo led
 XTAL1 = quarzo da 6,4 MHz
 S1 - S19 = deviatori



MC145152



SP8690



BC 237

CONNESSIONI	pag.	CONNESSIONI	pag.	CONNESSIONI	pag.	CONNESSIONI	pag.
2N.2369	486	MAV.11	489				
4N25	119	MC.145106	587				
4N32	119	MC.145152	591				
BB.112	495	MCP.3020	119				
BB.222	495	MPF.102	451				
BB.329	495	MVAM.115	495				
BC.237	591	NE.555	253				
BC.307	587	NE.556	368				
BF.966S	486	PN.4416	495				
BFR.99	463	SCR-TRIAC	192				
CD.4000	43	SFH.610	119				
CD.4001	43	SFH.611	119				
CD.4002	43	SN.7400	43				
CD.4009	43	SN.7401	43				
CD.4010	43	SN.7402	43				
CD.4011	43	SN.7403	43				
CD.4012	43	SN.7404	43				
CD.4013	519	SN.7405	43				
CD.4017	575	SN.7406	43				
CD.4020	219	SN.7408	43				
CD.4023	43	SN.7409	43				
CD.4024	219	SN.7414	43				
CD.4029	581	SN.7416	43				
CD.4030	43	SN.7417	43				
CD.4033	209	SN.7419	43				
CD.4040	219	SN.7420	43				
CD.4046	582	SN.7424	43				
CD.4049	442	SN.7426	43				
CD.4050	43	SN.7427	43				
CD.4060	219	SN.7428	43				
CD.4069	43	SN.74175	519				
CD.4093	251	SN.74190	210				
CD.4098	252	SN.74266	432				
CD.40102	577	SN.7474	523				
CD.40106	250	SN.7490	533				
CD.4511	207	SN.74HC00	443				
CD.4518	210	SN.74HC04	443				
CD.4520	521	SP.8690	591				
CD.4528	252	SP.8710	585				
CD.4543	208	SP.8799	583				
CNY.71	119	TC.9198	530				
CNY.74	119						
DISPLAY	205						
J.310	451						

A

pag.

Accoppiare un TX ad un Lineare.....	513
Accoppiare Finale RF all'antenna.....	511
Accoppiare Pilota ad un finale RF.....	509
Accoppiare un VFO a stadio pilota.....	507
Adattare uscita di un TX sui 52 ohm.....	511
Adattatore alta/bassa impedenza.....	265
Adattatore alta/bassa impedenza RF.....	500
Adattatore bassa/alta impedenza RF.....	500
Adattatori d'impedenza stadi RF.....	498
Alimentatore bipolare.....	297
Allargare impulsi digitali negativi.....	538
Allargare impulsi digitali positivi.....	538
Altoparlanti e loro polarità.....	332
Amper per diametro filo rame.....	39
Amplificatore differenziale.....	272
Amplificatore di potenza.....	296
Amplificatore INVERTENTE in AC.....	264
Amplificatore INVERTENTE in CC.....	263
Amplif. NON invertente in AC.....	264
Amplif. NON invertente in CC.....	263
Amplificatori con operazionali.....	254
Amplificatori con transistor.....	131
AND - tavola verità.....	40
Antenne a parabola - calcoli.....	386
Anti-Bump per Casse Acustiche.....	356
Antirimbazzo - circuiti.....	248
Attenuatori bilanciati resistivi.....	413
Attenuatori resistivi a T e Pi/Greco.....	412
Attenuazioni CAVI coassiali.....	410
Attenuazione di tratta - dB x Km.....	71
Attenuazione per Ottave.....	299
Aumentare portata di uno STRUMENTO....	11

B

pag.

Banda passante amplificatori BF.....	108
Bande C - Ku - Fss - DBs - Telecom.....	399
Bande VHF - UHF e frequenze TV.....	551
Becquerel - radioattività.....	92
Binari - numeri digitali.....	372

C

pag.

Caduta di tensione su filo rame.....	10
Calcolo attenuatori resistivi.....	412
Calcolo circuiti L/C per sintonia.....	78
Calcolo Fuoco di una PARABOLA.....	392
Calcolo Watt resistenza.....	10
Calcolo potenza d'uscita stadio RF.....	512
Calcolo resistenza per diodi led.....	9-17

Calcolo resistenza per diodi zener.....	35
Calcolo spire nuclei toroidali.....	424
Calendario tecnologico.....	6
Canali CB.....	549
Canali VHF e UHF della Televisione.....	551
Capacità Ah PILE alcaline.....	46
Capacità ELETTROLITICI livellamento.....	26
Capacità condensatori accoppiamento.....	82
Capacità in serie ad un Quarzo.....	467
Capacità in serie altoparlante.....	83
Caratteristiche MEDIE FREQUENZE.....	457
Carico antiinduttivo 52 ohm 120 W.....	497
Carta logaritmica per tracciati.....	114
Cartine isobariche.....	54
Catodo di una valvola.....	183
Cavi coassiali da 52 ohm.....	410
Cavi coassiali da 75 ohm.....	411
Circuiti Antirimbazzo.....	248
Circuiti di Formula 1 - mondiali.....	104
Circuiti di sintonia - calcolo L/C.....	78
C/Mos pilotato NE.555.....	346
C/Mos collegato a TTL.....	42
C/Mos e fotoaccoppiatori.....	122
Codice colori resistenze.....	12
Codice fonetico Radioamatori.....	549
Codice Morse.....	550
Codice Q per Radioamatori.....	547
Codice RST per Radioamatori.....	549
Codici delle sigle condensatori.....	20
Collegare dei TTL a C/Mos.....	42
Collegare dei TTL a C/Mos.....	437
Collegare dei C/Mos a TTL.....	437
Collegare un cavo coassiale.....	409
Comando Reset di accensione.....	352
Commutatori BINARI e DECIMALI.....	435
Comparatore a soglia variabile.....	352
Condensatori - CODICI e sigle.....	20
Condensatori in parallelo.....	22
Condensatori in serie.....	22
Connessioni diodi Laser.....	229
Connessioni diodi Varicap.....	459
Connessioni Display 7 segmenti.....	205
Connessioni porte TTL e C/Mos.....	43
Connessioni presa SCART e RS.232.....	429
Connettori BNC - PL - N - F.....	408
CONTAIMPULSI avanti e indietro.....	208
Contatore divisore con ECL.....	562
Contenitori transistor.....	167
Conversione da dBm a dBW.....	562
Conversione da pollici a mm.....	59
Convertitore corrente/tensione.....	289
Convert. temperatura/frequenza.....	354
Convertire binario in decimale.....	376
Convertire binario in esadecimale.....	378
Convertire decimale in binario.....	373
Corrente max sulle resistenze.....	18
Corrente max filo rame.....	39

Costanti numeriche e loro valore	116
Cos-fi.....	88
Cross-Over 2-3 vie x altoparlanti.....	320
Curva di pendenza diodi Laser.....	231
Curvatura di una parabola.....	391

D

pag.

dBmicrovolt - misure per TV.....	66
dBmilliwatt = dBm.....	72
DBS - Banda satelliti TV.....	399
dBWatt = dBW.....	68
decibel = dB.....	60
decibel di rumore ambiente.....	107
DECODIFICHE per display 7 segmenti.....	206
Diac per eccitare Triac.....	202
Diagrammi radiazioni Satelliti Meteo.....	406
Diagrammi radiazioni Satelliti TV.....	400
Diametri AWG - SWG - BWG.....	38
Diametro e correnti filo rame.....	39
Diametro e guadagno di una parabola.....	390
Diodo Diac.....	202
Diodi Laser.....	226
Diodi led - calcolo resistenza.....	9-17
Diodi riceventi infrarosso.....	53
Diodi trasmettenti infrarosso.....	52
Diodi SCR e TRIAC.....	192
Diodo SCR alimentato in AC.....	195
Diodo SCR alimentato in CC.....	195
Diodo TRIAC alimentato in AC.....	198
Diodo TRIAC alimentato in CC.....	195
Diodi varicap e VFO.....	458
Diodi zener.....	35
Display a 7 segmenti.....	204
Disturbi integrati.....	81
Divisori ASINCRONI.....	225
Divisore ASINCRONO con CD.4518.....	580
Divisore ASINCRONO con SN.7490.....	576
Divisore Avanti/Indietro.....	581
Divisori a DOPPIO modulo.....	568
Divisore binario con CD.4536.....	536
Divisore con CD.4060.....	527
Divisore da 0 a 9 con SN.7490.....	532
Divisore da 0 a 9 con SN.74190.....	535
Divisore da 0 a 99 con CD.4518.....	534
Divisori di frequenza per PLL.....	573
Divisori DIGITALI.....	518
Divisori NON programmabili C/Mos.....	573
Divisori NON programmabili TTL.....	520
Divisori programmabili BCD.....	522
Divisori programmabili BINARI.....	521
Divisore programmabile da 1 a 4.095.....	525
Divisori SINCRONI.....	225
Divisore SINCRONO con CD.40102.....	577
Divisore SINCRONO con SN.74190.....	578

Divisore frequenza con NE.555.....	365
Divisori x 2-4 con CD.4013.....	523
Divisori x 2-4 con 74HC74.....	523
Divisore Binario con C/Mos e TTL.....	523
Doppio triodo termoionico.....	185
Duplicare - Triplicare tensioni.....	28
Duty-Cycle al 50%.....	286
Duty-Cycle variabile con NE.555.....	359
Duty-Cycle variabile - operazionali.....	287

E

pag.

Eccitare un relè con transistor NPN.....	367
Eccitare un relè con transistor PNP.....	367
ELETTROLITICI per livellare la AC.....	26
EPROM - GAL - PAL.....	539
Esadecimale - numeri.....	372

F

pag.

Fahrenheit - temperatura.....	56
FET = JFET.....	152
FIFO - GAL - PAL.....	539
Filo RAME - corrente Max.....	39
Filtri Cross-Over x altoparlanti.....	320
Filtri L/C per radiofrequenza.....	416
Filtri per fotografia.....	51
Filtro Notch per BF.....	298
Filtro Notch 1° ordine.....	302
Filtro Notch 2° ordine.....	308
Filtro Notch a Q variabile.....	310
Filtro Passa/Alto L/C per RF.....	416
Filtri Passa/Basso L/C per RF.....	416
Filtri Passa/Banda L/C per RF.....	416
Filtro Passa/Alto per BF.....	298
Filtro Passa/Basso per BF.....	298
Filtro Passa/Banda per BF.....	298
Filtro Passa/Alto 1° ordine.....	302
Filtro Passa/Alto 2° ordine.....	306
Filtro Passa/Alto 3° ordine.....	317
Filtro Passa/Alto 4° ordine.....	317
Filtro Passa/Alto 5° ordine.....	319
Filtro Passa/Alto 6° ordine.....	319
Filtro Passa/Banda 2° ordine.....	312
Filtro Passa/Basso 1° ordine.....	302
Filtro Passa/Basso 2° ordine.....	305
Filtro Passa/Basso 3° ordine.....	316
Filtro Passa/Basso 4° ordine.....	316
Filtro Passa/Basso 5° ordine.....	318
Filtro Passa/Basso 6° ordine.....	318
Flip-Flop Set Reset.....	213
Flip-Flop Set Reset con NE.555.....	357
Flip-Flop tipo D.....	218
Flip-Flop tipo D LATCH.....	221

Flip-Flop tipo JK	222
Flip-Flop tipo T	224
Fonometro e decibel	107
Foot e centimetri	58
Formula 1 - circuiti auto	104
Formule per amplif. operazionali	254
Formule per filtri Cross-Over	323
Formule per calcolo SWR - ROS	517
Fosfori tubi Raggi Catodici	247
Fotoaccoppiatori.....	118
Fotoaccoppiatore con Triac	124
Fotodiac.....	119
Fotodiac per eccitare Triac	129
Frequenza di accordo L/C	78
Frequenza motori a scoppio	106
Frequenze note musicali	48
Frequenze CB	549
Frequenze Radioamatori.....	548
FSS - Banda satelliti TV	399
Fuoco di una parabola.....	391
Fusi orari	117

G

pag.

GaAsfet per UHF - SHF	162
GAL - PAL - RAM.....	539
Gamma luce visibile.....	51
Gamma raggi infrarossi.....	51
Gamma raggi ultravioletti.....	51
Generatore corrente COSTANTE	294
Generatore note Bitonali	362
Generatore onde Denti di Sega	292
Generatore onde Denti di Sega	348
Generatore onde Quadre	286
Generatore onde Triangolari	350
Generatore onde Triangolari	290
Generatore treni d'onda.....	364
Giove - dati del pianeta.....	102
Giri minuto motori a scoppio.....	106
Gpe - guadagno transistor RF	503
Gradi centigradi	56
Gradi Fahrenheit.....	56
Gradi Kelvin	56
Gradi Reaumur.....	56
Gradi Kelvin in fotografia	51
Gradi temperatura e conversioni.....	56
Guadagno amplificatore in dB	337
Guadagno di un transistor	132
Guadagno in dB di una parabola	386

H

pag.

Henry - milliHenry - microHenry	81
---------------------------------------	----

I

pag.

IGBT - transistor	174
Impedenza Collettore transistor RF	501
Impedenza di Base transistor RF	501
Impedenza ingresso transistor BF	137
Inch e millimetri	58
Indicatore livello acqua.....	357
Induttanza/Capacità per sintonia	78
Induttanza in serie ad un Quarzo	467
Induttanza in serie altoparlante	83
Ingresso invertente	257
Ingresso non invertente.....	257
Induttanza nuclei toroidali.....	424
Integratore con operazionale	285
Interfacce antirimbazzo	248
Interfacce C/Mos a TTL.....	42
Interruttori crepuscolari.....	351
INVERTER - tavola verità.....	40
Isobariche.....	54

K

pag.

Kelvin - temperatura.....	56
KU - Banda satelliti TV.....	399

L

pag.

Lampeggiatore 2 led con NE.555.....	361
Lampeggiatore 220 volt con Triac.....	202
Laser - lunghezza d'onda	52
L/C per circuiti sintonia	78
Legge di Ohm	8
LIFO - FIFO - GAL - PAL.....	539
Linguaggio binario e esadecimale	372
Livelli logici TTL - C/MOS.....	41
Luce/frequenza - convertitore	354
Luce visibile - lunghezza d'onda	51
Luna - dati del satellite	102

M

pag.

Marte - dati del pianeta	102
MAV.11 schema applicativo	489
MEDIE FREQUENZE - caratteristiche.....	457
Mercalli - scala sismica	100
Mercurio - dati del pianeta	102
METEOSAT - settore immagini	407
microGray/ora	92
milliamperometro a voltmetro.....	11

millibar - pressione atmosferica	54
milliRad/ora	92
milliRem/ora	92
milliRoentgen/ora	92
Misure i Watt di BF	335
Misurare frequenza con oscilloscopio	86
Misurare potenza diodi Laser	243
Misure AWG - SWG - BWG.....	38
Misure inglesi.....	58
Mixer invertente in AC	266
Mixer invertente in CC	266
Monostabile antirimbalzo	342
Monostabile con Fotoaccoppiatore.....	360
Monostabili per allargare impulsi	538
Monostabile ritardato con NE.555	355
Morse - codice trasmissione.....	550
MOSFET	142
Motori a scoppio e numero giri	106
Multivibratori Astabili.....	343
Multivibratori Monostabili	341

N

pag.

NAND - tavola verità.....	40
nanoCurie	91
Nettuno - dati del pianeta	102
NE.555 - applicazioni pratiche	338
NE.555 a C/Mos.....	338
NOR ESCLUS. - tavola verità	40
Note musicali e loro frequenze.....	48
NPN per eccitare un relè	367
Nuclei toroidali per RADIOFREQUENZA.....	424
Numeri binari	372
Numeri esadecimali.....	372

O

pag.

Obiettivi per diodi Laser	244
Offset negli operazionali.....	261
Ohm - formule	8
Onde a dente di Sega	348
Onde stazionarie SWR - ROS.....	514
Onde triangolari	350
Operazionali - circuiti vari	254
OR - tavola verità.....	40
OR ESCLUS. - tavola verità.....	40
Oscillatori con operazionali	274
Oscillatore a ponte di Wien.....	276
Oscillatori con TTL o C/Mos	430
Oscillatore dente di Sega	292
Oscillatore note Bitonali	362
Oscill. onde quadre - operazionali	286

Oscillatore onde Triangolari.....	290
Oscillatori Quarzati con TTL - C/Mos.....	439
Oscillatori Quarzati in fondamentale.....	472
Oscillatori Quarzati in 3° armonica	473
Oscillatori Quarzati in 5° armonica	478
Oscillatori Quarzati per RF	464
Oscillatori Quarzati con C/Mos	430
Oscillatori Quarzati con TTL	436
Oscillatori R/C con integrati.....	430
Oscill. sinusoidali - operazionali	274
Oscillatori variabili per RF.....	444
Oscilloscopio come frequenzimetro	86
Ottave delle note musicali.....	48

P

pag.

PAL - GAL - EPROM - RAM	539
Parabole - calcolo guadagno	386
Parabole Offset e a Tromba	398
Parabole per satelliti TV	386
Partitori resistivi	9
PEEL - GAL - PAL - EPROM.....	541
Pentodo amplificatore	186
Pesi atomici.....	97
Pesi DIGITALI.....	373
Pesi specifici.....	96
Pianeti sistema solare.....	102
Pi-GRECO attenuatore resistivo	412
PILE e loro caratteristiche.....	44
Pilotare C/Mos con TTL	437
Pilotare TTL con C/Mos	437
Pilotare un C/Mos con NE.555	346
Pilotare un TTL con NE.555	346
PLL - sintetizzatori di frequenza.....	552
PLL da 20 MHz a 99 MHz	582
PLL da 20 MHz a 220 MHz.....	584
PLL monochip da 20 MHz a 220 MHz	586
PLL monochip da 20 MHz a 350 MHz	589
Plutone - dati del pianeta	102
PNP per eccitare un relè.....	367
Polarità altoparlanti	332
Polarizzazione di un transistor	130
Pollici e millimetri.....	59
Ponti RADDRIZZATORI	25
Porte logiche TTL e C/Mos.....	40
Posizione satelliti TV e Meteo.....	396
Potenza eccitazione Quarzo	466
Potenze ERP	70
Potenza sonora di BF	335
Prefissi regionali Radioamatori	550
Prese SCART e RS.232	429
Pressione ATMOSFERICA	54
Puntatore diodo LASER da 5 mW	233

Q

pag.

Q variabile - filtro Notch	310
Quadranti di un diodo Triac	198
Quadri immagini del Meteosat	407
QUARZI e loro caratteristiche	464
Quarzi in 5° armonica	478
Quarzo - correzione frequenza	467
Quarzo - risonanza Serie e Parallelo.....	467
Quarzi Overtone.....	465
Quarzo - potenza eccitazione.....	466
Quarzo - stabilità temperatura	466

R

pag.

Raddrizzatori di tensione.....	24
Raddrizz. ideale doppia semionda	268
Raddrizz. ideale ad una semionda	267
Radiazioni nucleari.....	90
Radioattività - valori	95
Raggi UVA - UVB - UVC.....	50
Raggi infrarossi	51
RAM - GAL - PAL.....	539
Rapporto dB/potenza di una parabola	389
Rapporto D/F e F/D di una parabola	392
Reattanza induttiva e capacitiva.....	80
Reaumur - temperatura.....	56
Relè eccitato da un transistor.....	367
Rendimento di una parabola.....	388
Resistenze - CODICI colori.....	12
Resistenza Collettore	134
Resistenze Base	137
Resistenza Emittitore	134
Resistenze in parallelo.....	15
Resistenze in serie	16
Resistenze e massima corrente.....	18
Resistenza di caduta sui diodi zener.....	19
Reset con NE.555	352
Richter - scala sismica	101
Rifasamento motori elettrici.....	88
Risonanza Serie e Parallelo - quarzo	467
Ritardatore di impulsi	353
ROM - PROM - EPROM	540
ROS - onde stazionarie.....	514
Rumore e decibel	107

S

pag.

Satelliti Meteorologici	396
Satelliti TV gamma 3-4 GHz.....	399

Satelliti TV gamma 11 GHz.....	399
Satelliti TV gamma 12 GHz.....	399
Satelliti TV - gradi posizione	399
Saturno - dati del pianeta	102
SCART connessioni presa	429
SCR - funzionamento diodi	192
SCR alimentato in AC	195
SCR alimentato in CC	195
Sfasamento motori elettrici.....	88
Sen-fi.....	88
Seriale - connessioni presa.....	429
Settori globo trasmessi Meteosat.....	407
Simboli matematici.....	116
Sintetizzatori di frequenza a PLL.....	552
Sistema solare	102
Slew Rate - operazionali	259
Solarium - raggi ultravioletti	50
Soglia attenzione radioattività	92
Sonda di carico 52 ohm per finali RF	497
Sonda per misurare RADIOFREQUENZA ...	486
Sonda per misurare RADIOFREQUENZA ...	512
Squadratore invertente	281
Squadratore non invertente	280
Squadratore sinusoidale con zener	36
Stadio separatore a Fet per VFO	447
Strumento da mA a Voltmetro	11
Suono - velocità propagazione	116
SWR - onde stazionarie	514

T

pag.

T-attenuatore resistivo	413
Tabella dBm su 50-75 ohm.....	74
Tabella dei dB	62
Tabella dBW su 50-75 ohm	69
Tabella Decimali - Esad. - Binari	381
Tabella Decimali - Esadecimali	384
Tabella posizione satelliti	399
Tabella radioattività.....	93
Tabelle Reattanza L/C	84
Tarare uno stadio RF sui 52 ohm.....	510
Tavola verità Porte Logiche	40
TELECOM - Banda satelliti TV	399
Temperatura convertita in frequenza	354
Temporizzatore a CICLO continuo	366
Tensione DUALE	26
Terminali in un diodo VARICAP	459
Terra - dati del pianeta.....	102
Tester OTTICO per diodi LASER	242
Tester per cortocircuiti	361
Timer per tempi molto lunghi	368
TV - bande e frequenze VHF - UHF	551
Tolleranza di un QUARZO	466
TTL collegato a C/Mos	42
TTL e fotoaccoppiatori.....	120
TTL pilotato NE.555.....	346

Transconduttanza di una valvola	185	VFO con diodi VARICAP.....	458
Trasformare un mA in un Voltmetro	11	VFO con due fet.....	455
Trasformatore d'uscita valvole	188	VFO con due transistor	456
Transistor IGBT	174	VFO con fet e transistor	461
Transistor NPN e PNP.....	130	VFO con integrato MC.1648	462
TRIAC - funzionamento diodi.....	194	VFO in push-pull.....	455
TRIAC con Fotoaccoppiatore.....	203	VFO modulato in FM	488
TRIAC eccitato da un Fotodiad.....	203	VFO - oscillatori per RF	444
Trigger di Schmitt con NE.555.....	347	Volt di picco	334
Trigger di Schmitt - operazionali.....	282	Volt efficaci o RMS.....	334
Triodo - VALVOLA termoionica	179	Volt picco/picco	334
Triplicare - Duplicare tensioni.....	28		
Tubi a Raggi Catodici	247		

U

pag.

Unigiunzioni - transistor UJT	168
Uranio - dati del pianeta	102
UVA - UVB - UVC ultravioletti	50

V

pag.

VALVOLE termoioniche	178
VCO con NE.555	358
Variare velocità trapani.....	203
Varicap nei VFO	458
Varilight con Triac	202
Velocità propagazione suono	116
Venere - dati del pianeta.....	102
VFO a transistor per RADIOFREQUENZA ..	447
VFO a FET per RADIOFREQUENZA	451

W

pag.

Watt dissipati da una resistenza	10
Watt musicali	334
Watt picco/picco	334
Watt RMS	334
Wien - oscillatori sinusoidali.....	276

X

pag.

XC reattanza capacitiva	81
XL reattanza induttiva	81

Z

pag.

Zoccolatura Display	205
Zoccolatura TTL e C/Mos	43

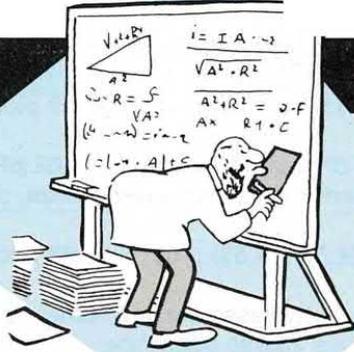
Questo indice analitico, che vi sarà molto utile per trovare rapidamente l'argomento che più vi interessa, è stato condensato in una sola riga per ogni voce, e quindi la descrizione potrebbe anche non soddisfare pienamente le vostre esigenze di ricerca.

Per questo motivo abbiamo inserito alcune pagine bianche supplementari, affinché possiate riportare i titoli ed il relativo numero di pagina degli argomenti che più frequentemente vi trovate a consultare.

In queste pagine potrete trascrivere anche "appunti" personali oppure i titoli degli articoli applicativi o teorici che pubblicheremo in futuro sulla rivista Nuova Elettronica.

Vi sono inoltre altre pagine che potrete utilizzare per annotare le connessioni degli integrati e dei transistor, in modo da ritrovarle velocemente senza dover sfogliare numerose riviste solo perché non vi ricordate più su quale kit sono stati utilizzati questi componenti.

NOTA AGGIUNTIVA



Stampata la prima edizione, che abbiamo esaurito in poche settimane, abbiamo ricevuto favorevoli apprezzamenti da parte di tecnici e di ingegneri che hanno finalmente trovato nel nostro Handbook valide soluzioni per risolvere i loro problemi.

Tutti ci hanno scritto che utilizzando le **semplici formule** da noi riportate hanno ottenuto a montaggio ultimato i valori dichiarati, quindi lo ritengono un validissimo manuale per tutti i progettisti.

Non è comunque mancata qualche richiesta di **chiarimento** da parte di chi, non trovando corrispondenza tra le formule pubblicate nell'**Handbook** e quelle riportate su tutti i testi di elettronica, ha reputato le nostre sbagliate senza nemmeno provarle.

Ad esempio ci è stato scritto che per calcolare la frequenza di sintonia di un circuito L/C la formula da usare è:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

e non quella da noi utilizzata a pag.78, che qui richiamiamo:

$$\text{MHz} = 159 : \sqrt{\text{pF} \times \text{microHenry}}$$

A costoro vogliamo far presente che nella prima formula il valore di **F** (frequenza) è in **Hertz**, quello di **L** (induttanza) è in **Henry** e quello di **C** (capacità) è in **Farad**, cioè unità di misura che non vengono mai adoperate all'atto pratico.

Normalmente per le induttanze si usano i **milliHenry** ed i **microHenry** e per le capacità i **picoFarad**, quindi per poter usare queste formule si dovrebbero convertire questi valori in **Farad** ed in **Henry** ed anche se fossero tutti dei **matematici esperti**, è abbastanza facile per chiunque sbagliare inserendo uno **zero** di troppo o in meno.

Amesso di voler conoscere la frequenza di risonanza di un circuito composto da una bobina da **82 microHenry** e da una capacità di **15 picoFarad** si dovrebbe fare questo calcolo:

$$\text{Hz} = \frac{1}{6,283184 \times \sqrt{0,000082 \times 0,00000000015}}$$

Un'operazione questa che nessuno può fare adoperando una normale calcolatrice tascabile non scientifica.

Comunque effettuando i calcoli si ottiene questo risultato:

$$\frac{1}{0,000000220359781831} = 4.538.033 \text{ Hz}$$

Poiché la frequenza è in **Hz**, per convertire questo numero in **MHz** bisogna dividerlo per **1.000.000** ottenendo così **4,538 MHz**, mentre se ci servisse in **KHz** bisognerebbe dividerlo per **1.000**, ottenendo **4.538 KHz**.

Con la nostra formula si ottiene il valore direttamente in **MHz**:

$$159 : \sqrt{82 \times 15} = 4,533 \text{ MHz}$$

In questo caso se servisse conoscere la frequenza in **KHz** basterebbe moltiplicare per **1.000** il risultato, oppure usare **159.000** anziché **159**, infatti:

$$159.000 : \sqrt{82 \times 15} = 4.533 \text{ KHz}$$

Ci è stato fatto notare che con queste nostre formule si ottiene una frequenza **più bassa** rispetto a quella ottenuta con il calcolo precedente, infatti noi otteniamo **4,533 MHz** anziché **4,538 MHz**.

Vogliamo però sottolineare che in ogni circuito sono presenti delle **piccole capacità parassite**. Amesso quindi che le piste del circuito stampato introducano una capacità minima di **2 picoFarad**, il circuito si sintonizzerà su **4,262 MHz**.

Quindi con la nostra formula si ottiene un valore più vicino a quello **reale** in quanto **2-3 pF** di capacità parassita esistono sempre.

Qualche lettore ci ha domandato dove abbiamo **"pescato"** il numero **159** e noi ora lo spiegheremo, perché pensiamo che interessi un po' tutti.

Se provate a calcolare:

$$\frac{1}{2\pi} \text{ ottenete } \frac{1}{6,283184} = 0,159154976203$$

NOTA: pi-greco (π) non è 3,14, ma 3,141592 quindi di 2π dà 6,283184.

Poiché ci siamo prefissi di ricavare il valore della frequenza in **Megahertz** usando come misura i **picoFarad** ed i **microHenry**, dobbiamo moltiplicare questo numero per **1.000**, ottenendo così **159,154976203**.

Dovendo valutare eventuali **capacità parassite** abbiamo tolto i **decimali** e così abbiamo ricavato un numero molto facile da ricordare, **159**, ed anche una formula più semplice perché il tutto si riduce a:

$$\frac{159}{\sqrt{\text{pF} \times \text{microHenry}}}$$

Per ottenere la frequenza direttamente in **Kilohertz** basta utilizzare il numero **159.000** anziché **159**.

Facciamo un altro esempio.

Per conoscere la **capacità** ed il valore della **induttanza**, le formule che troviamo sui testi sono le seguenti:

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi F}\right)^2}{C} \quad C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi F}\right)^2}{L}$$

Le nostre sembrano molto diverse solo perché le abbiamo semplificate, infatti:

$$\text{pF} = 25.300 : [(\text{MHz} \times \text{MHz}) \times \text{microHenry}]$$

$$\mu\text{H} = 25.300 : [(\text{MHz} \times \text{MHz}) \times \text{picoFarad}]$$

A chi ci ha domandato come si ottiene il numero **25.300**, rispondiamo che si ricava da questa semplice operazione:

$$\left(\frac{1}{6,283184}\right)^2 = 0,0253303064502$$

Poiché la frequenza si calcola sempre in **MHz**, le induttanze che si usano nel circuito sono sempre in **microHenry** e le capacità hanno valori sempre espressi in **picoFarad**, occorre moltiplicare il numero **0,0253303064502** per **1.000.000** e così si ottiene:

$$0,0253303064502 \times 1.000.000 = 25.330$$

Che abbiamo **arrotondato** a **25.300** perché dobbiamo sempre considerare un **minimo** di **capacità parassite**.

Facciamo un esempio.

AmMESSO di voler realizzare un circuito di sintonia che si accordi sulla frequenza di **4,53 MHz**, utilizzando un'induttanza da **15 microHenry** si deve a-

doperare una **capacità** di:

$$25.300 : [(4,53 \times 4,53) \times 15] = 82,19 \text{ picoF}$$

AmMESSO di avere una **capacità** di **82 pF** e di voler conoscere il valore della **induttanza**, si ottiene:

$$25.300 : [(4,53 \times 4,53) \times 82] = 15,03 \text{ microH}$$

Il **pignolo** che volesse usare il numero **non arrotondato**, cioè **25.330** otterrebbe:

$$25.330 : [(4,53 \times 4,53) \times 15] = 82,29 \text{ picoF}$$

$$25.330 : [(4,53 \times 4,53) \times 82] = 15,05 \text{ microH}$$

Confrontando tra loro i risultati, potete vedere che le differenze sono **irrisorie** e comunque non serve conoscerle, perché comunque **non troveremo** mai in commercio un condensatore da **82,19** o **82,29 pF** e nemmeno delle induttanze da **15,03** o **15,05 microHenry**.

Dovremo quindi sempre utilizzare dei valori **standard**: **82** picoFarad e **15** microHenry.

Anche con un condensatore da **82 pF** molto **preciso** con una tolleranza del **5%**, la sua **reale** capacità andrà da un **minimo** di **78** ad un **massimo** di **86 pF**.

Lo stesso dicasi per l'induttanza perché anche se quella che acquistate è siglata **15 microHenry** in pratica potrebbe avere un valore che da un **minimo** di **14** può raggiungere un **massimo** di **16 microHenry**.

AmMESSO di inserire nel circuito una **capacità** di **86 pF** ed un'induttanza di **16 microHenry**, si ottiene una frequenza di:

$$159 : \sqrt{86 \times 16} = 4,28 \text{ MHz} \text{ anziché } 4,53 \text{ MHz}$$

Se la **capacità** fosse di **78 pF** e l'induttanza di **14 microHenry**, si otterrebbe una frequenza di:

$$159 : \sqrt{78 \times 14} = 4,81 \text{ MHz} \text{ anziché } 4,53 \text{ MHz}$$

Se si inserisse una capacità **maggiore**, cioè **86 pF** ed un'induttanza **minore**, cioè **14 microHenry**, si otterrebbe una frequenza di:

$$159 : \sqrt{86 \times 14} = 4,58 \text{ MHz} \text{ anziché } 4,53 \text{ MHz}$$

Come potete notare le differenze sono **irrisorie**, purché non si abbiano nel circuito delle **capacità parassite** superiori ai valori medi.

Per concludere, le formule riportate su questo Handbook vi permetteranno di ricavare tutti i valori che desiderate conoscere utilizzando una **normalissima calcolatrice** tascabile.

NOTE

Lined area for writing notes, consisting of multiple horizontal blue dotted lines.

NOTE

NOTE

NOTE

