NUOVA ELETTRONICA

Anno 32 - n. 205
ISSN 1124-5174

RIVISTA MENSILE
Sped. in a.p. art. 2 comma 20/b
legge 662/96 - Filiale di Bologna

LUGLIO-AGOSTO 2000

AMPLIFICATORE stereo hi-fi da 30+30 watt

FILTRI CROSSOVER da 12-18 dB per ottava

L.7.000
€ 3,62

9 771124 517002 00205>

INVERTER da 12 volt CC a 220 volt AC 50 hertz

PREAMPLIFICATORE d'ANTENNA da 0,4 a 50 MHz

ELETTROSTIMOLATORE MUSCOLARE LX.1408 (Riv.200)

Costo kit compresi batteria, placche in gomma e mobile Lire 206.000 ... Euro 106,39

Chi pratica culturismo potrà potenziare tutti i muscoli delle braccia, delle gambe, dei pettorali, degli addominali, dei glutei, ecc., direttamente a casa propria, senza dover frequentare alcuna palestra. Questo elettrostimolatore serve anche per tonificare dei muscoli atrofizzati e per migliorare la circolazione sanguigna.

IONOFORESI con MICROPROCESSORE LX.1365 (Riv.196)

Costo kit compresi batteria, placche in gomma e mobile Lire 186.500 ... Euro 96,32

Per curare artrite, artrosi, sciatica, lombaggine, strappi muscolari ecc., tutti i fisioterapisti preferiscono introdurre i farmaci attraverso l'epidermide anzichè lo stomaco, onde evitare effetti collaterali. La **Ionoforesi** viene anche usata efficacemente dalle estetiste per eliminare la cellulite.

TENS per ELIMINARE il DOLORE LX.1387 (Riv.198)

Costo kit compresi batteria, placche in gomma e mobile Lire 217.500 ... Euro 112,33

La **Tens** è un valido analgesico che provvede ad eliminare quasi tutti i dolori mediante appropriati impulsi elettrici. Anzichè ingerire degli antidolorifici che potrebbero intossicare il nostro organismo, bastano poche applicazioni con questo elettromedicale.

Direzione Editoriale
NUOVA ELETTRONICA
Via Cracovia, 19 - 40139 BOLOGNA
Telefono (051) 46.11.09
Telefax (051) 45.03.87

Sito Internet:
http://www.nuovaelettronica.it

Fotocomposizione
LITOINCISA
Via del Perugino, 1 - BOLOGNA

Stabilimento Stampa
BETAGRAF s.r.l.
Via Marzabotto, 25/33
Funo (BO)

Distributore Esclusivo per l'Italia
PARRINI e C. s.r.l.
Roma - Piazza Colonna, 361
Tel. 06/695141 - Fax 06/6781817
Milano - Via Tucidide, 56/Bis - Torre 3
Tel. 02/754171 - Fax 02/76119011

Direzione Commerciale
Centro Ricerche Elettroniche
Via Cracovia, 19 - 40139 Bologna
Tel. 051/464320

Direttore Generale
Montuschi Giuseppe

Direttore Responsabile
Conti Mirko

Autorizzazione
Trib. Civile di Bologna
n. 5056 del 21/2/83

RIVISTA MENSILE
N. 205 / 2000
ANNO XXXII
LUGLIO-AGOSTO

COLLABORAZIONE

Alla rivista Nuova Elettronica possono collaborare tutti i lettori.
Gli articoli tecnici riguardanti progetti realizzati dovranno essere accompagnati possibilmente con foto in bianco e nero (formato cartolina) e da un disegno (anche a matita) dello schema elettrico.

DIRITTI D'AUTORE

Tutti i diritti di riproduzione totale o parziale degli articoli - disegni - foto riportati sulla Rivista sono riservati. La protezione del diritto d'Autore è estesa anche a varianti apportate sui disegni dei circuiti stampati conformemente alla legge sui Brevetti.

Tutti gli schemi pubblicati possono essere utilizzati da tutti i nostri lettori solo per uso personale e non per scopi commerciali o industriali.
La Direzione della rivista Nuova Elettronica può concedere delle Autorizzazioni scritte dietro pagamento dei diritti d'Autore.

NUOVA ELETTRONICA

ABBONAMENTI

Italia 12 numeri	**L. 70.000**	**€ 36,16**	**Numero singolo**	**L. 7.000**	**€ 3,62**
Estero 12 numeri	**L. 100.000**	**€ 51,65**	**Arretrati**	**L. 7.000**	**€ 3,62**

Nota: L'abbonamento dà diritto a ricevere n. 12 riviste

SOMMARIO

PREAMPLIFICATORE D'ANTENNA da 0,4 a 50 MHz LX.1456 **2**
IMPARARE L'ELETTRONICA partendo da zero .....28° Lezione **11**
CONVERTIRE la gamma dei 27 MHz sulle ONDE MEDIE.....LX.5043 **25**
Come si PROGETTA un TEMPORIZZATORE con l'integrato NE.555 .....LX.5044-5045 **31**
INVERTER da 12 Volt CC a 220 Volt AC 50 Hertz.....LX.1449 **44**
AMPLIFICATORE stereo Hi-Fi da 30+30 WATT.....LX.1459-1460 **58**
FILTRI CROSSOVER da 12 e 18 dB per OTTAVA..... **70**
PROGETTI in SINTONIA..... **104**
LA DIRETTIVA .IFC del linguaggio ASSEMBLER **112**

Associato all'USPI
(Unione stampa
periodica italiana)

PREAMPLIFICATORE

Un preamplificatore d'antenna a larga banda con un guadagno medio di 22 dB e una cifra di rumore di soli 2 dB. Leggendo questo articolo apprenderete che un buon preamplificatore d'antenna deve avere una bassissima cifra di rumore, perché se questa risulta maggiore della NF del ricevitore, peggiorerete sicuramente la sua sensibilità.

Per migliorare le prestazioni di un ricevitore in fatto di **sensibilità**, la soluzione più economica rimane quella di utilizzare come antenna captatrice un **dipolo** lungo esattamente **1/2 onda** oppure uno **stilo** verticale lungo **1/4** oppure **3/4 d'onda**.

Questa soluzione però si può adottare solo quando si desidera ricevere una **ristretta** gamma di frequenze, ma chi è interessato a ricevere una gamma notevolmente più ampia, che copra ad esempio da **1 MHz** fino **50 MHz**, non può certo installare sul tetto tante antenne quante sono le gamme di frequenza che desidera ricevere.
In questi casi il problema si può risolvere definitivamente solo scegliendo un buon **preamplificatore** a **larga banda**, che provveda ad amplificare tutti i segnali che un'antenna riesce a captare prima di applicarli sull'ingresso del ricevitore.

Nella scelta del preamplificatore si tiene di solito conto del **guadagno**, per cui se si trovano **3 schemi** che hanno questi guadagni:

A = guadagno **15 dB** (amplifica **5,6 volte**)
B = guadagno **20 dB** (amplifica **10 volte**)
C = guadagno **30 dB** (amplifica **31,6 volte**)

la preferenza ricade quasi sempre su quello che amplifica di più, cioè sul preamplificatore **C**.

Scegliere un preamplificatore sulla base del **guadagno** più **alto** è un errore in cui tutti incorrono.
Per valutare se il preamplificatore è valido occorre tener conto anche del valore della sua **NF**, cioè della sua **cifra** di **rumore**.

Ponendo il caso che i tre preamplificatori del no-

stro esempio abbiano queste **cifre** di **rumore**:

A = Gain 15 dB **NF 3 dB**
B = Gain 20 dB **NF 2 dB**
C = Gain 30 dB **NF 4 dB**

il migliore **non** sarà quello che ha il più **alto guadagno**, ma quello che ha la **cifra** di **rumore** più **bassa**, cioè il preamplificatore **B**.

Infatti, se installassimo il preamplificatore **C**, che ha il guadagno **maggiore**, noteremmo con stupore che capta **meno** emittenti del preamplificatore **B**, sebbene questo abbia un **minore** guadagno.

LA NF o FIGURA di RUMORE

Tutti i semiconduttori utilizzati per preamplificare un segnale sia di **BF** che di **RF** mettono in movimento degli **elettroni** che generano del **fruscio**.
Questo **fruscio** o **rumore**, che ha sempre una certa ampiezza, non permette ai segnali incapaci di **superare** questo livello di **soglia rumore** di essere amplificati.

Per darvi un'idea di quanto possa influire il **livello** della cifra di **rumore** sulla **sensibilità** vi portiamo questo semplice esempio.

Se accendiamo una radio in una stanza **silenziosa**, potremo ascoltarla anche tenendo il **volume** quasi al **minimo**.
Se improvvisamente viene messo in funzione un elettrodomestico che genera molto **rumore**, come ad esempio una lucidatrice, un aspirapolvere o un tritacarne, per ascoltare la radio dovremo necessariamente **alzare** il livello del volume.
Più aumenta il livello del **rumore** più dovremo alzare il **volume** della radio, e se poi il **livello** del **rumore** risultasse maggiore rispetto al livello del **suono**, ascolteremmo solo del **rumore**.

Se con questo esempio non siete ancora riusciti a comprendere perché un preamplificatore con un **basso guadagno** può risultare **più sensibile** di uno che ha un **guadagno maggiore**, seguite il secondo esempio per il quale ci siamo avvalsi dei disegni visibili nelle figg.1-2-3.

D'ANTENNA da 0,4 a 50 MHz

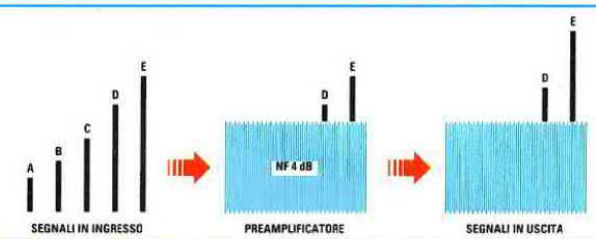


Fig.1 Se applichiamo sull'ingresso di un preamplificatore che ha una NF di 4 dB i segnali di cinque deboli emittenti, noi riusciremo ad amplificare solo i segnali che superano questa cifra di rumore, cioè quelli delle due emittenti D-E.

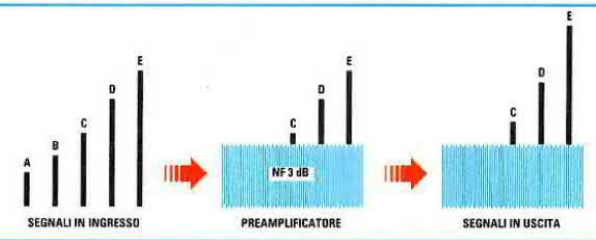


Fig.2 Se scegliamo un preamplificatore con una NF di 3 dB, riusciremo ad amplificare anche il segnale della emittente C, perché riesce a superare il livello di soglia di rumore di 3 dB. Non verranno invece amplificati i segnali A-B.

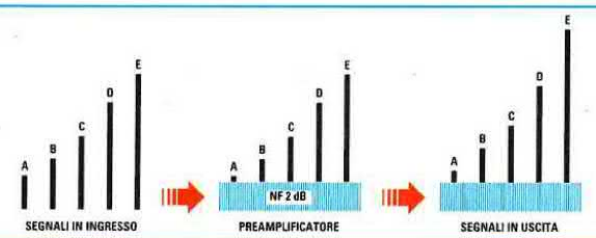


Fig.3 Se scegliamo un preamplificatore con una NF di soli 2 dB, riusciremo ad amplificare anche i deboli segnali delle emittenti A-B. Quindi quello che più conta in un preamplificatore RF non è tanto il suo guadagno, ma la sua cifra di rumore.

Supponiamo che la nostra antenna capti **5** emittenti che giungono con una diversa **ampiezza**.

Se applichiamo questi segnali sull'ingresso del preamplificatore **C**, che ha un **guadagno** di **30 dB** e una **NF** di **4 dB** (vedi fig.1), questo amplificherà solo quei segnali che riescono a superare i **4 dB** della soglia di **rumore**, quindi delle **5** emittenti che giungono sul suo ingresso ritroveremo sulla sua uscita i segnali delle due sole emittenti più forti, cioè il segnale **D** e il segnale **E**.

Se applichiamo gli stessi segnali sull'ingresso del preamplificatore **A**, che ha un **guadagno** di **15 dB** e una **NF** di **3 dB** (vedi fig.2), questo amplificherà solo quei segnali che riescono a superare i **3 dB** della soglia di **rumore**, quindi delle **5** emittenti che giungono sul suo ingresso ritroveremo sull'uscita i segnali delle tre emittenti **C-D-E**.

Se applichiamo i segnali sull'ingresso del preamplificatore **B**, che ha un **guadagno** di **20 dB** e una **NF** di **2 dB** (vedi fig.3), questo riuscirà ad amplificare tutti e **5** i segnali, perché ha un basso **livello** di **rumore**.

In conclusione il preamplificatore **C**, che ha un **guadagno** di **30 dB** e una **NF** di **4 dB**, preamplifica di **31,6 volte** il solo segnale delle emittenti **D-E**.

Il preamplificatore **A**, che ha un **guadagno** di **15 dB** e una **NF** di **3 dB**, preamplifica di **5,6 volte** il segnale delle tre emittenti **C-D-E**.

Mentre il preamplificatore **B**, che ha un **guadagno** di **20 dB** e una **NF** di **2 dB**, preamplifica di **10 volte** il segnale delle cinque emittenti **A-B-C-D-E**.

Con questo esempio appare chiaro che quello che più conta in un preamplificatore **non** è tanto il suo **guadagno**, ma la sua **cifra** di **rumore**.

Se colleghiamo un preamplificatore all'ingresso di un **ricevitore** che ha una **cifra** di **rumore** identica a quella del preamplificatore, **non** noteremo nessun miglioramento della **sensibilità** (vedi fig.4).
Se il preamplificatore ha una **cifra** di **rumore** maggiore rispetto a quella del ricevitore, **ridurremo** addirittura la sua **sensibilità** (vedi fig.6).

Quindi se scegliamo un preamplificatore che ha una **NF** di **2 dB** e lo colleghiamo all'ingresso di un ricevitore che ha una **NF** di **2 dB**, riusciremo a captare gli stessi segnali che riuscirebbe a captare il **solo** ricevitore senza l'ausilio del preamplificatore perché i due valori di **NF** sono identici (vedi fig.4).
In questo caso potremo notare solo un **aumento** dei livelli dei segnali anche utilizzando delle antenne di dimensioni molto ridotte e **non** accordate sulla frequenza di lavoro.

Se invece abbiamo un ricevitore che ha una **NF** di **4 dB** e al suo ingresso colleghiamo un preamplificatore che ha una **NF** di **2 dB**, riusciremo a captare tutti quei segnali che il ricevitore da solo non potrebbe captare per la sua elevata **NF** (vedi fig.5).

Se poi abbiamo un ricevitore che ha una **NF** di **2 dB** e al suo ingresso colleghiamo un preamplificatore che ha una **NF** di **4 dB**, peggioreremo solo la sua sensibilità (vedi fig.6).

SCHEMA ELETTRICO

Per realizzare questo preamplificatore abbiamo scelto un **mosfet** tipo **BF.964** perché ha una bassissima **cifra** di **rumore**.
Sebbene dalle sue caratteristiche si rilevi che ha una **NF** di **1 dB**, dobbiamo far presente che non si riuscirà mai ad ottenere una **NF totale** di **1 dB**, perché oltre al **fruscio** emesso dagli elettroni nell'attraversare il semiconduttore, c'è sempre anche un'antenna che capta il naturale **fruscio** proveniente dal **cosmo**, quindi per le gamme delle **onde corte** risulta praticamente impossibile scendere al disotto di una **NF totale** di **2 dB**.

Guardando lo schema elettrico di fig.8, si nota subito che in questo preamplificatore abbiamo utilizzato due mosfet collegati in **push-pull**.

Le caratteristiche tecniche di questo preamplificatore possono essere così riassunte:

Volt alimentazione	**12-16 volt**
Corrente assorbita	**22 mA**
Guadagno medio	**22 dB**
Cifra di rumore totale	**2 dB**
Banda passante	**0,4-50 MHz**

Facciamo presente che un **guadagno** di **22 dB** corrisponde a un aumento in **tensione** del segnale captato di ben **12,6 volte**.
Quindi se sull'ingresso del preamplificatore applichiamo un segnale di **0,8 microvolt**, sulla sua uscita preleveremo un segnale di **10 microvolt**.

Il segnale captato dall'antenna raggiunge il **primario** del trasformatore toroidale **T1** e dal suo **secondario** provvisto di presa centrale preleviamo il segnale da applicare sui **Gate 1** dei due mosfet.

Il segnale preamplificato prelevato sui due **Drain** dei mosfet viene applicato sul **primario** del trasformatore toroidale **T2** provvisto di **presa centra-**

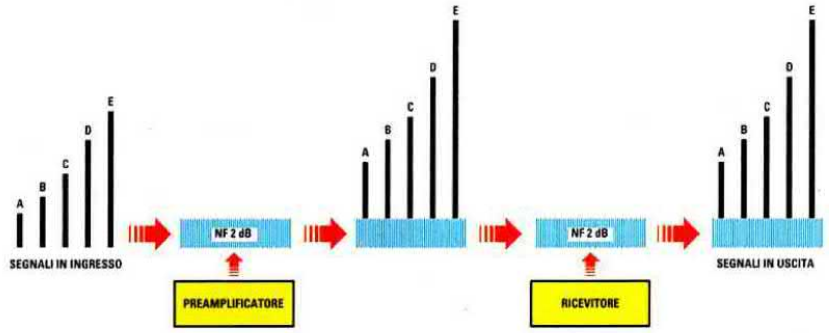


Fig.4 Se colleghiamo un preamplificatore sull'ingresso di un ricevitore che ha una NF identica a quella del preamplificatore, capteremo lo stesso numero di emittenti.

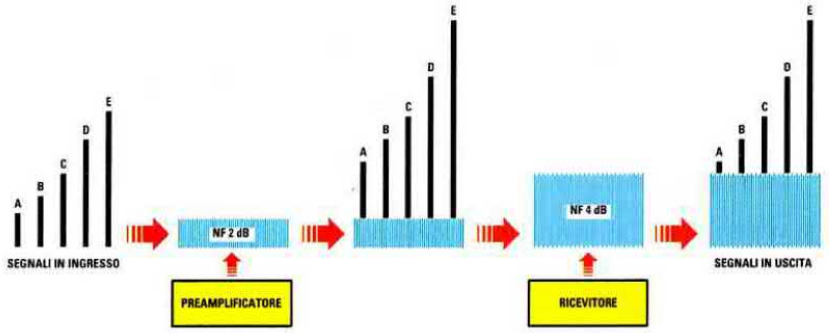


Fig.5 Se colleghiamo un preamplificatore sull'ingresso di un ricevitore che ha una NF maggiore, capteremo anche i segnali che il solo ricevitore non potrebbe captare.

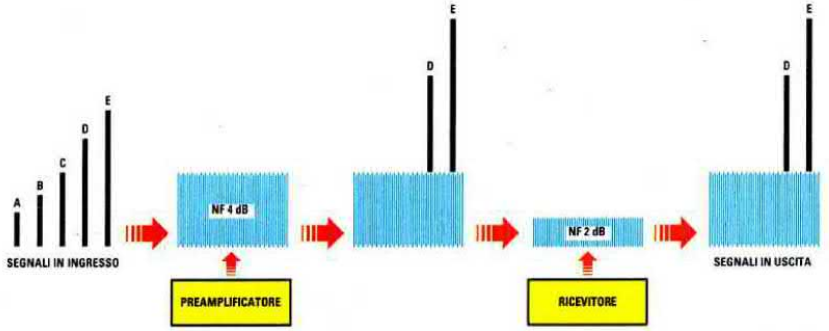


Fig.6 Se colleghiamo un preamplificatore che ha una NF di 4 dB sull'ingresso di un ricevitore che ha una NF di 2 dB, peggioreremo la sua sensibilità.

Fig.7 Foto del preamplificatore d'antenna montato sopra un circuito stampato a doppia faccia. I due mosfet vanno saldati sul lato opposto del circuito stampato, come potete vedere in fig.10.

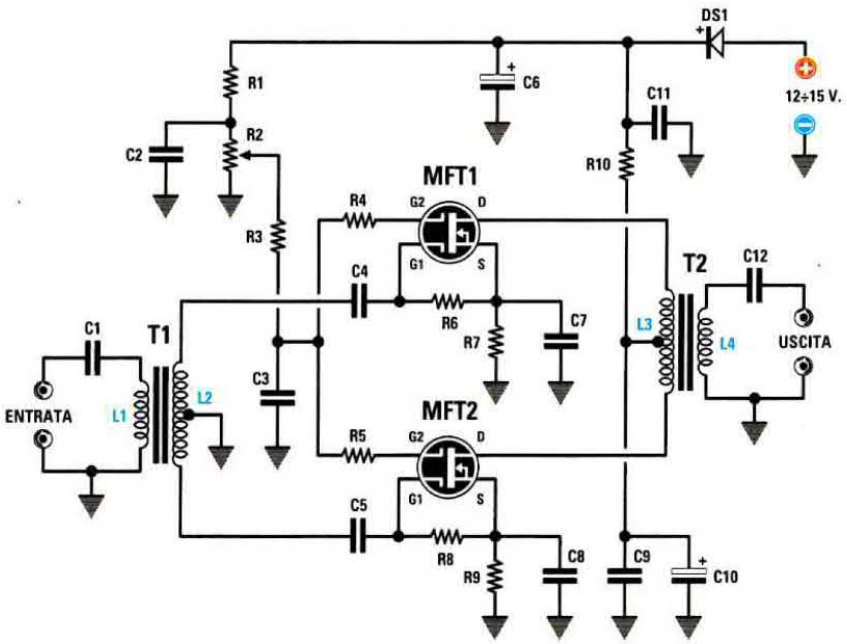


Fig.8 Schema elettrico del preamplificatore d'antenna a larga banda. Il potenziometro R2 ci permette di variare il guadagno totale dello stadio preamplificatore.

le e prelevato dal suo **secondario** per essere trasferito tramite un cavetto coassiale sull'ingresso del ricevitore che vogliamo **sensibilizzare**.

Il potenziometro logaritmico **R2** da **10.000 ohm** che abbiamo inserito in questo circuito serve per variare il **guadagno** del preamplificatore.

Ruotando il suo cursore verso **massa** il segnale viene amplificato di circa **1,3 volte**, ruotandolo verso il massimo **positivo** il segnale viene amplificato di circa **12,6 volte** e ruotandolo a **metà corsa** il segnale viene amplificato di circa **6 volte**.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per realizzare questo preamplificatore vi verrà fornito un circuito a **doppia faccia** siglato **LX.1456**, sul quale dovrete montare tutti i componenti disponendoli come visibile in fig.11.

Come primi componenti vi consigliamo di inserire i due mosfet **MFT1-MFT2** i cui terminali vanno saldati dalla parte opposta del circuito stampato (vedi fig.10), prestando molta attenzione a inserirli nel giusto verso.
Questi mosfet hanno infatti **4** terminali disposti a croce (vedi fig.9), e su uno solo di questi, il **S**ource, è presente una piccola **tacca** di riferimento.

Per il loro montaggio dovete innanzitutto conside-

ELENCO COMPONENTI LX.1456

R1 = 4.700 ohm
R2 = 10.000 ohm pot. log.
R3 = 10.000 ohm
R4 = 47 ohm
R5 = 47 ohm
R6 = 1.000 ohm
R7 = 220 ohm
R8 = 1.000 ohm
R9 = 220 ohm
R10 = 47 ohm
C1 = 100.000 pF ceramico
C2 = 100.000 pF ceramico
C3 = 100.000 pF ceramico
C4 = 100.000 pF ceramico
C5 = 100.000 pF ceramico
C6 = 47 microF. elettrolitico
C7 = 100.000 pF ceramico
C8 = 100.000 pF ceramico
C9 = 100.000 pF ceramico
C10 = 47 microF. elettrolitico
C11 = 100.000 pF ceramico
C12 = 100.000 pF ceramico
DS1 = diodo tipo 1N4007
MFT1 = mosfet tipo BF 964
MFT2 = mosfet tipo BF 964
T1 = trasformatore su nucleo NT50.43
T2 = trasformatore su nucleo NT50.43

Nota: tutte le resistenze utilizzate in questo circuito sono da 1/4 di watt.

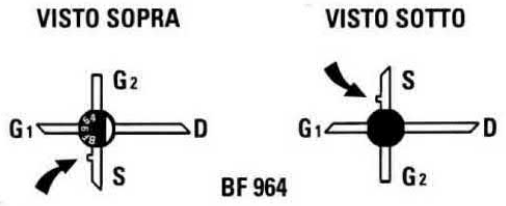


Fig.9 Quando montate i due mosfet sul circuito stampato fate molta attenzione a non confondere i loro terminali. Il terminale D è il più lungo e solo sul terminale S è presente una piccola tacca di riferimento.

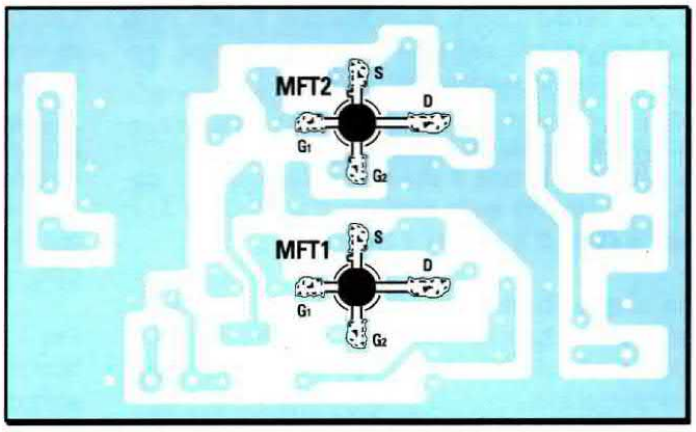


Fig.10 I due mosfet vanno saldati sulle piste sottostanti al circuito stampato, rivolgendo il terminale più lungo D verso destra e il terminale S, provvisto di tacca di riferimento, verso l'alto. Dal lato opposto dello stampato (vedi fig.11) dovrete leggere la loro sigla.

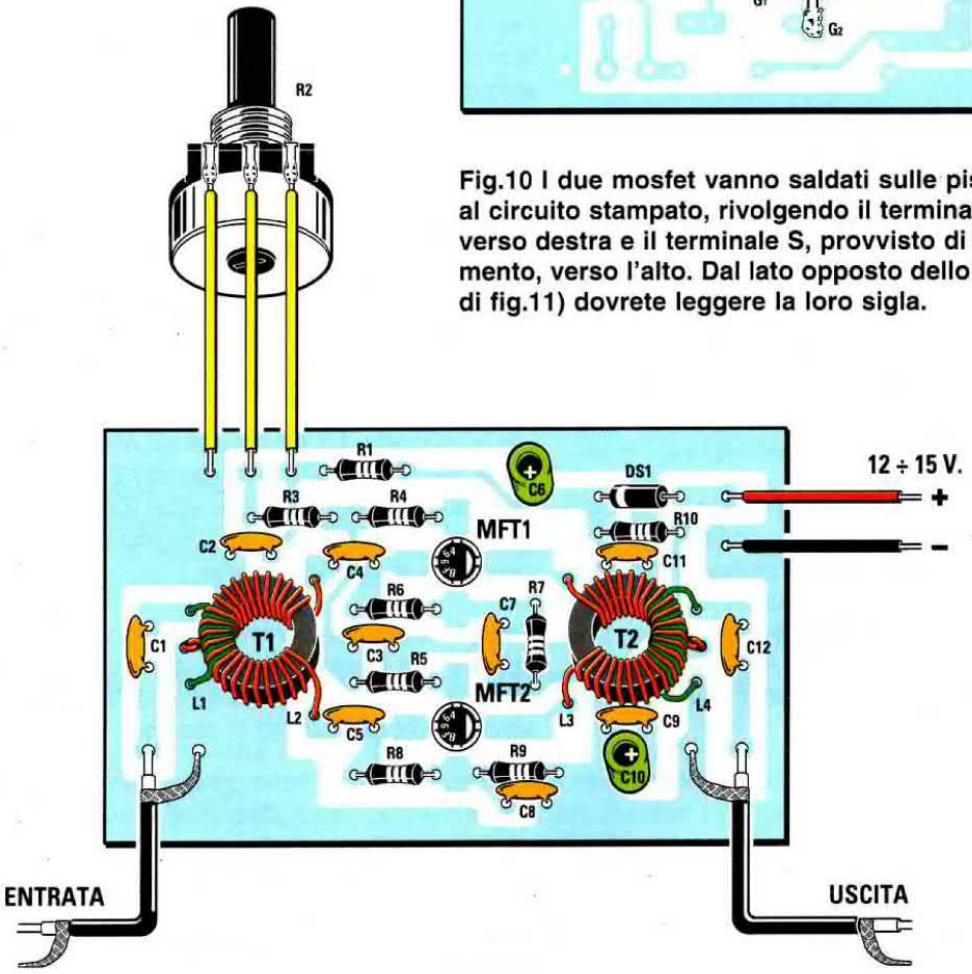


Fig.11 Dopo aver saldato sul lato opposto dello stampato i due mosfet, sul lato visibile in figura monterete tutti gli altri componenti. Nelle figg.12-13 indichiamo quante spire dovete avvolgere sui due trasformatori toroidali siglati T1-T2.

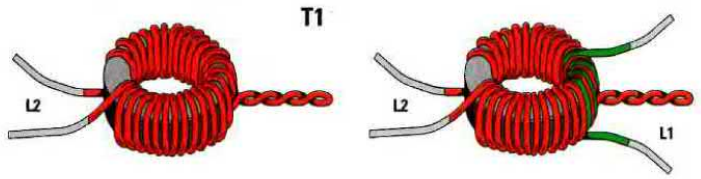


Fig.12 Per il trasformatore T1 dovete avvolgere 24 spire con una presa centrale per L2 e 4 spire per L1. Le spire di L1 vanno avvolte 2 a destra e 2 a sinistra della presa centrale di L2.

rare che vanno inseriti in modo che la loro sigla **BF.964** sia visibile dalla parte dei componenti, come chiaramente evidenziato in fig.11.

Osservando la fig.10, potrete notare che il terminale **più lungo**, cioè il **D**rain, va rivolto verso **destra**, in modo che sulla **sinistra** ci sia il **G**ate **1**, in **basso** il **G**ate **2** e in **alto** il **Source**.

Dopo aver saldato i terminali sulle piste in rame, potete inserire tutte le resistenze, i condensatori ceramici, quelli al poliestere e gli elettrolitici rispettando per questi ultimi la polarità **–/+**.

Quando inserite il diodo **DS1** rivolgete il lato del suo corpo contornato da una **fascia bianca** verso sinistra, cioè verso il condensatore **C6**.

A questo punto dovete avvolgere i trasformatori **T1** e **T2**, formati dai **nuclei toroidali** che trovate inseriti nel kit, utilizzando il filo di rame smaltato del diametro di **0,3 mm**, anch'esso incluso nel kit.

TRASFORMATORE T1

Su uno dei due nuclei in ferrite che trovate inclusi nel kit, iniziate ad avvolgere il **secondario** indicato **L2** composto da **24 spire** con **presa centrale**. Dopo aver tagliato uno spezzone di filo di rame lungo circa **45 cm**, avvolgete **12 spire** affiancate, poi fate un **cappio** (vedi il filo rosso in fig.12), quindi proseguite con le altre **12 spire** tenendole sempre affiancate.

Completato l'avvolgimento **spaziate** queste **24 spire** in modo da coprire quasi tutta la circonferenza del nucleo.

Ora raschiate con la carta smeriglia le due estremità del filo e anche quelle del **cappio** centrale in modo da eliminare lo **smalto isolante** e sul filo **nudo** depositate un leggero strato di **stagno**.

Per togliere lo **smalto isolante** si può anche tentare di appoggiare sul filo di rame la **punta** di un saldatore **ben caldo**, poi dopo aver fatto sciogliere sui fili lo **stagno**, lasciate la punta del saldatore fino a quando il disossidante avrà **bruciato** il sottile strato di vernice.

Dopo aver avvolto l'avvolgimento **secondario**, dovete ora avvolgere l'avvolgimento **primario** indicato **L1** (vedi il filo verde in fig.12), composto da **4 spire** utilizzando sempre del filo di rame smaltato del diametro di **0,3 mm**.

L'avvolgimento **L1** va intercalato alle spire **centrali** del secondario **L2**, avvolgendo **2 spire** alla **destra** della presa centrale e altre **2 spire** alla **sinistra** della presa centrale, in modo che l'accoppiamento risulti ben **bilanciato**.

Completato questo avvolgimento raschiate con carta smeriglia le due estremità del filo in modo da togliere lo **smalto isolante**, poi sul filo **nudo** depositate un leggero strato di **stagno**.

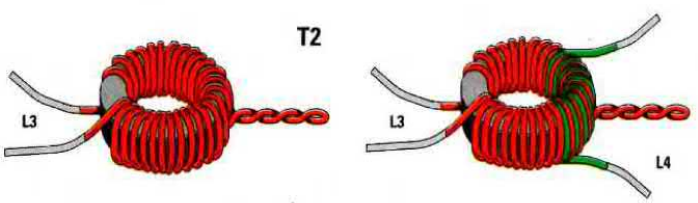


Fig.13 Per il trasformatore T2 dovete avvolgere 24 spire con una presa centrale per L3 e 8 spire per L4. Le spire di L4 vanno avvolte 4 a destra e 4 a sinistra della presa centrale di L3.

Ora infilate tutte le estremità di questi fili nei fori presenti nel circuito stampato facendo attenzione a rivolgere il secondario **L2** verso destra.

TRASFORMATORE T2

Sul secondo nucleo in ferrite iniziate ad avvolgere il suo **primario** indicato **L3** composto da **24 spire** con **presa centrale**.
Prendete quindi uno spezzone di filo di rame lungo circa **45 cm** e dopo aver avvolto **12 spire** affiancate fate un **cappio** (vedi il filo rosso in fig.13), quindi proseguite avvolgendo altre **12 spire** e tenendole sempre affiancate.

Completato l'avvolgimento **spaziate** queste **24 spire** in modo da coprire quasi tutta la circonferenza del nucleo.

Ora raschiate con della carta smeriglia le due estremità del filo e il cappio centrale in modo da eliminare lo **smalto isolante**, poi sul filo **nudo** depositate un leggero strato di **stagno**.

Dopo aver avvolto l'avvolgimento **primario**, potete avvolgere l'avvolgimento **secondario** indicato **L4** composto da **8 spire** utilizzando sempre il solito filo di rame smaltato del diametro di **0,3 mm**.

L'avvolgimento **L4** va intercalato alle spire **centrali** del primario **L3** (vedi filo di colore verde in fig.13), avvolgendo **4 spire** alla **destra** della presa centrale e altre **4 spire** alla **sinistra** della presa centrale, in modo che l'accoppiamento risulti ben **bilanciato**.

Completato anche questo avvolgimento, raschiate con carta smeriglia le due estremità del filo in modo da togliere lo **smalto isolante**, poi sul filo **nudo** depositate un leggero strato di **stagno**.

Ora infilate tutte le estremità di questi fili nei fori presenti nel circuito stampato facendo attenzione a rivolgere il secondario **L4** verso destra.

COME collegarlo al RICEVITORE

Il segnale preamplificato presente sul **secondario** del trasformatore toroidale **T2** va inserito sulla presa **antenna** del **ricevitore** utilizzando un sottile cavetto coassiale tipo **RG.174**.

Il segnale captato dall'antenna va applicato sul **primario** del trasformatore toroidale **T1**.
Se avete un'antenna **dipolo** o uno **stilo** potete scendere sull'ingresso di **T1** tramite un **cavetto coassiale**, mentre se avete un'antenna **unifilare** potete direttamente collegare all'ingresso di **T1** l'estremità del filo.

COSTO di REALIZZAZIONE

Costo di tutti i componenti per realizzare il preamplificatore a larga banda siglato **LX.1456** (vedi fig.11) completo di circuito stampato, dei **mosfet** e dei due **nuclei NT50.43** per i trasformatori **T1** e **T2**
Lire 21.500 **Euro 11,10**

Costo del solo circuito stampato **LX.1456**
Lire 6.000 **Euro 3,10**

Tutti i prezzi sono già **comprensivi** di IVA. Coloro che richiederanno il kit in **contrassegno**, pagheranno in più **L.6.000**, pari a **3,10 Euro**, perché questa è la cifra media che le Poste italiane esigono per la consegna di un pacco in contrassegno.

... siamo "costretti" ad andare in FERIE dal 5 al 27 agosto

Poichè le Industrie che ci forniscono i componenti elettronici, i circuiti stampati, i mobili plastici e metallici, le mascherine forate e serigrafate, nonchè la tipografia, la litografia, i fotografi, ecc., ci hanno già comunicato che rimarranno chiusi per tutto il mese di agosto, il nostro personale con immenso "dispiacere" (così almeno ha affermato) ha pensato di andare in Ferie dal 5 al 27 agosto.

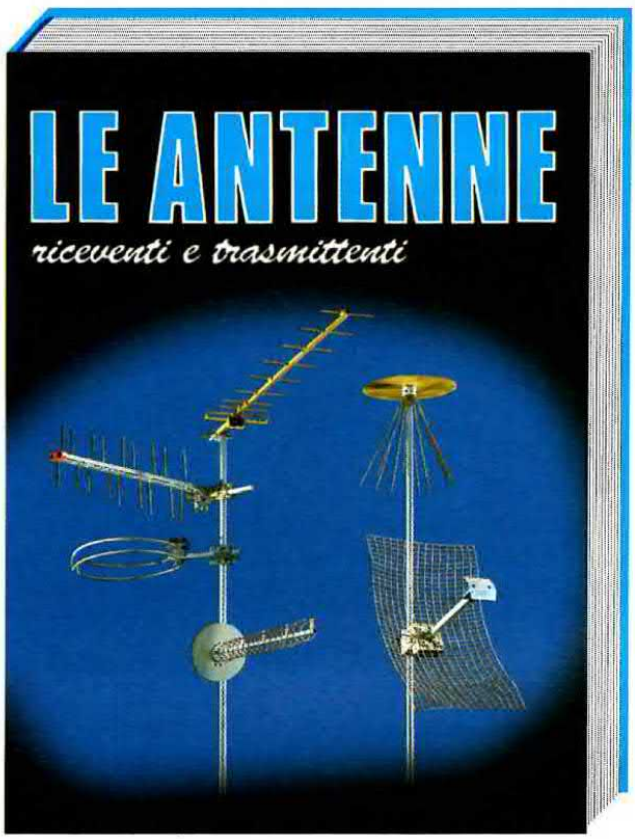
Pertanto vi invitiamo a NON telefonare in tale periodo per ordini o consulenze.

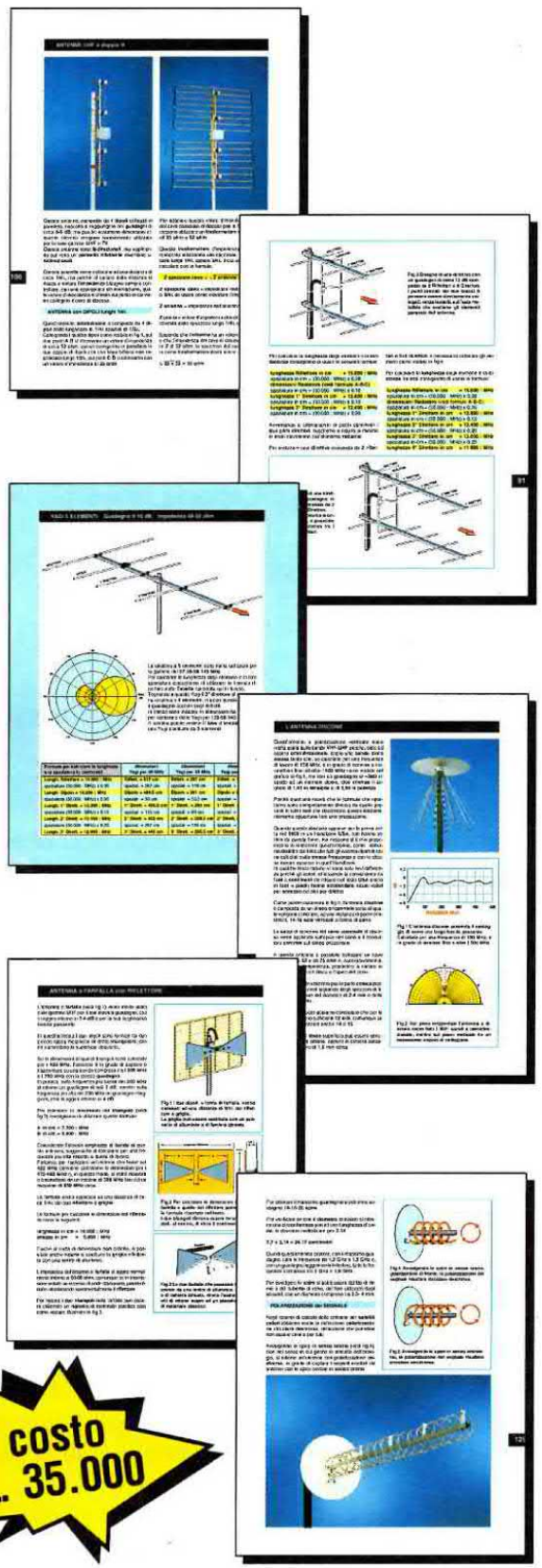
Anche la Heltron di Imola seguirà il nostro calendario, quindi se vi serve con urgenza un kit fate l'ordine entro la fine di luglio oppure rimandatelo a dopo il 27 agosto.

la DIREZIONE

novità

Tutti quelli che hanno sempre cercato un valido e utile libro sulle antenne riceventi e trasmittenti e non l'hanno mai trovato, sappiano che da oggi esiste questo interessante volume edito da Nuova Elettronica.





In questo volume troverete una approfondita e chiara trattazione teorica e pratica, che risulterà molto utile ai principianti e a tutti coloro che desiderano apprendere gli aspetti più importanti relativi alle antenne riceventi e trasmittenti.

Nel testo non compaiono complesse formule che potrebbero costituire un serio ostacolo per coloro che non digeriscono la matematica, ma solo delle utili e pratiche tabelle e tante semplici formule che tutti potranno risolvere con l'ausilio di una comune calcolatrice tascabile.

Dopo aver letto questo volume sarete in grado di realizzare qualsiasi tipo di antenna ed anche di tararla per il suo massimo rendimento.

costo L. 35.000

Nota: per ordinare questo volume usate il CCP. A chi lo richiederà in contrassegno verranno addebitate le spese postali di spedizione di L.6.000.

imparare l'ELETTRONICA partendo da ZERO

In questa Lezione vi proponiamo diversi schemi di **oscillatori** che utilizzano degli **integrati digitali** tipo **TTL-HC/Mos-C/Mos** in grado di fornire in uscita un segnale ad **onda quadra**.

Una frequenza ad **onda quadra** viene spesso utilizzata per realizzare apparecchiature **digitali**, ad esempio **temporizzatori-contatempo-frequenzimetri-generatori ultrasonici**, ecc.

Vi spiegheremo perciò anche come si progetta un **temporizzatore digitale** e grazie alle **formule** per calcolare la **frequenza** e il **tempo** in secondi che troverete nel testo, non incontrerete nessuna difficoltà a realizzare un circuito che si adatti perfettamente alle vostre esigenze.

Nella **Lezione N.27** vi abbiamo insegnato come realizzare un piccolo **trasmettitore** per la gamma **CB**, ma se non disponete di un ricevitore per **Onde Corte** in grado di sintonizzarsi sulle frequenze comprese tra **26,9** e **27,4 MHz**, non riuscirete mai a ricevere questo segnale.

Per non farvi acquistare un costoso ricevitore per **Onde Corte**, in questa Lezione vi insegniamo a realizzare un **convertitore** che, collegato all'ingresso **antenna** di una qualsiasi **supereterodina** per **Onde Medie**, vi permetterà di ascoltare il segnale del vostro **trasmettitore** e di tutti i **CB** presenti in zona, sintonizzandovi sulle frequenze dei **600-1.100 KHz** delle **Onde Medie**.

Se nella vostra città conoscete qualche **CB**, potrete tentare di collegarvi con il vostro trasmettitore.

OSCILLATORI DIGITALI con integrati TTL e C/MOS

Nella **Lezione N.24** vi abbiamo spiegato come realizzare degli stadi **oscillatori** di **alta frequenza** collegando a un **transistor** oppure a un **fet** una **bobina** e un **compensatore**.
Per variare la **frequenza** generata da questi oscillatori basta modificare il numero delle **spire** della **bobina** o variare la **capacità** del compensatore.

Se vogliamo invece realizzare degli stadi **oscillatori** in grado di generare frequenze **ultrasoniche** sull'ordine dei **30 KHz** oppure frequenze **audio** fino a **20 KHz** o, ancora, frequenze **subsoniche** al disotto dei **50 hertz**, conviene adoperare degli integrati **digitali**, perché per variare la **frequenza** generata basta modificare il valore ohmico di una sola **resistenza** o la capacità di un **condensatore**.

Tutti gli oscillatori che vengono realizzati con gli integrati **digitali** forniscono in uscita un'onda **quadra** anziché **sinusoidale** (vedi figg.442-443).

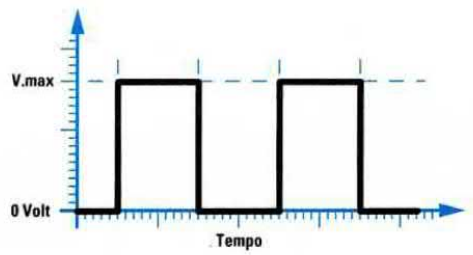


Fig.442 Tutti gli oscillatori che utilizzano degli integrati digitali forniscono in uscita un segnale ad onda "quadra". Il segnale partendo da un valore di 0 volt sale repentinamente al max valore positivo, poi repentinamente scende a 0 volt.

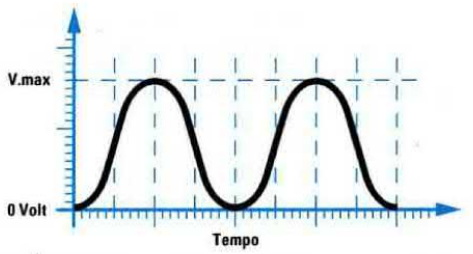


Fig.443 Gli oscillatori RF, presentati nella Lezione N.24, forniscono in uscita un segnale sinusoidale. Il segnale partendo da un valore di 0 volt sale gradualmente al max valore positivo e sempre gradualmente scende sul valore di 0 volt.

L'**ampiezza** del segnale generato è pari al valore della tensione di alimentazione, quindi se utilizziamo degli integrati **TTL** o **HC/Mos** che vanno alimentati con una tensione di **5 volt** otterremo dei segnali con una tensione di **picco** di **5 volt**.

Allo stesso modo, se utilizziamo degli integrati **C/Mos**, che possiamo alimentare con una tensione **minima** di **5 volt** e una tensione **massima** di **15-18 volt**, otterremo dei **picchi positivi** proporzionali al valore della tensione di alimentazione.
Pertanto se alimentiamo un **C/Mos** con una tensione di **9 volt** otterremo dei segnali con una tensione di **picco** di **9 volt**, mentre se lo alimentiamo con **15 volt** otterremo dei segnali con una tensione di **picco** di **15 volt**.

OSCILLATORE con 1 INVERTER TTL di tipo triggerato

Con un integrato **TTL** tipo **SN.7414** oppure con un integrato **HC/Mos** tipo **74HC14** (vedi fig.444) possiamo realizzare un oscillatore in grado di generare una **frequenza** che da un **minimo** di pochi **hertz** può raggiungere e superare i **300 KHz**, utilizzando **uno** solo dei **6 inverter triggerati** (vedi fig.445) presenti al suo interno.

Come vi abbiamo già spiegato nella **Lezione N.16** dedicata alle porte logiche (vedi il **1° volume** di "Imparare l'elettronica" alle pagg.336-338), gli **inverter triggerati** si distinguono dagli altri perché all'interno del loro simbolo grafico, rappresentato da un triangolo, hanno una doppia **S**.

Per variare la **frequenza** generata dobbiamo solo modificare il valore delle resistenze **R1-R2** oppure la capacità del condensatore **C1**.

Conoscendo i valori di **R1-R2** e di **C1** possiamo calcolare la **frequenza** che si preleva dalla sua uscita utilizzando la formula:

KHz = 700 : [(R1 + R2 kiloohm) x C1 nanofarad]

Il valore della **frequenza** generata è sempre molto **approssimativo**, perché oltre alla **tolleranza** delle resistenze e del condensatore c'è anche quella dell'integrato utilizzato, che può variare il valore delle soglie a seconda della Casa Costruttrice.

Il piccolo trimmer da **100 ohm** (vedi **R2**), collegato in serie alla resistenza **R1**, ci permette di tarare fi-

nemente il valore della **frequenza** generata sul valore desiderato.

Per leggere il valore della frequenza generata da questi oscillatori ci vorrebbe uno strumento chiamato **frequenzimetro** e poiché probabilmente ancora non l'avete, ve ne proporremo uno in una delle prossime Lezioni.

In valore ohmico totale delle resistenze **R1+R2** di questo oscillatore che utilizza un integrato **TTL** non deve mai superare i **1.000 ohm**.
Per questo motivo abbiamo scelto per la resistenza **R1** un valore di **820 ohm** e per il trimmer **R2** un valore di **100 ohm**, ottenendo così un valore ohmico totale di **920 ohm**.

Nella **formula** il valore delle resistenze **R1-R2** deve essere espresso in **kiloohm** e la capacità del condensatore **C1** in **nanofarad**.

Poiché negli elenchi componenti il valore delle resistenze è sempre espresso in **ohm**, per convertirlo in **kiloohm** dobbiamo **dividerlo** per **1.000**.
Quindi **820 ohm** corrispondono **0,82 kiloohm** e **920 ohm** corrispondono a **0,92 kiloohm**.

Lo stesso per la capacità dei condensatori, che essendo espressa in **picofarad** va divisa per **1.000** per convertirla in **nanofarad**.
Quindi **2.200 pF** corrispondono a **2,2 nanofarad** e **10.000 pF** corrispondono a **10 nanofarad**.

Se la capacità del condensatore fosse espressa in **microfarad**, per convertirla in **nanofarad** dovremmo invece **moltiplicarla** per **1.000**.

Quindi, ad esempio, **0,47 microfarad** corrispondono a **470 nanofarad** e **1 microfarad** corrisponde a **1.000 nanofarad**.

Il valore della **frequenza** che otteniamo da questa formula è in **kilohertz**, quindi se vogliamo convertirlo in **hertz** dobbiamo **moltiplicarlo** per **1.000**.

Se dal calcolo otteniamo **15,1 kilohertz**, questa frequenza corrisponde a **15.100 hertz** e se otteniamo **0,021 kilohertz**, questa frequenza corrisponde a **21 hertz**.

Sapendo quale **frequenza** in **KHz** vogliamo prelevare dall'uscita di questo oscillatore e conoscendo già il valore delle resistenze **R1-R2**, possiamo calcolare il valore da assegnare al condensatore **C1** utilizzando questa formula:

C1 nanofarad = 700 : [(R1 + R2 kiloohm) x KHz]

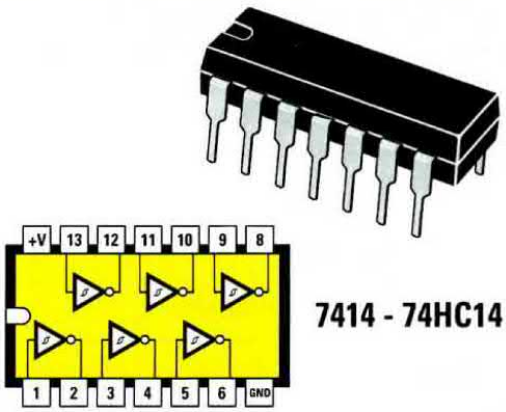


Fig.444 All'interno degli integrati 7414 e 74HC14 sono presenti 6 Inverter di tipo triggerato. Nel disegno riportiamo le connessioni dei terminali viste da sopra rivolgendo la tacca di riferimento a U presente sul loro corpo verso sinistra.

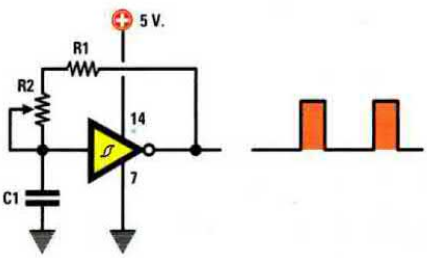


Fig.445 Schema elettrico di un oscillatore che possiamo realizzare con gli integrati 7414 o 74HC14 utilizzando un solo Inverter di tipo triggerato. In fig.446 sono riportate le formule per calcolare la frequenza in KHz o la capacità C1 in nanofarad.

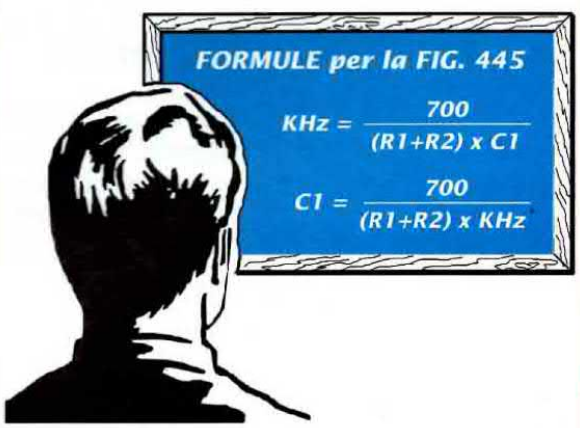


Fig.446 Il valore delle resistenze R1-R2 deve essere espresso in kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanofarad.

Supponendo di voler ottenere una frequenza di **12 KHz** pari a **12.000 hertz**, per calcolare il valore del condensatore **C1** vi consigliamo di eseguire due operazioni: una con la sola resistenza **R1** e una con la **somma** delle resistenze **R1+R2** per verificare se il risultato che si ottiene rientra in un valore di capacità **standard**:

700 : (0,82 x 12) = 71 nanofarad

700 : (0,92 x 12) = 63 nanofarad

Poiché nessuno di questi due valori è standard possiamo scegliere una capacità compresa tra **71** e **63 nanofarad**, cioè il valore standard di **68 nanofarad** pari a **68.000 picofarad**.

Se ruotiamo il trimmer **R2** in modo da cortocircuitare tutta la sua resistenza, inseriremo nel circuito il solo valore di **R1** pari a **0,82 kiloohm** e quindi otterremo una frequenza di:

700 : (0,82 x 68) = 12,55 kilohertz

Se ruotiamo il trimmer **R2** in modo da inserire tutta la sua resistenza, il valore ohmico totale di **0,92 kiloohm** (**R1+R2**) ci consentirà di ottenere una frequenza di:

700 : (0,92 x 68) = 11,18 kilohertz

Nella **Tabella N.23** riportiamo i valori in **KHz** delle frequenze che si ottengono ruotando il trimmer **R2** dal suo valore minimo al suo massimo e utilizzando per **C1** dei valori di capacità **standard**.

Nel caso si volesse ottenere un'escursione di frequenza molto più ampia di quanto riportato nella **Tabella N.23**, si potrebbe usare per **R1** un valore di **470 ohm** e per **R2** un trimmer da **470 ohm**.

Con questi valori ohmici e inserendo nell'oscillatore un condensatore da **68 nanofarad**, se ruotiamo il trimmer **R2** in modo da cortocircuitare tutta la sua resistenza inseriremo nel circuito il solo valore di **R1** pari a **0,47 kiloohm** e quindi otterremo una frequenza di:

700 : (0,47 x 68) = 21,90 kilohertz

Se ruotiamo il trimmer **R2** in modo da inserire tutta la sua resistenza, il valore ohmico totale di **0,94 kiloohm** (**R1+R2**) ci consentirà di ottenere una frequenza di:

700 : (0,94 x 68) = 10,95 kilohertz

TABELLA N.23

capacità condensatoreC1	Frequenza massima	Frequenza minima
1,0 nanofarad	da 853 KHz	a 760 KHz
1,5 nanofarad	da 569 KHz	a 507 KHz
2,2 nanofarad	da 388 KHz	a 345 KHz
2,7 nanofarad	da 316 KHz	a 281 KHz
3,3 nanofarad	da 258 KHz	a 230 KHz
3,9 nanofarad	da 219 KHz	a 195 KHz
4,7 nanofarad	da 181 KHz	a 162 KHz
5,6 nanofarad	da 152 KHz	a 136 KHz
6,8 nanofarad	da 125 KHz	a 112 KHz
8,2 nanofarad	da 104 KHz	a 93 KHz
10 nanofarad	da 85 KHz	a 76 KHz
18 nanofarad	da 47 KHz	a 42 KHz
22 nanofarad	da 39 KHz	a 35 KHz
33 nanofarad	da 26 KHz	a 23 KHz
39 nanofarad	da 22 KHz	a 20 KHz
47 nanofarad	da 18 KHz	a 16 KHz
56 nanofarad	da 15 KHz	a 14 KHz
68 nanofarad	da 13 KHz	a 11 KHz
82 nanofarad	da 10 KHz	a 9 KHz
100 nanofarad	da 8 KHz	a 7,6 KHz
120 nanofarad	da 7 KHz	a 6,3 KHz
180 nanofarad	da 5 KHz	a 4,2 KHz
220 nanofarad	da 4 KHz	a 3,4 KHz
470 nanofarad	da 1,8 KHz	a 1,6 KHz
560 nanofarad	da 1,5 KHz	a 1,3 KHz
680 nanofarad	da 1,2 KHz	a 1,1 KHz
820 nanofarad	da 1,0 KHz	a 0,9 KHz

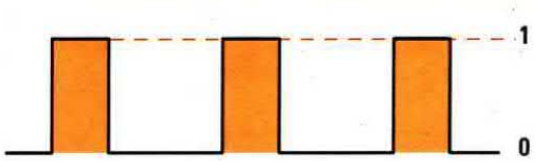


Fig.447 Il segnale ad onda quadra che fuoriesce dall'oscillatore di fig.445 non ha un duty-cycle del 50%. Vale a dire che il tempo in cui l'impulso rimane a livello logico 1 non risulta identico al tempo in cui rimane a livello logico 0. Anche se il duty-cycle non è del 50%, il valore della frequenza in uscita non varia.

OSCILLATORE con 3 INVERTER TTL non triggerati

Per realizzare un oscillatore digitale con un integrato **TTL** tipo **SN.7404** o con l'integrato **HC/Mos** tipo **74HC04** (vedi fig.448), contenente al suo interno **6 inverter non triggerati**, dobbiamo utilizzare **3 inverter** collegandoli come visibile in fig.449.

Per conoscere il valore della **frequenza** generata da questo oscillatore usiamo la formula:

KHz = 470 : [(R1 + R2 kiloohm) x C1 nanofarad]

La **frequenza** che otteniamo con questa formula è sempre molto approssimativa a causa delle **tolleranze** delle resistenze e del condensatore.

Anche per questo oscillatore il valore ohmico totale di **R1+R2** non deve mai superare i **1.000 ohm**, quindi per **R1** conviene scegliere un valore di **820 ohm** e per **R2** un trimmer da **100 ohm** in modo da avere un valore totale di **920 ohm**.

Nella **formula** il valore delle resistenze **R1-R2** deve essere sempre espresso in **kiloohm** e quello del condensatore **C1** in **nanofarad**.

Il valore della **frequenza**, che viene espresso in **kilohertz**, può essere convertito in **hertz** se moltiplicato per **1.000**.

Sapendo quale **frequenza** in **KHz** desideriamo prelevare da questo oscillatore e conoscendo già il valore delle resistenze **R1-R2**, possiamo calcolare il valore da assegnare al condensatore **C1** utilizzando questa formula:

C1 nanofarad = 470 : [(R1 + R2 kiloohm) x KHz]

Supponendo di voler ottenere una frequenza di **12 KHz** pari a **12.000 hertz**, eseguiremo le due solite operazioni, una con la sola resistenza **R1** e una con la **somma** di **R1+R2**, in modo da verificare quale dei due risultati rientra in un valore di capacità **standard**:

470 : (0,82 x 12) = 47 nanofarad

470 : (0,92 x 12) = 42 nanofarad

In questo caso possiamo scegliere il valore standard di **47 nanofarad** pari a **47.000 picofarad**.

Se ruotiamo il trimmer **R2** in modo da cortocircuitare tutta la sua resistenza, inseriremo nel circuito il solo valore di **R1** pari a **0,82 kiloohm** e quindi ot-

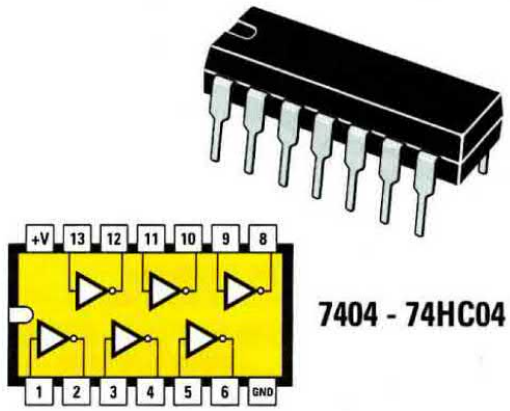


Fig.448 Nel disegno riportiamo le connessioni viste da sopra dei terminali degli integrati 7404 e 74HC04, rivolgendo la tacca di riferimento a U presente sul loro corpo verso sinistra.

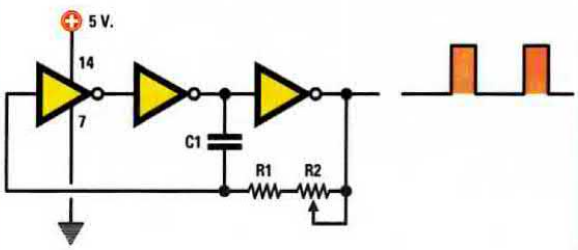


Fig.449 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza 3 degli Inverter NON triggerati contenuti all'interno degli integrati 7404 o 74HC04. In fig.450 sono riportate le formule per calcolare la frequenza in KHz o la capacità di C1 espressa in nanofarad.

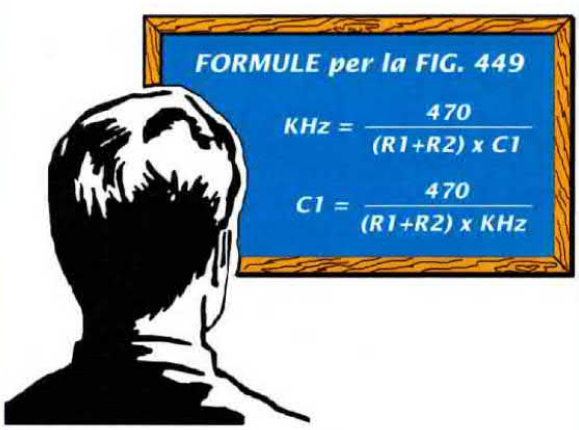


Fig.450 Il valore delle resistenze R1-R2 deve essere espresso in kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanofarad.

terremo una frequenza di:

470 : (0,82 x 47) = 12,19 kilohertz

Se ruotiamo il trimmer **R2** in modo da inserire tutta la sua resistenza, il valore ohmico totale di **0,92 kiloohm** (**R1+R2**) ci consentirà di ottenere una frequenza di:

470 : (0,92 x 47) = 10,86 kilohertz

Nella **Tabella N.24** riportiamo i valori in **KHz** delle frequenze che si ottengono ruotando il trimmer **R2** dal suo valore minimo al suo massimo e utilizzando per **C1** dei valori di capacità **standard**.

TABELLA N.24

capacità condensatoreC1	Frequenza massima	Frequenza minima
1,0 nanofarad	da 573 KHz	a 511 KHz
1,5 nanofarad	da 382 KHz	a 340 KHz
2,2 nanofarad	da 260 KHz	a 232 KHz
2,7 nanofarad	da 212 KHz	a 189 KHz
3,3 nanofarad	da 174 KHz	a 155 KHz
3,9 nanofarad	da 147 KHz	a 131 KHz
4,7 nanofarad	da 122 KHz	a 109 KHz
5,6 nanofarad	da 102 KHz	a 91 KHz
6,8 nanofarad	da 84 KHz	a 75 KHz
8,2 nanofarad	da 70 KHz	a 62 KHz
10 nanofarad	da 57 KHz	a 51 KHz
18 nanofarad	da 32 KHz	a 28 KHz
22 nanofarad	da 26 KHz	a 23 KHz
33 nanofarad	da 17 KHz	a 15 KHz
39 nanofarad	da 14 KHz	a 13 KHz
47 nanofarad	da 12 KHz	a 11 KHz
56 nanofarad	da 10 KHz	a 9 KHz
68 nanofarad	da 8,4 KHz	a 7,5 KHz
82 nanofarad	da 6,9 KHz	a 6,2 KHz
100 nanofarad	da 5,7 KHz	a 5,1 KHz
120 nanofarad	da 4,8 KHz	a 4,2 KHz
180 nanofarad	da 3,2 KHz	a 2,8 KHz
220 nanofarad	da 2,6 KHz	a 2,3 KHz
470 nanofarad	da 1,2 KHz	a 1,0 KHz
560 nanofarad	da 1,0 KHz	a 0,9 KHz
680 nanofarad	da 0,8 KHz	a 0,7 KHz
820 nanofarad	da 0,7 KHz	a 0,6 KHz

Nel caso si volesse ottenere un'escursione di frequenza più ampia di quanto riportato nella **Tabella N.24**, si potrebbe usare per **R1** un valore di **470 ohm** e per **R2** un trimmer da **470 ohm**.

Adoperando questi due valori ohmici e inserendo in questo oscillatore un condensatore da **47 nanofarad**, se ruotiamo il trimmer **R2** in modo da cortocircuitare tutta la sua resistenza inseriremo nel circuito il solo valore di **R1** pari a **0,47 kiloohm** e quindi otterremo una frequenza di:

470 : (0,47 x 47) = 21,27 kilohertz

Se ruotiamo il trimmer **R2** in modo da inserire tutta la sua resistenza, il valore ohmico totale di **0,94 kiloohm** (**R1+R2**) ci consentirà di ottenere una frequenza di:

470 : (0,94 x 47) = 10,63 kilohertz

Anche questo oscillatore, come il precedente, genera delle onde quadre con un **duty-cycle**, cioè con un rapporto tra le due semionde, che non è esattamente del **50%** (vedi fig.447).

OSCILLATORE con 2 INVERTER TTL non triggerati

Con un integrato **TTL** tipo **SN.7404** o con un **HC/Mos** tipo **74HC04** possiamo realizzare anche un oscillatore in grado di fornirci un'onda quadra con un **duty-cycle** del **50%** (vedi fig.451) utilizzando solo **2 inverter**.
Per calcolare il valore della **frequenza**, sempre espressa in **kilohertz**, generata da questo oscillatore, utilizziamo questa formula:

KHz = 470 : (R1 kiloohm x C1 nanofarad)

In questo oscillatore si devono sempre usare due valori identici per le resistenze siglate **R1** e due capacità identiche per i condensatori siglati **C1**.

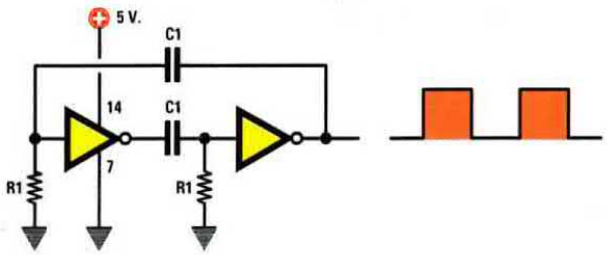
Sapendo quale **frequenza** in **KHz** vogliamo ottenere e conoscendo già il valore delle resistenze **R1**, possiamo calcolare il valore da assegnare ai condensatori **C1** utilizzando questa formula:

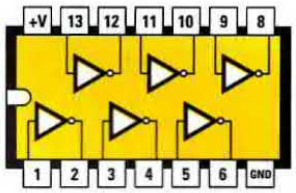
C1 nanofarad = 470 : (R1 kiloohm x KHz)

Supponendo di voler ottenere una frequenza di **12 KHz** pari a **12.000 hertz** utilizzando due resistenze **R1** da **0,47 kiloohm** pari a **470 ohm**, per i condensatori **C1** dovremo scegliere una capacità di:

470 : (0,47 x 12) = 83,33 nanofarad

Poiché questo valore **non** è standard, possiamo scegliere **82 nanofarad** pari a **82.000 picofarad**.





7404 - 74HC04

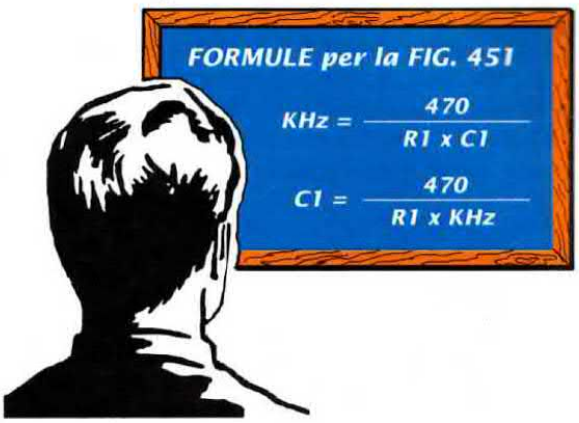
Fig.451 Utilizzando sempre gli integrati 7404 o 74HC04, contenenti 6 inverter NON triggerati, è possibile realizzare un oscillatore con solo 2 inverter. In questo schema i valori delle resistenze R1, così come delle capacità C1, devono essere identici.

Con questo valore di capacità **standard** otteniamo una frequenza di:

470 : (0,47 x 82) = 12,19 kilohertz

A causa delle **tolleranze** delle resistenze e dei condensatori, questa frequenza potrà risultare compresa tra gli **11** e i **13 KHz**.

Nota: Nelle formule riportate nella lavagna a destra, il valore delle resistenze **R1** è espresso in **kiloohm** e quello delle capacità **C1** in **nanofarad**.



OSCILLATORE con 1 INVERTER C/Mos di tipo triggerato

Oltre agli integrati **TTL** e **HC/Mos**, va presa in considerazione anche un'altra categoria di integrati, i **C/Mos**, che possiamo ugualmente utilizzare per realizzare degli oscillatori digitali.

Se vogliamo realizzare un oscillatore con un solo **inverter** (vedi fig.453), dobbiamo adoperare un **C/Mos** tipo **40106** o altri equivalenti, che contiene al suo interno **6 inverter triggerati** (vedi fig.452).

Poiché un integrato **C/Mos** può essere alimentato con una tensione compresa tra un minimo di **5 volt** e un massimo di **18 volt**, va sottolineato che la **frequenza** di un oscillatore **C/Mos** si riesce a variare non solo modificando i valori delle resistenze **R1-R2** oppure la capacità del condensatore **C1**, ma anche i **volt** della tensione di alimentazione.
Più **aumenta** il valore della tensione più **diminuisce** il valore della frequenza.

Se alimentiamo l'oscillatore con una **tensione** di **5 volt**, per conoscere la frequenza generata dobbiamo usare questa formula:

KHz = 1.650 : [(R1+R2 kiloohm) x C1 nanofarad]

Se alimentiamo l'oscillatore con una **tensione** di **12 volt**, per conoscere la frequenza generata dobbiamo usare questa formula:

KHz = 1.100 : [(R1+R2 kiloohm) x C1 nanofarad]

Se alimentiamo l'oscillatore con una **tensione** di **15 volt**, per conoscere la frequenza generata dobbiamo usare questa formula:

KHz = 1.000 [(R1+R2 kiloohm) x C1 nanofarad]

A differenza degli schemi con integrati **TTL**, in cui il valore delle resistenze **R1+R2** non poteva superare un massimo di **1.000 ohm** pari a **1 kiloohm**, utilizzando gli integrati **C/Mos** il valore di queste due resistenze può raggiungere anche un massimo di **820.000 ohm** pari a **820 kiloohm**.
Per la resistenza **R1** possiamo quindi usare qualsiasi valore compreso tra **4.700** e **820.000 ohm** e se poi colleghiamo in **serie** a questa resistenza un trimmer da **470 - 8.200 ohm**, potremo tarare finemente il valore della **frequenza** generata.

Nella **Tabella N.25** riportiamo un esempio di come

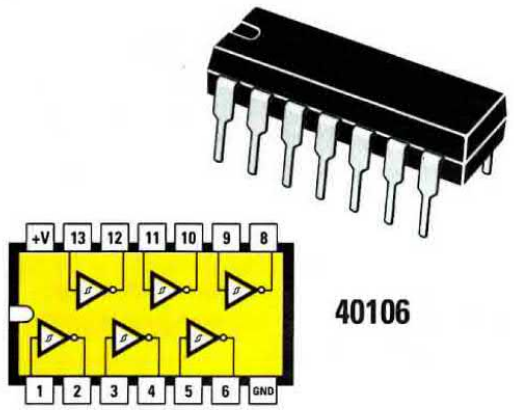


Fig.452 All'interno dell'integrato C/Mos tipo 40106 sono presenti 6 Inverter di tipo triggerato. Nel disegno riportiamo le connessioni dei terminali viste da sopra rivolgendo la tacca di riferimento a U presente sul suo corpo verso sinistra.

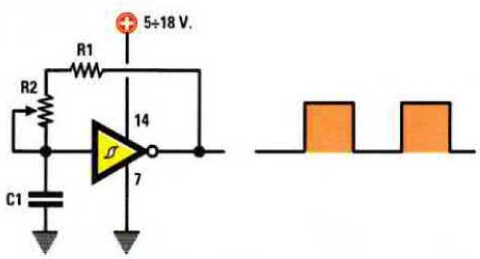


Fig.453 Schema elettrico di un oscillatore che possiamo realizzare con l'integrato C/Mos tipo 40106 utilizzando un solo Inverter di tipo triggerato. In fig.454 sono riportate le formule per calcolare la frequenza in KHz o la capacità di C1 in nanofarad.

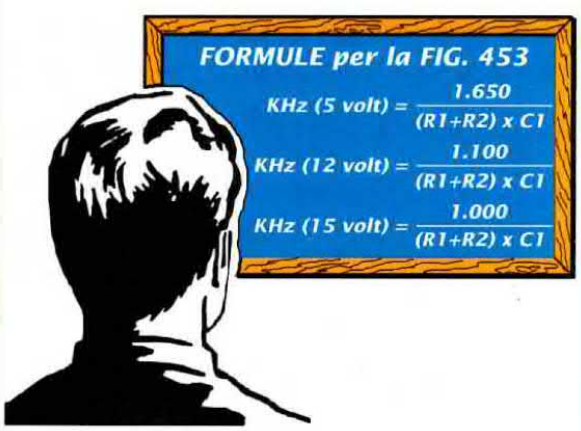


Fig.454 Il valore delle resistenze R1-R2 deve essere espresso in kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanofarad.

cambiano i valori della **frequenza** alimentando l'integrato **C/Mos** a **5 - 12 - 15 volt**, utilizzando un condensatore di capacità standard da **10 nanofarad** e variando il valore della sola resistenza **R1** oppure del trimmer **R2**.

Se si vogliono utilizzare dei condensatori o delle resistenze di diverso valore, si può ricavare la **frequenza** espressa in **KHz** utilizzando le tre formule che abbiamo riportato sopra.

TABELLA N.25

CAPACITA' C1 = 10 nanofarad pari a 10.000 pF

R1+R2 in kiloohm	Tensione di alimentazione 5 volt	12 volt	15 volt
4,7	35,1 KHz	23,4 KHz	21,2 KHz
10	16,5 KHz	11,0 KHz	10,0 KHz
22	7,5 KHz	5,0 KHz	4,5 KHz
47	3,5 KHz	2,3 KHz	2,1 KHz
56	2,9 KHz	1,9 KHz	1,7 KHz
68	2,4 KHz	1,6 KHz	1,4 KHz
82	2,0 KHz	1,3 KHz	1,2 KHz
100	1,6 KHz	1,1 KHz	1,0 KHz
220	0,75 KHz	0,50 KHz	0,45 KHz
470	0,35 KHz	0,23 KHz	0,21 KHz
820	0,20 KHz	0,13 KHz	0,12 KHz

A differenza dell'identico oscillatore realizzato con un integrato **TTL** o **HC/Mos** (vedi fig.444), questo che utilizza un **C/Mos** fornisce in uscita un'**onda quadra** con un **duty-cycle** del **50%**.

OSCILLATORE con 3 INVERTER C/Mos non triggerati

Per poter realizzare un oscillatore con un integrato **C/Mos** tipo **4069** o altri equivalenti contenente al suo interno **6 inverter non triggerati** (vedi fig.455), ci occorrono **3 inverter** che collegheremo come visibile in fig.456.
Anche con questo schema si riesce a variare la **frequenza** generata dall'oscillatore modificando i valori delle resistenze **R1-R2** oppure del condensatore **C1** o anche i **volt** di alimentazione.

Più **aumenta** il valore della tensione più **diminuisce** il valore della frequenza.

Se alimentiamo l'oscillatore con una **tensione** di **5 volt**, per conoscere la frequenza generata dobbiamo usare questa formula:

KHz = 630 : [(R1+R2 kiloohm) x C1 nanofarad]

Se alimentiamo l'oscillatore con una **tensione** di **12 volt**, per conoscere la frequenza generata dobbiamo usare questa formula:

KHz = 660 : [(R1+R2 kiloohm) x C1 nanofarad]

Se alimentiamo l'oscillatore con una **tensione** di **15 volt**, per conoscere la frequenza generata dobbiamo usare questa formula:

KHz = 690 : [(R1+R2 kiloohm) x C1 nanofarad]

Con tutti gli integrati **C/Mos** il valore delle resistenze **R1+R2** può tranquillamente arrivare a **820.000 ohm** pari a **820 kiloohm**.

Nella **Tabella N.26** riportiamo un esempio di come cambiano i valori della **frequenza** alimentando l'integrato **C/Mos** a **5 - 12 - 15 volt**, utilizzando un condensatore di capacità standard da **10 nanofarad** e variando il valore della sola resistenza **R1** oppure del trimmer **R2**.

Se si vogliono utilizzare dei condensatori o delle resistenze di diverso valore, si può ricavare la **frequenza** espressa in **KHz** utilizzando le tre formule che abbiamo riportato sopra.

TABELLA N.26

CAPACITA' C1 = 10 nanofarad pari a 10.000 pF

R1+R2 in kiloohm	Tensione di alimentazione		
	5 volt	12 volt	15 volt
4,7	13,4 KHz	14,0 KHz	14,7 KHz
10	6,30 KHz	6,60 KHz	6,90 KHz
22	2,86 KHz	3,00 KHz	3,13KHz
47	1,34 KHz	1,40 KHz	1,46 KHz
56	1,12 KHz	1,17 KHz	1,23 KHz
68	0,92 KHz	0,97 KHz	1,01 KHz
82	0,76 KHz	0,80 KHz	0,84 KHz
100	0,63 KHz	0,66 KHz	0,69 KHz
220	0,28 KHz	0,30 KHz	0,31 KHz
470	0,13 KHz	0,14 KHz	0,15 KHz
820	0,07 KHz	0,08 KHz	0,08 KHz

OSCILLATORE con 2 INVERTER C/Mos non triggerati

Con un integrato **C/Mos** tipo **4069** contenente al suo interno **6 inverter non triggerati**, possiamo realizzare un oscillatore con **2** soli **inverter** (vedi fig.459), in grado di fornirci un'onda quadra con un **duty-cycle** del **50%**.

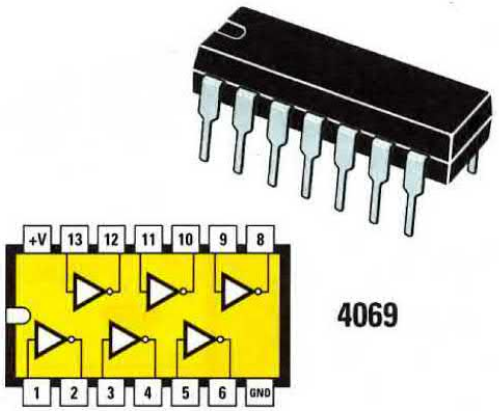


Fig.455 All'interno dell'integrato C/Mos tipo 4069 sono presenti 6 Inverter di tipo NON triggerato. Nel disegno riportiamo le connessioni dei terminali viste da sopra rivolgendo la tacca di riferimento a U presente sul suo corpo verso sinistra.

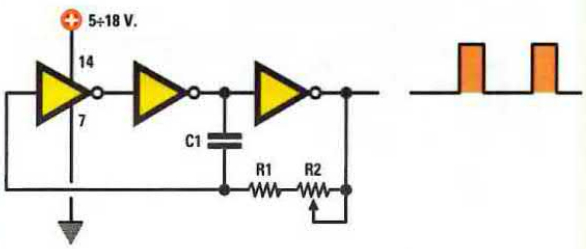


Fig.456 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza 3 degli Inverter NON triggerati contenuti all'interno dell'integrato 4069. In fig.457 sono riportate le formule per calcolare la frequenza in KHz o la capacità di C1 espressa in nanofarad.

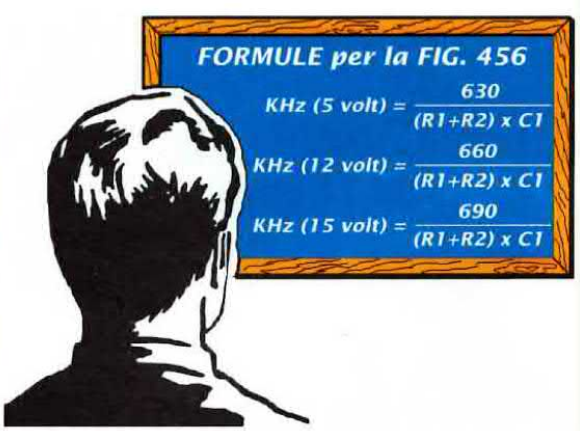


Fig.457 Il valore delle resistenze R1-R2 deve essere espresso in kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanofarad.

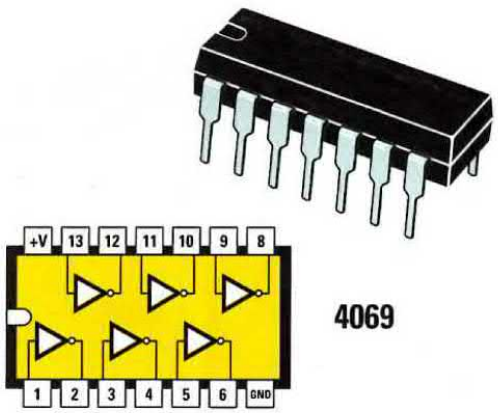


Fig.458 In questa figura riportiamo nuovamente le connessioni viste da sopra dell'integrato C/Mos tipo 4069 con la tacca di riferimento a U rivolta a sinistra.

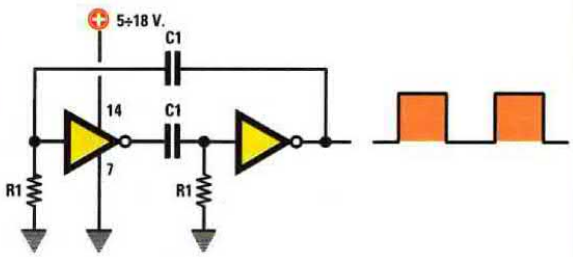


Fig.459 Con l'integrato C/Mos tipo 4069, contenente al suo interno 6 Inverter di tipo NON triggerato, è possibile realizzare un oscillatore utilizzando solo 2 inverter. In questo schema i valori delle resistenze R1, come anche le capacità dei condensatori C1, devono essere identici.

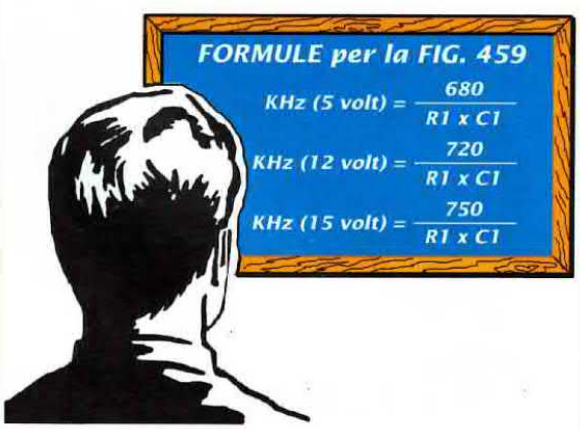


Fig.460 Il valore delle resistenze R1 deve essere espresso in kiloohm e quello delle capacità C1 in nanofarad.

Anche in questo schema si riesce a variare la **frequenza** generata dall'oscillatore modificando i valori delle resistenze **R1** oppure dei condensatori **C1** o anche i **volt** di alimentazione.

Più **aumenta** il valore della tensione più **diminuisce** il valore della frequenza.

Se alimentiamo l'oscillatore con una **tensione** di **5 volt**, per conoscere la frequenza generata dobbiamo usare questa formula:

KHz = 680 : (R1 kiloohm x C1 nanofarad)

Se alimentiamo l'oscillatore con una **tensione** di **12 volt**, per conoscere la frequenza generata dobbiamo usare questa formula:

KHz = 720 : (R1 kiloohm x C1 nanofarad)

Se alimentiamo l'oscillatore con una **tensione** di **15 volt**, per conoscere la frequenza generata dobbiamo usare questa formula:

KHz = 750 : (R1 kiloohm x C1 nanofarad)

Il valore delle resistenza **R1** può raggiungere, con questo oscillatore **C/Mos**, un valore massimo di **820.000 ohm** pari a **820 kiloohm**.

Nella **Tabella N.27** riportiamo un esempio di come cambiano i valori della **frequenza** alimentando l'integrato **C/Mos** a **5 - 12 - 15 volt**, utilizzando due condensatori di capacità standard da **10 nanofarad** e variando il valore della sola resistenza **R1**.

TABELLA N.27

CAPACITA' C1 = 10 nanofarad pari a 10.000 pF

Valore R1 in kiloohm	Tensione di alimentazione		
	5 volt	12 volt	15 volt
4,7	14,4 KHz	15,3 KHz	15,9 KHz
10	6,80 KHz	7,20 KHz	7,50 KHz
22	3,09 KHz	3,27 KHz	3,40 KHz
47	1,44 KHz	1,53 KHz	1,59 KHz
56	1,21 KHz	1,25 KHz	1,34 KHz
68	1,00 KHz	1,05 KHz	1,10 KHz
82	0,83 KHz	0,85 KHz	0,91 KHz
100	0,68 KHz	0,70 KHz	0,75 KHz
220	0,30 KHz	0,32 KHz	0,34 KHz
470	0,14 KHz	0,15 KHz	0,16 KHz
820	0,08 KHz	0,08 KHz	0,09 KHz

OSCILLATORE con un integrato NE.555

Un oscillatore ad **onda quadra** si può ottenere anche utilizzando l'integrato **timer** siglato **NE.555** (vedi fig.461) che può essere alimentato con una tensione che da un minimo di **5 volt** può raggiungere un massimo di **18 volt**.

Per variare la **frequenza** dello schema riportato in fig.462 è sufficiente variare il valore delle resistenze **R1-R2** oppure quello del condensatore **C1**.

Conoscendo i valori di **R1-R2** in **kiloohm** e la capacità del condensatore **C1** in **nanofarad**, possiamo calcolare il valore in **KHz** della **frequenza** generata utilizzando questa formula:

KHz = 1,44 : [(R1 + R2 + R2) x C1]

In questa formula dobbiamo **sommare** due volte il valore della resistenza **R2**, collegata tra i piedini **7** e **2-6** dell'integrato **NE.555**.

Realizzando ad esempio un circuito con questi valori di componenti:

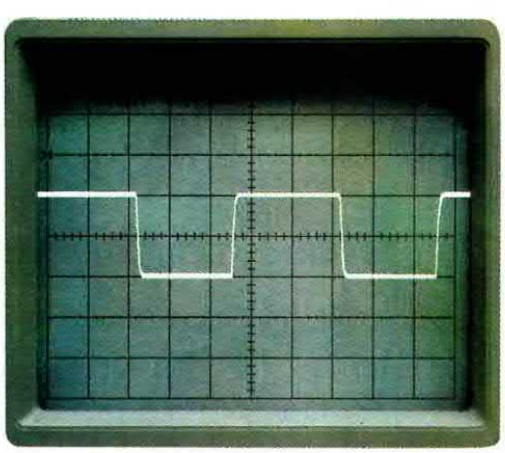
R1 = 2.200 ohm pari a **2,2 kiloohm**
R2 = 4.700 ohm pari a **4,7 kiloohm**
C1 = 1.000 pF pari a **1 nanofarad**

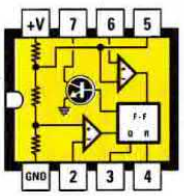
dal piedino d'uscita **3** dell'integrato **NE.555** preleviamo una **frequenza** di:

1,44 : [(2,2 + 4,7 + 4,7) x 1] = 0,124 KHz

Moltiplicandola per **1.000**, possiamo convertire questa frequenza da **kilohertz** in **hertz** ottenendo così **124 hertz**.

Tenete presente che con l'integrato **NE.555** il valore della frequenza d'uscita **non varia** al variare della tensione di alimentazione.





NE 555

Fig.461 Con un integrato NE.555 è possibile realizzare un oscillatore ad onda quadra in grado di lavorare fino a una frequenza massima di circa 500 kilohertz.

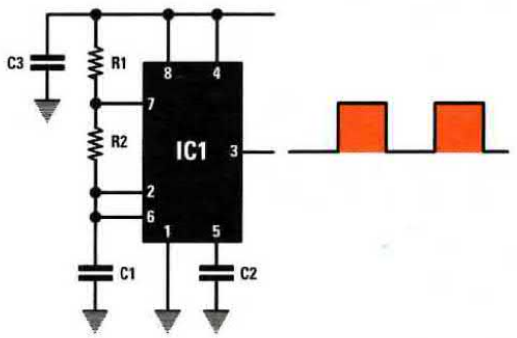


Fig.462 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza l'integrato NE.555. In questo schema non dobbiamo usare per la resistenza R1 un valore minore di 1.000 ohm. Per C2 possiamo usare una capacità di 10.000 picofarad e per C3 una capacità di 100.000 picofarad. Nella fig.463 trovate la formula per calcolare il valore della frequenza che fuoriesce dal piedino 3.

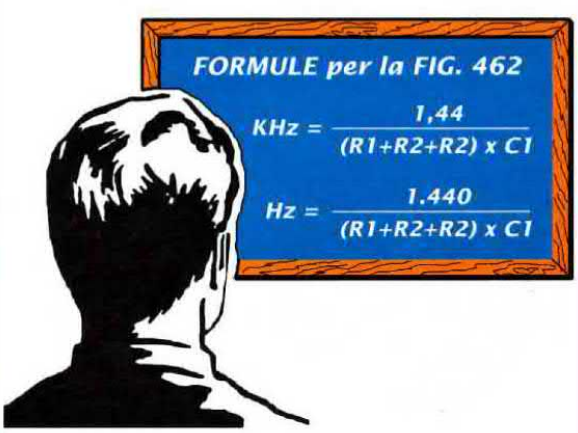


Fig.463 Il valore delle resistenze R1-R2 deve essere espresso in kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanofarad.
Un valore in ohm può essere convertito in kiloohm dividendolo per 1.000; una capacità in picofarad può essere convertita in nanofarad dividendola sempre per 1.000

OSCILLATORI a QUARZO con integrato TTL - HC/MOS - C/MOS

Gli **integrati digitali** vengono utilizzati anche per far oscillare i **quarzi** fino a una frequenza massima di circa **15 MHz**.
Questi oscillatori vengono normalmente impiegati per generare delle frequenze molto stabili, che risultano indispensabili per realizzare **timer**, **orologi**, **frequenzimetri digitali** ecc.

Tenete comunque presente che gli **oscillatori digitali** fanno oscillare un **quarzo** solo sulla sua frequenza **fondamentale**, quindi se adoperate un quarzo **overtone** in 3° o 5° **armonica** (vedi Lezione **N.25**) che sull'involucro riporti **27-71-80 MHz**, non illudetevi di ottenere queste frequenze.

Un quarzo da **27 MHz** in 3° **armonica** ci fornirà una frequenza di:

27 : 3 = 9 MHz

Un quarzo da **71 MHz** in 3° **armonica** ci fornirà una frequenza di:

71 : 3 = 23,666 MHz

Un quarzo da **80 MHz** in 5° **armonica** ci fornirà una frequenza di:

80 : 5 = 16 MHz

INTEGRATI TTL, HC/Mos e C/Mos

Se utilizziamo degli integrati **TTL**, la cui sigla inizia sempre con il numero **74**, oppure degli integrati **HC/Mos**, la cui sigla inizia con **74HC**, dovremo sempre alimentarli con una tensione di **5 volt** e poiché sono molti **veloci**, potremo farli oscillare fino e oltre i **20 MHz**.

Se utilizziamo degli integrati **C/Mos**, la cui sigla inizia sempre con i numeri **40** o **45**, potremo alimentarli con una tensione minima di **5 volt** e una tensione massima di circa **16-18 volt**, ma poiché, rispetto ai precedenti, sono più **lenti**, non riusciremo mai a farli oscillare su frequenze maggiori a **4 Megahertz**.

Inoltre, negli oscillatori quarzati a **C/Mos** il valore della frequenza del **quarzo** non cambia, pur variando la tensione di alimentazione da **5** a **16 volt**.

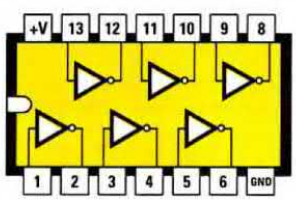
OSCILLATORE con 1 INVERTER HC/Mos

Per far oscillare un **quarzo** con un integrato **HC/Mos** tipo **74HC04** composto da **6 inverter non triggerati** (vedi fig.464), ci basta **1** solo **inverter** collegato come visibile in fig.466.

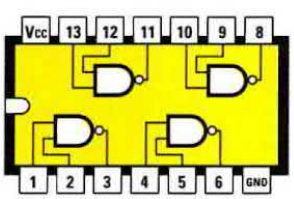
Con questo circuito si riesce a far oscillare qualsiasi tipo di **quarzo** fino a una frequenza massima di circa **25 MHz**.

Il compensatore **C2** da **10/60 pF**, posto tra la resistenza **R2** e la **massa**, serve non solo per cercare la giusta capacità che consentirà al quarzo di eccitarsi, ma anche per correggere leggermente la sua frequenza di oscillazione.

Questo integrato **HC/Mos** va alimentato con una tensione stabilizzata di **5 volt**.



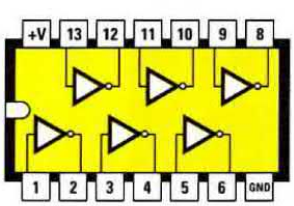
7404 - 74HC04



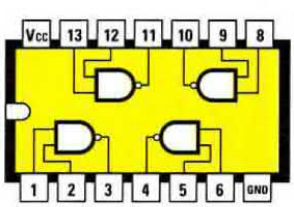
7400 - 74HC00

Fig.464 Connessioni viste da sopra degli integrati TTL e HC/Mos. Questi integrati vanno alimentati con una tensione stabilizzata di 5 volt.

Fig.465 Connessioni viste da sopra degli integrati C/Mos. Questi integrati possono essere alimentati con una tensione compresa tra 5 e 18 volt.



4069



4011

OSCILLATORE con Nand tipo HC/Mos

Con un integrato **HC/Mos** tipo **74HC00** composto da **4 Nand** (vedi fig. 464), basta collegare insieme i **2 ingressi** per trasformare una porta **Nand** in una porta **inverter**.

Infatti se confrontate lo schema di fig.466 con quello di fig.467 non noterete nessuna differenza.

Con questo circuito si riesce a far oscillare qualsiasi tipo di **quarzo** fino a una frequenza massima di circa **25 MHz**.
Il compensatore **C2** da **10/60 pF**, posto tra la resistenza **R2** e la **massa** serve non solo per cercare la giusta capacità che consentirà al quarzo di eccitarsi, ma anche per correggere leggermente la sua frequenza di oscillazione.

Vi ricordiamo che tutti gli integrati **HC/Mos** vanno alimentati con una tensione stabilizzata di **5 volt**.

OSCILLATORE con 3 INVERTER TTL

Per riuscire a far oscillare un **quarzo** con un integrato **TTL** tipo **SN.7404** o altri equivalenti, che contiene al suo interno **6 inverter non triggerati** (vedi fig.464), dobbiamo utilizzare **3 inverter** collegandoli come visibile in fig.468.
Con questo circuito si riesce a far oscillare qualsiasi **quarzo** fino a una frequenza massima di circa **15 Megahertz**.

Se qualche quarzo ha **difficoltà** a oscillare, basterà **ridurre** il valore delle due resistenze **R1-R2** portandole dagli attuali **680 ohm** a soli **560 ohm**.

Come abbiamo già avuto modo di ricordarvi, gli integrati **TTL** vanno sempre alimentati con una tensione di **5 volt**.

OSCILLATORE con INVERTER C/Mos

Se abbiamo un integrato **C/Mos** tipo **4069**, composto da **6 inverter non triggerati** (vedi fig.465), per realizzare un oscillatore noi possiamo utilizzare lo schema riportato in fig.469 modificando il solo valore della resistenza **R1** che da **4,7 Megaohm** andrà abbassato a **1,2-1,0 Megaohm**.

Ricordatevi comunque che gli oscillatori **C/Mos** **non** potranno mai far oscillare un **quarzo** la cui frequenza superi i **4 MHz**.

Gli integrati **C/Mos** vanno alimentati con una tensione non minore di **5 volt** né maggiore di **18 volt**.

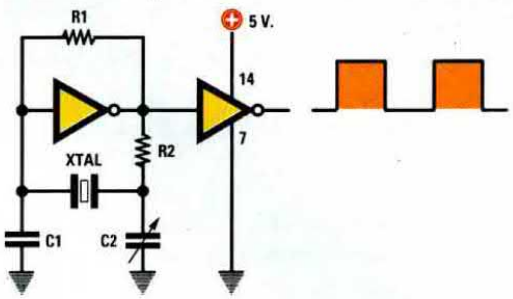


Fig.466 Utilizzando un solo inverter HC/Mos tipo 74HC04, noi riusciamo a far oscillare un qualsiasi quarzo utilizzando questo schema. Se utilizzate un integrato TTL tipo 7404 il circuito non funziona.

R1 = 4,7 Megaohm
R2 = 3.300 ohm
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore

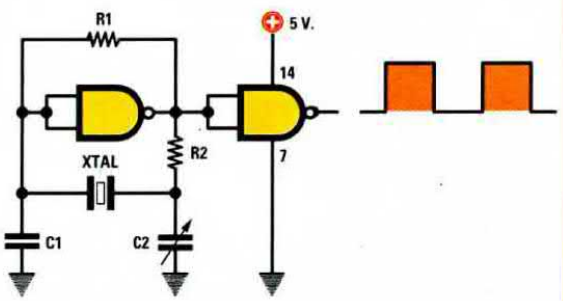


Fig.467 Collegando insieme i due ingressi di un Nand HC/Mos tipo 74HC00, lo trasformiamo in un Inverter, quindi questo schema risulta identico a quello riportato in fig.466. Se utilizzate un integrato TTL tipo 7400 il circuito non funziona.

R1 = 4,7 Megaohm
R2 = 3.300 ohm
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore

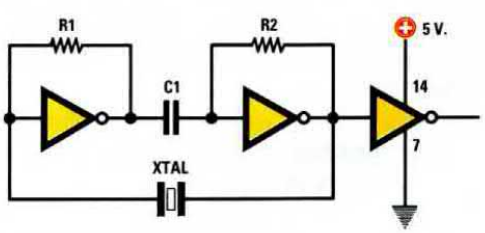


Fig.468 Per far oscillare un quarzo con un integrato TTL tipo 7404, dovete utilizzare 2 degli inverter contenuti al suo interno, collegandoli come visibile in figura.

R1 = 680 ohm
R2 = 680 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico

OSCILLATORE con Nand tipo C/Mos

Collegando insieme i **2 ingressi** di un integrato **C/Mos** tipo **4011** composto da **4 Nand** (vedi fig.465) trasformiamo le porte **Nand** in una porta **inverter**.

Infatti, se confrontate lo schema di fig.470 con quello di fig.471, non noterete nessuna differenza.

Sappiate che gli oscillatori a **C/Mos** riescono a far oscillare un **quarzo** solo se hanno una frequenza di lavoro minore di **4 MHz**.

Un qualsiasi oscillatore **C/Mos** può essere alimentato con una tensione compresa tra **5-18 volt**.

GLI ULTIMI CONSIGLI

In tutti i circuiti che utilizzano degli integrati digitali è buona norma applicare sempre tra il piedino **positivo** di alimentazione, indicato con la sigla **Vcc**, e quello di **massa**, indicato con la sigla **GND**, un condensatore che provveda a eliminare i **disturbi spuri** generati dalle commutazioni dei livelli sulle uscite delle porte logiche.

Questo condensatore, che normalmente risulta di **10.000 - 47.000 - 100.000 pF**, va saldato il più vicino possibile alle **piste** in **rame** che partono dallo **zoccolo** di ogni integrato.

LA TOLLERANZA dei QUARZI

Anche i **quarzi**, come qualsiasi altro componente elettronico, hanno una loro **tolleranza** e anche se si tratta di valori veramente **irrisori**, questa non permetterà mai di prelevare dalla loro uscita una **esattissima** frequenza.
Quindi non bisogna meravigliarsi se da un quarzo da **10 MHz**, che in teoria dovrebbe fornire una esatta frequenza di **10.000.000 hertz**, si ottiene invece una frequenza di **9.999.800 hertz** oppure di **10.000.500 hertz**.

A parte la **tolleranza**, i quarzi vengono influenzati anche dalla **temperatura**.

Se la temperatura **aumenta**, la **frequenza scende** di circa uno **0,003%** per grado.

Se la temperatura **scende**, la **frequenza aumenta** di circa uno **0,003%** per grado.

Il **compensatore** che troviamo inserito in tutti gli oscillatori a quarzo, ci permetterà di correggere piccole tolleranze di poche **centinaia** di **hertz**.

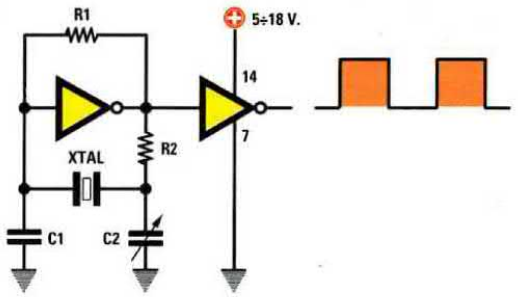


Fig.469 Utilizzando un integrato C/Mos tipo 4069, noi riusciamo a far oscillare un qualsiasi quarzo utilizzando un solo inverter. Rispetto allo schema di fig.466, dovremo abbassare il solo valore di R1.

R1 = 1,0 - 1,2 Megaohm
R2 = 2.700 ohm
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore

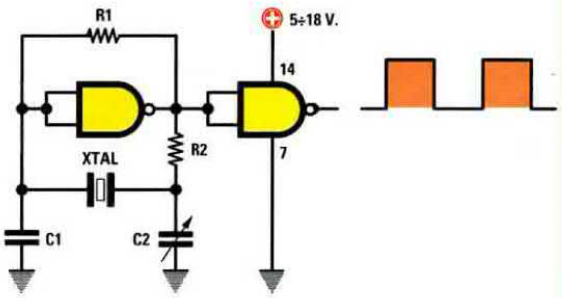
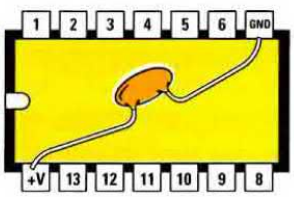


Fig.470 Collegando insieme i due ingressi di un Nand C/Mos tipo 4011, lo trasformiamo in un Inverter, quindi questo schema è identico a quello in fig.469.

R1 = 1,0 - 1,2 Megaohm
R2 = 2.700 ohm
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore



INTEGRATO VISTO DA SOTTO

Fig.471 In un qualsiasi oscillatore che utilizza degli integrati digitali, siano essi TTL - HC/Mos - C/Mos, dobbiamo sempre applicare tra il terminale Vcc e il terminale GND un condensatore ceramico da 10.000 pF oppure da 47.000 o 100.000 pF in modo da eliminare tutti i disturbi spuri generati internamente dall'integrato.

CONVERTIRE la gamma dei 27 MHz sulle ONDE MEDIE

Nella **Lezione N.27** vi abbiamo insegnato a realizzare un **trasmettitore** per la gamma **CB**, in grado d'inviare a diversi chilometri di distanza la vostra voce, ma, per poterla ascoltare, ora vi servirebbe un ricevitore per **Onde Corte** in grado di sintonizzarsi sulle frequenze comprese tra **26,9** e **27,4 MHz**.

Per non farvi acquistare un costoso ricevitore per **Onde Corte**, oggi vi insegniamo a trasformare una qualsiasi **supereterodina** per **Onde Medie** in un **sensibile** ricevitore per **CB**, applicando **esternamente** un circuito chiamato **convertitore.**

Una volta che l'avrete realizzato, scoprirete che sintonizzandovi sulle frequenze dei **600-1.100 KHz** riuscirete ad ascoltare tutti i **CB** locali.

Precisiamo subito che le ore più propizie per ascoltarli sono quelle serali oppure i giorni festivi, poichè durante il giorno molti **CB** sono al lavoro.

Se a qualche decina di chilometri da casa vostra passa un'autostrada, potrete ascoltare anche i **camionisti CB** che "chiacchierano" tra loro durante il viaggio.

Ovviamente, questo **convertitore** vi servirà anche per ascoltare il segnale del vostro **trasmettitore**, ma per farlo vi consigliamo di **non** tenere il ricevitore nella stessa stanza perchè, se alzerete leggermente il **volume**, udrete solo un **forte fischio** causato dal microfono che, amplificando il segnale emesso dall'altoparlante, genera una reazione.

CONVERTIRE i 27 MHz sulle ONDE MEDIE

Se avete letto attentamente la **Lezione N.26** dove abbiamo spiegato come funziona un ricevitore **supereterodina**, saprete già che **miscelando** due diverse **frequenze** se ne riesce ad ottenere una **terza** di valore completamente diverso.

Per **convertire** le frequenze dei **CB** sulla gamma delle **Onde Medie**, si sfrutta lo stesso principio della supereterodina, cioè si **miscela** la frequenza captata con un segnale prelevato da un **oscillatore** interno, in modo da ottenere una **terza** frequenza che rientri nella gamma dei **500-1.600 KHz**.

Per spiegarvi come funziona questo **convertitore**, in fig.472 vi proponiamo uno schema **"teorico"**.

Il primo **mosfet**, siglato **MFT1**, provvede ad amplificare il segnale dei **27 MHz** captato dall'antenna. Poichè sul terminale **S**ource di questo **mosfet** viene applicata una frequenza di **28 MHz** prelevata dallo stadio **oscillatore** composto dal **fet** siglato **FT1**, sul suo piedino d'uscita **D**rain saranno disponibili queste **quattro** frequenze:

F1 = la frequenza dei **27 MHz** sintonizzata dalla bobina **L1** e dal condensatore **C1**.

F2 = la frequenza dei **28 MHz** generata dal **quarzo XTAL** applicato sullo stadio oscillatore **FT1**.

F3 = la frequenza ottenuta dalla **somma** di **F1+F2**, cioè **27 + 28 = 55 MHz**.

F4 = la frequenza ottenuta dalla **sottrazione F2-F1**, vale a dire **28 - 27 = 1 MHz**.

Poichè nel **D**rain del mosfet **MFT1** è inserita una **MF1** che si accorda su una banda compresa tra **0,6-1,1 MHz**, dal suo **secondario** viene prelevata la sola frequenza **F4** ottenuta dalla sottrazione **F2–F1**.

Tutte le altre frequenze, cioè i **27-28-55 MHz**, sono automaticamente ignorate e scartate.

Sempre nella **Lezione N.26** abbiamo affermato che l'**oscillatore** di una **supereterodina** deve generare una frequenza **maggiore** rispetto a quella della **sintonia**, in modo da ottenere dalla loro **differenza** una frequenza **fissa**, che può risultare di **455 KHz** oppure di **10,7 MHz**.

Quindi, se variamo la frequenza di **sintonia** di una supereterodina, dobbiamo automaticamente variare anche la frequenza dell'**oscillatore** locale.

Osservando invece lo schema elettrico di fig.472, si può notare che la frequenza dell'**oscillatore** di questo convertitore rimane sempre **fissa** sul valore di **28 MHz** (vedi **XTAL**).

Tenendo **fissa** la frequenza dello stadio **oscillatore**, per **convertire** la frequenza **captata** in una **terza frequenza**, è necessario variare la frequenza della **MF1**.

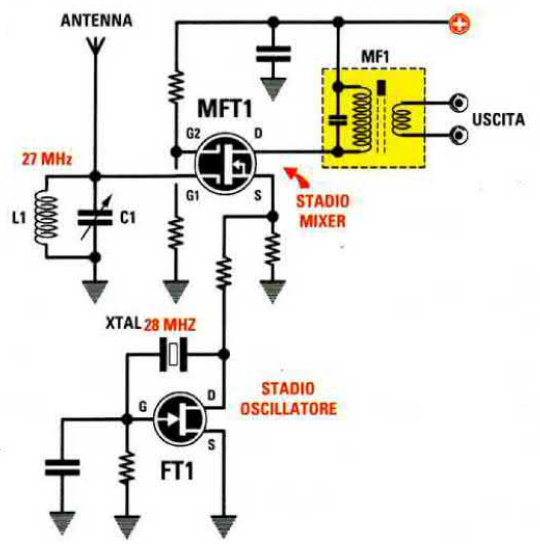


Fig.472 In questo schema teorico, il mosfet MFT1 amplifica il segnale dei 27 MHz captato dall'antenna e lo miscela con la frequenza dei 28 MHz generata dallo stadio oscillatore composto dal fet FT1.
Come spiegato nell'articolo, dal Drain del mosfet MFT1 fuoriescono 4 frequenze.

Nella **prima** colonna della **Tabella N.28** è riportata la **F2**, cioè la frequenza dei **28 MHz** generata dallo stadio **oscillatore**, nella **seconda** colonna la frequenza **F1** che giunge sull'ingresso del **convertitore** e nella **terza** colonna la frequenza che si ottiene **sottraendo** da **F2** il valore della **F1**.

TABELLA N.28

Frequenza Oscillatore F2	Frequenza da ricevere F1	Frequenza di conversione F2-F1
28.000 KHz	26.900 KHz	1.100 KHz
28.000 KHz	26.950 KHz	1.050 KHz
28.000 KHz	27.000 KHz	1.000 KHz
28.000 KHz	27.050 KHz	950 KHz
28.000 KHz	27.100 KHz	900 KHz
28.000 KHz	27.150 KHz	850 KHz
28.000 KHz	27.200 KHz	800 KHz
28.000 KHz	27.250 KHz	750 KHz
28.000 KHz	27.300 KHz	700 KHz
28.000 KHz	27.350 KHz	650 KHz
28.000 KHz	27.400 KHz	600 KHz

Nota: in questa Tabella abbiamo inserito le frequenze espresse in **KHz** anzichè in **MHz**, per ottenere, nella **terza** colonna, il valore della frequenza sulla quale dobbiamo sintonizzare il ricevitore per **Onde Medie** per ricevere la frequenza **F2-F1**.

Quindi se sintonizziamo il ricevitore **Onde Medie** sui **600 KHz**, per sapere su quale frequenza siamo sintonizzati dobbiamo **sottrarre** questo numero ai **28.000 KHz** del **quarzo**:

28.000 – 600 = 27.400 KHz

Così, se captiamo un **CB** sintonizzando il ricevitore **Onde Medie** sulla frequenza degli **850 KHz**, sapremo che questo trasmette sui:

28.000 – 850 = 27.150 KHz

Se captiamo un secondo **CB** sintonizzando il ricevitore delle **Onde Medie** sulla frequenza dei **1.000 KHz**, sapremo che questo trasmette sui:

28.000 – 1.000 = 27.000 KHz

Pertanto, variando la sintonia del ricevitore per **Onde Medie** da **600 KHz** fino a **1.100 KHz**, riusciremo ad ascoltare tutti i **CB** locali.

In pratica, utilizzando questo **convertitore** avremo a disposizione una **supereterodina** a **doppia conversione**.

Infatti, la **prima conversione** viene eseguita dal **convertitore**, che provvede a convertire tutte le frequenze dei **26.900-27.400 KHz** in un valore di **media frequenza** compreso tra **600-1.100 KHz**.

La **seconda conversione** viene compiuta dal ricevitore per **Onde Medie**, che provvede a convertire i **600-1.100 KHz** sul valore della sua **media frequenza**, normalmente pari a **455 KHz**.

SCHEMA ELETTRICO

Passando dallo schema **teorico** di fig.472 al definitivo riportato in fig.474 si può notare che, per realizzarlo, occorrono un **fet** tipo **J.310** (vedi **FT1**) e un integrato siglato **NE.602** (vedi **IC1**), provvisto internamente di uno stadio **preamplificatore**, uno stadio **oscillatore** e uno stadio **miscelatore** (vedi fig.473).

Il primo fet **FT1** viene utilizzato come stadio preamplificatore **RF** con **G**ate a **massa**, per avere sul suo **S**ource un valore d'**impedenza** che si aggiri normalmente intorno ai **50-70 ohm**.

Il segnale captato dall'antenna, prima di raggiungere l'ingresso **S**ource, passa attraverso un filtro **passa-banda** (vedi **JAF1-JAF2**), che provvede a lasciar passare le sole frequenze dei **26-28 MHz**.

Tutte le frequenze minori di **26 MHz** o maggiori di

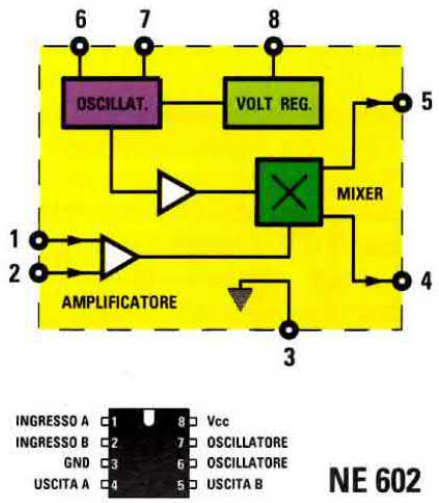


Fig.473 Nel convertitore di fig.474 abbiamo utilizzato l'integrato NE.602 come stadio oscillatore e miscelatore.

28 MHz non verranno amplificate, perchè **non** riusciranno a raggiungere il **S**ource del fet.

Osservando lo schema elettrico di fig.474 si può notare che, in **parallelo** alla bobina **JAF1** del primo filtro, sono collegati in **serie** una capacità di **33 pF** (vedi **C1**) con una capacità di **220 pF** (vedi **C2**).

Queste due capacità di **33-220 pF** servono solo per **adattare** l'alta l'impedenza del circuito di **sintonia**, che si aggira sui **3.000 ohm**, con la bassa impedenza dell'antenna che normalmente si aggira intorno ai **50-52 ohm**.

Per ricavare il valore di **C1-C2**, bisogna eseguire queste semplici operazioni:

1° operazione - Calcolare quale **capacità** si dovrebbe applicare in **parallelo** alla bobina **JAF1** del valore di **1 microhenry**, per poterla sintonizzare sulla frequenza **centrale** dei **27 MHz**, utilizzando questa formula:

pF = 25.300 : (MHz x MHz x microhenry)

Inserendo nella formula la **frequenza** in **MHz** e il valore della **JAF1** in **microhenry** otteniamo:

25.300 : (27 x 27 x 1) = 34,7 picofarad

Questo sarebbe il valore di **capacità** da collegare in parallelo alla bobina **JAF1**, per poterla sintonizzare sulla frequenza **centrale** dei **27 MHz**.

2° operazione - Sapendo che l'impedenza alle e-

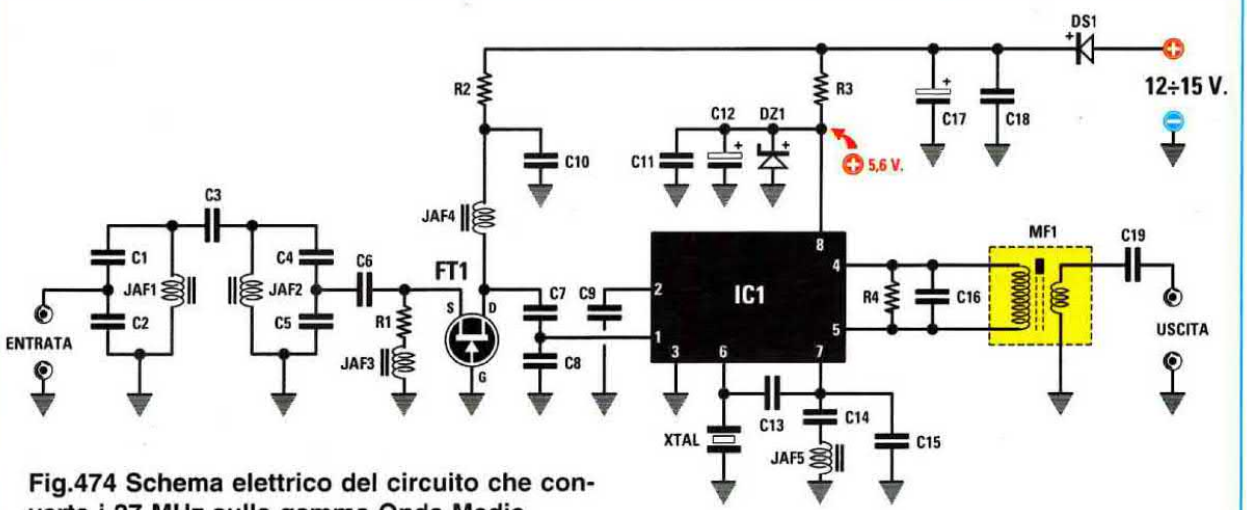


Fig.474 Schema elettrico del circuito che converte i 27 MHz sulla gamma Onde Medie.

stremità della bobina **JAF1** risulta di circa **3.000 ohm**, per poterla adattare sul valore di **50-52 ohm** dell'antenna, bisogna realizzare un **partitore capacitivo**; per calcolare il valore dei due condensatori **C1-C2** dobbiamo prima conoscere quale **rapporto** esiste tra essi utilizzando la formula:

rapporto C1-C2 = $\sqrt{(3.000 : 51) - 1}$

Come prima operazione eseguiremo la **radice quadrata**, poi sottrarremo **1**:

$\sqrt{(3.000 : 51) - 1}$ = 6,669 rapporto C1-C2

3° operazione - Sapendo che per accordare la bobina **JAF1** sui **27 MHz** si dovrebbe applicare ai suoi capi una **capacità** di **34,7 picofarad**, ora che conosciamo il **rapporto** che deve esistere tra queste due capacità, possiamo calcolare il valore del condensatore **C2** utilizzando la formula:

C2 in pF = capacità C1 x rapporto

quindi per **C2** dobbiamo utilizzare una capacità di:

34,7 x 6,669 = 231,41 pF

Poichè i valori di **C1** e di **C2** non sono standard, scegliamo quelli più prossimi, quindi per **C1** usiamo **33 pF** e per **C2** usiamo **220 pF**.

La formula da svolgere per conoscere la capacità totale dei due condensatori **C1-C2** collegati in **serie**, è la seguente:

capacità = (C1 x C2) : (C1 + C2)

(33 x 220) : (33 + 220) = 28,69 pF

ELENCO COMPONENTI LX.5043

R1 = 68 ohm
R2 = 100 ohm
R3 = 470 ohm
R4 = 10.000 ohm
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 220 pF ceramico
C3 = 2,2 pF ceramico
C4 = 33 pF ceramico
C5 = 220 pF ceramico
C6 = 1.000 pF ceramico
C7 = 47 pF ceramico
C8 = 100 pF ceramico
C9 = 100.000 pF ceramico
C10 = 100.000 pF ceramico
C11 = 100.000 pF ceramico
C12 = 10 microF. elettrolitico
C13 = 22 pF ceramico
C14 = 1.000 pF ceramico
C15 = 47 pF ceramico
C16 = 100 pF ceramico
C17 = 47 microF. elettrolitico
C18 = 100.000 pF poliestere
C19 = 100 pF ceramico
JAF1 = impedenza 1 microhenry
JAF2 = impedenza 1 microhenry
JAF3 = impedenza 47 microhenry
JAF4 = impedenza 1 microhenry
JAF5 = impedenza 1 microhenry
XTAL = quarzo 28 MHz
MF1 = media freq. 455 KHz (rossa)
DS1 = diodo tipo 1N.4007
DZ1 = zener 5,6 volt 1/2 watt
FT1 = fet tipo J.310
IC1 = integrato NE.602

Applicando in parallelo alla bobina **JAF1** una capacità di **28,69 pF**, questo circuito si dovrebbe sintonizzare, in via **teorica**, sulla frequenza di:

MHz = 159 : √picofarad x microhenry

159 : √28,69 x 1 = 29,68 MHz

Dal calcolo **teorico** si ricava sempre una frequenza **più alta** rispetto a quella **reale**, perchè non vengono mai considerate le **capacità parassite** del circuito stampato, la **tolleranza** dei componenti e nemmeno quella del condensatore **C3** che provvede a trasferire il segnale dalla **JAF1** alla **JAF2**. Possiamo comunque assicurarvi che questo filtro **passa-banda** lascerà passare le sole frequenze comprese tra i **26 MHz** e i **28 MHz**.

Proseguendo nella nostra descrizione, dopo il **filtro JAF1-C1-C2** ne troviamo un secondo, sempre accordato sui **27 MHz**, composto dall'impedenza **JAF2** e dai due condensatori **C4-C5**.
Dalla giunzione di **C4-C5** preleviamo, tramite il condensatore **C6**, un segnale a **bassa** impedenza che possiamo applicare sul terminale **S**ource del fet **FT1** perchè venga amplificato.

Il segnale amplificato che fuoriesce dal terminale **D**rain del fet viene nuovamente sintonizzato sulla frequenza **centrale** dei **27 MHz** dalla impedenza **JAF4** e dai due condensatori **C7-C8**.

Dalla giunzione dei due condensatori **C7-C8** il segnale viene trasferito sul terminale d'ingresso **1** di **IC1** per essere amplificato e **miscelato** con il segnale **RF** generato dal quarzo da **28 MHz** (**XTAL**), collegato tra il piedino **6** e la **massa**.

L'impedenza **JAF5** da **1 microhenry** collegata, tramite il condensatore **C14**, al piedino **7** di **IC1**, serve per far oscillare il **quarzo** sui **28 MHz**.

Le frequenze **CB** già **convertite** sulle **Onde Medie** vengono prelevate dai piedini **4-5** di **IC1**, pertanto a questi piedini è necessario collegare il **primario** di una bobina (vedi **MF1**) che riesce ad accordarsi sulla frequenza **centrale** di **850 KHz**.

Per allargare la **banda passante** di questa **MF1** in modo che provveda a lasciar passare tutte le frequenze comprese tra **600-1.100 KHz**, in **parallelo** al suo **primario** si deve applicare una resistenza da **10.000 ohm** (vedi **R4**).

Dal **secondario** di questa **MF1** preleviamo il segnale **convertito** e, tramite un **cavetto coassiale** schermato, lo applichiamo sulla presa **antenna** e sulla **massa** di una qualsiasi supereterodina per **Onde Medie** (vedi fig.476).

Per alimentare questo **convertitore** occorre una tensione stabilizzata compresa tra **12-15 volt**, che possiamo prelevare dal nostro alimentatore siglato **LX.5004** presentato nella **Lezione N.7**.

Il diodo **DS1** collegato in **serie** alla tensione **positiva** d'ingresso, serve per **proteggere** l'integrato e il fet nel caso, per disattenzione, collegassimo il filo **negativo** al morsetto **positivo**.

Poichè l'integrato **NE.602** va alimentato con una tensione che **non** deve mai superare i **6 volt**, provvediamo ad abbassarla sui **5,6 volt** tramite il diodo zener **DZ1** e la resistenza **R3** da **470 ohm**.

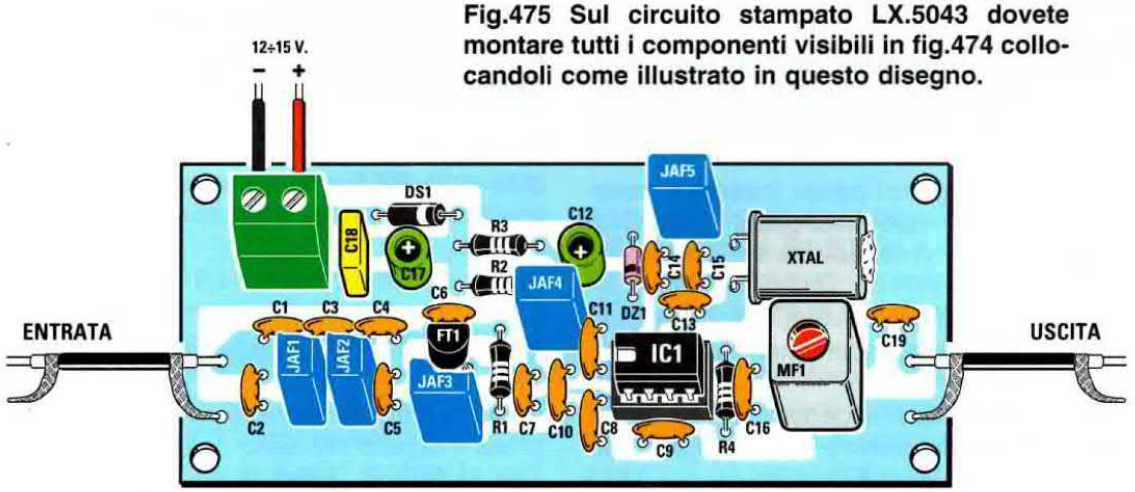


Fig.475 Sul circuito stampato LX.5043 dovete montare tutti i componenti visibili in fig.474 collocandoli come illustrato in questo disegno.

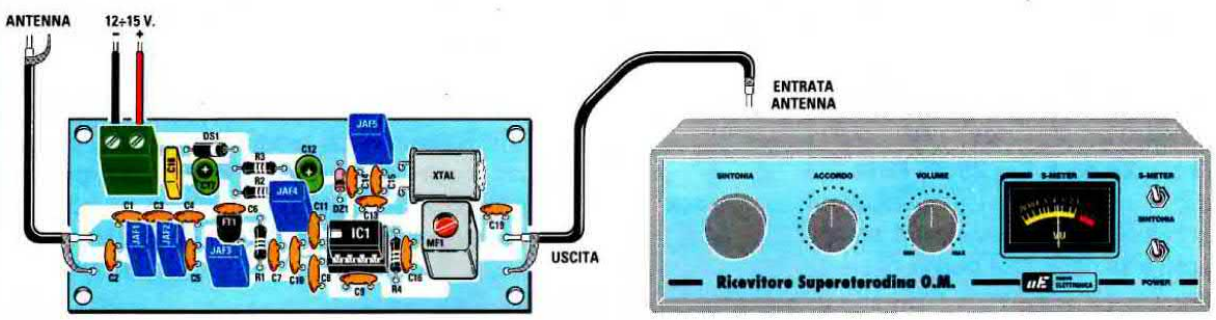


Fig.476 L'uscita del Convertitore va applicata sulle prese Antenna e Terra di una qualsiasi supereterodina per Onde Medie. Sulla presa d'ingresso del Convertitore dovete applicare un dipolo per i 27 MHz oppure un lungo filo che funga d'antenna.

REALIZZAZIONE PRATICA

Tutti i componenti riportati nello schema elettrico di fig.474 vanno montati sul circuito stampato siglato **LX.5043** e disposti come indicato in fig.475.
Anche se questo montaggio non presenta nessuna difficoltà, per evitare il rischio di un insuccesso, cercate sempre di eseguire delle saldature perfette utilizzando dello stagno **60/40**, cioè una **lega** composta dal **60%** di **stagno** e dal **40%** di **piombo** come vi abbiamo già spiegato nella **Lezione N.5**.

Iniziate il montaggio inserendo nello stampato lo **zoccolo** per l'integrato **IC1**.

Dopo aver saldato sulle piste in rame del lato opposto i suoi 8 piedini, potete inserire le **resistenze**, il **diodo** al silicio **DS1** con corpo plastico, rivolgendo verso destra il lato del suo corpo contornato da una **fascia bianca**, poi il **diodo** zener **DZ1** con corpo in vetro, rivolgendo verso l'integrato **IC1** il lato contornato da una **fascia nera** (vedi fig.475).

Proseguendo nel montaggio, saldate tutti i condensatori **ceramici** e se avete difficoltà a **decifrare** la loro capacità, rileggetevi la **Lezione N.3**.

Dopo questi condensatori potete inserire il **poliestere** siglato **C18** e i due **elettrolitici** siglati **C12-C17** rispettando la polarità **+/–** dei loro terminali.

Puntualizziamo ancora una volta che il terminale **positivo** risulta **più lungo** del terminale negativo.

Di seguito montate tutte le impedenze **JAF1- JAF2-JAF4-JAF5** da **1 microhenry** contrassegnate dal numero **1**, poi, sotto il fet **FT1**, l'impedenza **JAF3** da **47 microhenry** contrassegnata dal numero **47**.

Montate quindi il fet **FT1** tenendo distanziato il suo corpo circa **5 mm** dal circuito stampato e rivolgendo la parte **piatta** del suo corpo verso il condensatore ceramico **C6**.

Per completare il montaggio, saldate il quarzo siglato **XTAL**, la **MF1** e la **morsettiera** per entrare con la tensione di alimentazione ed innestate nel relativo zoccolo l'integrato **IC1** rivolgendo verso il fet **FT1** la tacca a **U** presente sul suo corpo.

COLLEGARLO al RICEVITORE

Il cavetto schermato collegato ai due terminali d'uscita posti sulla destra può essere sostituito anche con due fili attorcigliati, che dovete necessariamente far giungere sulla presa **antenna** e **terra** del ricevitore.

Se come antenna ricevente utilizzate un **dipolo** o uno **stilo**, fate giungere sui due terminali d'ingresso posti a sinistra il relativo cavetto coassiale.

In sostituzione dell'antenna dipolo potete utilizzare anche un lungo filo di rame collocato all'esterno della casa.

Non appena capterete un **CB** dovete ruotare il **nucleo** della **MF1** e, in questo modo, troverete una posizione che farà aumentare notevolmente la **sensibilità**.

COSTO di REALIZZAZIONE

Costo di tutti i componenti riportati in fig.475 compreso il circuito stampato
Lire 31.000 **Euro 16**

Costo del solo circuito stampato **LX.5043**
Lire 5.400 **Euro 2,79**

Come si PROGETTA un TEMPORIZZATORE con l'NE555

Le Lezioni **Imparare L'ELETTRONICA partendo da zero** vengono spesso consigliate dai Professori degli Istituti Tecnici ai propri studenti.
Uno di questi Professori ci ha chiesto di spiegare come si progetta un **temporizzatore** fornendo tutte le **formule** necessarie per calcolare la **frequenza** e i relativi **tempi** in secondi, minuti e ore; questo perché, avendo fatto costruire ai propri allievi dei **temporizzatori** con l'integrato **NE.555**, non è riuscito a comprendere come mai i **tempi** risultino sempre tutti **dimezzati**.

1° TEMPORIZZATORE

Il primo temporizzatore che riportiamo in fig.477 utilizza un integrato **timer** siglato **NE.555** (vedi **IC1**) seguito da un **divisore** siglato **4020** (vedi **IC2**).

Premendo il pulsante **P1**, forniamo tensione al temporizzatore e istantaneamente il condensatore **C7** invia un impulso positivo sul piedino **11** dell'integrato **IC2**, che provvede a **resettarlo**.

Prima che l'integrato **IC2** venga resettato, il suo piedino d'uscita **3** si trova a **livello logico 1** (vedi fig.480) mentre, nel preciso istante in cui viene resettato, tale piedino si commuta sul **livello logico 0** (vedi fig.479): di conseguenza cortocircuita a **massa** la resistenza **R5** applicata sulla **B**ase del transistor **PNP** siglato **TR1**.
Con la resistenza **R5** collegata a **massa**, il transistor, che è un **PNP**, si porta subito in conduzione, alimentando il relè collegato al suo **C**ollettore.
Con il relè **eccitato**, la tensione positiva dei **12 volt** passa attraverso i **contatti** del relè (vedi fig.479) e non più attraverso il pulsante **P1**.

Il relè si **diseccita** solo quando il piedino **3** di **IC2** si commuta sul **livello logico 1** (vedi fig.480) perchè, collegando la resistenza **R5** al **positivo** di alimentazione, il transistor **TR1**, che è un **PNP**, non potendo più condurre, **toglie** la tensione di alimentazione al relè.

Il tempo di **eccitazione** del relè dipende dal valore delle resistenze **R1-R2-R3** e dei condensatori **C1-C2** o **C3-C4** collegati ai piedini **7-2-6** dell'integrato **IC1** e dal **numero** di **divisione** dell'integrato **IC2**.

Spostando il deviatore **S1** verso i due condensatori **C1-C2** e ruotando il potenziometro **R3** da un estremo all'altro, si può tenere **eccitato** il relè da un minimo di **59 secondi** fino ad un massimo di circa **12 minuti**, mentre spostando il deviatore **S1** verso i due condensatori **C3-C4** e ruotando il potenziometro **R3** da un estremo all'altro, si può tenere **ec-**

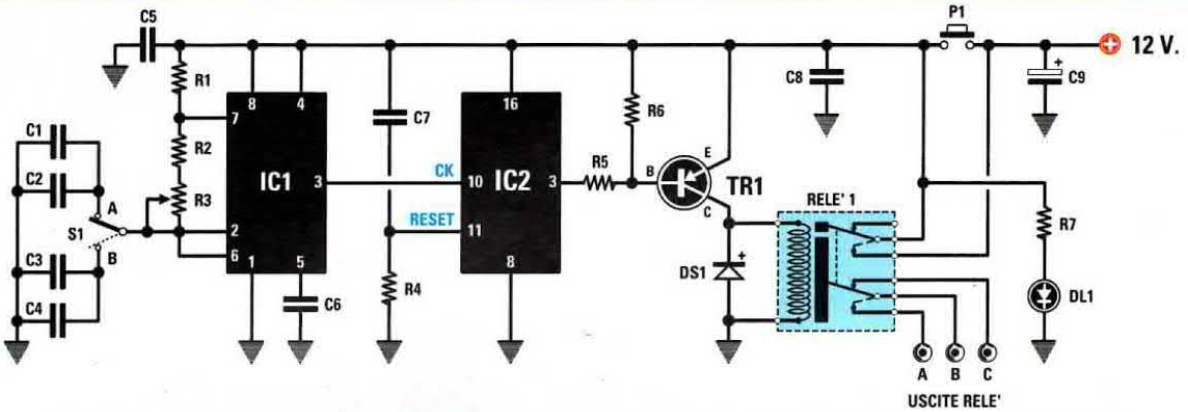


Fig.477 Schema elettrico del 1° temporizzatore. Spostando il deviatore S1 verso A, il relè rimane eccitato per un tempo minimo di 1 minuto circa fino ad un tempo massimo di circa 12 minuti. Spostando invece il deviatore S1 su B, il relè rimane eccitato per un tempo minimo di circa 10 minuti fino ad un tempo massimo di circa 2 ore.

ELENCO COMPONENTI LX.5044

R1 = 2.700 ohm
R2 = 39.000 ohm
R3 = 470.000 ohm pot. lin.
R4 = 1 megaohm
R5 = 6.800 ohm
R6 = 12.000 ohm
R7 = 820 ohm
C1 = 82.000 pF poliestere
C2 = 47.000 pF poliestere
C3 = 820.000 microF. poliestere
C4 = 470.000 pF poliestere
C5 = 100.000 pF poliestere
C6 = 10.000 pF poliestere
C7 = 100.000 pF poliestere
C8 = 100.000 pF poliestere
C9 = 470 microF. elettrolitico
DS1 = diodo tipo 1N.4007
DL1 = diodo led
TR1 = PNP tipo BC.327 o BC.328
IC1 = integrato tipo NE.555
IC2 = C/Mos tipo 4020
P1 = pulsante
S1 = deviatore
RELÈ1 = relè 12 V 2 sc.

citato il relè da un minimo di **9 minuti** e **52 secondi**, cioè da circa **10 minuti**, fino ad un massimo di **2 ore** e **5 minuti**.

PER CALCOLARE il TEMPO in secondi

La formula per calcolare il tempo di eccitazione del relè, in **secondi**, è la seguente:

secondi = (1 : Hertz) x (fattore divisione : 2)

La **frequenza** in **Hertz** è quella prelevata dal piedino **3** di **IC1**, cioè dell'integrato **NE.555**, mentre il **fattore** di **divisione** è quello dell'integrato **IC2**, cioè del **4020**.

Ammesso che l'integrato **IC1** generi una frequenza di **11 Hertz** e che l'integrato **IC2** la divida per **16.384 volte**, il relè rimarrà **eccitato** per un tempo pari a:

(1 : 11) x (16.384 : 2) = 744,72 secondi

Per conoscere a quanti **minuti** corrispondono **744,72 secondi** è necessario **dividere** questo numero per **60**, dato che **1 minuto** è composto da **60**

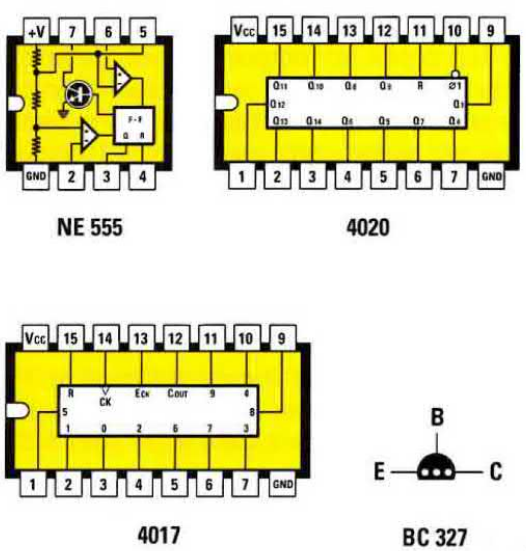


Fig.478 Connessioni degli integrati NE.555 - 4020 - 4017 viste da sopra rivolgendo verso sinistra la loro tacca di riferimento a U e connessioni del transistor PNP tipo BC.327 viste da sotto. L'integrato siglato 4017, che è un divisore x10, viene utilizzato solo nel temporizzatore di fig.484.

secondi, quindi:

744,72 : 60 = 12,41 minuti

Ora non bisogna incorrere nell'**errore** di considerare i decimali **0,41** dei **secondi**, perchè questi sono dei **centesimi** di **minuto**, pertanto per conoscere i **secondi** bisogna **moltiplicarli** per **60**:

0,41 x 60 = 24 secondi

quindi il relè rimarrà **eccitato** per un tempo **totale** di **12 minuti** e **24 secondi**.

CALCOLARE la FREQUENZA

Per calcolare il **tempo** in **secondi** dobbiamo innanzitutto conoscere la **frequenza** in **Hertz** in uscita dal piedino **3** di **IC1** e per poterla ricavare dobbiamo eseguire questa **prima** operazione:

valore RC = (R1+R2+R2+R3+R3) x (C1+C2)

Nota = nella formula vanno **raddoppiati** i valori delle sole resistenze **R2-R3** collegate tra i piedini **7** e **2-6** dell'integrato **IC1**, cioè dell'**NE.555**.

Conoscendo il **valore RC**, di seguito dovremo eseguire questa **seconda** operazione:

frequenza in Hz = 1.440 : valore RC

Nota: facciamo presente che i valori delle **resistenze** da inserire nella formula utilizzata per calcolare la **RC** devono essere espressi in **kiloohm** e quelli dei **condensatori** in **microfarad**.

Poichè nell'elenco componenti i valori delle **resistenze** sono espressi in **ohm**, per convertirli in **kiloohm** dobbiamo dividerli per **1.000**, mentre quelli dei **condensatori**, espressi in **picofarad**, per convertirli in **microfarad** dobbiamo dividerli per **1.000.000**.

Nella formula andranno perciò inseriti questi valori:

R1 = 2,7 kiloohm
R2 = 39 kiloohm
R3 = 470 kiloohm
C1 = 0,082 microfarad
C2 = 0,047 microfarad
C3 = 0,82 microfarad
C4 = 0,47 microfarad

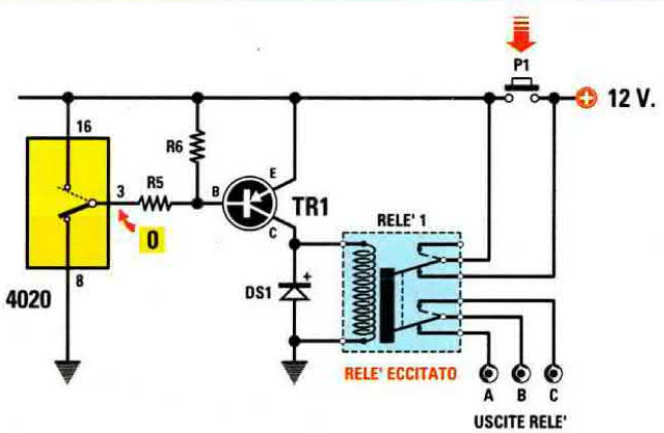


Fig.479 Premendo il pulsante P1 la tensione dei 12 volt alimenta il temporizzatore. Il piedino d'uscita 3 del 4020, che a riposo si trovava a livello logico 1, si porta a livello logico 0 cortocircuitando a massa la resistenza R5.
Il transistor TR1 che è PNP si porta in conduzione eccitando il relè.

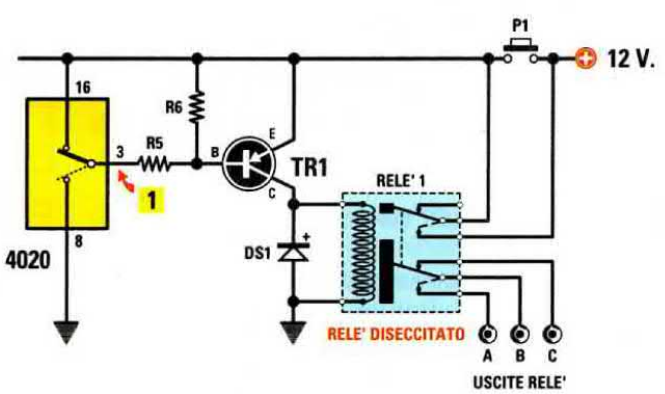


Fig.480 Lasciando il pulsante P1, la tensione dei 12 volt tramite i contatti del relè continuerà ad alimentare il circuito. Solo quando l'integrato 4020 avrà completato il conteggio, il suo piedino d'uscita si porterà a livello logico 1 e in queste condizioni il relè si disecciterà.

CON il DEVIATORE S1 rivolto verso C1-C2

Spostando il deviatore **S1** sui due condensatori **C1-C2** e ruotando il potenziometro **R3** in modo da **cortocircuitare** tutta la sua resistenza, si ottiene un valore **RC** pari a:

(2,7 + 39 + 39) x (0,082 + 0,047) = 10,41

e con questo valore **RC** di **10,41** si ottiene una **frequenza** di:

1.440 : 10,41 = 138,32 Hertz

quindi il relè rimane **eccitato** per un **tempo** di:

(1 : 138,32) x (16.384 : 2) = 59,22 secondi

Facciamo presente che **0,22** sono dei **centesimi** di **secondo**.

Se ruotiamo il potenziometro **R3** in modo da inserire tutta sua resistenza da **470 kiloohm**, otteniamo un valore **RC** di:

(2,7+39+39+470+470) x (0,082 + 0,047) = 131,67

e con questo valore **RC** di **131,67** si ottiene una **frequenza** di:

1.440 : 131,67 = 10,93 Hertz

che provvederà a tenere **eccitato** il relè per un **tempo** pari a:

(1 : 10,93) x (16.384 : 2) = 749 secondi

che corrispondono a **12 minuti** e **29 secondi**.

CON il DEVIATORE S1 rivolto verso C3-C4

Spostando il deviatore **S1** sui due condensatori **C3-C4**, se ruotiamo il potenziometro **R3** in modo da **cortocircuitare** tutta la sua resistenza otteniamo un valore **RC** di:

(2,7 + 39 + 39) x (0,82 + 0,47) = 104,10

e con questo valore **RC** di **104,10** si ottiene una **frequenza** di:

1.440 : 104,10 = 13,83 Hertz

che provvederà a tenere **eccitato** il relè per un **tempo** di:

(1 : 13,83) x (16.384 : 2) = 592,33 secondi

che corrispondono a **9 minuti** e **52 secondi**.

Se ruotiamo il potenziometro **R3** in modo da inserire tutta la sua resistenza di **470 kiloohm** otteniamo un valore **RC** di:

(2,7+39+39+470+470) x (0,82 + 0,47) = 1.316,70

e con questa **RC** di **1.316,70** si ottiene una **frequenza** di:

1.440 : 1.316,70 = 1,09 Hertz

che provvederà a tenere **eccitato** il relè per un **tempo** di:

(1 : 1,09) x (16.384 : 2) = 7.515 secondi

che corrispondono a **7.515 : 3.600 = 2,087 ore**

Poichè il decimale **0,087** sono dei **centesimi** di **ora**, per conoscere i **minuti** dobbiamo moltiplicarli per **60**, quindi **0,087 x 60 = 5 minuti**.

L'INTEGRATO DIVISORE 4020

La **frequenza** generata dall'integrato **NE.555** viene applicata sul piedino d'ingresso **10** di **IC2**, che è un **divisore digitale** tipo **4020**.
Come riportato in tutti i manuali, sui suoi piedini d'uscita è presente la frequenza applicata sul suo ingresso **divisa** per il valore che abbiamo riportato nella **Tabella N.29**.

TABELLA N.29

piedino d'uscita	fattore divisione
piedino 9	2
piedino 7	16
piedino 5	32
piedino 4	64
piedino 6	128
piedino 13	256
piedino 12	512
piedino 14	1.024
piedino 15	2.048
piedino 1	4.096
piedino 2	8.192
piedino 3	16.384

Conoscendo il valore della **frequenza** applicata sul piedino d'ingresso **10** di **IC2**, per calcolare il **tempo** in **secondi** di eccitazione del relè sappiamo già che bisogna usare questa formula:

secondi = (1 : Hz) x (fattore divisione : 2)

Poichè preleviamo il segnale per pilotare il transi-

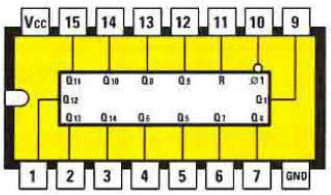


Fig.481 In questo disegno potete vedere come risultano disposti i piedini nel corpo dell'integrato 4020 visto da sopra.

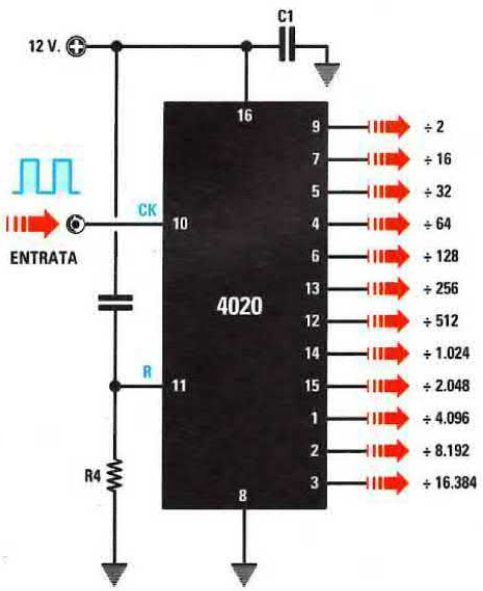


Fig.482 In questo schema elettrico abbiamo riportato sulla destra il numero dei piedini in ordine di divisione. Come si può notare, dal piedino 3 la frequenza fuoriesce divisa per 16.384, dal piedino 2 divisa per 8.192 e dal piedino 4 divisa per 64 volte.

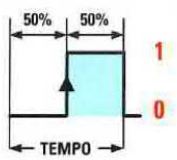


Fig.483 Il fattore di divisione dell'integrato 4020 va diviso per 2, perchè l'onda quadra che fuoriesce dai piedini d'uscita rimane per metà tempo a livello logico 0 e per metà tempo a livello logico 1. Quando, trascorso metà tempo, l'onda passa dal livello logico 0 a 1, il relè si diseccita perchè viene a mancare sulla Base del transistor TR1 la sua tensione di polarizzazione.

stor **TR1** dal piedino **3** di **IC2** che **divide** per **16.384**, inserendo nella formula questo **fattore** di **divisione** otterremo:

secondi = (1 : Hertz) x (16.384 : 2)

Noterete che il **fattore** di **divisione** dell'integrato **IC2** viene **diviso** per **2** per il semplice motivo che il transistor **TR1** rimane in conduzione solo per la prima **metà** del tempo in cui l'onda quadra si trova a **livello logico 0** (vedi fig.483); non appena questa passa a **livello logico 1** il relè si diseccita, quindi il tempo totale si **dimezza**.

Se spostiamo il deviatore **S1** sui due condensatori **C1-C2** e ruotiamo il potenziometro **R3** da un estremo all'altro, otteniamo una frequenza **minima** di **10,41 Hz** ed una **massima** di **131,67 Hz**.

Se invece spostiamo il deviatore **S1** sui due condensatori **C3-C4** e ruotiamo il potenziometro **R3** da un estremo all'altro, otteniamo una frequenza **minima** di **1,09 Hz** ed una **massima** di **13,83 Hz**.
Per completare la descrizione dell'integrato **4020** aggiungiamo che questo provvede a **dividere** la frequenza applicata sul suo ingresso solo quando il piedino **11** di **reset** è a **livello logico 0** e a questo provvede la resistenza **R4** collegata tra questo piedino e la **massa**.
Prima di iniziare un conteggio è indispensabile **azzerare** tutte le uscite del **4020**, se vogliamo che il conteggio di **divisione** riparta sempre da **zero** e questa condizione si ottiene inviando un impulso **positivo** sul piedino **11**.
Il condensatore collegato tra il piedino **11** di **IC2** e il **positivo** di alimentazione (vedi **C7** in fig.477) e il piedino **15** di **IC2**, **11** di **IC3** e il positivo di alimentazione (vedi **C6** in fig.484), provvede ad inviare questo impulso **positivo** di **reset** ogni volta che viene premuto il pulsante **P1**.

I tempi TEORICI e i tempi REALI

A montaggio completato non stupitevi se i **tempi** che avete calcolato risultano leggermente diversi, perchè dovete sempre tenere presente che le **resistenze**, compresi il **potenziometro** e anche i **condensatori**, hanno una loro **tolleranza** che modifica i **tempi** dei nostri **calcoli teorici**.

Quindi non è da escludere che su **C1-C2** il relè rimanga **eccitato** per un minimo di **58-62 secondi** anzichè di **59 secondi** o per un massimo di **11-14 minuti** anzichè di **12 minuti**.

Per correggere questi **errori** sarebbe sufficiente variare, in più o in meno, il valore delle **capacità** dei condensatori collegati al deviatore **S1**.

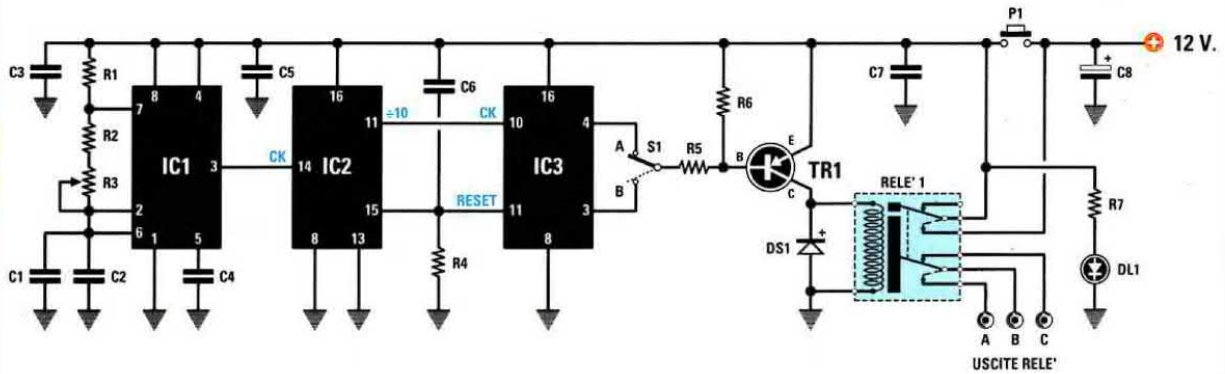


Fig.484 Schema elettrico del 2° temporizzatore. Per ottenere il tempo massimo dovete spostare il deviatore S1 su B. Spostando S1 su A il relè rimane eccitato per un tempo di 256 volte minore rispetto a B. Verificando il tempo per il quale il relè rimane eccitato sulla posizione A, potete calcolare per quanto tempo rimarrà eccitato quando sposterete questo deviatore su B, moltiplicando il tempo di A per 256 volte.

ELENCO COMPONENTI LX.5045

R1 = 2.700 ohm
R2 = 39.000 ohm
R3 = 470.000 ohm pot lin.
R4 = 1 megaohm
R5 = 6.800 ohm
R6 = 12.000 ohm
R7 = 820 ohm
C1 = 1 microF. poliestere
C2 = 470.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 10.000 pF poliestere
C5 = 100.000 pF poliestere
C6 = 100.000 pF poliestere
C7 = 100.000 pF poliestere
C8 = 470 microF. elettrolitico
DS1 = diodo tipo 1N.4007
DL1 = diodo led
TR1 = PNP tipo BC.327 o BC.328
IC1 = integrato NE.555
IC2 = C/Mos tipo 4017
IC3 = C/Mos tipo 4020
P1 = pulsante
S1 = deviatore
RELÈ1 = relè 12 V 2 sc.

2° TEMPORIZZATORE

Dato che il temporizzatore riportato in fig.477 ci permette di tenere eccitato un relè da un minimo di **1 minuto** fino ad un massimo di **2 ore**, molti di voi penseranno che, per realizzarne uno in grado di tenere eccitato il relè per un tempo maggiore di **2 ore**, sia sufficiente **aumentare** la **capacità** dei condensatori collegati al deviatore **S1**.

Per ottenere dei tempi molto **lunghi** è indispensabile utilizzare dei condensatori **elettrolitici** di elevata **capacità**, ma poichè questi hanno delle **tolleranze** che possono superare anche il **40%**, a montaggio ultimato ci ritroveremo sempre con dei **tempi** completamente "sballati".

Per evitare questi **errori**, conviene sempre utilizzare dei condensatori **poliestere** la cui **tolleranza** si aggira intorno al **5-6%** e poi **dividere** per **10** la frequenza prelevata dal piedino **3** dell'**NE.555**, prima di applicarla sul **divisore 4020**.

Come potete vedere nello schema di fig.484, la frequenza generata dall'integrato **NE.555** (vedi **IC1**) viene applicata sul piedino d'ingresso **14** di **IC2**, che è un contatore **Johnson** tipo **4017** e prelevata dal piedino d'uscita **11** divisa per **10**.

Questa frequenza viene poi applicata sul piedino d'ingresso **10** dell'integrato **4020** (vedi **IC3**) e prelevata dal piedino **3** divisa per **16.384** volte.

In questo secondo temporizzatore abbiamo collegato ai piedini **2-6** dell'integrato **NE.555** un condensatore **poliestere** da **1 microfarad** (vedi **C1**) e un secondo condensatore, sempre **poliestere**, da **0,47 microfarad** (vedi **C2**), in modo da ottenere una capacità totale **1,47 microfarad**.

Ruotando il potenziometro **R3** in modo da **cortocircuitare** tutta la sua resistenza otteniamo un valore **RC** di:

(2,7 + 39 + 39) x 1,47 = 118,629

e con questa **RC** di **118,629** sul piedino **3** di **IC1** è presente una **frequenza** di:

1.440 : 118,629 = 12,138 Hertz

Poichè l'integrato **IC2** la divide per **10**, dal suo piedino d'uscita **11** preleveremo una frequenza di:

12,138 : 10 = 1,2138 Hertz

Poichè questa frequenza viene ulteriormente divisa per **16.384** da **IC3**, il relè rimane **eccitato** per un **tempo** di:

(1 : 1,2138) x (16.384 : 2) = 6.749 secondi

Dividendo questo numero per **3.600** ricaviamo un **tempo** in **ore** di:

6.749 : 3.600 = 1,87 ore

Poichè il decimale **0,87** sono dei **centesimi** di **ora**, per conoscere a quanti **minuti** corrispondono, dobbiamo moltiplicarli per **60**:

0,87 x 60 = 52 minuti

Da questo calcolo teorico ricaviamo che il relè rimane **eccitato** per **1 ora** e **52 minuti**.

Eventuali differenze sono causate dalla **tolleranza** delle resistenze **R1-R2-R3** e dei condensatori siglati **C1-C2**.

Se ruotiamo il potenziometro **R3** in modo da inserire tutta la sua resistenza di **470 kiloohm**, otteniamo un valore **RC** di:

(2,7+39+39+470+470) x 1,47 = 1.500

e con questa **RC** di **1.500** dal piedino **3** di **IC1** si ricava una **frequenza** di:

1.440 : 1.500 = 0,96 Hertz

Poichè l'integrato **IC2** la divide per **10**, dal suo piedino **11** preleviamo una frequenza di:

0,96 : 10 = 0,096 Hertz

che provvede a tenere **eccitato** il relè per un **tempo** di ben:

(1 : 0,096) x (16.384 : 2) = 85.333 secondi

Per conoscere a quante **ore** corrispondono, dobbiamo dividere questo numero per **3.600**:

85.333 : 3.600 = 23,70 ore

Poichè il decimale **0,70** sono dei **centesimi** di **ora**, per conoscere a quanti **minuti** corrispondono dobbiamo moltiplicarli per **60**:

0,70 x 60 = 42 minuti

quindi il relè dovrebbe rimanere **eccitato** fino ad un massimo di **23 ore** e **42 minuti**.

Ruotando la manopola del potenziometro **R3** da un estremo all'altro, è possibile regolare il tempo di eccitazione del relè da un minimo di **1 ora** e **52 minuti** fino ad un massimo di **23 ore** e **42 minuti**.

Il condensatore **C6** collegato al piedino **15** di **reset** dell'integrato **4017** (vedi **IC2**) e al piedino **11** di **reset** dell'integrato **4020** (vedi **IC3**), provvede a **resettare** i due integrati ogniqualvolta viene premuto il pulsante **P1**, così che possiamo avere la certezza che il conteggio riparta sempre da **zero**.

COME controllare I TEMPI MASSIMI

Quando si realizzano dei temporizzatori in grado di mantenere **eccitato** il relè per **decine** di **ore**, il primo problema che si presenta è quello di riuscire a sapere se effettivamente il relè si **diseccita** trascorso il tempo prestabilito.

Anzichè dover aspettare **12-15-20 ore** per verificare se ciò avviene, nello schema di fig.484 abbiamo inserito il **deviatore** (vedi **S1**) che, scollegando la resistenza **R5** dal piedino **3** che la divideva per **16.384**, la collega al piedino d'uscita **4** di **IC3**, che provvede a dividerla solo per **64**.

Poichè con la resistenza **R5** collegata al piedino **3** di **IC3** il relè poteva **diseccitarsi** dopo un tempo massimo di **23,70 ore**, collegandola al piedino **4** il relè si **diseccciterà** soltanto dopo:

(1 : 0,096) x (64 : 2) = 333,33 secondi

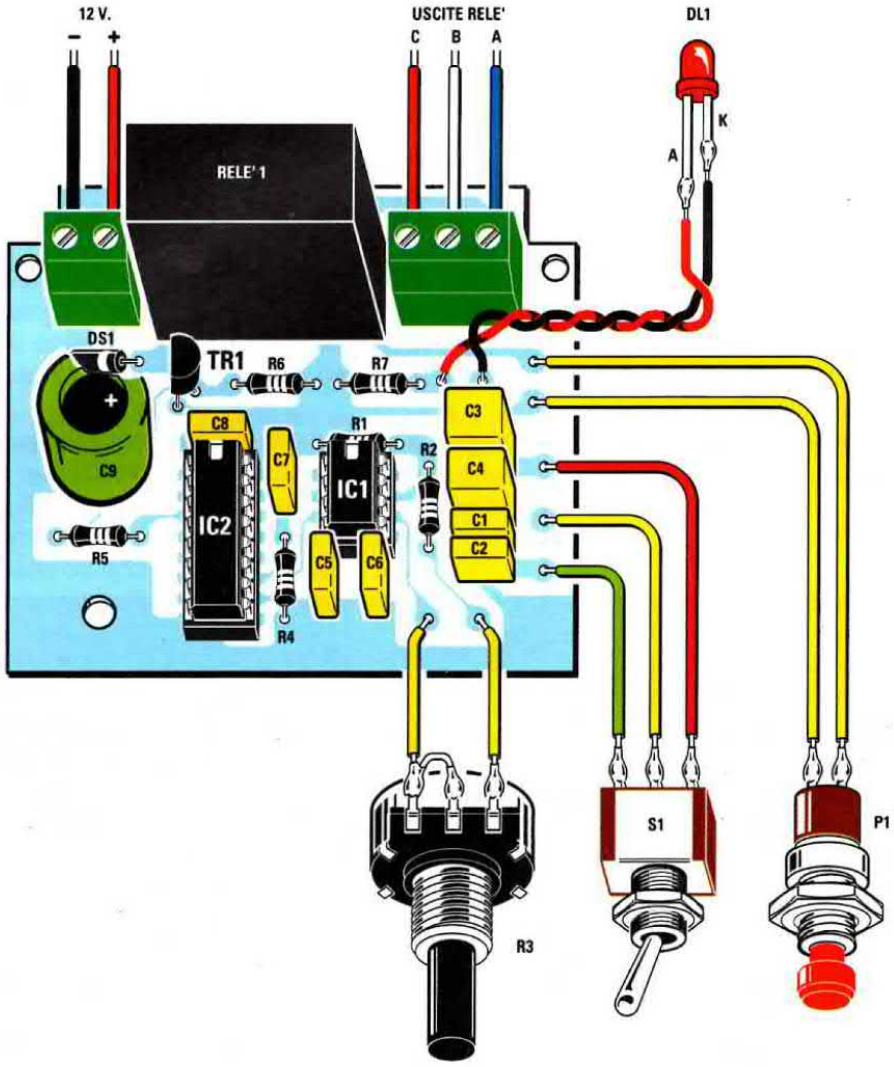
che corrispondono a:

333,33 : 60 = 5,555 minuti

Poichè il decimale **0,555** sono dei **centesimi** di **minuto**, per conoscere i **secondi** dobbiamo moltiplicarli per **60**:

0,555 x 60 = 33 secondi

pertanto il relè si **diseccita** solo dopo **5 minuti** e **33 secondi**.



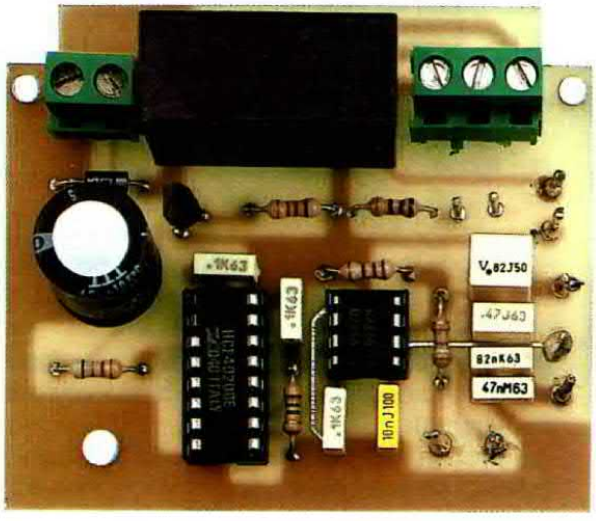


Fig.485 Il alto, lo schema pratico di cablaggio del 1° temporizzatore siglato LX.5044 il cui schema elettrico è riprodotto in fig.477. Il terminale centrale del potenziometro R3 va cortocircuitato sul terminale di sinistra.

Fig.486 Di lato, la foto del circuito stampato con sopra montati tutti i componenti. Il potenziometro R3, il deviatore S1, il pulsante P1 e il diodo led DL1 vanno fissati sul coperchio del mobile come visibile in fig.491.

Ricollegando la resistenza **R5** al piedino **3** che divide per **16.384** tramite il deviatore **S1**, possiamo conoscere dopo quanto tempo si **diseccita** il relè.

Come prima operazione calcoliamo il rapporto che esiste tra **16.384** e **64**:

16.384 : 64 = 256 rapporto

Come seconda operazione moltiplichiamo questo rapporto per il tempo **333,33 secondi**:

333,33 x 256 = 85.332 secondi

che equivalgono a **23 ore** e **42 minuti**.

Se collegando la resistenza **R5** al piedino **4** di **IC3** il relè si **diseccita** dopo **60 secondi**, collegandola al piedino **3** questo si diseccita dopo:

60 x 256 = 15.360 secondi

Fig.487 Fissate il circuito stampato sulla base del mobile per mezzo di due viti autofilettanti e di un distanziatore plastico provvisto di base autoadesiva.

Dividendo questo numero per **3.600** ricaviamo il tempo in **ore**:

15.360 : 3.600 = 4,266 ore

Moltiplicando il decimale **0,266** delle **ore** per **60**, otteniamo i **minuti**:

0,266 x 60 = 15,96 minuti

Moltiplicando il decimale **0,96** dei **minuti** per **60** otteniamo i **secondi**:

0,96 x 60 = 57 secondi

Grazie a questo calcolo ora sappiamo che il relè si **diseccita** dopo **4 ore -15 minuti - 57 secondi**.

REALIZZAZIONE PRATICA
1° Temporizzatore

Nel kit siglato **LX.5044** troverete tutti i componenti necessari per realizzare il temporizzatore riprodotto in fig.477.
Iniziate il montaggio inserendo nel circuito stampato i due **zoccoli** per gli integrati **IC1-IC2** (vedi fig.485). Sul lato opposto del circuito stampato, saldate tutti i loro piedini sulle piste in rame.
Completata questa operazione, potete inserire le **resistenze** e, prima di saldarne i terminali, controllate i **colori** presenti sul loro corpo per non usare valori ohmici errati.

Dopo le resistenze potete montare il **diodo** al silicio **DS1**, rivolgendo verso il transistor **TR1** il lato del suo corpo contornato da una **fascia bianca**.

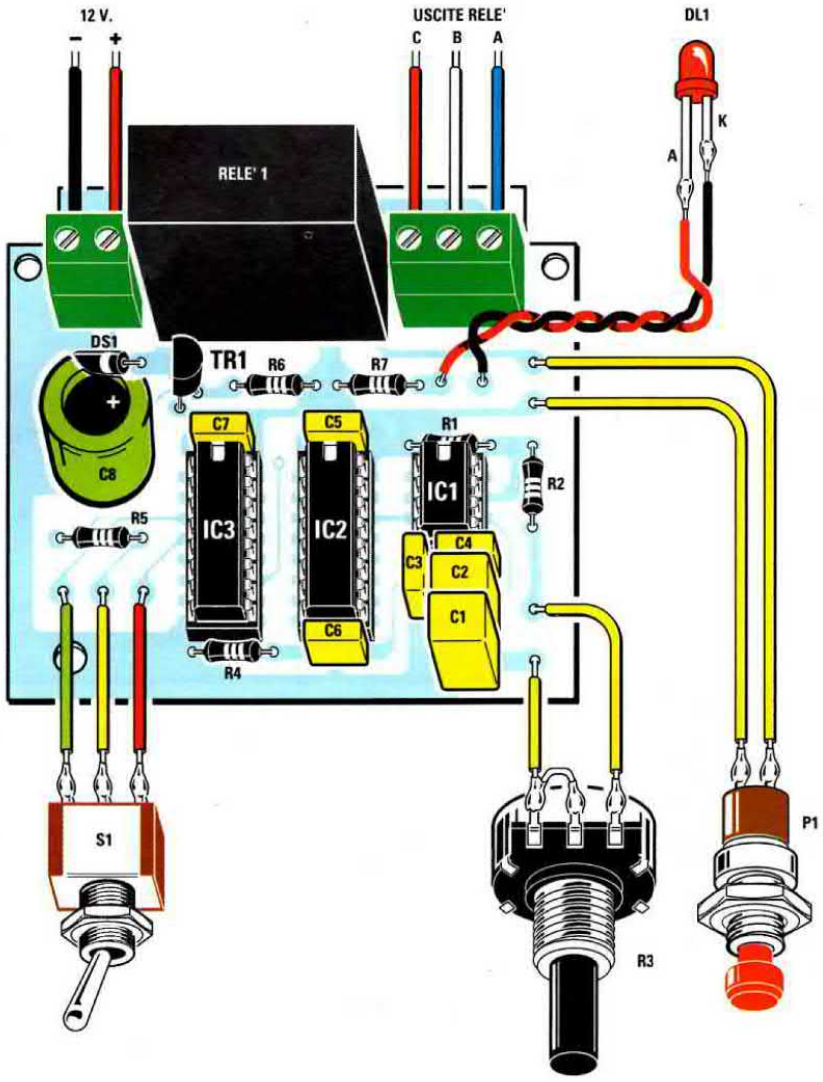
Proseguendo nel montaggio, inserite tutti i condensatori **poliestere** verificandone la capacità.

Vicino al diodo **DS1** innestate il condensatore elettrolitico **C9** inserendo il suo terminale **positivo** nel foro dello stampato contrassegnato da un **+**.

Il transistor **TR1** va montato tenendo il suo corpo distanziato di circa **5 mm** dal circuito stampato e rivolgendone la **parte piatta** verso l'elettrolitico **C9** come visibile in fig.485.

Per completare il montaggio, inserite il **relè**, poi la **morsettiera** a **3 poli** che fa capo ai contatti del relè e quella a **2 poli** che serve per entrare con i **12 volt** della tensione di alimentazione.

Anzichè saldare le estremità dei fili che giungono dal pulsante **P1**, dal deviatore **S1**, dal potenziometro **R3** e dal diodo led **DL1**, nei fori del circuito stampato, consigliamo di utilizzare come capifilo i



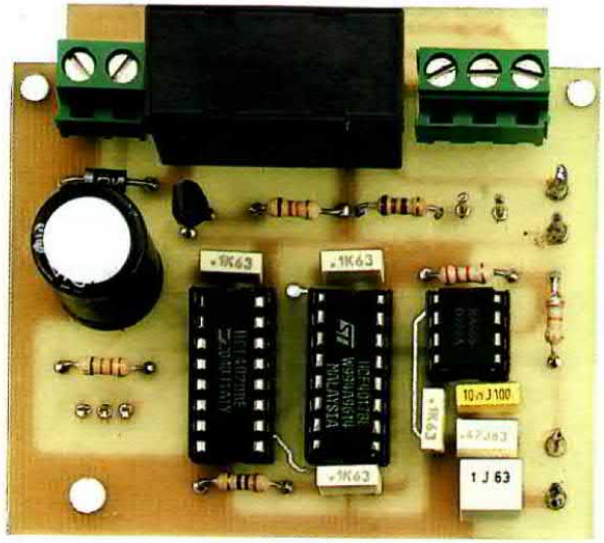


Fig.488 In alto, lo schema pratico di cablaggio del 2° temporizzatore siglato LX.5045, il cui schema elettrico è riprodotto in fig.484. Il terminale centrale del potenziometro R3 va cortocircuitato sul terminale di sinistra.

Fig.489 Di lato, la foto del circuito stampato con sopra montati tutti i componenti. Il potenziometro R3, il deviatore S1, il pulsante P1 e il diodo led DL1, vanno fissati sul coperchio del mobile come illustrato in fig. 491.

sottili chiodini che troverete nel kit.

Dopo aver inserito nei rispettivi zoccoli i due **integrati** rivolgendo verso il **relè** la loro tacca di riferimento a **U**, potete fissare sul pannello superiore del mobile (vedi fig.491) la **gemma** cromata per il diodo led e sul pannello centrale il deviatore **S1**, il pulsante **P1** e il potenziometro **R3**, del quale dovete accorciare il perno per evitare di ritrovarvi con una **manopola** troppo distanziata dal pannello.

Sul retro del mobile praticate un foro per entrare con i due fili della tensione di alimentazione e per far fuoriuscire i tre fili **C-B-A** del relè.

Dopo aver fissato il circuito stampato sul piano del mobile con due viti autofilettanti, collegate i terminali a spillo a tutti i componenti applicati sui pannelli del mobile, utilizzando dei sottili fili di rame isolato in plastica.

Fig.490 Fissate il circuito stampato sulla base del mobile per mezzo di due viti autofilettanti e di un distanziatore plastico provvisto di base autoadesiva.

Per collaudare questo temporizzatore, basta collegare il morsetto a **2 poli** ad un alimentatore in grado di fornire la tensione stabilizzata di **12 volt**, facendo attenzione a non invertire il filo **positivo** con quello **negativo**.

Premendo il pulsante **P1**, vedrete subito **accendersi** il diodo led **DL1** a conferma che il **relè** si è **eccitato**.
Trascorso il **tempo** che avrete prefissato tramite la posizione del deviatore **S1** e la rotazione della manopola posta sul potenziometro **R3**, vedrete **spegnersi** il diodo led **DL1** a conferma che il relè si è **diseccitato**.

Se sentite il relè **eccitarsi** ma **non** vedrete il diodo led accendersi, avrete sicuramente invertito i due fili sui terminali **A-K**.

REALIZZAZIONE PRATICA
2° Temporizzatore

Per realizzare il temporizzatore per **tempi lunghi** dovete richiederci il kit siglato **LX.5045**, perchè diversi sono sia il circuito stampato che la disposizione dei componenti (vedi fig.488).

Come per il precedente circuito, dovete iniziare il montaggio inserendo nello stampato gli **zoccoli** per gli integrati **IC1-IC2-C3**.
Dopo averne saldati i piedini dal lato opposto del circuito stampato, potete inserire le **resistenze**.

Montate quindi il **diodo** al silicio **DS1** rivolgendo verso il transistor **TR1** il lato del suo corpo contornato da una **fascia bianca** e i condensatori **poliestere** dopo averne verificato la capacità.

Vicino al diodo **DS1** collocate il condensatore elettrolitico **C8**, inserendo il suo terminale **positivo** nel foro contrassegnato da un **+** e, accanto a questo, il transistor **TR1** rivolgendo la **parte piatta** del suo corpo verso l'elettrolitico **C8**.

Per completare il montaggio, inserite il **relè**, poi la **morsettiera** a **3 poli** che fa capo ai contatti del relè e quella a **2 poli** utile per entrare con i **12 volt** della tensione di alimentazione.

Nei fori ai quali andrebbero collegate le estremità dei fili che giungono dal pulsante **P1**, dal deviatore **S1**, dal potenziometro **R3** e dal diodo led **DL1**, inserite i **chiodini** capifilo che troverete nel kit.

Dopo aver innestato nei rispettivi zoccoli i tre **integrati** rivolgendo la loro tacca di riferimento a **U** verso il **relè**, potete fissare nel pannello superiore del

Fig.491 Ecco come si presentano i due temporizzatori dopo aver fissato sul coperchio del mobile il potenziometro, il deviatore, il pulsante e il diodo led. I pannelli di alluminio vanno fissati sul coperchio del mobile con un po' di collante cementatutto.

mobile la **gemma** cromata per il diodo led e nel pannello centrale il deviatore **S1**, il pulsante **P1** e il potenziometro **R3**, dopo aver provveduto ad accorciarne il perno per evitare che la **manopola** sia troppo distanziata dal pannello.

Sul retro del mobile praticate un foro per entrare con i due fili della tensione di alimentazione e anche per far fuoriuscire i tre fili **C-B-A** del relè.

Dopo aver fissato il circuito stampato sul piano del mobile con due viti autofilettanti, collegatene i terminali a spillo ai componenti applicati sui pannelli del mobile, utilizzando dei sottili fili di rame isolato in plastica.

Per collaudare questo temporizzatore basta collegare il morsetto a **2 poli** ad un alimentatore in grado di fornire la tensione stabilizzata di **12 volt**, facendo attenzione a non invertire il filo **positivo** con quello **negativo**.

Premendo il pulsante **P1** vedrete subito **accendersi** il diodo led **DL1** a conferma che il **relè** si è **eccitato**.

Poichè il relè rimarrà **eccitato** per tempi **lunghissimi**, per non dover attendere delle **ore** prima che si spenga il diodo led, potete agire sul deviatore **S1** portandolo sulla posizione **A** che, come vi abbiamo spiegato, riduce il tempo totale di ben **256 volte**.

Anche nel caso di questo temporizzatore, se sentirete il relè **eccitarsi** e non vedrete **accendersi** il diodo led **DL1**, dovrete invertire i due fili sui terminali **A-K** di quest'ultimo.

CONCLUSIONE

Dopo avervi spiegato come si progetta un temporizzatore con un integrato **NE.555** e con uno o due **divisori**, ora potete divertirvi a variare le **capacità**

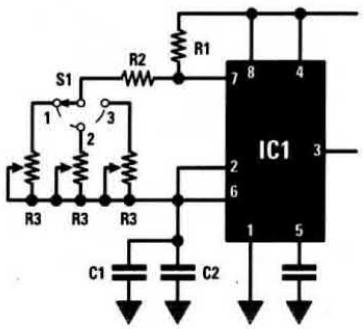


Fig.492 Se vi serve un temporizzatore con dei tempi fissi e molto precisi, potete sostituire il potenziometro R3 con dei trimmer che tarerete esattamente sul tempo richiesto. Selezionate il trimmer richiesto tramite il commutatore rotativo S1.

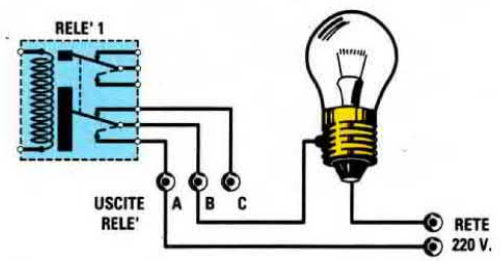


**Fig.493 Anche se sul circuito stampato abbiamo inserito per l'uscita del relè una morsettiera a 3 poli, le uscite da utilizzare sono sempre quelle indicate A-B.
Quando il relè si ecciterà, i suoi contatti A-B si cortocircuiteranno internamente.**

dei condensatori e poi a calcolare i **tempi** di **eccitazione** del relè.

Se poi sostituite il potenziometro **R3** da **470.000 ohm** con uno da **100.000 ohm**, riuscirete a ridurre il **solo** tempo **massimo** di **4,7 volte**, quindi la vostra **scala graduata** avrà una risoluzione maggiore, facilitando l'impostazione del temporizzatore rispetto a quella che si otterrebbe utilizzando un potenziometro da **470.000 ohm**.

Se vi servono delle temporizzazioni di elevata precisione, vi consigliamo di modificare lo schema come visibile in fig.492, collegando la resistenza **R2** al **cursore** di un commutatore rotativo (vedi **S1**), che si commuterà su dei **trimmer** di diverso valore ohmico, che potrete tarare fino ad ottenere l'**esatto** tempo desiderato.

I CONTATTI D'USCITA del RELÈ

I contatti d'utilizzo dei relè sono indicati nello schema elettrico con le lettere **A-B-C**.
Se desiderate tenere **accesi** per un tempo prefissato una lampada, un ventilatore o una radio, dovete utilizzare i due contatti **A-B** (vedi fig.493).

I due contatti **B-C** possono essere utilizzati solo per ottenere una funzione **inversa**, cioè **accendere** una lampada, un ventilatore o una radio, trascorso il tempo prefissato.

Nota = Poichè normalmente si utilizzano le due sole uscite **A-B**, potrete far uscire dal mobile solo questi due fili. Se utilizzate il relè per alimentare delle apparecchiature collegate alla tensione di rete dei **220 volt**, non lasciate mai questi fili **scoperti**, ma **isolateli** con un giro di nastro isolante per evitare di prendere una **scossa elettrica** se, inavvertitamente, li toccherete con le mani.

COSTO di REALIZZAZIONE

Costo di tutti i componenti necessari per la realizzazione del **1° temporizzatore** siglato **LX.5044** (vedi fig.486) completo di circuito stampato ed **escluso** il solo **mobile**
Lire 28.500 Euro 14,72

Costo del solo circuito stampato **LX.5044**
Lire 5.800 Euro 3,0

Costo di tutti i componenti necessari per la realizzazione del **2° temporizzatore** siglato **LX.5045** (vedi fig.489) completo di circuito stampato ed **escluso** il solo **mobile**
Lire 31.000 Euro 16,0

Costo del solo circuito stampato **LX.5045**
Lire 6.300 Euro 3,25

Costo del **mobile** plastico **MO 5044** (vedi fig.491) idoneo per entrambi i temporizzatori, completo di due mascherine in alluminio forate e serigrafate
Lire 16.500 Euro 8,52

Tutti i prezzi sono già comprensivi di **IVA**.

INVERTER da 12 volt CC

Probabilmente vi starete chiedendo a che cosa può servire un **inverter** in grado di convertire una tensione **continua** di **12 volt** in una tensione **alternata** di **220 volt**.

Ad esempio, chi ha una **roulotte** potrà andare in campeggio in piena libertà, perché con una batteria d'auto potrà alimentare qualsiasi elettrodomestico progettato per una tensione di **220 volt**.

Chi utilizza i **pannelli solari** per caricare le batterie da **12 volt**, potrà convertire questa tensione in una tensione **alternata** di **220 volt** che potrà poi utilizzare per alimentare delle lampade o un televisore.

Chi ha un **computer** sa che se viene a mancare la tensione di rete anche per pochi secondi, si perdono tutti i files sui quali si sta lavorando.
Utilizzando questo inverter, il computer **non** si spegnerà anche se verrà a mancare la tensione di rete e voi potrete continuare a lavorare indisturbati.

Questi sono solo alcuni esempi sull'utilizzo di questo **inverter**, ma basta spremere un po' le meningi per trovare tante altre applicazioni.

Iniziamo subito col dirvi che dall'uscita di questo inverter esce un'**onda quadra** di forma particolare (vedi fig.1) con una **frequenza** di **50 Hz** e chi sta pensando che questa forma d'onda non può essere idonea ad alimentare circuiti progettati per una tensione **sinusoidale**, è in errore.

Un'**onda quadra** di questo tipo si può tranquillamente utilizzare per alimentare radio, computer, televisori, ecc. perché come si sa, una qualsiasi tensione **alternata** che entra sul **primario** di un trasformatore, viene prelevata dai suoi **secondari** per essere poi convertita in una tensione **continua** con dei **diodi** o con dei **ponti raddrizzatori**.

A riprova di ciò, se avrete modo di controllare i **Gruppi** di **Continuità** venduti per alimentare i **computer** quando viene a mancare la tensione di rete, noterete che anche da questi fuoriesce un'**onda quadra** che spesso è solo stabilizzata in **tensione**, ma non in **frequenza**.

Dal nostro **inverter** fuoriesce invece una tensione **stabilizzata** sia in **tensione** sia in **frequenza**.

Precisiamo che questo **inverter** può essere adoperato anche per alimentare dei ventilatori o qualsiasi altro piccolo elettrodomestico, purché non assorbano più di **160 watt**.

Osservando in fig.1 la forma d'onda che esce da questo inverter, ci si accorge subito che la semionda **positiva** prima di passare a quella **negativa** e viceversa, viene tenuta in **pausa** per un breve tempo di **2,5 millisecondi**.

Poiché il tempo della semionda **positiva** e quello della semionda **negativa** è di **7,5 millisecondi**,

sommando a questi i tempi di **pausa** si ha un **ciclo completo** ogni:

7,5 + 2,5 + 7,5 + 2,5 = 20 millisecondi

che corrispondono a una esatta **frequenza** di:

(1 : 20) x 1.000 = 50 hertz

Il **rendimento** di questo inverter si aggira sull'**80%**, pertanto se sulla sua uscita colleghiamo un carico che assorbe **60 watt**, l'inverter assorbirà dalla batteria **72 watt**, se invece colleghiamo un carico di **100 watt**, l'inverter assorbirà dalla batteria **120 watt**, mentre se colleghiamo un carico di **150 watt** l'inverter assorbirà dalla batteria **180 watt**.

Con un assorbimento di **72 watt** l'inverter assorbirà dalla batteria **72 : 12 = 6 amper** circa.

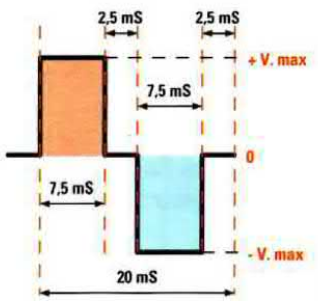


Fig.1 La semionda positiva, prima di commutarsi in semionda negativa e viceversa, rimane in pausa per 2,5 millisecondi per dare ai mosfet il tempo necessario di portarsi in interdizione.

a 220 volt AC 50 Hertz

Alimentando questo inverter con una tensione continua di 12 volt fornita da una batteria, noi possiamo prelevare dalla sua uscita una tensione alternata di 220 volt 50 hertz che possiamo utilizzare per alimentare un computer, un televisore o qualsiasi altro circuito elettronico che non assorba una potenza maggiore di 160 watt.

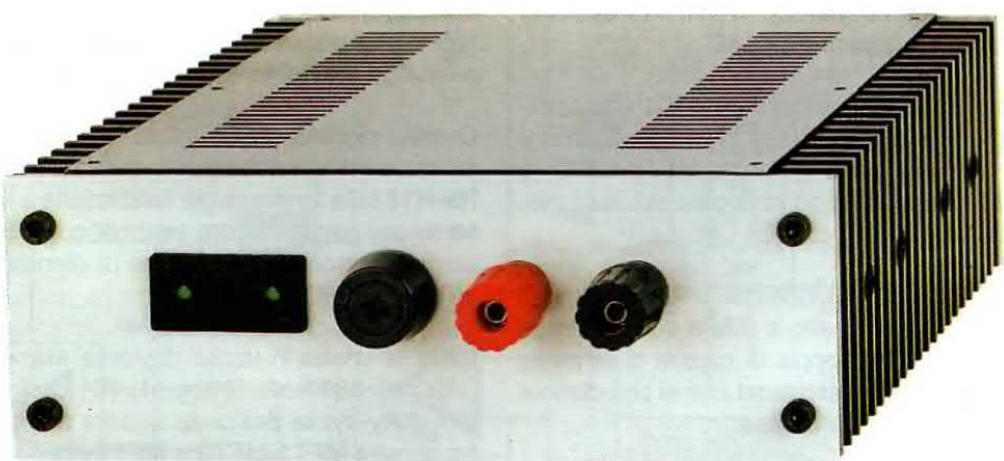


Fig.2 Nella foto riportata nella pagina di sinistra potete vedere il pannello frontale del mobile dell'inverter. Nella foto qui sopra potete invece vedere il retro di questo mobile. Sul pannello posteriore vanno fissati la presa d'uscita dei 220 volt, le due boccole di entrata dei 12 volt CC e il portafusibile.

Con un assorbimento di **120 watt** l'inverter assorbirà dalla batteria **120 : 12 = 10 amper** circa.

Con un assorbimento di **180 watt** l'inverter assorbirà dalla batteria **180 : 12 = 15 amper** circa.

Va sottolineato che più la tensione della batteria si abbassa, **più** aumenta l'**assorbimento** di corrente dell'inverter per ottenere in uscita una tensione di **220 volt stabilizzati**.

Se alimentiamo l'**inverter** con una batteria da **60 Ah** (amperora) e assorbiamo circa **6 amper**, la batteria si scaricherà in circa **10 ore**.
Se invece assorbiamo **10 amper** si scaricherà in circa di **6 ore**, mentre se assorbiamo **15 amper** questa si scaricherà in circa **4 ore**.

SCHEMA ELETTRICO

Guardando lo schema elettrico riportato in fig.3, si può notare che questo **inverter** è composto da **due** distinti **stadi**.
Il **primo**, formato dall'integrato **UC.3846** (vedi **IC1**) e dai quattro mosfet di potenza siglati **IRFP.150** (vedi **MFT1-MFT2-MFT3-MFT4**), viene utilizzato per ottenere una tensione **continua** stabilizzata di **294 volt**, mentre il **secondo** che utilizza quattro mosfet di potenza siglati **2SK.2150** (vedi **MFT5-MFT6-MFT7-MFT8**) viene utilizzato per convertire la tensione **continua** fornita dal primo stadio in una tensione **alternata** di **220 volt - 50 Hz**.

A prima vista lo schema può risultare complesso e poco comprensibile, ma se seguirete la nostra descrizione scoprirete che oltre a risultare semplice è anche molto istruttivo, perché finalmente capirete come funziona un **inverter CC/AC**.

Iniziamo la descrizione dall'integrato **IC1** che provvede a pilotare in **PWM** (**P**ulse **W**idth **M**odulation) le coppie dei mosfet di potenza **MFT1-MFT2** e **MFT3-MFT4** che si trovano collegate sui suoi piedini d'uscita **14-11**.

Poiché dal piedino **11** fuoriesce un'onda quadra sfasata di **180 gradi** rispetto a quella che fuoriesce dal piedino **14**, le due coppie di mosfet di potenza si comportano come **interruttori** che si chiudono e si aprono in opposizione di fase.

Quando conduce la coppia dei mosfet **MFT1-MFT2** non conducono i due mosfet **MFT3-MFT4**, e quando conduce la coppia dei mosfet **MFT3-MFT4** non conducono i due mosfet **MFT1-MFT2**.

Dall'avvolgimento **secondario** di **T1**, che ha un numero di spire maggiori rispetto al suo **primario**, si preleva una tensione di **picco** di circa **350 volt** che viene raddrizzata dai diodi **DS5-DS6** e **DS7-DS8** e livellata dal condensatore elettrolitico **C15**.

Facciamo notare che la **presa centrale** del secondario del trasformatore **T1** non risulta collegata a **massa**, bensì ai diodi **DS3-DS4** collegati sui Drain dei mosfet **MFT1-MFT2** e **MFT3-MFT4**.

Questi diodi, raddrizzando i picchi di **extratensione**, forniscono una tensione **continua** che **sommata** alla tensione già raddrizzata dai diodi **DS5-DS6** e **DS7-DS8** ci permette di aumentare il **rendimento** dell'inverter.

A titolo informativo sappiate che questo trasformatore, provvisto di **nucleo** in **ferrite**, ha un **primario** composto da **10 spire** con presa **centrale** e un avvolgimento **secondario** composto da **400 spire** sempre con presa **centrale**.

L'integrato **IC1** provvede a **stabilizzare** la tensione **continua** sui **294 volt** anche se la tensione della batteria scende a valori **inferiori** ai **12 volt** e anche se varia l'assorbimento del carico in uscita.
Pertanto noi preleveremo sempre dall'uscita di questo **inverter** una tensione **alternata stabilizzata** di **220 volt**.

La frequenza dell'onda quadra che fuoriesce dai piedini **11-14** di **IC1** è di circa **30 kilohertz** e questo valore si ottiene applicando tra il piedino **8** e la massa un condensatore da **3.900 pF** (vedi **C6**) e tra il piedino **9** e la massa una resistenza da **10.000 ohm** (vedi **R8**).

A **stabilizzare** sul valore richiesto di **294 volt** la tensione d'uscita sul condensatore elettrolitico **C15** provvede il piedino **6** di **IC1**.

Questo piedino risulta infatti collegato, tramite un partitore resistivo composto dalle tre resistenze **R1-R9-R10**, alla tensione già raddrizzata e livellata presente sul condensatore elettrolitico **C15**, che verrà confrontata con una tensione di riferimento interna all'integrato **IC1**.

Se la tensione in uscita dovesse **aumentare** oltre i richiesti **294 volt**, l'integrato **IC1** restringerà subito il **duty-cycle** dell'onda quadra che pilota i quattro mosfet **MFT1-MFT2** e **MFT3-MFT4** e automaticamente la tensione scenderà sul valore richiesto.

Se la tensione in uscita dovesse **scendere** sotto i **294 volt**, perché la batteria si sta scaricando, l'integrato **IC1** allargherà il **duty-cycle** dell'onda quadra e automaticamente la tensione salirà sul valore richiesto.

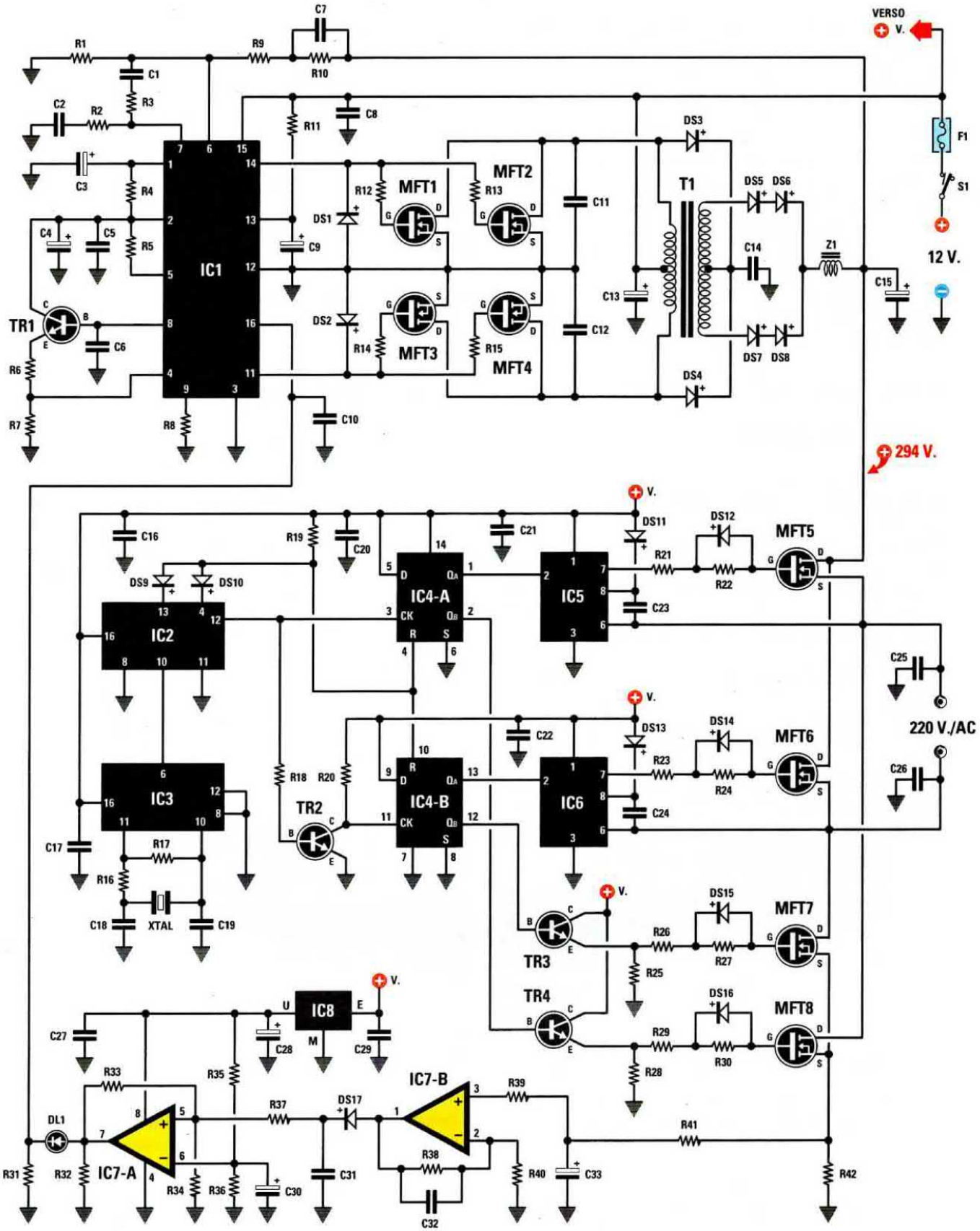


Fig.3 Schema elettrico del converter CC/AC. La lista componenti è nella pagina successiva.

In questo stadio risulta **critica** la resistenza **R9** perché è questa che determina il valore della tensione che si vuole prelevare dall'uscita del convertitore **CC/CC**.

Dopo aver chiarito che questo stadio viene utilizzato solo per ottenere una tensione **continua** di **294 volt**, possiamo passare alla descrizione del secondo stadio che provvede a convertire questa tensione **continua** in una tensione **alternata** di **220 volt** e con un'esatta frequenza di **50 hertz**.

L'integrato **IC3**, un normale C/Mos tipo **4060**, viene utilizzato in questo circuito come stadio **oscillatore** e **divisore** per **128**.

Collegando sui piedini **11-10** di **IC3** un quarzo da **3,2768 MHz**, pari a **3.276.800 Hz**, dal suo piedino d'uscita **6** fuoriesce un'onda quadra con una **frequenza** di:

3.276.800 : 128 = 25.600 hertz

Questa frequenza giunge sul piedino d'ingresso **10** del secondo integrato indicato **IC2**, un C/Mos tipo **4040**, che provvede a dividere i **25.600 Hz** per **512 volte**, quindi dal suo piedino d'uscita **12** fuoriuscirà un'onda quadra con una **frequenza** di:

25.600 : 512 = 50 hertz

Questa frequenza di **50 Hz** viene applicata sul piedino **CK** (piedino **3**) del primo flip-flop tipo **D** siglato **IC4/A**.
L'uscita **QA** (piedino **1**) viene utilizzata per pilotare, tramite l'integrato **IC5**, il mosfet **MFT5**, mentre l'uscita **QB** (piedino **2**) viene utilizzata per pilotare tramite il transistor **TR4** il mosfet **MFT8**.

La stessa frequenza di **50 Hz** viene applicata anche sul piedino **CK** (piedino **11**) del secondo flip-flop tipo **D** siglato **IC4/B**, ma **sfasata** di **180 gradi** dal transistor **TR2**.
L'uscita **QA** (piedino **13**) viene utilizzata per pilotare, tramite l'integrato **IC6**, il mosfet **MFT6**, mentre l'uscita **QB** (piedino **12**) viene utilizzata per pilotare tramite il transistor **TR3** il mosfet **MFT7**.

Per farvi capire come questi quattro mosfet provvedono a convertire una tensione **continua** in una tensione alternata di **220 volt**, in fig.5 li abbiamo disegnati a **ponte**.

Quando sull'ingresso **CK** del flip-flop **IC4/A** giunge il fronte di salita dell'onda quadra dei **50 Hz**, l'uscita **QA** si commuta a **livello logico 1**, mentre l'uscita opposta **QB** si commuta a **livello logico 0**.

Poiché sull'ingresso **CK** del secondo flip-flop **IC4/B** giunge un'onda quadra sfasata di **180 gradi**, le sue uscite si commutano su un livello logico inverso rispetto al primo flip-flop, quindi l'uscita **QA** si commuta a **livello logico 0** e l'uscita opposta **QB** si commuta a **livello logico 1**.

Quando sul piedino d'uscita **QA** del flip-flop **IC4/A** è presente un **livello logico 1**, si porta in conduzione il solo mosfet **MFT5** e non il mosfet **MFT8**, perché sull'opposta uscita **QB** è presente un **livello logico 0** (vedi fig.5).

Sul piedino d'uscita **QA** del secondo flip-flop **IC4/B** è presente un **livello logico 0**, quindi **non** si porta in conduzione il mosfet **MFT6**, ma si porta invece in conduzione il mosfet **MFT7** perché sull'uscita opposta **QB** è presente un **livello logico 1**.

Se guardate il disegno visibile in fig.6 sarà molto più facile capire come si commutano i quattro mosfet, che per semplicità abbiamo raffigurato come dei semplici **interruttori**.

1° ciclo – i mosfet **MFT5-MFT7** risultano **chiusi** e pertanto dalle loro uscite si preleva una semionda **positiva** della durata di **7,5 millisecondi**.

2° ciclo – i mosfet **MFT5-MFT7** si **aprono** e mantengono questa condizione per un tempo di **pausa** pari a **2,5 millisecondi**.

3° ciclo – i mosfet **MFT6-MFT8** si **chiudono** e pertanto dalle loro uscite si preleva una semionda **negativa** della durata di **7,5 millisecondi**.

4° ciclo – i mosfet **MFT6-MFT8** si **aprono** e mantengono questa condizione per un tempo di **pausa** pari a **2,5 millisecondi**.

Trascorsa anche questa pausa di **2,5 millisecondi**, i quattro cicli visibili in fig.6 si ripetono nuovamente e così all'infinito.

Sulla destra di fig.6 potete vedere i **livelli logici 1-0** che giungono sui **Gate** dei quattro mosfet di potenza e la forma dell'onda **alternata** che preleveremo sui morsetti d'uscita di questo inverter.

Il tempo di **pausa** di **2,5 millisecondi** tra le due semionde si ottiene applicando sui piedini **Reset** dei due flip-flop **IC4/A-IC4/B** una frequenza di **100 hertz** che preleviamo dai diodi **DS9-DS10** collegati sui piedini **13-4** dell'integrato **IC2**.

Vogliamo far presente che questi **2,5 millisecondi** di **pausa** sono indispensabili per permettere a ogni coppia di mosfet di **aprirsi** prima che l'opposta coppia si **chiuda**.

ELENCO COMPONENTI LX.1449

R1 = 10.000 ohm
R2 = 220 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 10.000 ohm
R6 = 2.700 ohm
R7 = 1.000 ohm
R8 = 10.000 ohm
R9 = 470.000 ohm
R10 = 27.000 ohm
R11 = 33 ohm 1/2 watt
R12 = 10 ohm 1/2 watt
R13 = 10 ohm 1/2 watt
R14 = 10 ohm 1/2 watt
R15 = 10 ohm 1/2 watt
R16 = 10.000 ohm
R17 = 2,2 Megaohm
R18 = 10.000 ohm
R19 = 2.700 ohm
R20 = 1.000 ohm
R21 = 100 ohm
R22 = 10.000 ohm
R23 = 100 ohm
R24 = 10.000 ohm
R25 = 680 ohm
R26 = 100 ohm
R27 = 10.000 ohm
R28 = 680 ohm
R29 = 100 ohm
R30 = 10.000 ohm
R31 = 220 ohm
R32 = 1.000 ohm
R33 = 1 Megaohm
R34 = 47.000 ohm
R35 = 10.000 ohm
R36 = 10.000 ohm
R37 = 100.000 ohm
R38 = 47.000 ohm
R39 = 10.000 ohm
R40 = 10.000 ohm
R41 = 10.000 ohm
R42 = 0,47 ohm 5 watt
C1 = 1 microF. poliestere
C2 = 330.000 pF poliestere
C3 = 220 microF. elettrolitico
C4 = 10 microF. elettrolitico
C5 = 100.000 pF poliestere
C6 = 3.900 pF poliestere
C7 = 3.300 pF poliestere
C8 = 100.000 pF poliestere
C9 = 10 microF. elettrolitico
C10 = 470.000 pF poliestere
C11 = 100.000 pF pol. 250 volt
C12 = 100.000 pF pol. 250 volt
C13 = 4.700 microF. elettrolitico
C14 = 1 microF. pol. 100 volt
C15 = 100 microF. elettr. 400 volt
C16 = 100.000 pF poliestere
C17 = 100.000 pF poliestere
C18 = 56 pF ceramico
C19 = 56 pF ceramico
C20 = 100.000 pF poliestere
C21 = 100.000 pF poliestere
C22 = 100.000 pF poliestere
C23 = 470.000 pF poliestere
C24 = 470.000 pF poliestere
C25 = 4.700 pF ceram. 1.000 volt
C26 = 4.700 pF ceram. 1.000 volt
C27 = 100.000 pF poliestere
C28 = 47 microF. elettrolitico
C29 = 100.000 pF poliestere
C30 = 10 microF. elettrolitico
C31 = 100.000 pF poliestere
C32 = 100.000 pF poliestere
C33 = 10 microF. elettrolitico
Z1 = impedenza 3 mH (VK 1449)
XTAL = quarzo 3,276 MHz
DS1 = diodo schottky tipo BYW 100
DS2 = diodo schottky tipo BYW 100
DS3 = diodo tipo GI 851
DS4 = diodo tipo GI 851
DS5 = diodo schottky tipo BYT 800
DS6 = diodo schottky tipo BYT 800
DS7 = diodo schottky tipo BYT 800
DS8 = diodo schottky tipo BYT 800
DS9 = diodo tipo 1N4150
DS10 = diodo schottky tipo BYT 800
DS11 = diodo tipo 1N4150
DS12 = diodo tipo 1N4150
DS13 = diodo schottky tipo BYT 800
DS14 = diodo tipo 1N4150
DS15 = diodo tipo 1N4150
DS16 = diodo tipo 1N4150
DS17 = diodo tipo 1N4150
DL1 = diodo led
TR1 = NPN tipo 2N 2222
TR2 = NPN tipo BC 547
TR3 = NPN tipo BC 547
TR4 = NPN tipo BC 547
MFT1-MFT4 = mosfet tipo IRFP 150
MFT5-MFT8 = mosfet tipo 2SK 2150
IC1 = integrato tipo UC 3846
IC2 = C/Mos tipo 4040
IC3 = C/Mos tipo 4060
IC4 = C/Mos tipo 4013
IC5 = integrato tipo IR 2111
IC6 = integrato tipo IR 2111
IC7 = integrato tipo LM 358
IC8 = MC 78L05
F1 = fusibile 25 amper
T1 = trasform. mod. TM 1449
S1 = interruttore

Nota: se non diversamente specificato, le resistenze utilizzate in questo circuito sono da 1/4 watt.

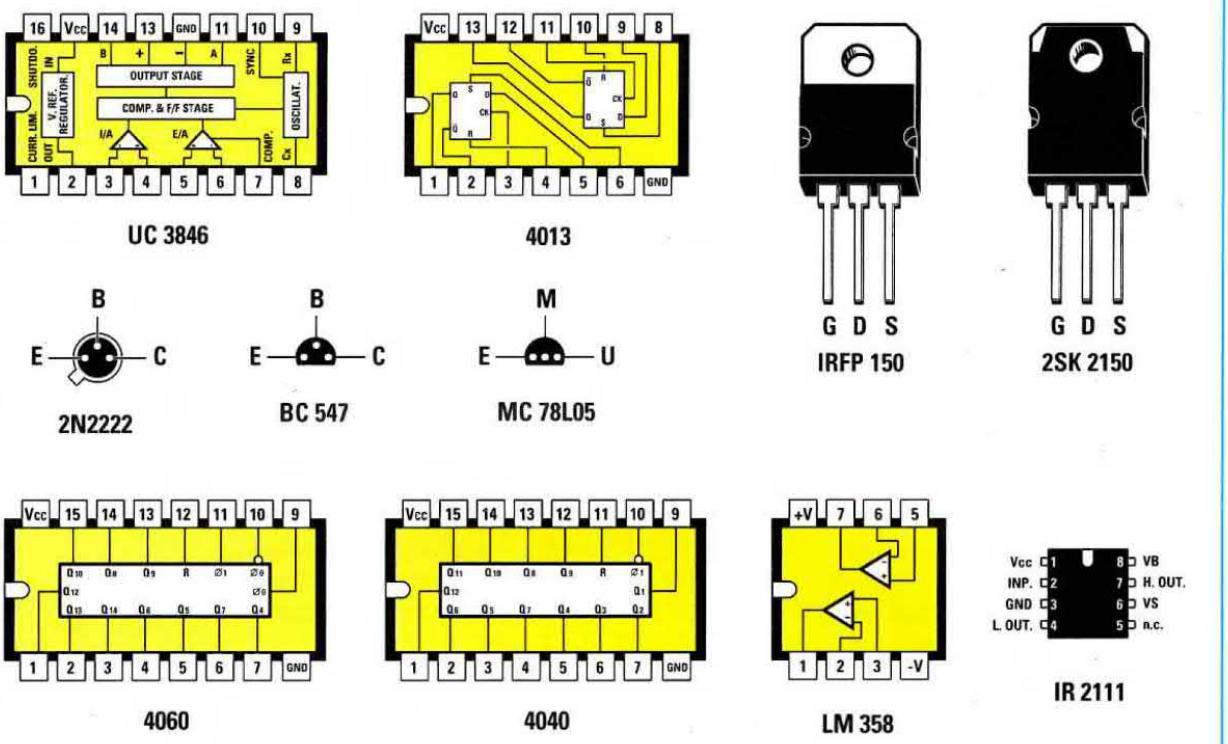


Fig.4 Connessioni viste da sopra degli integrati utilizzati in questo kit. Le sole connessioni dei transistor e del 78L05 sono viste da sotto e quelle dei Mosfet frontalmente.

Senza questa pausa **tutti** i quattro mosfet **condurrebbero** contemporaneamente per pochi **millisecondi** e questo provocherebbe un **cortocircuito**.

Qualcuno potrebbe chiederci come si riesca a ottenere in uscita una tensione **alternata stabilizzata** sul valore di **220 volt** utilizzando una tensione **continua** di **294 volt**.

Come si può vedere in fig.1, per un **ciclo** completo della durata di **20 millisecondi** le due semionde **positive** e **negative** rimangono **attive** per un tempo di **7,5 + 7,5 = 15 millisecondi** e in **pausa** per un tempo di **2,5 + 2,5 = 5 millisecondi**.

Rimanendo le due semionde **attive** per **15 millisecondi** e in pausa per **5 millisecondi**, un ciclo completo avrà una durata di **20 millisecondi** e per calcolare i **volt alternati** che si prelevano dai terminali d'uscita si può utilizzare questa formula:

VAC = VCC : (tempo totale : tempo attivo)

Quindi, come potete voi stessi constatare, da una tensione continua di **294 volt** si riesce a prelevare in uscita una tensione **alternata** di:

294 : (20 : 15) = 220,5 volt AC

A questo punto dobbiamo spiegarvi a cosa servono i due integrati **IC5-IC6**, i transistor **TR3-TR4** e i due operazionali **IC7/B** e **IC7/A**.

I transistor **TR3-TR4** vengono utilizzati come **driver** per pilotare i due mosfet **MFT7-MFT8** perché le uscite **QB** dei due flip-flop **IC4/A-IC4/B** non sono in grado di fornire la necessaria **corrente** per portarli in conduzione.

Gli integrati **IC5-IC6**, che sono degli **half bridge driver** tipo **IR.2111** in grado di fornire la necessaria corrente, vengono utilizzati solo per pilotare i due mosfet **MFT5-MFT6**.
Ovviamente vi chiederete perché abbiamo usato gli **IR.2111** solo per pilotare i due mosfet **MFT5-MFT6** e non per pilotare i due mosfet **MFT7-MFT8**.

La spiegazione è molto semplice. Infatti, se guardate il disegno in fig.3 noterete che i **S**ource dei due mosfet **MFT7-MFT8** risultano collegati a **massa**, quindi per portarli in conduzione è sufficiente applicare sui loro **G**ate un impulso **positivo** di **12 volt** rispetto alla **massa**.

I **S**ource dei due mosfet **MFT5-MFT6** risultano invece collegati alla tensione dei **220 volt** che preleviamo dall'uscita dell'inverter, quindi per portarli in conduzione dobbiamo applicare sui loro **G**ate un

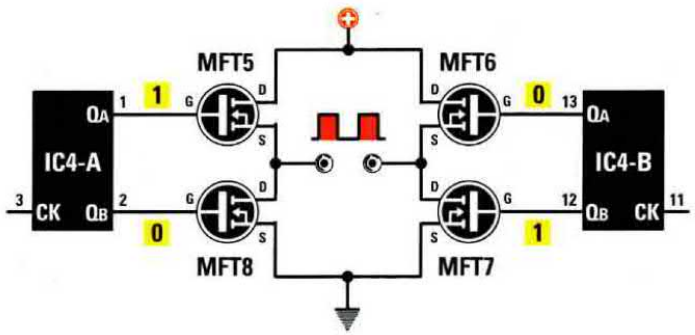


Fig.5 Per farvi capire come i 4 mosfet riescano a convertire una tensione CC in una AC dovete immaginarli come se fossero collegati a Ponte. Come spiegato nel testo, i Gate vengono pilotati dalle uscite QA-QB dei due flip-flop IC4/A e IC/4B.

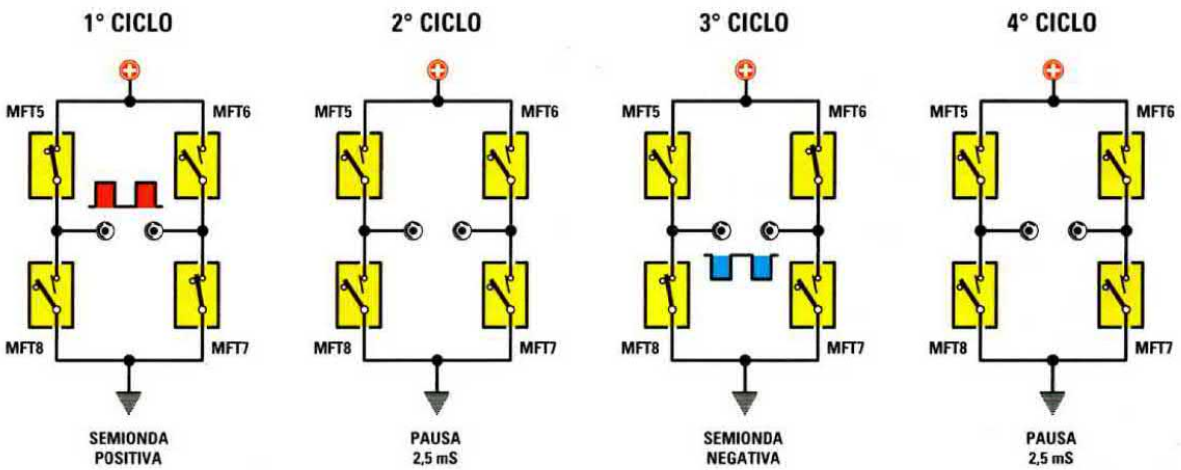


Fig.6 Quando sull'uscita QA del flip-flop IC4/A è presente un livello logico 1 sulla sua opposta uscita QB è presente un livello logico 0. Poiché il secondo flip-flop IC4/B riceve un segnale sfasato di 180°, quando sulla sua uscita QA è presente un livello logico 0 sull'opposta uscita QB è presente un livello logico 1.

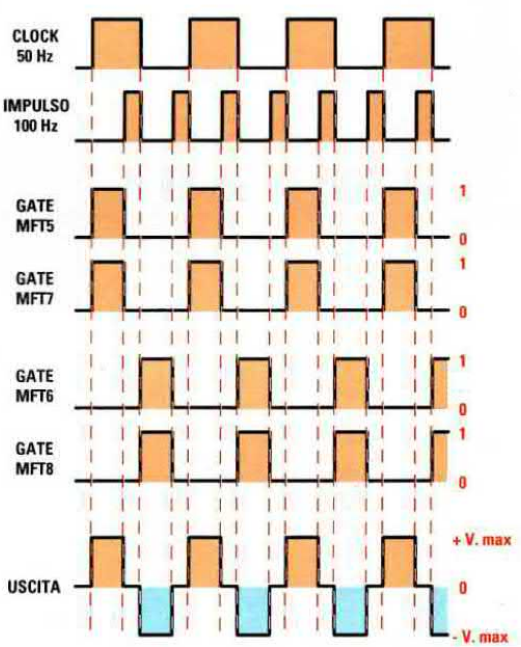
Al primo ciclo condurranno i due mosfet MFT5-MFT7 che ci forniranno in uscita una semionda Positiva.

Al secondo ciclo avremo una pausa di 2,5 millisecondi, quindi dai quattro mosfet non fuoriuscirà nessuna tensione.

Al terzo ciclo condurranno i due mosfet MFT6-MFT8 che ci forniranno in uscita una semionda Negativa.

Al quarto ciclo avremo una pausa di 2,5 millisecondi, quindi dai quattro mosfet non fuoriuscirà nessuna tensione.

Questi 4 cicli, ripetendosi all'infinito, ci permettono di prelevare dalle uscite dei mosfet un'onda quadra composta da una semionda Positiva e una Negativa come visibile nel disegno riportato sulla destra.



impulso **positivo** che raggiunga, rispetto alla **massa**, un valore di **220 + 12 = 232 volt**.

Collegando i piedini **6** degli integrati **IR.2111** ai **S**ource dei due mosfet **MFT5-MFT6**, questi faranno uscire dai piedini **7** un impulso **positivo** di **12 volt** maggiore rispetto alla tensione presente sui loro **Source**, cioè **12 + 220 = 232 volt**.

Gli ultimi due operazionali siglati **IC7/B-IC7/A** sono stati utilizzati per proteggere l'inverter da eventuali **sovraccarichi** o imprevisti **cortocircuiti**.

Infatti, più **aumenta** la corrente che viene assorbita dall'inverter, più **aumenta** la caduta di tensione ai capi della resistenza **R42** collegata ai due **S**ource dei mosfet **MFT7-MFT8**.

Quando dall'inverter assorbiamo più di **0,73 amper**, ai capi della resistenza **R42** si trova una tensione maggiore di **0,33 volt** e automaticamente sul piedino d'uscita **7** dell'operazionale **IC7/A** si ritrova una tensione di circa **5 volt** che oltre a far accendere il diodo led **DL1** raggiunge anche il piedino **16** di **IC1** bloccando il suo funzionamento.

Non generando più **IC1** l'onda quadra di **30 KHz** che utilizzavamo per pilotare i mosfet **MFT1-MFT2** e **MFT3-MFT4**, verrà istantaneamente a mancare la tensione dei **294 volt continui** da convertire in una tensione **alternata**, quindi dai morsetti d'uscita dell'inverter non preleveremo nessuna tensione.

Con un valore di **R42** pari a **0,47 ohm** potremo prelevare dall'uscita una **potenza** massima di circa **160 watt**, ma basta una piccola **tolleranza** sul valore ohmico di questa resistenza per far entrare in **protezione** l'inverter su una potenza leggermente **minore** o **maggiore**.

REALIZZAZIONE PRATICA

Anche se ci sono molti componenti da montare, vi accorgerete che la realizzazione dell'inverter non presenta alcuna difficoltà e se seguirete attentamente tutte le nostre istruzioni, possiamo assicurarvi che a montaggio completato vi ritroverete sull'uscita una **tensione** di **220 volt - 50 hertz**.

In fig.8 trovate il disegno pratico completo con tutti i componenti in prospettiva e sul circuito stam-

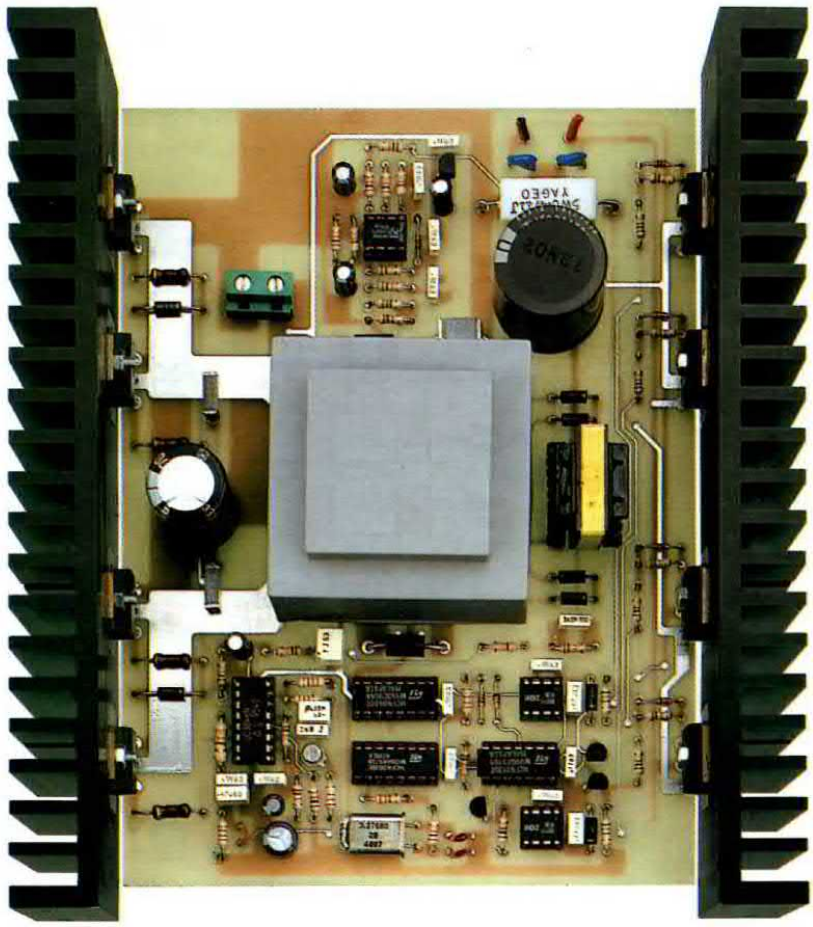
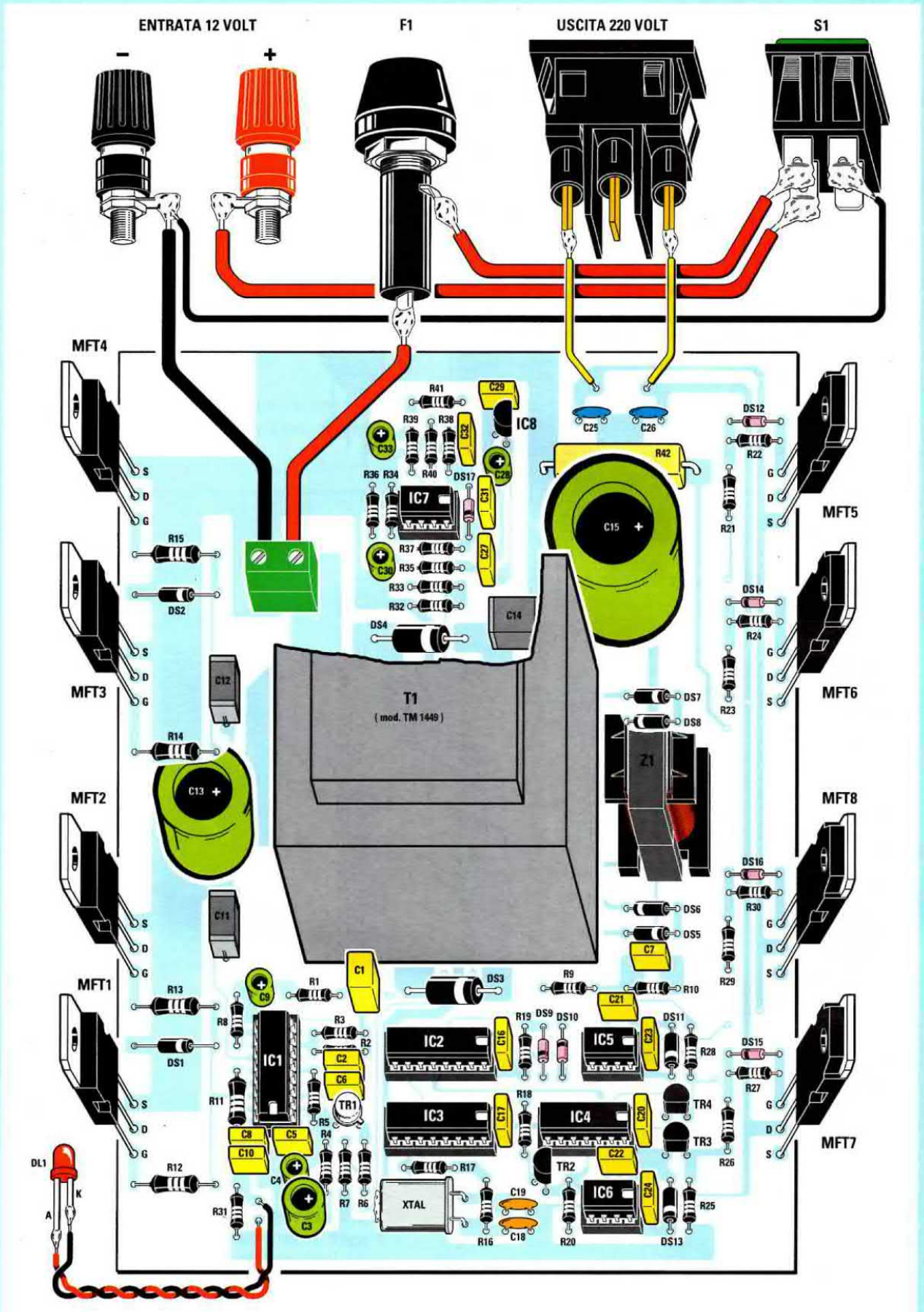


Fig.7 Sulla sinistra il circuito stampato di questo inverter con già fissate ai lati le alette di raffreddamento per gli 8 mosfet di potenza.

Fig.8 Sulla destra lo schema pratico di montaggio dell'inverter. I fili da utilizzare per i collegamenti dei 12 volt devono avere un diametro non inferiore ai 2,5 mm.


ENTRATA 12 VOLT
F1
USCITA 220 VOLT
S1
–
+
MFT4
MFT3
MFT2
MFT1
MFT5
MFT6
MFT8
MFT7
T1
(mod. TM 1449)
IC1
IC2
IC3
IC4
IC5
IC6
IC7
IC8
TR1
TR2
TR3
TR4
Z1
XTAL
DL1
A
K
S
D
G
C15 +
C13 +
C3
C4
C9
C29
C33
C32
C28
C31
C27
C30
C25
C26
C14
C12
C11
C1
C16
C17
C20
C21
C22
C23
C24
C2
C6
C8
C5
C10
R41
R39
R38
R36
R34
R40
R42
R15
R14
R13
R12
R31
R1
R3
R2
R5
R4
R7
R6
R8
R11
R9
R10
R19
R18
R17
R16
R20
R25
R28
R27
R26
R22
R21
R24
R23
R30
R29
DS2
DS4
DS17
DS1
DS3
DS9
DS10
DS11
DS12
DS14
DS16
DS15
DS13
DS7
DS8
DS6
DS5
C7
C19
C18

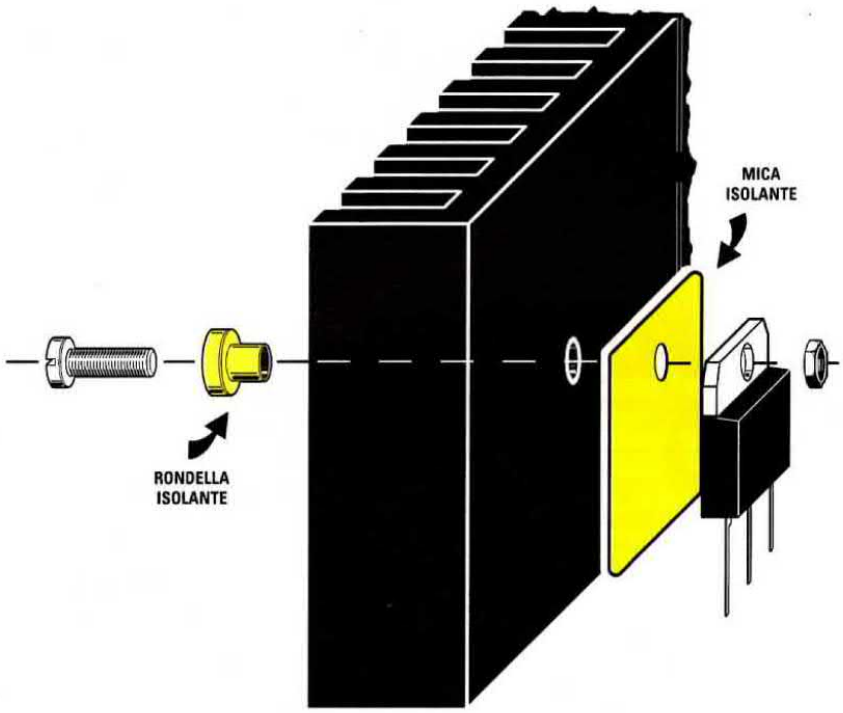


Fig.9 Tutti i mosfet devono essere fissati alle alette di raffreddamento interponendo tra il loro corpo e il metallo dell'aletta la mica isolante inserita nel kit. Anche la vite di fissaggio va isolata con una rondella di plastica per evitare cortocircuiti.

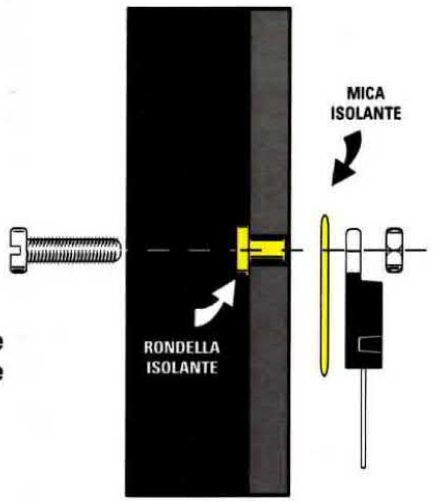


Fig.10 Nel disegno a destra potete vedere l'aletta sezionata con la rondella isolante per la vite già inserita nel foro.

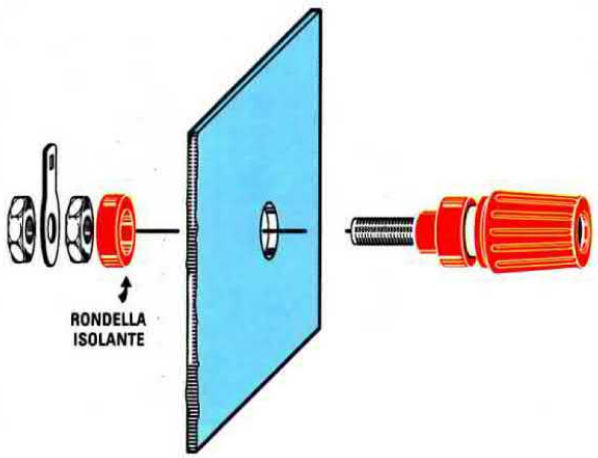


Fig.11 Prima di fissare le morsettiere d'ingresso al pannello posteriore, dovete sfilare dal loro corpo la rondella isolante che poi inserirete sul retro del pannello metallico.

pato troverete un eloquente disegno **serigrafico** con le **sagome** di ogni componente e le loro **sigle**.

Potete iniziare il montaggio inserendo sullo stampato tutti gli **zoccoli** per gli integrati.
Dopo aver saldato tutti i loro piedini alle sottostanti piste in rame, vi consigliamo di effettuare un accurato controllo, perché spesso ci si dimentica di saldare un **solo** piedino oppure si **cortocircuitano** con una esagerata goccia di stagno due piedini adiacenti.

Completata questa operazione potete inserire tutte le **resistenze** controllando le loro fasce di **colore** onde evitare di inserire sullo stampato un valore ohmico diverso dal richiesto.

Dopo le resistenze potete inserire tutti i **diodi** al silicio, che hanno sigle e dimensioni diverse e corpo in plastica oppure in vetro.

Quando inserite questi **diodi** dovete rispettare la loro **polarità** e nel disegno pratico di fig.8 potete vedere da quale lato va rivolta la **fascia bianca** oppure la **fascia nera** stampigliata sui loro corpi.
Prima di infilare nel circuito stampato i diodi **DS3-DS4**, dovete ripiegare a **L** con un paio di pinze i loro **terminali** che hanno un diametro di **1,5 mm**.

Proseguendo nel montaggio inserite tutti i **condensatori** al **poliestere**, tre dei quali (vedi **C11-C12-C14**) non sono racchiusi come gli altri in un contenitore plastico.
Sul corpo di questi condensatori antinduttivi, le sigle della capacità sono un po' equivoche, quindi, per maggior precisione, le segnaliamo di seguito:

μ**1** indica **0,1 microfarad**
1μ indica **1 microfarad**

Vicino al **quarzo** inserite i due condensatori **cera-**

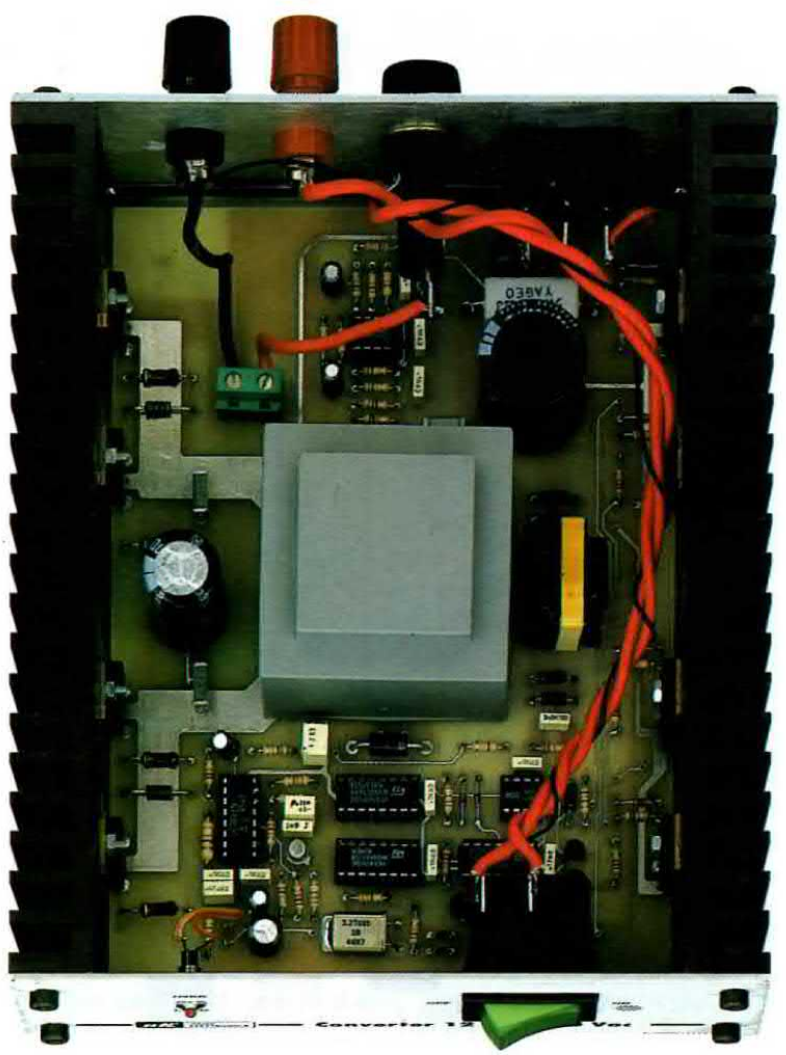


Fig.12 Dopo aver fissato sulle due alette di raffreddamento il pannello frontale e quello posteriore, potrete applicare il fondo e il coperchio del mobile (vedi fig.1).

mici C18-C19 da **56 pF** e vicino all'uscita dei **220 volt** inserite i due **ceramici** di colore **blu** da **4.700 pF** siglati **472 - 1 KV** lavoro.
Per ultimi montate i condensatori **elettrolitici** rispettando la polarità **+/–** dei due terminali.
Normalmente sui loro corpi è segnalata la sola polarità **negativa** con una **I** posta in verticale.

Dopo gli elettrolitici potete inserire l'integrato **IC8** rivolgendo la parte **piatta** del suo corpo verso destra, quindi inserite il transistor **TR2** rivolgendo la parte **piatta** del suo corpo sempre verso destra e i due transistor **TR3-TR4** rivolgendo la parte piatta del loro corpo verso il basso, come visibile in fig.8.
Per il solo transistor **TR1** che ha corpo **metallico** la piccola **tacca** che sporge dal suo corpo va rivolta verso la resistenza **R6**.
Quando inserite questi transistor tenete i loro corpi distanziati dal circuito stampato di circa **4-5 mm**.

Ora potete inserire nello stampato il trasformatore **T1**, che, come potrete notare, ha i due terminali **laterali** dell'avvolgimento **primario** composti ognuno da **10 fili**, mentre la presa **centrale** è composta da **20 fili**.

Dopo aver inserito nei **larghi fori** dello stampato questi fili attorcigliati, dovrete accuratamente saldarli sulle piste in rame.

Prima di saldare questi fili, dovrete pigiare a fondo il corpo del trasformatore sul circuito stampato.

Alla destra del trasformatore **T1** dovete inserire l'impedenza **Z1** provvista di un nucleo in ferrite.

Sul circuito stampato mancano ora i soli **mosfet** di potenza, che però vi suggeriamo di fissare prima sulle **alette** di raffreddamento laterali del mobile

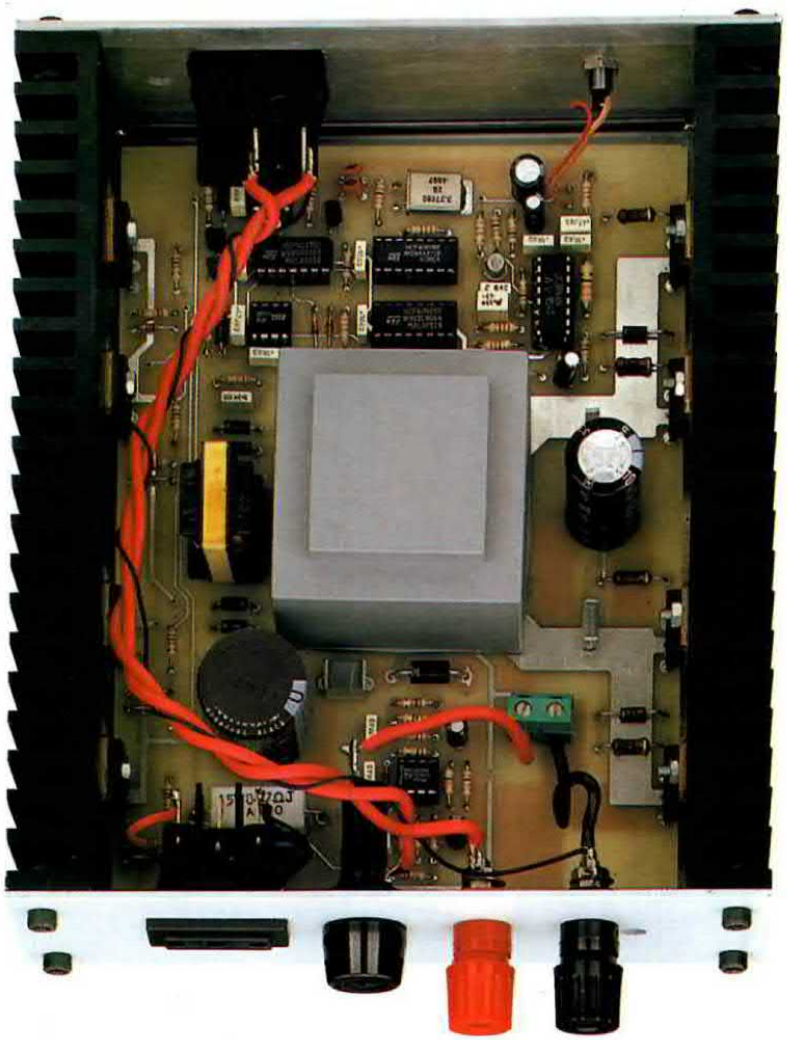


Fig.13 Vista interna del mobile dal lato del pannello posteriore. La presa d'uscita per la tensione dei 220 volt va inserita a pressione nell'asola rettangolare presente sulla sinistra del pannello.

senza dimenticare di **isolare** i loro corpi metallici con le **miche** inserite nel kit.

Come risulta visibile in fig.9, in ogni vite di fissaggio dovrete inserire la piccola **rondella plastica** che provvederà a tenere **isolato** il loro corpo metallico da quello dell'aletta.

Vi ricordiamo che i **mosfet** siglati **IRFP.150** vanno posti sulla sinistra del circuito stampato e quelli siglati **2SK.2150** sulla destra dal circuito stampato.

Dopo aver fissato tutti i mosfet sulle due alette vi consigliamo di controllare con un **tester** commutato sulla portata **ohm** che la loro parte metallica risulti elettricamente **isolata** dal metallo dell'aletta, perché basta che un **solo** mosfet faccia contatto per creare un **cortocircuito**.

A questo punto sarebbe consigliabile fissare sulle due alette il pannello **frontale** e quello **posteriore**, poi dopo aver infilato tutti i terminali dei mosfet nei fori del circuito stampato, spingetelo fino a tenerlo distanziato dai mosfet di circa **5 mm**.

Prima di saldare i terminali sul circuito, controllate che lo stampato risulti perfettamente in piano, così da non averlo leggermente **inclinato** da un lato.

Ora potete inserire nei loro zoccoli tutti gli integrati rivolgendo la loro **tacca** di riferimento a **U** nel verso indicato in fig.8 e affinché non vi sbagliate vi elenchiamo le sigle di ogni integrato:

IC1 = zoccolo per l'integrato **UC.3846**
IC2 = zoccolo per l'integrato **HCF.4040**
IC3 = zoccolo per l'integrato **HCF.4060**
IC4 = zoccolo per l'integrato **HCF.4013**
IC5 = zoccolo per l'integrato **IR.2111**
IC6 = zoccolo per l'integrato **IR.2111**
IC7 = zoccolo per l'integrato **LM.358**

Per completare il montaggio dovete montare sul pannello frontale la **gemma cromata** per il diodo led **DL1** e l'interruttore basculante **S1** che va inserito a pressione nella sua finestra rettangolare.
Se volete che si accenda la lampadina interna da **12 volt** dell'interruttore **S1** quando si passa a **ON**, dovrete collegare un filo al terminale visibile in fig.8 e al morsetto **negativo** dei **12 volt**.

Sul pannello posteriore inserite il **portafusibile** e le due **morsettiere** per entrare con la tensione **continua** dei **12 volt** e a pressione la **presa** d'uscita della tensione alternata dei **220 volt**.

Anche se tutte le volte ripetiamo che prima di fissare su un pannello metallico queste morsettiere bisogna sfilare dal loro corpo la **rondella** plastica **posteriore** per inserirla poi sul **retro** del pannello come visibile in fig.11 per poterle **isolare**, ci giungono sempre delle riparazioni il cui solo **difetto** di montaggio risiede nei **dadi** che risultano direttamente fissati sul metallo del pannello.

Per collegare i morsetti dei **12 volt** alla morsettiera a **2 poli**, al portafusibile **F1** e all'interruttore **S1** dovete usare del cavetto isolato in plastica provvisto di un filo di **rame** di circa **2,5 mm**.

Controllate che all'interno del portafusibile risulti già inserito il **fusibile** da **25 amper**.

Dopo aver fissato sulle due alette il coperchio e il fondo del mobile, questo **inverter** è già pronto per funzionare e per provarlo basta collegare sulla presa d'**uscita** dei **220 volt** una lampada da **100-150 watt** e sull'ingresso una tensione di **12 volt**.

COSTO di REALIZZAZIONE

Costo di tutti i componenti necessari per la realizzazione di questo **inverter CC/AC** siglato **LX.1449** il cui kit comprende il circuito stampato, tutti gli integrati, i mosfet di potenza, i transistor, il quarzo, il trasformatore **T1** e l'impedenza **Z1**. Dal kit è **escluso** il solo mobile e le due **alette** di **raffreddamento** visibili in fig.7 che potrete richiedere a parte
Lire 240.000 Euro 123,95

Costo del mobile **MO.1449** completo della mascherina frontale già forata e serigrafata e della mascherina posteriore forata
Lire 65.000 Euro 33,57

Su richiesta possiamo fornirvi anche il solo **circuito stampato LX.1449** a **Lire 34.000 Euro 17,56**

Nota: tutti i prezzi sopra riportati sono già **comprensivi** di IVA. Coloro che richiederanno il kit in **contrassegno**, pagheranno in più **L.6.000**, pari a **Euro 3,10**, perché questa è la cifra media che le Poste italiane esigono per la consegna di un pacco in contrassegno.

Con due soli integrati TDA.1514/A è possibile realizzare un amplificatore Stereo in grado di erogare una potenza "musicale" di 56+56 Watt su un carico di 4 ohm o una potenza "musicale" di 28+28 Watt su un carico di 8 ohm. Questo amplificatore è completo di un doppio Vu-Meter a diodi led che visualizza la potenza d'uscita sui due canali.

AMPLIFICATORE stereo

L'amplificatore **stereo Hi-Fi** che oggi vi proponiamo, potrà servirvi per amplificare il segnale prelevato dall'uscita del **sintonizzatore AM-FM** presentato nella rivista N.204, oppure da qualsiasi altro ricevitore, da un lettore **CD**, da una **TV**, ecc.

Questo circuito è in grado di erogare una **potenza** di circa **56+56 watt musicali** corrispondenti a **28+28 watt RMS**, se alla sua uscita vengono collegate delle Casse Acustiche da **4 ohm**, o una **potenza** di circa **28+28 watt musicali**, corrispondenti a **14+14 watt RMS**, se alla sua uscita vengono collegate delle Casse Acustiche da **8 ohm**.

L'INTEGRATO TDA.1514/A

Per realizzare questo amplificatore abbiamo scelto un integrato **TDA.1514/A**, costruito dalla **Philips**, perchè richiede pochi componenti esterni e dispone internamente di ben **4 protezioni** (vedi fig.1).

La **prima** protezione provvede a **limitare** la potenza d'uscita, in modo da non superare mai quella massima consentita.

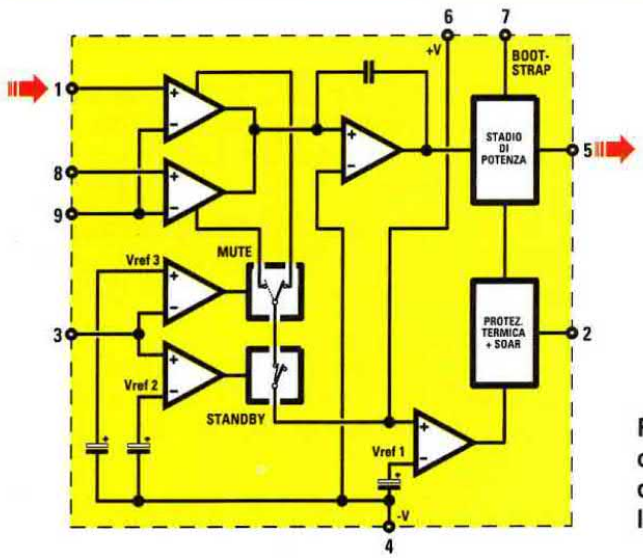
La **seconda** protezione provvede a **bloccare** il funzionamento dell'amplificatore non appena la **temperatura** del suo corpo supera quella consentita.
La **terza** protezione impedisce all'integrato di **danneggiarsi** nel caso, per disattenzione, vengano **cortocircuitati** i due fili d'uscita degli altoparlanti. Facciamo presente che questa protezione resiste ad un cortocircuito per un tempo massimo di circa **9 minuti**, dopodichè l'integrato si danneggia.

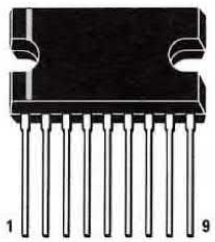
La **quarta** protezione provvede a mettere in funzione l'amplificatore solo dopo **5 secondi** che è stato alimentato, eliminando così il fastidioso "**toc**" sugli altoparlanti.

Anche se la Casa Costruttrice consiglia di alimentare questo integrato con una tensione **duale** di circa **25+25 volt**, abbiamo preferito alimentarlo con una tensione di soli **20+20 volt** per proteggerlo da eventuali e improvvisi aumenti della tensione di rete di **220 volt**.

Le caratteristiche tecniche di questo amplificatore possono essere così riassunte:

Tensione alimentazione ..... 20+20 volt
Corrente a riposo ..... 100 milliamper
Corrente max potenza ..... 1,8 amper
Banda passante – 3 dB ..... 15 Hz - 50 KHz
Distorsione armonica 0,15%
Max segnale ingresso ..... 2 volt p/p
Guadagno totale ..... 24 dB in tensione
Max potenza su 4 ohm ..... 28 watt RMS
Max potenza su 8 ohm ..... 14 watt RMS
Impedenza d'ingresso ..... 22.000 ohm





TDA 1514 A

Fig.1 A sinistra è riprodotto lo schema a blocchi del TDA.1514/A e sopra le connessioni dei suoi terminali. Il piedino 1 fuoriesce dal lato in cui è presente la fascia bianca.

Hi-Fi da 30+30 WATT

SCHEMA ELETTRICO

In fig.3 riportiamo lo schema elettrico completo, che è suddiviso in tre stadi distinti.
Il **primo** stadio, raffigurato nella parte superiore dello schema elettrico, è un **Vu-meter** stereo che utilizza due integrati **LM.3915** (vedi **IC1-IC2**) idonei a pilotare **10 diodi led** per canale.
Questo stadio è **facoltativo**, quindi chi volesse risparmiare sul costo totale dell'amplificatore potrà anche non utilizzarlo.
Il **secondo** stadio, raffigurato nella parte centrale, è l'**amplificatore stereo** completo, che utilizza due integrati **TDA.1514** (vedi **IC3-IC4**).
Il **terzo** stadio, raffigurato nella parte inferiore dello schema elettrico, è quello di **alimentazione**.

Iniziamo la nostra descrizione dallo stadio **centrale**, cioè dall'**amplificatore**.

Il segnale **BF** che preleviamo dall'uscita del ricevitore **LX.1451** oppure da una qualsiasi altra sorgente, va applicato sulle boccole d'ingresso del **canale destro** e del **canale sinistro**.
Questo segnale raggiunge il doppio potenziometro per il controllo del **volume** siglato **R11-R24**.
Dal cursore di questi due potenziometri il segnale viene poi trasferito, tramite i condensatori poliestere siglati **C10-C21**, sul piedino d'ingresso **1** dei due integrati **TDA.1514/A**.

I piedini **2-3** di questi due integrati provvedono a mettere in funzione l'amplificatore con un ritardo di circa **5 secondi** e a limitare la potenza d'uscita nel caso il corpo dell'integrato dovesse superare la massima **temperatura** consentita.

Il segnale amplificato in potenza che preleviamo dal piedino d'uscita **5**, giunge alla Cassa Acustica tramite una resistenza da **100 ohm 1 watt** (vedi **R17-R18**) con sopra avvolta una induttanza (vedi **L1-L2**).
Questa **R/L** serve a compensare l'effetto capacitivo di un eventuale filtro **crossover** che risultasse inserito all'interno della Cassa Acustica.
La resistenza e la capacità (vedi **R16-C15** e **R19-C16**), collegate tra il piedino d'uscita **5** e la massa, permettono invece di compensare il carico fortemente **induttivo** dell'**altoparlante**.

Il **partitore** resistivo (vedi **R14-R15** e **R20-R21**), collegato tra il piedino d'uscita **5** e il piedino **9**, provvede a determinare il **guadagno** di tutto lo stadio amplificatore.
Collegando tra il piedino **5** e il piedino **9** una resistenza da **22.000 ohm** e tra il piedino **9** e la **massa** una resistenza da **1.500 ohm**, si ottiene un **guadagno** in tensione di:

(22.000 : 1.500) + 1 = 15,66 volte

Se sostituiamo la resistenza da **1.500 ohm** con una da **1.200 ohm**, otteniamo un **aumento** di sensibilità, mentre se la sostituiamo con una da **1.800 ohm** otteniamo una **riduzione** di sensibilità.

Completata la descrizione dello stadio **amplificatore** di **potenza**, possiamo passare a quella del **Vu-Meter** riportato nella parte superiore, che utilizza due integrati **LM.3915** che sono dei **driver logaritmici** idonei a pilotare **10** diodi led.

Il segnale viene prelevato dalla presa d'uscita delle due Casse Acustiche tramite due condensatori elettrolitici da **10 microfarad**, posti in **opposizione** di polarità (vedi **C3-C4** e **C6-C7**), per ottenere un condensatore da **5 microfarad** del tipo **non polarizzato**.

Il segnale **alternato** di **BF** raddrizzato da due **diodi** al silicio (vedi **DS1-DS2** e **DS3-DS4**), viene filtrato da un condensatore **elettrolitico** (vedi **C1-C9**) e quindi applicato ad un **trimmer** (vedi **R2-R9**) che ci serve per dosare la **sensibilità**.

Solo per motivi estetici, teniamo acceso il **primo** diodo led collegato al piedino **1** dei due integrati.

Alimentiamo i due integrati con una tensione stabilizzata di **12 volt**, che preleviamo dal piedino d'uscita **U** dello stabilizzatore **L.7812** siglato **IC5**.

Passando allo stadio di **alimentazione**, il trasformatore **T1** da noi utilizzato, fornisce sul secondario una tensione alternata di circa **15+15 volt**.

Questa tensione **alternata** raggiunge i due soli diodi **DS5-DS6** e, una volta raddrizzata, fornisce una tensione **continua** di circa **20 volt**.

Questa tensione viene applicata tramite **R25-R26-R27** sull'ingresso dell'integrato stabilizzatore **IC5**, un comune **L.7812**, che ci consente di ottenere sulla sua uscita una tensione di **12 volt** necessaria per alimentare i due integrati del **Vu-Meter**, i due flip-flop **IC6/A-IC6/B**, più il **relè** collegato al **C**ollettore del transistor **TR1**.

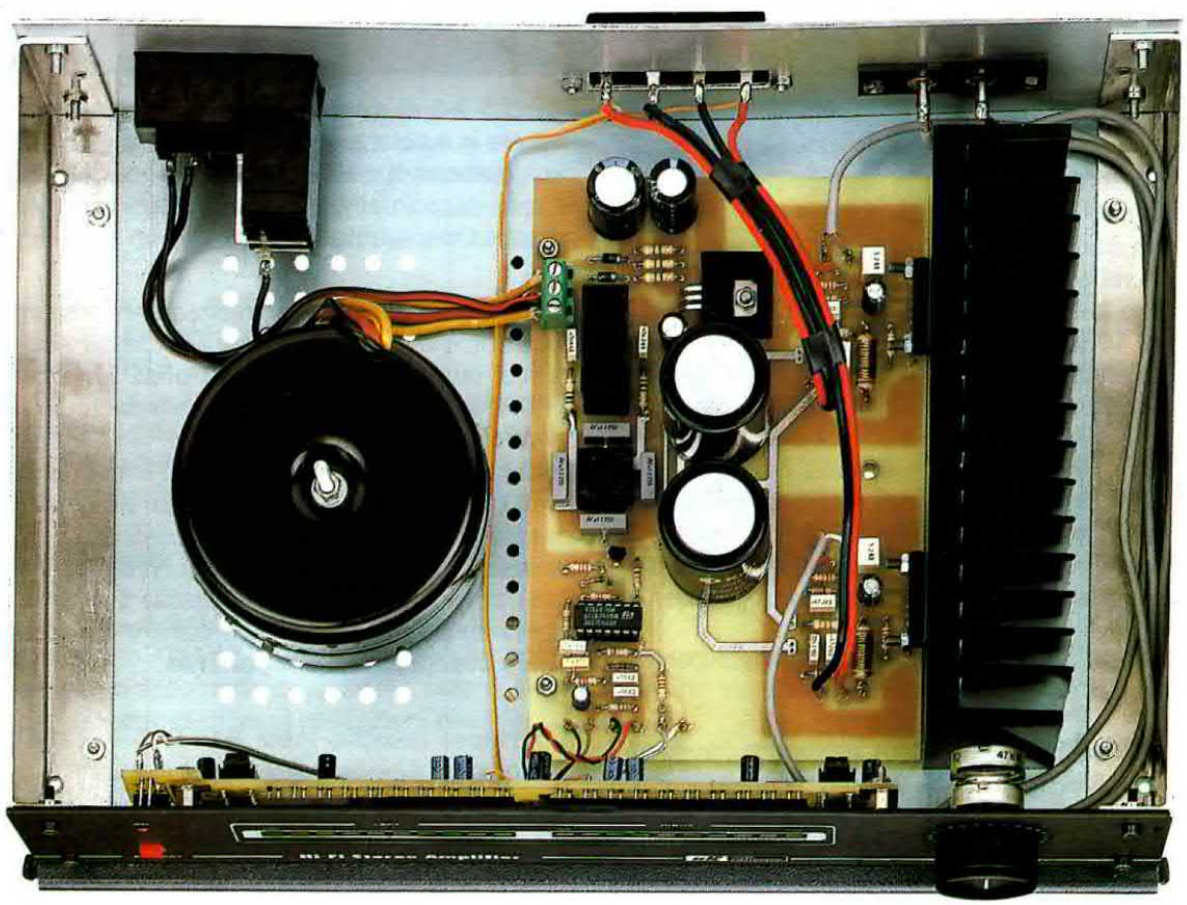


Fig.2 Il circuito stampato dell'amplificatore completo della sua aletta di raffreddamento va fissato sul lato destro del mobile, mentre il trasformatore toroidale di alimentazione va fissato sul lato sinistro. Il Vu-Meter va fissato sul pannello frontale.

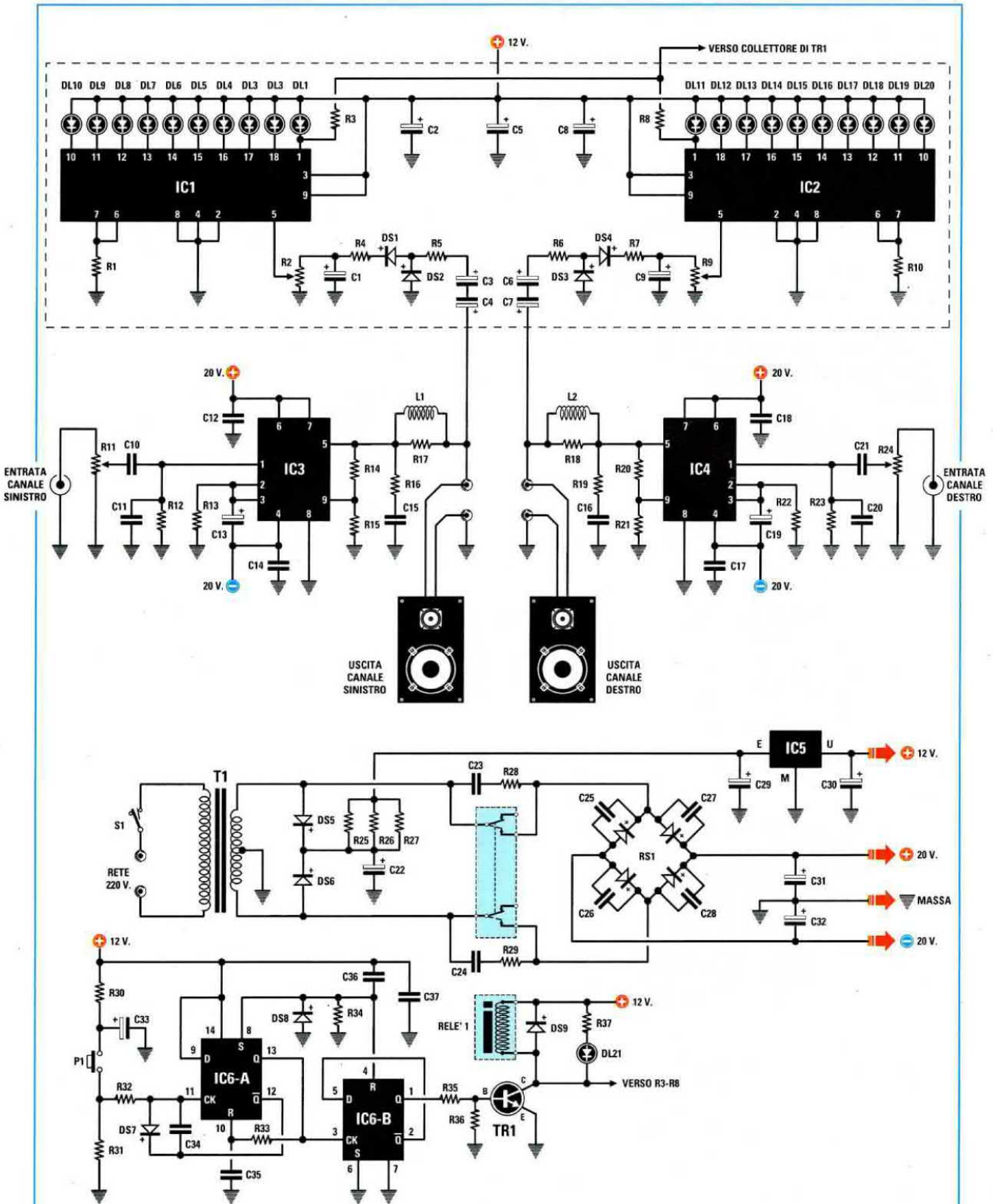


Fig.3 Schema elettrico completo dell'amplificatore. Lo schema del Vu-Meter riportato nella parte superiore è facoltativo, quindi potreste anche non utilizzarlo.
L'elenco dei COMPONENTI è riportato nella pagina successiva.

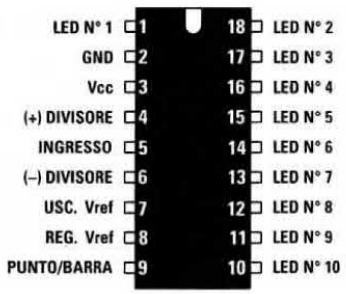


Fig.4 Per realizzare il Vu-Meter LX.1459 abbiamo utilizzato l'integrato siglato LM.3915, che è un driver logaritmico in grado di pilotare 10 diodi led.

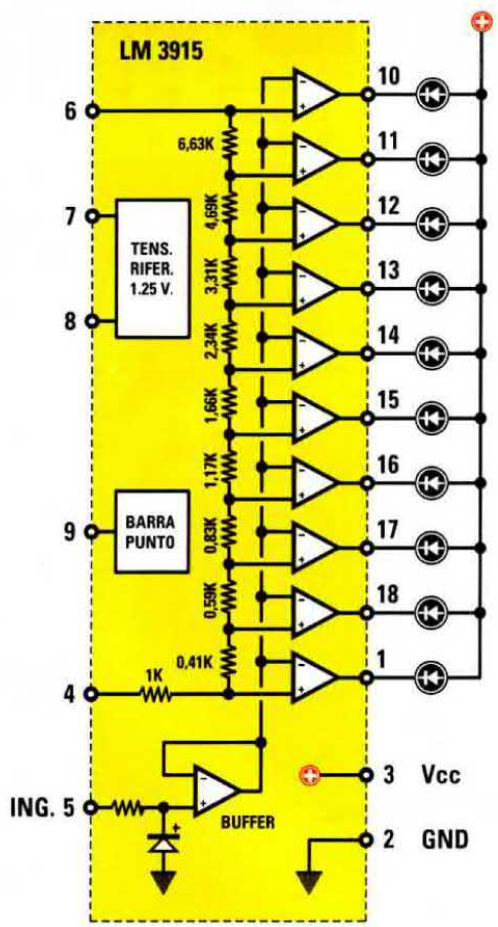


Fig.5 Schema interno dell'integrato per Vu-Meter LM.3915. Il segnale di BF applicato sul piedino 5 consente di accendere i 10 diodi led con un salto tra l'uno e l'altro di 3 dB perchè è un logaritmico.

Solo quando il relè viene **eccitato**, i **15+15 volt** presenti sul secondario del trasformatore **T1**, possono raggiungere il ponte raddrizzatore **RS1** che, raddrizzandoli e filtrandoli con due grossi condensatori **elettrolitici** da **4.700 microfarad** (vedi **C31-C32**), permettono di ottenere in uscita una tensione **continua duale** di **20+20 volt**, che utilizziamo per alimentare i due integrati **TDA.1514**.

Premendo una prima volta il pulsante **P1**, portiamo a **livello logico 1** il piedino **11 CK** del flip-flop **IC6/A** e, in questo modo, dal piedino d'uscita **13Q** fuoriesce un impulso **positivo** che, giungendo sul piedino **3 CK** del secondo flip-flop **IC6/B**, commuta il suo piedino d'uscita **1Q** a **livello logico 1**.

Poichè un **livello logico 1** equivale a tensione **positiva**, questa raggiungendo la **B**ase del transistor **TR1**, lo porterà in conduzione alimentando il **relè** collegato al suo **C**ollettore, che si **ecciterà** immediatamente.
A relè eccitato vedremo accendersi anche il diodo led **DL21**.

Premendo una seconda volta il pulsante **P1**, porteremo a **livello logico 1** il piedino **11 CK** del flip-flop **IC6/A** e, sempre dal piedino d'uscita **13Q**, fuoriuscirà un impulso **positivo** che, giungendo sul piedino **3 CK** del secondo flip-flop **IC6/B**, commuterà il suo piedino d'uscita **1Q** a **livello logico 0**.

Poichè un **livello logico 0** equivale ad un'uscita cortocircuitata a **massa**, in queste condizioni verrà a mancare, sulla **B**ase del transistor **TR1**, la richiesta tensione di polarizzazione, quindi il **relè** collegato al suo **C**ollettore si **diseccciterà**.

Come avrete intuito, il pulsante **P1** serve per **accendere** o per **spegnere** l'amplificatore.

Nel circuito abbiamo previsto anche un interruttore supplementare (**S1** posto sul retro del pannello), che serve per spegnerlo completamente.

REALIZZAZIONE PRATICA

In fig.7 riportiamo il disegno dello stadio **amplificatore** completo del suo stadio di **alimentazione** siglati **LX.1460**.
È possibile iniziare il montaggio inserendo nel circuito stampato lo **zoccolo** per l'integrato **IC6**.
Dopo aver saldato tutti i suoi piedini nelle sottostanti piste in rame del circuito stampato, dovete montare le **resistenze**.
Proseguendo nel montaggio inserite tutti i **diodi** al silicio, collocando **DS5-DS6-DS9**, che hanno un corpo **plastico**, vicino alla morsettiera a **3 poli**, non

ELENCO COMPONENTI LX.1459-LX.1460

* R1 = 1.500 ohm
* R2 = 10.000 ohm trimmer
* R3 = 1.200 ohm
* R4 = 10.000 ohm
* R5 = 4.700 ohm
* R6 = 4.700 ohm
* R7 = 10.000 ohm
* R8 = 1.200 ohm
* R9 = 10.000 ohm trimmer
* R10 = 1.500 ohm
R11 = 47.000 ohm pot. log.
R12 = 22.000 ohm
R13 = 470.000 ohm
R14 = 22.000 ohm
R15 = 1.500 ohm
R16 = 4,7 ohm 1/2 watt
R17 = 100 ohm 1 watt
R18 = 100 ohm 1 watt
R19 = 4,7 ohm 1/2 watt
R20 = 22.000 ohm
R21 = 1.500 ohm
R22 = 470.000 ohm
R23 = 22.000 ohm
R24 = 47.000 ohm pot. log.
R25 = 47 ohm 1/2 watt
R26 = 47 ohm 1/2 watt
R27 = 47 ohm 1/2 watt
R28 = 100 ohm 1/2 watt
R29 = 100 ohm 1/2 watt
R30 = 270 ohm
R31 = 4.700 ohm
R32 = 2.200 ohm
R33 = 10.000 ohm
R34 = 4.700 ohm
R35 = 5.600 ohm
R36 = 22.000 ohm
R37 = 2.200 ohm
* C1 = 2,2 microF. elettrolitico
* C2 = 47 microF. elettrolitico
* C3 = 10 microF. elettrolitico
* C4 = 10 microF. elettrolitico
* C5 = 100 microF. elettrolitico
* C6 = 10 microF. elettrolitico
* C7 = 10 microF. elettrolitico
* C8 = 47 microF. elettrolitico
* C9 = 2,2 microF. elettrolitico
C10 = 1 microF. poliestere
C11 = 220 pF ceramico
C12 = 470.000 pF poliestere
C13 = 47 microF. elettrolitico
C14 = 470.000 pF poliestere
C15 = 22.000 pF poliestere
C16 = 22.000 pF poliestere
C17 = 470.000 pF poliestere
C18 = 470.000 pF poliestere
C19 = 47 microF. elettrolitico
C20 = 220 pF ceramico
C21 = 1 microF. poliestere
C22 = 1.000 microF. elettrolitico
C23 = 47.000 pF poliestere
C24 = 47.000 pF poliestere
C25 = 100.000 pF 250 V
C26 = 100.000 pF 250 V
C27 = 100.000 pF 250 V
C28 = 100.000 pF 250 V
C29 = 470 microF. elettrolitico
C30 = 100 microF. elettrolitico
C31 = 4.700 microF. elettrolitico
C32 = 4.700 microF. elettrolitico
C33 = 10 microF. elettrolitico
C34 = 100.000 pF poliestere
C35 = 10.000 pF poliestere
C36 = 220.000 pF poliestere
C37 = 100.000 pF poliestere
L1 = 10-11 spire su R17
L2 = 10-11 spire su R18
RS1 = ponte raddr. 400 V 6 A
* DS1 = diodo tipo 1N.4150
* DS2 = diodo tipo 1N.4150
* DS3 = diodo tipo 1N.4150
* DS4 = diodo tipo 1N.4150
DS5 = diodo tipo 1N.4007
DS6 = diodo tipo 1N.4007
DS7 = diodo tipo 1N.4150
DS8 = diodo tipo 1N.4150
DS9 = diodo tipo 1N.4007
TR1 = NPN tipo BC.547
* DL1-DL10 = barra diodi led
* DL11-DL20 = barra diodi led
* DL21 = diodo led
* IC1 = integrato LM.3915
* IC2 = integrato LM.3915
IC3 = integrato TDA.1514/A
IC4 = integrato TDA.1514/A
IC5 = integrato L.7812
IC6 = C/Mos tipo 4013
T1 = trasform. 60 watt (TT06.761)
sec. 15+15 V 2 A
RELÈ1 = relè 12 V. 2 scambi
* P1 = pulsante
S1 = interruttore

Nota = Tutte le resistente delle quali non è indicato il wattaggio sono da 1/4 di watt.
Tutti i componenti contraddistinti dall'asterisco vanno montati sul Vu-Meter.

dimenticando di rivolgere verso l'integrato stabilizzatore **IC5** il lato contrassegnato da una **fascia bianca**.

Vicino all'integrato **IC6** inserite i diodi **DS7-DS8** in **vetro**, rivolgendo sempre verso l'alto il lato del loro corpo contornato da una **fascia nera** (vedi fig.7).

Completate queste operazioni, potete montare i due condensatori **ceramici** siglati **C11-C20**, poi tutti i **poliestere** e per ultimo gli **elettrolitici**, controllando la polarità **+/–** dei due terminali.
Il terminale **positivo** dei condensatori **elettrolitici** si riconosce perchè risulta **più lungo** rispetto all'opposto terminale negativo.
Nei soli condensatori da **4.700 microfarad**, che hanno i due terminali della stessa lunghezza, il **negativo** è contrassegnato dal segno — riportato in verticale sul loro corpo.

Nei fori presenti sul circuito stampato troverete sempre indicato il **+**.

Dopo aver inserito tutti i condensatori, potete prendere il ponte raddrizzatore **RS1** e inserirlo nella posizione richiesta, tenendolo leggermente sollevato dal circuito stampato e rivolgendo verso l'elettrolitico **C31** il terminale contrassegnato **+**.

Sulla sinistra del ponte **RS1** inserite il **relè** e vicino a questo la morsettiera a **3 poli**, utile per collegare i **3 fili** del **secondario** del trasformatore di alimentazione **T1**. Sulla destra del ponte **RS1** montate il transistor **TR1**, rivolgendo verso **RS1** la parte **piatta** del suo corpo.

Come potete vedere in fig.7, l'integrato stabilizzatore **IC5** va fissato sul circuito stampato in posizione orizzontale, applicando sotto al suo corpo la piccola **aletta** di raffreddamento a forma di **U**.

Sul circuito stampato mancano ancora le due resistenze da **100 ohm 1 watt** siglate **R17-R18, sulle quali** vanno avvolte le bobine **L1-L2**.

Prelevate dal kit il filo di rame smaltato del diametro di **0,9-0,8 mm**, raschiatene una estremità in modo da **togliere** lo smalto isolante e saldatela sul terminale della resistenza.
Sul corpo delle due resistenze avvolgete **10-11 spire** (il numero delle spire **non** è critico), raschiatene l'estremità e saldatela sull'opposto terminale.

Vi raccomandiamo di eseguire delle **saldature perfette**, perchè se questo filo non risulterà elettricamente collegato ai terminali delle resistenze, non udrete alcun suono fuoriuscire dall'altoparlante.

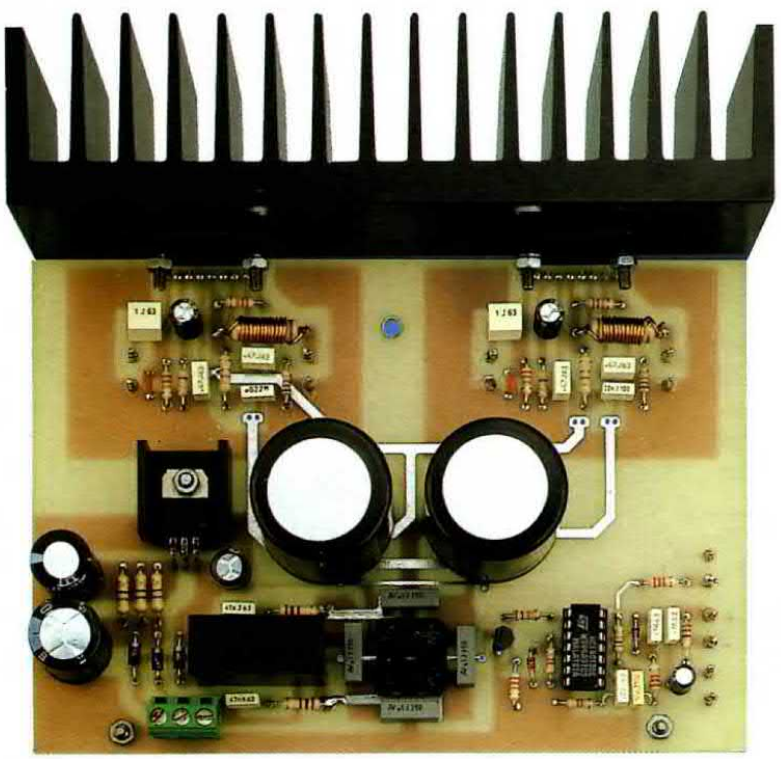


Fig.6 L'aletta di raffreddamento va fissata sui due integrati finali di potenza TDA.1514/A come evidenziato in fig.8.

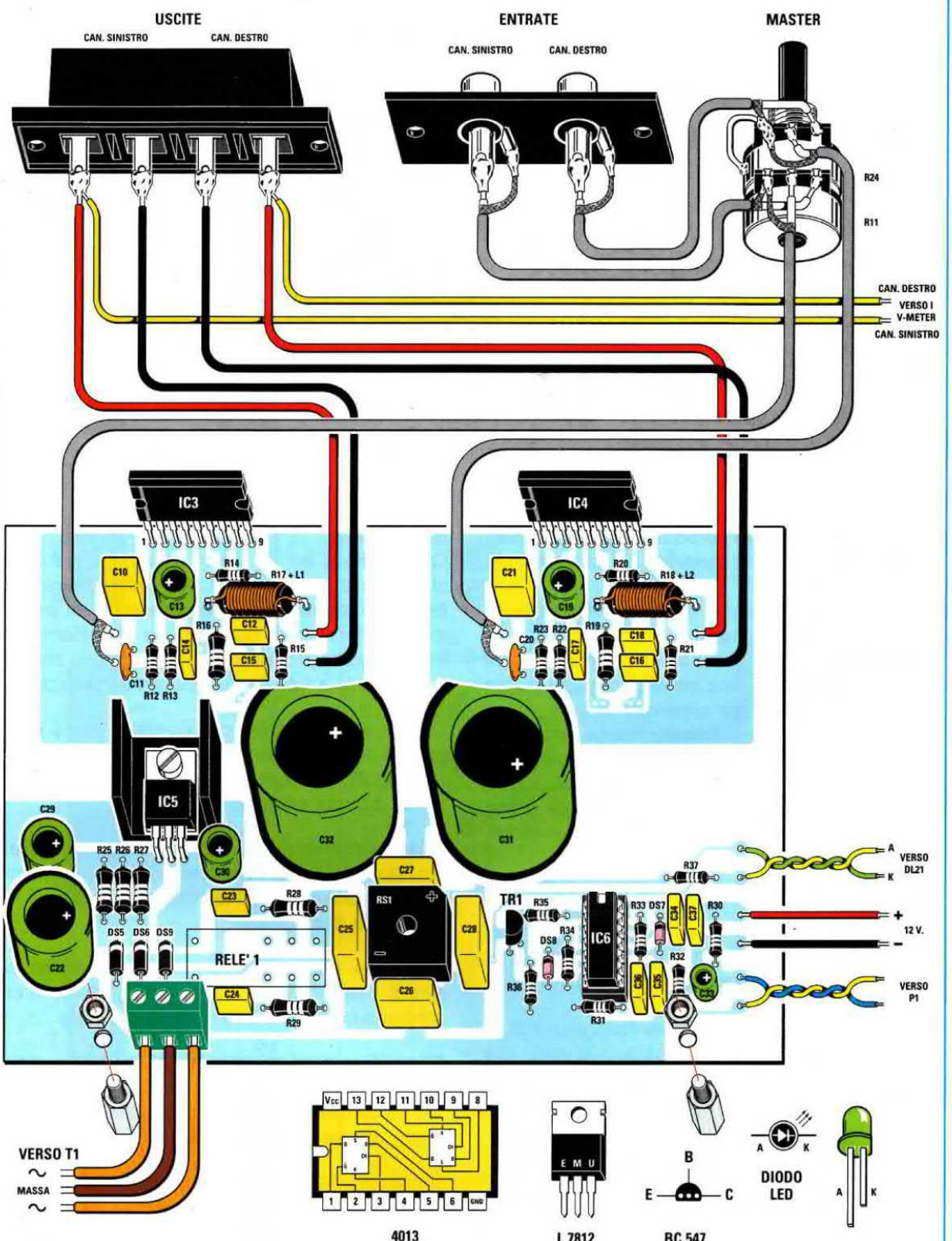


Fig.7 Schema pratico di montaggio e connessioni dell'integrato 4013 viste a sopra e del transistor BC.547 viste invece da sotto. I fili che fuoriescono sulla destra di questo circuito stampato vanno collegati al circuito stampato del Vu-Meter riportato in fig.9.

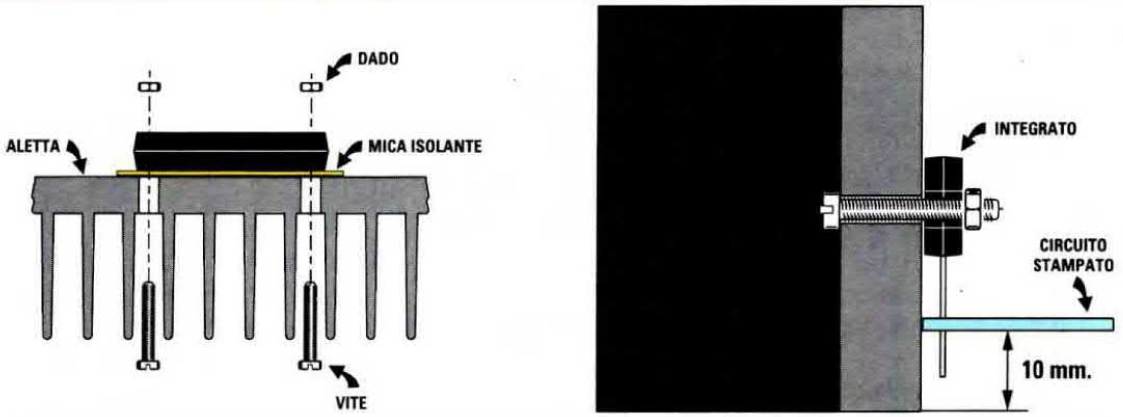


Fig.8 Il corpo degli integrati TDA.1514/A va fissato con due viti più dado sulla relativa aletta di raffreddamento, NON DIMENTICANDO di interporre tra il loro corpo e il metallo dell'aletta la MICA ISOLANTE inserita nel kit. Come potete vedere nel disegno riprodotto a destra, i terminali dei TDA.1514/A vanno inseriti nel circuito stampato fino a quando questo non risulterà distanziato circa 10 mm dalla base dell'aletta.

A questo punto dovete fissare i due integrati **TDA.1514/A** sulla grossa aletta di raffreddamento, interponendo tra il loro corpo e il metallo dell'aletta la **mica isolante** che troverete nel kit (vedi fig.8).

Dopo averli fissati, inserite i **9 terminali** nei fori presenti nel circuito stampato.
Il corpo di questi integrati **non** va premuto a fondo sul circuito stampato, ma va tenuto molto distanziato da esso: infatti, se osservate la fig.8, potete notare che il circuito stampato risulta distanziato circa **10 mm** dalla base dell'aletta di raffreddamento.
Tenendo conto di questa distanza, potete procedere a saldare tutti i terminali sulle piste in rame.

L'aletta di raffreddamento va fissata con delle viti sul piano metallico del mobile, poi nei due fori presenti alle estremità del circuito stampato vanno inseriti due distanziatori **metallici** lunghi **10 mm** (vedi fig.7) e fissati sempre sul piano del mobile.

Dopo aver inserito nello zoccolo l'integrato **IC6**, rivolgendo la sua tacca di riferimento a **U** verso **IC4**, potete prendere il circuito stampato del **Vu-Meter** che abbiamo siglato **LX.1459**.

Sul lato dello stampato visibile in fig.9, montate i due **zoccoli** per gli integrati **LM.3915**, poi tutte le **resistenze**, i due **trimmer** di taratura **R9-R2**, i condensatori **elettrolitici** e i **diodi** al silicio, orientando il lato del loro corpo contornato da una **fascia nera** verso i due trimmer come evidenziato in fig.9.

Dal lato opposto di questo circuito stampato inserite il pulsante **P1**, il diodo led **DL21** e le **4 barre** dei diodi led del **Vu-Meter**.

Come primo componente montate il **pulsante** e poi il diodo led **DL21** rispettando la polarità **A-K** dei due terminali.
Questo diodo led va tenuto distanziato dal circuito stampato di circa **14 mm** per permettere alla sua **testa** di fuoriuscire dal foro presente sul pannello frontale del mobile, quindi prima di saldarne i terminali, fissate provvisoriamente il circuito stampato sul pannello e fate fuoriuscire la sua testa dal foro.

Le **barre** dei diodi led del **Vu-Meter** sono quattro perchè ognuna di esse è composta da **5 diodi led** (vedi fig.9), quindi per ottenere una barra da **10 diodi led** occorre affiancarne **due**.

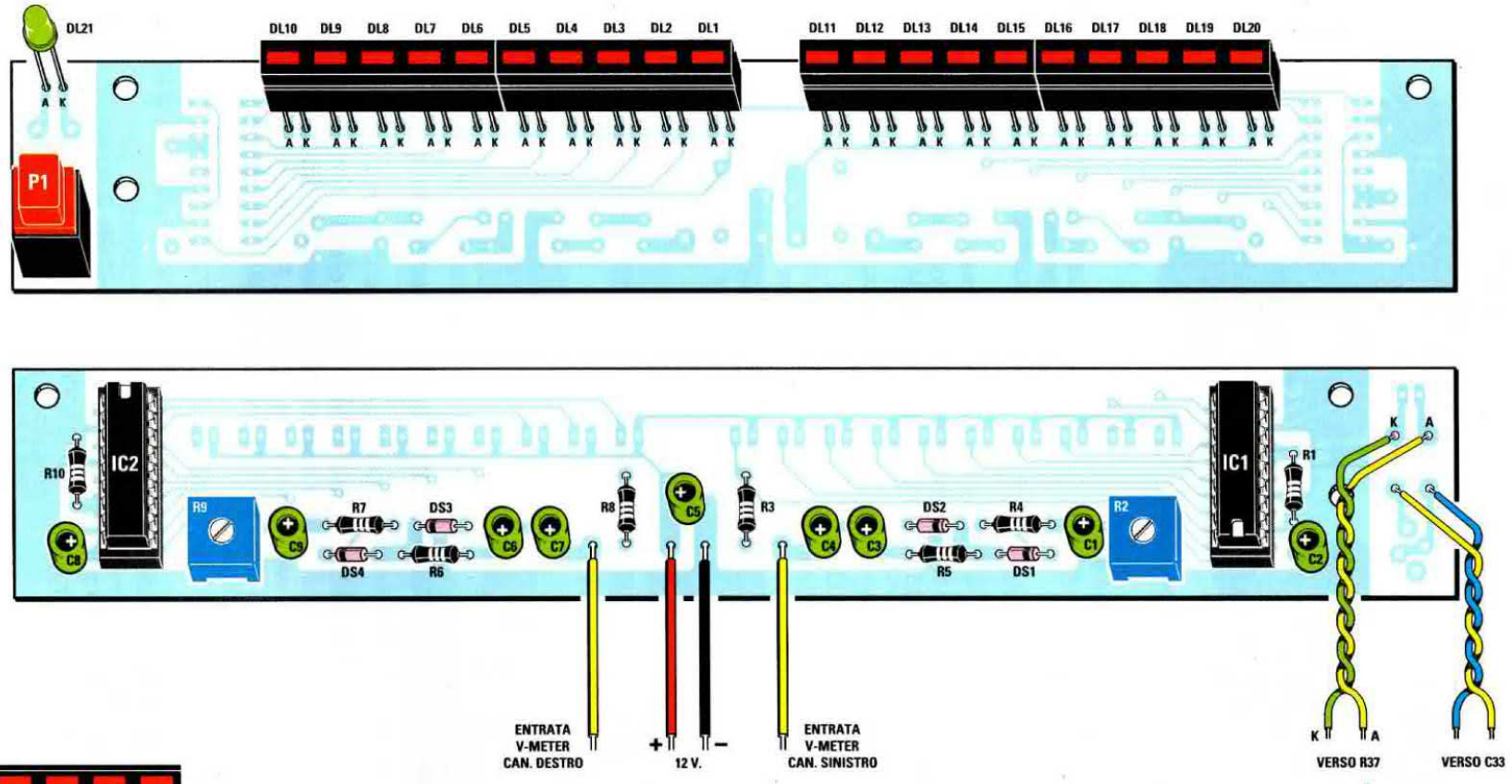
Quando inserite queste barre dovete fare molta attenzione alla **lunghezza** dei loro terminali perchè, come visibile in fig.9, il terminale **più lungo** è l'**A** e quello **più corto** è il **K**.

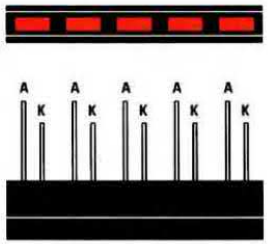
I terminali **più lunghi** vanno orientati verso **sinistra** e i terminali **più corti** verso **destra**, in caso contrario i diodi led **non** si accenderanno.

Prima di saldare questi terminali sulle piste del circuito stampato, fissate quest'ultimo provvisoriamente sul pannello frontale, poi fate aderire il loro corpo alla plastica trasparente.

Cercate sempre di eseguire delle saldature perfette, utilizzando dello stagno **60/40** (il primo numero indica la percentuale di **stagno** e il secondo numero la percentuale di **piombo**).

Se usate dello stagno **50/50** non riuscirete mai ad ottenere delle perfette saldature.
Se avete difficoltà a reperire dello stagno **60/40** possiamo fornirvene dei piccoli rocchetti a **L.2.000**.





BARRA LED

Fig.9 Schema pratico di montaggio del Vu-Meter LX.1459. Sul lato frontale di questo circuito montate le barre dei diodi led. Poichè, come potete osservare qui a sinistra, ogni barra è composta da soli 5 diodi led, dovrete inserirne quattro in tutto. Sul lato opposto di questo circuito stampato montate gli integrati IC1-IC2 ed i componenti visibili in figura. Questo circuito stampato va poi collegato a quello dell'amplificatore di fig.7 con solo 8 fili.
I terminali più lunghi "A" della BARRA a DIODI LED vanno tutti rivolti verso sinistra.

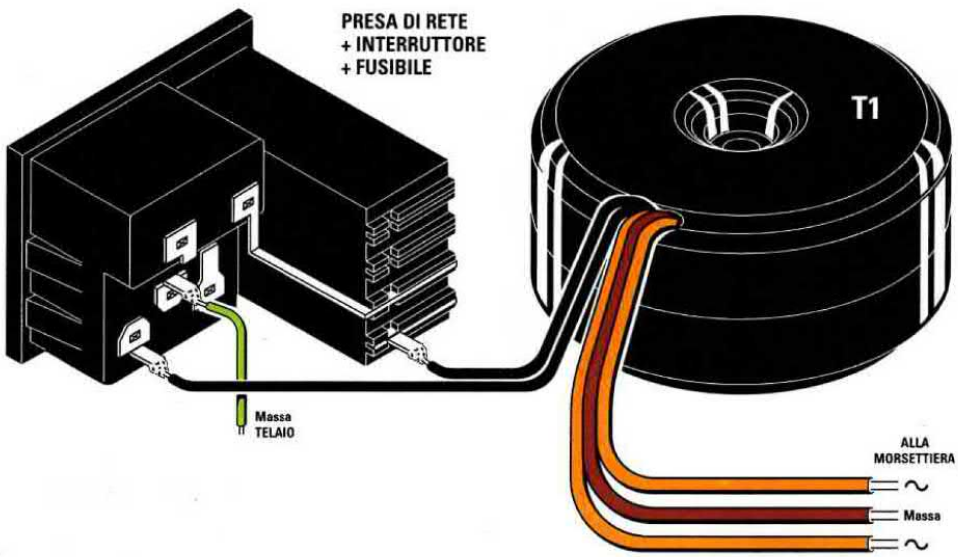


Fig.10 In questo disegno potete vedere a quali terminali della Presa di Rete dei 220 volt dovete collegare i due fili di entrata del trasformatore T1. Il filo indicato "massa telaio", che sarebbe la presa di TERRA dei 220 volt, va fissato sul metallo del mobile.

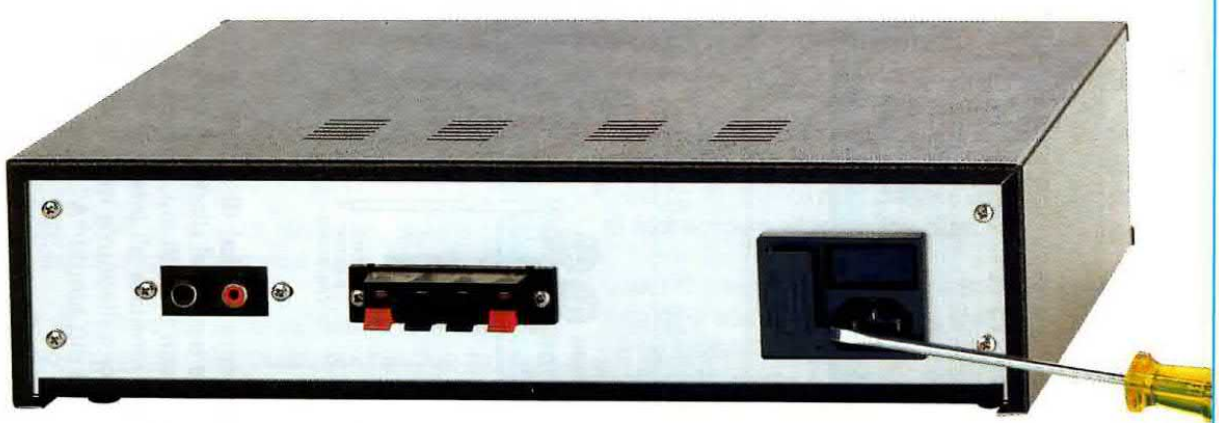


Fig.11 Sul pannello posteriore del mobile vanno fissate le due prese d'ingresso BF, le quattro prese d'uscita per le Casse Acustiche e sulla destra la presa rete dei 220 volt. Nel corpo della Presa Rete è presente un vano contenente il fusibile. Per sfilare questo vano basta inserire la lama di un cacciavite nella piccola fessura visibile nella foto.

CABLAGGIO FINALE

Dopo aver fissato all'interno del mobile il circuito stampato dell'amplificatore, potete completarne il cablaggio.

Con del cavetto schermato collegate la **presa** d'**ingresso** fissata sul pannello posteriore, al doppio potenziometro del **volume R24-R11**.

Ai terminali centrali di questo potenziometro collegate un cavetto schermato (la **calza** di **schermo** va saldata sul terminale di sinistra e alla carcassa metallica del potenziometro), poi congiungete l'estremità di questi cavetti ai terminali capifilo, cioè a quei sottili chiodini posti sul circuito stampato in prossimità dei condensatori **C10-C11** e **C20-C21**.

Come visibile in fig.7, la **calza** di **schermo** va saldata sul terminale posto vicino a **C11-C20**.

Con due grossi fili isolati in plastica collegate i ca-

pifilo posti in prossimità delle resistenze **R15-R21** con sopra già avvolta le bobine **L1-L2**, alla presa di uscita per le Casse Acustiche.
Il filo di **massa** va fissato sul morsetto di colore **nero**, mentre il filo del **segnale** d'uscita sul morsetto di colore **rosso**.

Con uno spezzone di filo bifilare di colore **rosso-nero**, portate la tensione dei **12 volt** dal circuito stampato **LX.1460** a quello del **Vu-Meter**.

Altri due fili li dovete collegare al morsetto **rosso** della presa d'uscita delle Casse Acustiche e ai due terminali d'ingresso posti vicino ai due condensatori elettrolitici **C7-C4** presenti nel **Vu-Meter**.

Con altri due fili collegate i terminali capifilo posti vicino al diodo led **DL21** e al pulsante **P1** del circuito stampato del **Vu-Meter**, al circuito stampato **LX.1460** visibile in fig.7.

Per completare il montaggio, dovete fissare sul piano del mobile il trasformatore di alimentazione **toroidale** siglato **T1** e poi collegarne i fili.

Normalmente i due fili d'ingresso dei **220 volt** sono di colore **nero** mentre nel **secondario**, composto da **tre fili**, il filo **centrale** è sempre di colore **marrone** e i due laterali di colore **giallo**.

Questi fili vanno serrati nella morsettiera a **3 poli** inserendo ovviamente nel foro di centro la **presa centrale** del secondario del trasformatore.

In questo amplificatore abbiamo utilizzato un trasformatore **toroidale**, anche se risulta più costoso di un **normale** trasformatore, per evitare di ascoltare in altoparlante anche il più piccolo **ronzio** di alternata.
Purtroppo i **normali** trasformatori irradiano degli elevati **flussi magnetici** che, captati dalle piste del circuito stampato, sono udibili come un fastidioso **ronzio** nell'altoparlante.

TARATURA VU-METER

L'amplificatore **non** necessita di nessuna taratura quindi, completato il montaggio, per farlo funzionare basta collegare alle uscite due altoparlanti o due Casse Acustiche e applicare un segnale **BF** sui due **ingressi**.

Non fate mai funzionare l'amplificatore senza aver prima collegato le Casse Acustiche alle uscite.

Non appena premerete il pulsante **P1**, vedrete accendersi il led **DL21** collegato al transistor **TR1** e i due **primi** diodi led del Vu-Meter.

Prima che l'amplificatore funzioni bisogna attendere circa **5 secondi**.

Trascorso questo tempo, se ruotate il potenziometro del **volume** potete subito constatare che tutto funziona regolarmente **escluso** il Vu-Meter.

Infatti nel Vu-Meter del **canale destro** potrebbero accendersi tutti e **10** i diodi led, mentre in quello del **canale sinistro** potrebbero accendersene **5**.
Per equilibrare l'accensione dei diodi led nelle due barre dovete solo **tarare** i trimmer **R2-R9**.

Applicate sul **solo** ingresso **destro** un segnale **BF** e, dopo aver ruotato al **massimo** il potenziometro del **volume**, ruotate il trimmer **R9** fino a far accendere il **10°** diodo led del Vu-Meter.

Applicate lo stesso segnale **BF** sul **solo** ingresso **sinistro** e ruotate il trimmer **R2** fino a far accendere, anche in questo, il **10°** diodo led.

Ascoltando una audizione **stereo** è normale che nei Vu-Meter **non** si accenda lo stesso numero di diodi led, perchè ciò dipende da come sono stati incisi i segnali nei canali **destro** e **sinistro**.

COSTO DI REALIZZAZIONE

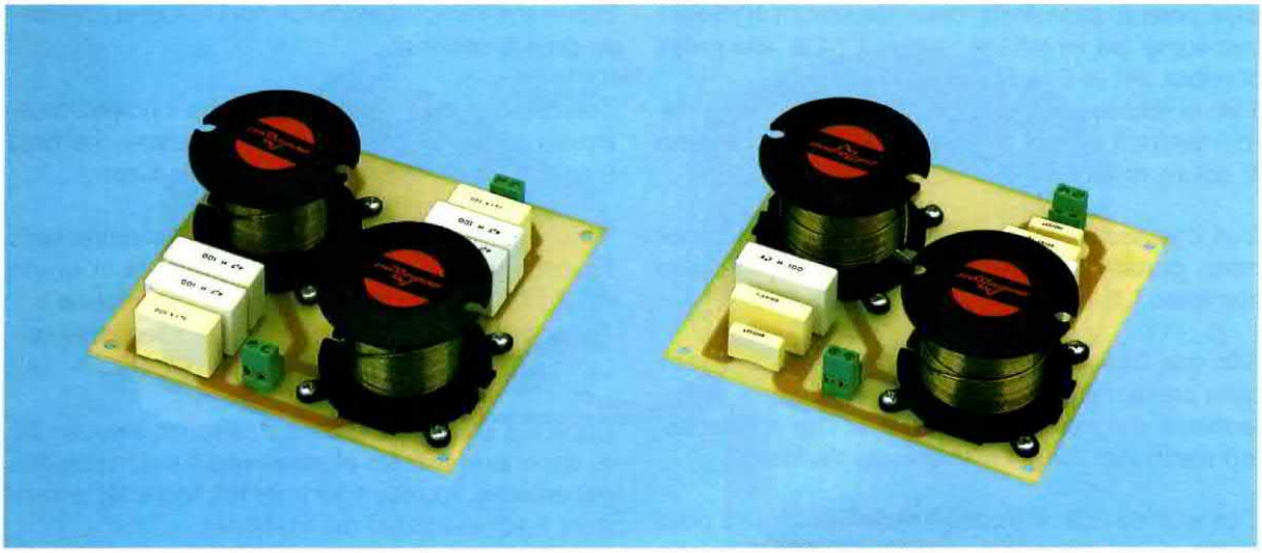
Costo del kit **LX.1460**, con inclusi il circuito stampato, l'**aletta** di raffreddamento, il trasformatore toroidale **T1**, la presa di rete (vedi figg.7-10), un cordone per 220 volt, cavetto schermato, viti di fissaggio, **esclusi** il **Vu-Meter** e il **mobile** completo delle due mascherine
Lire 184.000 Euro 95,02

Costo del kit **LX.1459** del doppio **Vu-Meter**, con inclusi il circuito stampato, gli integrati completi di zoccolo, il pulsante e le **quattro barre** con 5 diodi led **rossi** e tutti i componenti visibili in fig.9
Lire 44.000 Euro 22,72

Costo del mobile **MO.1460** completo di mascherine posteriore e anteriore già forate e serigrafate
Lire 56.000 Euro 28,92

A richiesta possiamo fornirvi anche i soli circuiti stampati a doppia faccia e serigrafati
C.S. LX.1460 Lire 24.000 Euro 12,39
C.S. LX.1459 Lire 10.000 Euro 5,16

Tutti i prezzi sono già comprensivi di **IVA**. Coloro che richiederanno il kit in **contrassegno**, pagheranno in più **L.6.000 Euro 3,10**, perchè questa è la cifra media che le Poste italiane esigono per la consegna di un pacco in contrassegno.



FILTRI CROSSOVER

Dopo aver acquistato degli altoparlanti per realizzare una Cassa Acustica rimane da risolvere il problema dei **filtri crossover**, perché anche se riuscirete a reperirli, difficilmente risponderanno a tutte le caratteristiche necessarie alle vostre personali esigenze.

Se invece avete deciso di **costruirli** non potrete fare a meno delle **formule** per calcolare il valore delle **induttanze** e delle **capacità** e se avete già provato a cercarle in qualche manuale, vi sarete accorti che sono talmente complesse da mettere chiunque subito in difficoltà.

Noi invece vi proponiamo delle **semplici formule** che vi permetteranno di ottenere dei validissimi filtri **crossover** a **2** e a **3 vie**, idonei per altoparlanti da **4** o da **8 ohm**, con una pendenza di **12 dB x ottava** oppure di **18 dB x ottava**.

Nei filtri **crossover** che ora vi presentiamo abbiamo scelto l'allineamento **Butterworth**, perché riduce al minimo lo sfasamento acustico provocato dalle induttanze e dai condensatori.

A prima vista lo schema elettrico di questi filtri risulta **identico** a quello di molti altri filtri crossover, solo che nel **Butterworth** cambiano le **formule** per calcolare il valore delle **induttanze** e delle **capacità**, quindi non meravigliatevi se confrontando schemi tra loro apparentemente identici, rileverete dei valori di induttanza e di capacità notevolmente **diversi** da quelli che si ottengono con le formule che ora vi proponiamo.

A COSA SERVE UN FILTRO CROSSOVER

Tutti sanno che la gamma di frequenze che può riprodurre un amplificatore **Hi-Fi** è molto ampia, perché partendo da un minimo di **15-20 hertz** può raggiungere e superare i **25.000 hertz**.

Per essere ascoltate, tutte queste **frequenze** devono essere applicate a più altoparlanti che provvedono a trasformarle in vibrazioni **sonore**.

Infatti un **solo** altoparlante, per quanto risulti perfetto, **non** sarà mai in grado di riprodurre tutta l'**ampia** gamma delle frequenze acustiche.

L'altoparlante **Woofer**, che dispone di un **cono** di ampie dimensioni, riesce a convertire fedelmente in onde sonore le sole **frequenze** più **basse** dello spettro acustico, ma non le frequenze degli **acuti**.

Il piccolo cono dell'altoparlante **Tweeter** riesce a convertire fedelmente in onde sonore tutte le **frequenze acute**, ma non le frequenze dei **bassi** e dei **medio-bassi**.

L'altoparlante **Midrange**, che ha un **cono** di medie dimensioni, riesce a convertire fedelmente in onde sonore le sole frequenze **medie** e **acute**, ma non le frequenze dei **bassi**.

Per ottenere una fedele riproduzione dell'intera gamma acustica, si racchiudono in una Cassa Acustica più altoparlanti, uno con un ampio cono per riprodurre le frequenze **basse** e **medio-basse**, uno con un cono di diametro inferiore per riprodurre le frequenze **medie** e un terzo piccolo altoparlante per riprodurre gli **acuti**.

Il filtro **crossover**, collegato tra l'uscita dell'amplificatore e gli altoparlanti, serve per **smistare** le frequenze di **bassi**, **medi** e **acuti**, che verranno inviate separatamente agli altoparlanti più idonei alla loro riproduzione.

FILTRI CROSSOVER a DUE e a TRE VIE

La scelta tra un filtro **crossover** a **2** o a **3 vie** dipende dal numero di **altoparlanti** che si intende inserire nella **Cassa Acustica**.

Il filtro **crossover** a **2 vie** si sceglie quando si dispone di un altoparlante per **medio-bassi** in grado di riprodurre tutte le frequenze da **30** a **4.000 Hz** e di un altoparlante per **medio-acuti** in grado di riprodurre tutte le frequenze da **1.000** a **20.000 Hz**.

Il filtro **crossover** a **3 vie** si sceglie quando si dispone di un altoparlante **Woofer** in grado di riprodurre fedelmente tutte le frequenze da **20** a **1.000-1.500 Hz**, di un altoparlante **Midrange** in grado di riprodurre le sole frequenze delle note **medio-alte** e di un altoparlante **Tweeter** in grado di riprodurre tutte le frequenze degli Acuti e Superacuti da **3.000** a **25.000 Hz**.

da 12 e 18 dB per OTTAVA

Il filtro crossover è un componente essenziale per pilotare gli altoparlanti presenti in una Cassa Acustica. Poiché reperirli in commercio con le caratteristiche richieste è un'impresa molto ardua, dopo aver letto questo articolo potrete facilmente costruirveli, perché troverete tutte le formule per calcolare i valori delle induttanze e delle capacità.

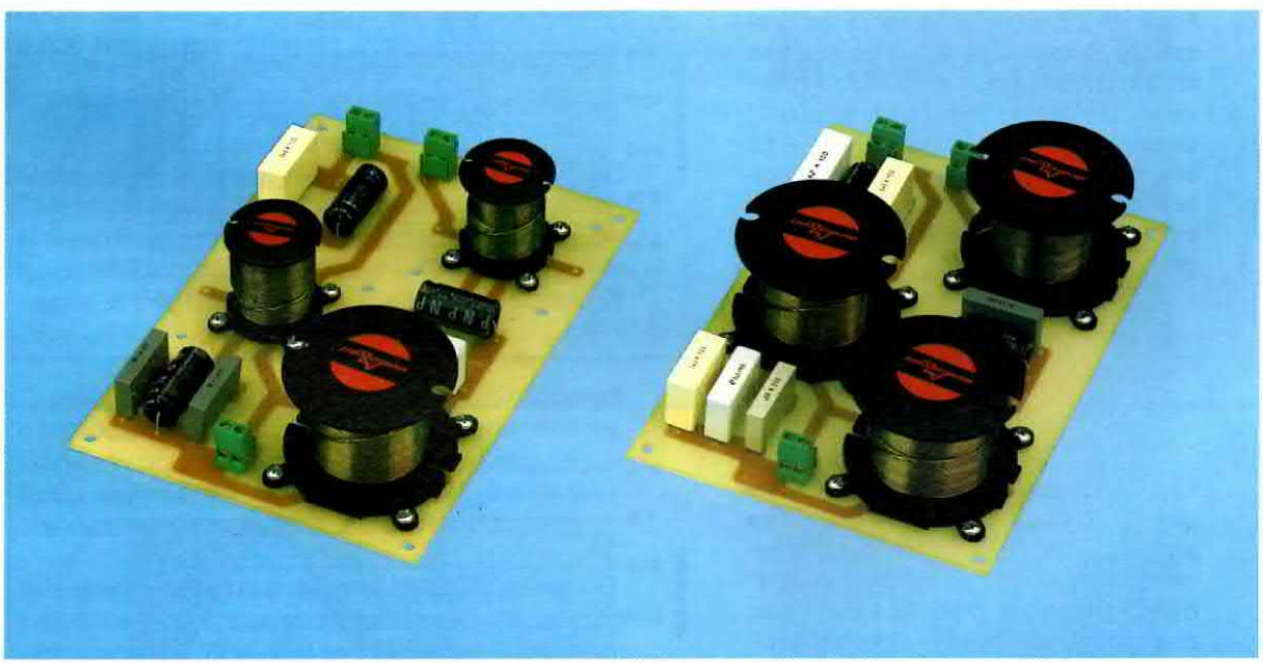


Fig.1 Nella foto riportata in alto a sinistra sono visibili due filtri crossover a 2 vie da 12 dB per ottava e nella foto qui sopra due filtri crossover sempre a 2 vie, ma da 18 dB per ottava. Nelle figg.19-20-21-22 troverete i disegni pratici per gli 8 e per i 4 ohm.
NOTA: tutte le foto non sono a grandezza naturale, ma notevolmente ridotte.

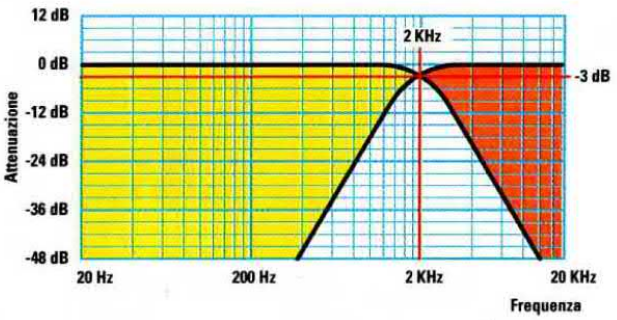


Fig.2 Nei filtri a 2 vie si sceglie normalmente una frequenza di taglio compresa tra i 2.000 e i 3.000 hertz. La frequenza di taglio giunge sui due altoparlanti attenuata di un 50% (3 dB), ma essendo equamente ripartita, potremo ascoltare anche la frequenza di taglio con un livello sonoro pari al 50 + 50 = 100%.

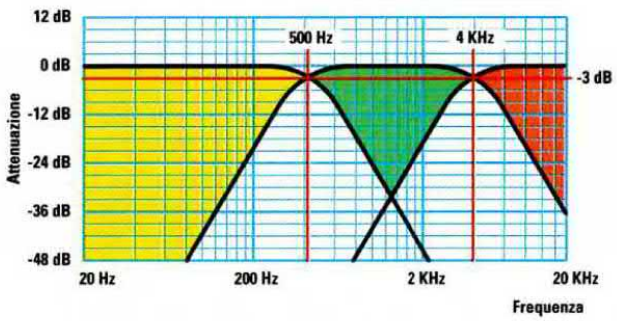


Fig.3 Nei filtri a 3 vie, che si utilizzano quando nella cassa acustica ci sono 3 altoparlanti, normalmente si sceglie una frequenza di taglio compresa tra i 400 e i 500 hertz per il Woofer e una frequenza di taglio compresa tra i 4.000 e i 6.000 Hz per il Tweeter. Tutte le frequenze centrali vengono riprodotte dal Midrange.

Fig.4 Un filtro crossover con una frequenza di taglio sui 2.000 hertz e una attenuazione di 12 dB x ottava provvede ad attenuare la potenza della 1° ottava superiore, cioè dei 4.000 hertz, che giunge sul Woofer di ben 16 volte e lo stesso dicasi per la 1° ottava inferiore, cioè dei 1.000 hertz, che giunge sul Midrange.

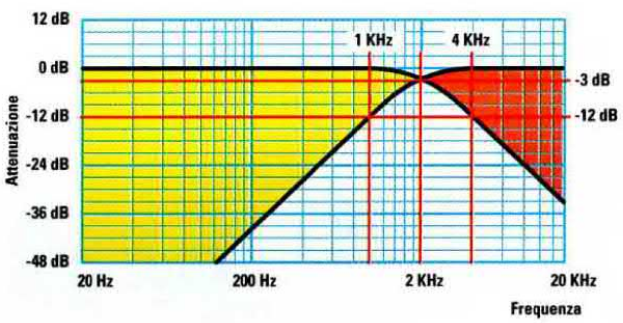
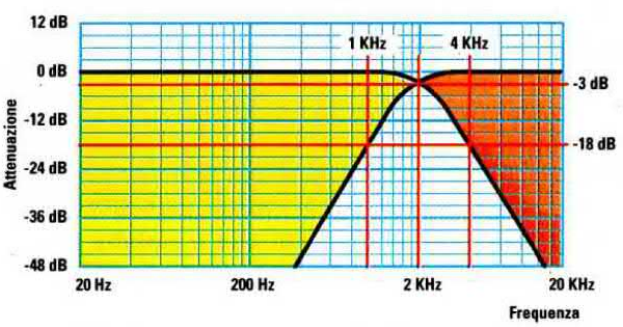


Fig.5 Un filtro crossover con una frequenza di taglio sui 2.000 hertz e una attenuazione di 18 dB x ottava, provvede ad attenuare la potenza della 1° ottava superiore, cioè dei 4.000 hertz, che giunge sul Woofer di ben 63 volte e lo stesso dicasi per la 1° ottava inferiore, cioè dei 1.000 hertz, che giunge sul Midrange.



LA FREQUENZA DI TAGLIO

In un **crossover** a **2 vie** sono presenti un filtro **passa-basso**, che provvede a convogliare verso l'altoparlante dei **medio-bassi** tutte le frequenze **basse** fino alla sua **frequenza di taglio**, e un filtro **passa-alto** che provvede a convogliare verso l'altoparlante dei **medio-acuti** tutte le frequenze partendo dalla sua **frequenza di taglio** per arrivare fino e oltre i **20.000 Hz**.

Ne consegue che dove il filtro **passa-basso** inizia ad **attenuare** le frequenze dei **medio-acuti**, il filtro **passa-alto** deve iniziare a riprodurle.

Nei **crossover** la frequenza di **taglio** viene normalmente definita **frequenza d'incrocio**, perché su questa frequenza le **curve** dei due filtri si incrociano come visibile in fig.2.

In un filtro **crossover** a **2 vie**, composto da un **passa-basso** e un **passa-alto**, abbiamo una sola **frequenza di taglio** che va scelta normalmente tra i **2.000** e i **3.000 Hz**.

In un filtro **crossover** a **3 vie**, composto da un **passa-basso** per il **Woofer**, un **passa-alto** per il **Tweeter** e un **passa-banda** per il **Midrange**, abbiamo **2** diverse **frequenze di taglio**.

La frequenza più **bassa** si sceglie normalmente sui **400 - 500 Hz** e la frequenza più **alta** sui **4.000 - 6.000 Hz** (vedi fig.3).

ATTENUAZIONE sulla FREQUENZA d'incrocio

Osservando le figg.2-3 si può notare che in tutti i filtri, siano essi a **2** o a **3 vie**, il segnale destinato a ciascun altoparlante risulta **attenuato** sulla **frequenza d'incrocio** di **3 dB**, che corrispondono in pratica a una diminuzione della potenza sonora di circa un **50%**.

Questo potrebbe far pensare che la **frequenza** d'**incrocio** venga riprodotta con **minore** potenza, mentre in pratica, come ora vi spiegheremo, la **potenza sonora** della frequenza d'incrocio **non** subisce nessuna attenuazione.

In altre parole la **frequenza d'incrocio** giunge effettivamente sui **due** altoparlanti con una potenza **attenuata** del **50%**, ma poiché risulta equamente ripartita, il nostro orecchio percepisce nuovamente un livello sonoro **totale**, pari al **50 + 50 = 100%**.

Pertanto in un **crossover** a **2 vie** con una frequenza d'**incrocio** sui **2.200 Hz**, collegato a un am-

plificatore che eroga **60 watt**, il filtro **passa-basso** invia verso l'altoparlante **Woofer** i **2.200 Hz** attenuati di **3 dB** con una potenza pari a:

60 : 1,995 = 30 watt

e il filtro **passa-alto** invia verso l'altoparlante dei **Medio-Acuti** la stessa frequenza di **2.200 Hz** anch'essa **attenuata** di **3 dB**:

60 : 1,995 = 30 watt

Nota: 3 dB corrispondono a una **attenuazione** in **potenza** di **1,995** volte, come è possibile vedere consultando una qualsiasi **Tabella** dei **dB**.

Poiché la frequenza dei **2.200 Hz** viene equamente ripartita sui **2 altoparlanti** come segue:

30 watt sul **Woofer**
30 watt sul **Medio-Acuti**

al nostro orecchio giungerà una **potenza** sonora pari a **30 + 30 = 60 watt**, cioè la **totale** potenza erogata dall'amplificatore.

IMPEDENZA D'INGRESSO e D'USCITA

Un parametro di importanza fondamentale per calcolare correttamente un filtro **crossover** è il valore dell'impedenza d'**ingresso** e d'**uscita**.

Un filtro calcolato per gli **8 ohm** deve essere collegato a un amplificatore progettato per alimentare delle Casse Acustiche da **8 ohm**.

Un filtro calcolato per i **4 ohm** deve essere collegato a un amplificatore progettato per alimentare delle Casse Acustiche da **4 ohm**.

Come vedrete, i valori delle induttanze e delle capacità sono calcolati in modo da ottenere una ben determinata frequenza d'**incrocio** per un preciso valore d'**impedenza** d'**ingresso** e di **uscita**.

FORMULE PER I CALCOLI

Nei kit da noi proposti troverete dei valori di **induttanza** e di **capacità** idonei a realizzare diversi filtri, ma poiché non rientra nel nostro stile limitarci a descrivere la loro realizzazione pratica senza spiegare i presupposti teorici che stanno alla loro base, in queste pagine troverete tutte le **formule** necessarie per calcolare vari tipi di **filtri**.

In possesso delle formule avrete così l'opportunità di progettarli secondo le vostre personali esigenze.

E' opportuno precisare che le **induttanze** devono possibilmente essere sempre **avvolte in aria** oppure su speciali **nuclei plaincore**. Infatti, avvolgendo una bobina sui comuni nuclei ferromagnetici si ha il vantaggio di ottenere delle **induttanze** di dimensioni molto ridotte, ma con lo svantaggio che si **saturano** introducendo notevoli **distorsioni**.
Per quanto riguarda le **capacità**, sarebbe consigliabile utilizzare sempre dei condensatori al **poliestere**, che presentano **tolleranze inferiori** rispetto agli **elettrolitici**.

Purtroppo quando occorrono delle **elevate** capacità non si può fare a meno di usare dei condensatori **elettrolitici**, ma vi raccomandiamo di impiegare solo quelli di tipo **non polarizzato**, che purtroppo non risultano sempre di facile reperibilità.

E' comunque possibile utilizzare anche dei **normali** elettrolitici tenendo presente che, per realizzare un condensatore **non polarizzato**, occorre collegarne in serie due che abbiano una **capacità doppia** rispetto al richiesto (vedi fig.6).
Quindi collegando in **serie** due condensatori da **22 microfarad** si otterrà una capacità di **11 microfarad**, mentre collegando in **serie** due condensatori da **100 microfarad**, si otterrà una capacità di **50 microfarad**.

Per ottenere un condensatore elettrolitico **non polarizzato** bisogna collegare il terminale **positivo** del **primo** condensatore al terminale **positivo** del **secondo** e poi utilizzare i due estremi **negativi**.
E' possibile collegare anche il terminale **negativo** del **primo** condensatore al terminale **negativo** del **secondo** e poi utilizzare i due estremi **positivi**.

Tenete comunque presente che tutti i **normali elettrolitici** presentano delle **tolleranze** molto ele-

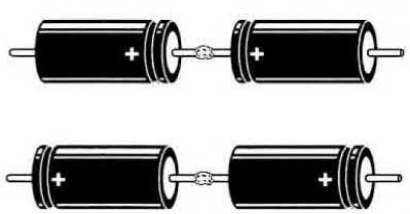


Fig.6 Se non riuscite a reperire i condensatori elettrolitici NON polarizzati, potete collegare in serie due normali elettrolitici rivolgendo uno contro l'altro i due terminali positivi o i due terminali negativi.

FILTRO CROSSOVER 2 Vie 12 dB 8 e 4 ohm

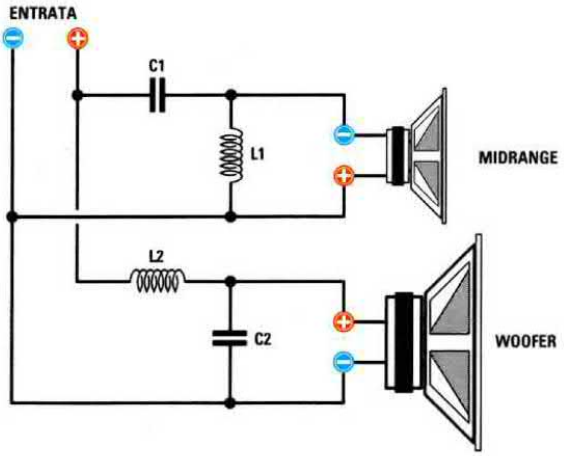


Fig.7 Schema elettrico di un filtro crossover a 2 vie con una attenuazione di 12 dB per ottava che possiamo utilizzare per pilotare degli altoparlanti da 8 o da 4 ohm.
Nella Tabella N.1 sono riportati i valori delle induttanze e delle capacità richieste per le frequenze di taglio più utilizzate.
Le induttanze e le capacità inserite nei nostri kit, e che trovate riportate sotto lo schema elettrico, sono calcolate per una frequenza di taglio di 2.200 Hz.
Gli schemi pratici per realizzare questo filtro sono riportati nelle figg.19-20.

ELENCO COMPONENTI AP2.128
per altoparlanti da 8 ohm

C1 = 6,42 microF. poliestere
C2 = 6,42 microF. poliestere
L1 = 0,82 millihenry
L2 = 0,82 millihenry

ELENCO COMPONENTI AP2.124
per altoparlante da 4 ohm

C1 = 12,7 microF. poliestere
C2 = 12,7 microF. poliestere
L1 = 0,41 millihenry
L2 = 0,41 millihenry

TABELLA N.1 per Filtri 2 Vie - 12 dB x ottava - Altoparlanti da 8 - 4 ohm

Frequenza di taglio	Altoparlanti 8 ohm		Altoparlanti 4 ohm	
	L1-L2	C1-C2	L1-L2	C1-C2
2.000 Hz	0,90 millihenry	7,0 microfarad	0,45 millihenry	14,0 microfarad
2.100 Hz	0,86 millihenry	6,7 microfarad	0,43 millihenry	13,4 microfarad
2.200 Hz	0,82 millihenry	6,4 microfarad	0,41 millihenry	12,8 microfarad
2.300 Hz	0,78 millihenry	6,2 microfarad	0,39 millihenry	12,2 microfarad
2.400 Hz	0,75 millihenry	5,9 microfarad	0,38 millihenry	11,7 microfarad
2.500 Hz	0,72 millihenry	5,6 microfarad	0,36 millihenry	11,3 microfarad
2.600 Hz	0,69 millihenry	5,4 microfarad	0,35 millihenry	10,8 microfarad
2.700 Hz	0,67 millihenry	5,2 microfarad	0,33 millihenry	10,4 microfarad
2.800 Hz	0,64 millihenry	5,0 microfarad	0,32 millihenry	10,0 microfarad
2.900 Hz	0,62 millihenry	4,9 microfarad	0,31 millihenry	9,7 microfarad
3.000 Hz	0,60 millihenry	4,7 microfarad	0,30 millihenry	9,4 microfarad

FORMULE per CALCOLARE le INDUTTANZE e le CAPACITA'

Induttanze L1-L2 in millihenry = (Z ohm : Hz) x 225
Capacità C1-C2 in microfarad = 1.000.000 : (8,88 x Hz x Z ohm)

Nota: i valori delle **induttanze** e delle **capacità** possono essere arrotondati di un **5%** in **+/–**.

vate, che possono raggiungere anche il **40%** specie se sono rimasti per lungo tempo in magazzino. Quindi, **non** fidatevi mai del valore stampato sul loro involucro e prima di usarli, misurateli con un valido **capacimetro**.

Prima di misurare un **elettrolitico** è sempre opportuno **rigenerarlo** applicandogli per pochi secondi, e per più volte consecutive, una tensione continua di **30-40 volt** e provvedendo ogni volta a **scaricarlo** cortocircuitando assieme i due terminali. Solo dopo averlo **scaricato** potrete controllare il suo esatto valore misurandolo con un preciso **capacimetro**.

Se vi manca qualche **microfarad** per ottenere il valore richiesto, potrete sempre collegare in **parallelo** al condensatore **elettrolitico** dei normali condensatori al **poliestere**.

Facciamo presente che tutti i condensatori elettrolitici professionali **non polarizzati** per filtri crossover hanno delle **tolleranze** inferiori al **10%**.

CROSSOVER a 2 VIE da 12 dB per OTTAVA

Un **crossover** a **2 vie** è composto da un filtro **passa-basso** e da un filtro **passa-alto** (vedi fig.7).

Per calcolare questo filtro consigliamo di utilizzare queste formule:

L1-L2 in millihenry = (Z ohm : Hz) x 225
C1-C2 in microF. = 1.000.000 : (8,88 x Hz x Z)

Il significato delle sigle è il seguente:

Z = impedenza dell'altoparlante in **ohm**;
Hz = frequenza d'incrocio in **hertz**;
225 = questo numero è il risultato di questa operazione: **(1,4142 : 6,28) x 1.000**;
8,88 = questo numero è il risultato di questa operazione: **1,4142 x 6,28**.

Esempio di calcolo

*Calcolare i valori di **induttanza** e **capacità** per un filtro crossover da **12 dB x ottava**, con una **frequenza** d'incrocio di **2.200 Hz**, da collegare ad altoparlanti che abbiano un'impedenza di **8 ohm**.*

Per calcolare il valore delle due **induttanze L1-L2** inseriamo nella formula che abbiamo riportato il valore **Z** in **ohm** dell'altoparlante e la **frequenza** d'incrocio in **hertz**:

(8 : 2.200) x 225 = 0,818 millihenry

Questo valore può essere tranquillamente arrotondato a **0,82 millihenry**.

Per calcolare la **capacità** dei due **condensatori C1-C2** inseriamo nella formula che abbiamo riportato il valore **Z** in **ohm** dell'altoparlante e la **frequenza** d'incrocio in **hertz**:

1.000.000 : (8,88 x 2.200 x 8) = 6,398 microF.

Questa capacità può essere tranquillamente arrotondata a **6,2** o **6,4 microfarad**.

Per ottenere questa capacità possiamo collegare in parallelo un condensatore da **4,7 microfarad**, uno da **1,5 microfarad** e uno da **0,22 microfarad**.

Infatti, dalla somma otteniamo:

4,7 + 1,5 + 0,22 = 6,42 microfarad

Tenete sempre presente che, sebbene inferiore al **5%**, anche le **induttanze** hanno una tolleranza, per cui una bobina dichiarata da **0,82 millihenry** potrebbe in pratica risultare da **0,81 millihenry** oppure da **0,79 millihenry**.

Pertanto, anche se utilizziamo un condensatore da **6,42 microfarad** anziché da **6,398 microfarad**, la frequenza di taglio si sposterà di poche **decine** di **Hz** e di conseguenza all'ascolto non noteremo nessuna differenza.

Esempio di calcolo

*Calcolare i valori di **induttanza** e **capacità** per un filtro crossover da **12 dB x ottava**, con una **frequenza** d'incrocio di **2.200 Hz**, da collegare ad altoparlanti che abbiano un'impedenza di **4 ohm**.*

Inserendo i dati in nostro possesso nella formula che vi abbiamo proposto, possiamo calcolare il valore delle due **induttanze L1-L2**:

(4 : 2.200) x 225 = 0,409 millihenry

Valore che si può arrotondare a **0,4 millihenry**.

Di seguito calcoliamo la **capacità** dei due **condensatori C1-C2**:

1.000.000 : (8,88 x 2.200 x 4) = 12,79 microF.

Come potete notare, utilizzando un altoparlante da **4 ohm**, anziché da **8 ohm**, il valore delle **induttanze** si è **dimezzato** mentre quello delle **capacità** si è **raddoppiato**.

FILTRO CROSSOVER 2 Vie 18 dB 8 ohm

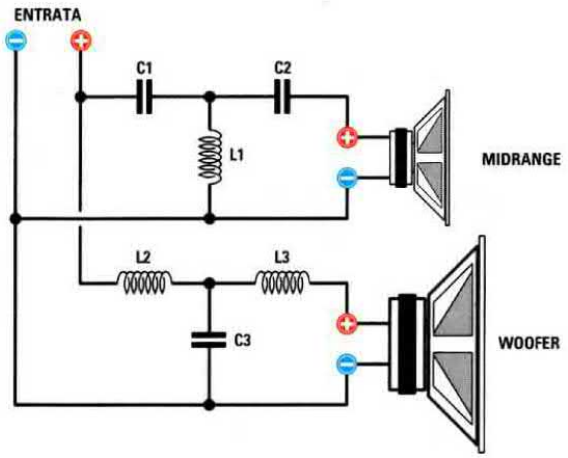


Fig.8 Schema elettrico di un filtro crossover a 2 vie con una attenuazione di 18 dB per ottava che possiamo utilizzare per pilotare degli altoparlanti da 8 ohm.
Nella Tabella N.2 sono riportati i valori delle induttanze e delle capacità richieste per le frequenze di taglio più utilizzate.
Le induttanze e le capacità inserite nei nostri kit, e che trovate riportate sotto lo schema elettrico, sono calcolate per una frequenza di taglio di 2.200 Hz.
Lo schema pratico per realizzare questo filtro è riportato in fig.21.

ELENCO COMPONENTI AP2.188
per altoparlanti da 8 ohm

C1 = 6,06 microF. poliestere
C2 = 18 microF. poliestere
C3 = 12 microF. poliestere
L1 = 0,43 millihenry
L2 = 0,87 millihenry
L3 = 0,28 millihenry

TABELLA N.2 per Filtri 2 Vie - 18 dB x ottava - Altoparlanti da 8 ohm

Frequenza di taglio	Midrange			Woofer		
	L1-L2	C1	C2	L2	L3	C3
2.000 Hz	0,48 mH	6,6 mF	19,9 mF	0,95 mH	0,30 mH	13,3 mF
2.100 Hz	0,45 mH	6,3 mF	18,9 mF	0,90 mH	0,29 mH	12,6 mF
2.200 Hz	0,43 mH	6,0 mF	18,0 mF	0,87 mH	0,28 mH	12,0 mF
2.300 Hz	0,42 mH	5,8 mF	17,9 mF	0,83 mH	0,27 mH	11,5 mF
2.400 Hz	0,40 mH	5,5 mF	16,6 mF	0,80 mH	0,26 mH	11,0 mF
2.500 Hz	0,38 mH	5,3 mF	15,9 mF	0,76 mH	0,25 mH	10,6 mF
2.600 Hz	0,37 mH	5,1 mF	15,3 mF	0,73 mH	0,24 mH	10,2 mF
2.700 Hz	0,35 mH	4,9 mF	14,7 mF	0,70 mH	0,23 mH	9,8 mF
2.800 Hz	0,34 mH	4,7 mF	14,2 mF	0,68 mH	0,22 mH	9,5 mF
2.900 Hz	0,33 mH	4,6 mF	13,7 mF	0,66 mH	0,21 mH	9,1 mF
3.000 Hz	0,32 mH	4,4 mF	13,3 mF	0,64 mH	0,20 mH	8,8 mF

FORMULE per CALCOLARE le INDUTTANZE e le CAPACITA'

Induttanza L1 in millihenry = (Z ohm : Hz) x 119,4
Capacità C1 in microfarad = 1.000.000 : (9,42 x Hz x Z ohm)
Capacità C2 in microfarad = 1.000.000 : (3,14 x Hz x Z ohm)
Induttanza L2 in millihenry = (Z ohm : Hz) x 238,8
Induttanza L3 in millihenry = (Z ohm : Hz) x 79,6
Capacità C3 in microfarad = 1.000.000 : (4,71 x Hz x Z ohm)

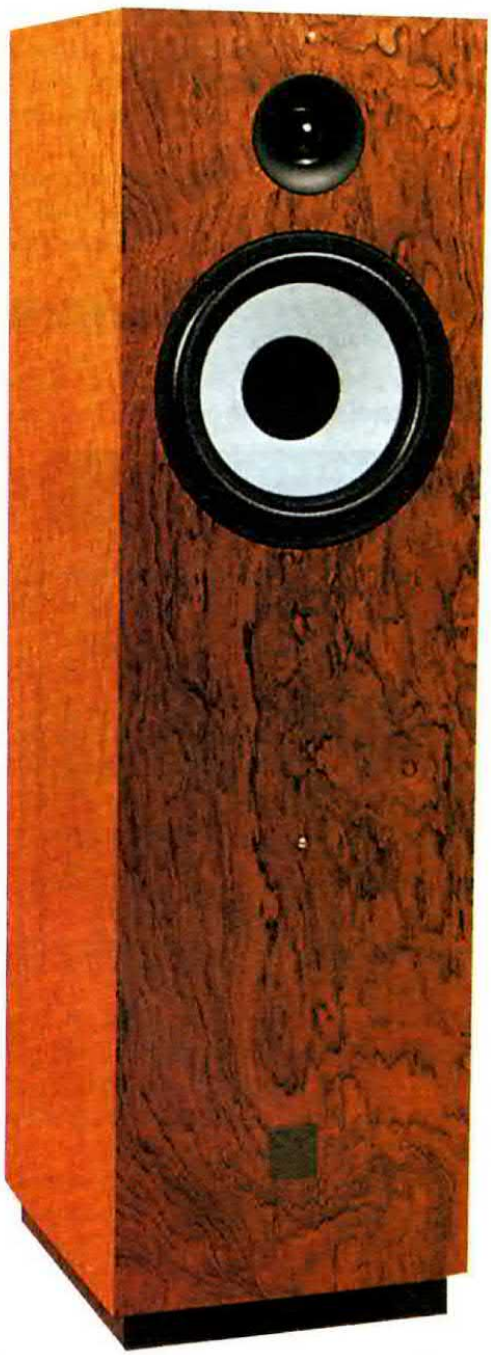
Nota: i valori delle **induttanze** e delle **capacità** possono essere arrotondati di un **5%** in **+/–**.

Per ottenere una capacità di **12,79 microfarad** possiamo collegare in parallelo due condensatori da **4,7 microfarad** più uno da **3,3 microfarad**:

4,7 + 4,7 + 3,3 = 12,7 microfarad

Se volessimo essere pignoli potremmo collegare sempre in parallelo un quarto condensatore da **82.000 picofarad** pari a **0,082 microfarad**.

Nella **Tabella N.1** riportiamo i valori delle **induttanze** e delle **capacità** da utilizzare per gli altoparlanti da **8 - 4 ohm** alle diverse frequenze di taglio.



CROSSOVER a 2 VIE da 18 dB per OTTAVA

Un crossover a **2 vie 18 dB x ottava** risulta leggermente più complesso di quello appena descritto, perché per realizzarlo occorrono **3 induttanze** e **3 capacità** (vedi figg.8-9).
Anche per questo filtro a **18 dB x ottava** si sceglie normalmente una **frequenza d'incrocio** che risulti compresa tra i **2.000** e i **3.000 Hz**.

Nella **Tabella N.2** riportiamo i valori delle **induttanze** e delle **capacità** richiesti per altoparlanti da **8 ohm** e nella **Tabella N.3** quelli richiesti per gli altoparlanti da **4 ohm**.

Le formule da utilizzare per realizzare questo filtro sono le seguenti:

Filtro Passa-Alto per i Medio-Acuti

L1 mH = (Z ohm : Hz) x 119,4
C1 mF = 1.000.000 : (9,42 x Hz x Z ohm)
C2 mF = 1.000.000 : (3,14 x Hz x Z ohm)

9,42 = questo numero è il risultato di questa operazione: **3 x 3,14**;
119,4 = questo numero è il risultato di questa operazione: **[3 : (8 x 3,14)] x 1.000**.

Filtro Passa-Basso per il Woofer

L2 mH = (Z ohm : Hz) x 238,8
L3 mH = (Z ohm : Hz) x 79,6
C3 mF = 1.000.000 : (4,71 x Hz x Z ohm)

238,8 = questo numero è il risultato di questa operazione: **[3 : (4 x 3,14)] x 1.000**;
79,6 = questo numero è il risultato di questa operazione: **1.000 : (4 x 3,14)**;
4,71 = questo numero è il risultato di questa operazione: **(3 x 3,14) : 2**.

Esempio di calcolo

*Calcolare i valori di **induttanza** e **capacità** per un filtro crossover da **18 dB x ottava**, con una **frequenza** d'incrocio di **2.500 Hz**, da collegare ad altoparlanti che abbiano un'impedenza di **8 ohm**.*

L1 = (8 : 2.500) x 119,4 = 0,38 millihenry
C1 = 1.000.000 : (9,42 x 2.500 x 8) = 5,3 mF
C2 = 1.000.000 : (3,14 x 2.500 x 8) = 15,9 mF

L2 = (8 : 2.500) x 238,8 = 0,76 millihenry
L3 = (8 : 2.500) x 79,6 = 0,254 millihenry
C3 = 1.000.000 : (4,71 x 2.500 x 8) = 10,6 mF

Facciamo presente che questi valori possono essere tranquillamente arrotondati.

FILTRO CROSSOVER 2 Vie 18 dB 4 ohm

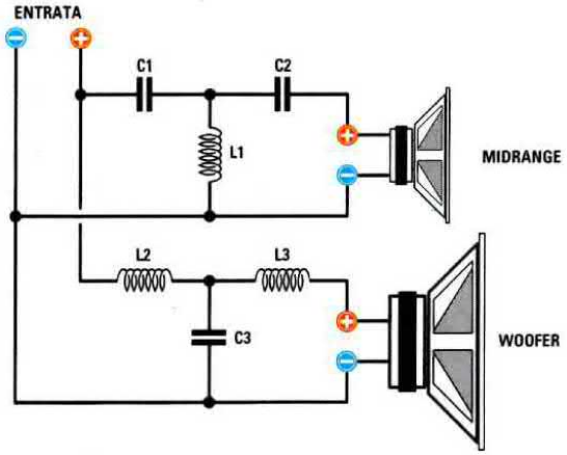


Fig.9 Schema elettrico di un filtro crossover a 2 vie con una attenuazione di 18 dB per ottava che possiamo utilizzare per pilotare degli altoparlanti da 4 ohm.
Nella Tabella N.3 sono riportati i valori delle induttanze e delle capacità richieste per le frequenze di taglio più utilizzate.
Le induttanze e le capacità inserite nei nostri kit e che trovate riportate sotto lo schema elettrico, sono calcolate per una frequenza di taglio di 2.200 Hz.
Lo schema pratico per realizzare questo filtro è riportato in fig.22.

ELENCO COMPONENTI AP2.184
per altoparlanti da 4 ohm

C1 = 12 microF. poliestere
C2 = 36,3 microF. poliestere
C3 = 24,2 microF. poliestere
L1 = 0,22 millihenry
L2 = 0,43 millihenry
L3 = 0,14 millihenry

TABELLA N.3 per Filtri 2 Vie - 18 dB x ottava - Altoparlanti da 4 ohm

Frequenza di taglio	Midrange			Woofer		
	L1	C1	C2	L2	L3	C3
2.000 Hz	0,24 mH	13,2 mF	39,8 mF	0,48 mH	0,15 mH	26,5 mF
2.100 Hz	0,23 mH	12,6 mF	37,9 mF	0,45 mH	0,14 mH	25,3 mF
2.200 Hz	0,22 mH	12,0 mF	36,2 mF	0,43 mH	0,14 mH	24,1 mF
2.300 Hz	0,21 mH	11,5 mF	34,6 mF	0,42 mH	0,13 mH	23,0 mF
2.400 Hz	0,20 mH	11,0 mF	33,2 mF	0,39 mH	0,13 mH	22,1 mF
2.500 Hz	0,19 mH	10,6 mF	31,8 mF	0,38 mH	0,12 mH	21,2 mF
2.600 Hz	0,18 mH	10,2 mF	30,6 mF	0,37 mH	0,12 mH	20,4 mF
2.700 Hz	0,17 mH	9,8 mF	29,5 mF	0,35 mH	0,11 mH	19,6 mF
2.800 Hz	0,17 mH	9,5 mF	28,4 mF	0,34 mH	0,11 mH	18,9 mF
2.900 Hz	0,16 mH	9,1 mF	27,4 mF	0,33 mH	0,11 mH	18,3 mF
3.000 Hz	0,16 mH	8,8 mF	26,5 mF	0,32 mH	0,10 mH	17,7 mF

FORMULE per CALCOLARE le INDUTTANZE e le CAPACITA'

Induttanza L1 in millihenry = (Z ohm : Hz) x 119,4
Capacità C1 in microfarad = 1.000.000 : (9,42 x Hz x Z ohm)
Capacità C2 in microfarad = 1.000.000 : (3,14 x Hz x Z ohm)
Induttanza L2 in millihenry = (Z ohm : Hz) x 238,8
Induttanza L3 in millihenry = (Z ohm : Hz) x 79,6
Capacità C3 in microfarad = 1.000.000 : (4,71 x Hz x Z ohm)

Nota: i valori delle **induttanze** e delle **capacità** possono essere arrotondati di un **5%** in **+/–**.

CROSSOVER a 3 VIE da 12 dB per OTTAVA

Utilizzando tre altoparlanti, cioè un **Woofer** per i **bassi**, un **Midrange** per i **medi** e un **Tweeter** per gli **acuti**, è necessario avere un filtro a **3 vie**.
Questo **crossover** è composto da un filtro **passa-basso** che pilota il **Woofer**, un filtro **passa-banda** che pilota il **Midrange** e un filtro **passa-alto** che pilota il **Tweeter** (vedi figg.10-11).

Per i filtri a **3 vie** si sceglie normalmente una frequenza d'incrocio **minima** di **500 Hz** per il **Woofer** e una frequenza d'incrocio **massima** di **4.000 Hz** per il **Tweeter**.

E' sottinteso che tutte le frequenze da **500** a **4.000 Hz** verranno riprodotte dall'altoparlante **Midrange**.

Nelle formule in cui appare la dicitura **Hz min.** si inserirà il valore della frequenza **minima** e in quelle in cui appare la dicitura **Hz max.** si inserirà il valore della frequenza **massima**.

Le due frequenze **minime** e **massime** non sono critiche: c'è infatti, chi preferisce scegliere come frequenza **minima** i **400 Hz** e come frequenza massima i **5.000 Hz** per lasciare al **Woofer** il compito di riprodurre le sole frequenze minori ai **400 Hz** e al **Tweeter** il compito di riprodurre le sole frequenze maggiori ai **5.000 Hz**.

Per calcolare i valori delle induttanze e delle capacità potete usare le seguenti formule:

Filtro Passa-Alto per il Tweeter

L1 mH = (Z ohm : Hz max.) x 225
C1 mF = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz max.)

Filtro Passa-Banda per il Midrange

L2 mH = (Z ohm : Hz min.) x 225
L3 mH = (Z ohm : Hz max.) x 225
C2 mF = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz min.)
C3 mF = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz max.)

Filtro Passa-Basso per il Woofer

L4 mH = (Z ohm : Hz min.) x 225
C4 mF = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz min.)

Esempio di calcolo

*Calcolare i valori di **induttanza** e **capacità** per un filtro crossover a **3 vie 12 dB x ottava**, idoneo per pilotare degli altoparlanti da **8 ohm**, utilizzando una **frequenza** d'incrocio **minima** di **500 Hz** e una **frequenza** d'incrocio **massima** di **4.000 Hz**.*

Filtro Passa-Alto per il Tweeter

L1 = (8 : 4.000) x 225 = 0,45 millihenry
C1 = 1.000.000 : (8,88 x 8 x 4.000) = 3,519 mF

Filtro Passa-Banda per il Midrange

L2 = (8 : 500) x 225 = 3,6 millihenry
L3 = (8 : 4.000) x 225 = 0,45 millihenry
C2 = 1.000.000 : (8,88 x 8 x 500) = 28,15 mF
C3 = 1.000.000 : (8,88 x 8 x 4.000) = 3,519 mF

Filtro Passa-Basso per il Woofer

L4 = (8 : 500) x 225 = 3,6 millihenry
C4 = 1.000.000 : (8,88 x 8 x 500) = 28,15 mF

Anche questi valori possono essere tranquillamente arrotondati, quindi per il condensatore **C1** da **3,519 microfarad** possiamo usare una capacità di **3,5 microfarad**, per i condensatori **C2** e **C4** da **28,15 microfarad** possiamo usare una capacità di **28 microfarad**, mentre per il condensatore **C3** da **3,51 microfarad** possiamo usare una capacità di **3,5 microfarad**.

FILTRO CROSSOVER 3 Vie 12 dB 8 ohm

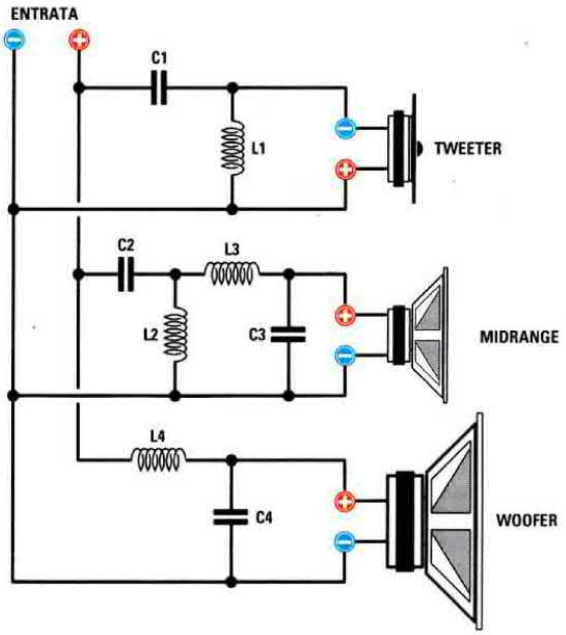


Fig.10 Schema elettrico di un filtro crossover a 3 vie con una attenuazione di 12 dB per ottava che possiamo utilizzare per pilotare degli altoparlanti da 8 ohm.
Nella Tabella N.4 sono riportati i valori delle induttanze e delle capacità richieste per le frequenze di taglio più utilizzate.
Le induttanze e le capacità inserite nei nostri kit sono calcolate per frequenze di taglio a 500 Hz e a 4.000 Hz.
Gli schemi pratici per realizzare questo filtro sono riportati nelle figg.26-28.

ELENCO COMPONENTI AP3.128
per altoparlanti da 8 ohm

C1 = 3,52 microF. poliestere
C2 = 28,2 microF. poliestere
C3 = 3,52 microF. poliestere
C4 = 28,2 microF. poliestere
L1 = 0,45 millihenry
L2 = 3,60 millihenry
L3 = 0,45 millihenry
L4 = 3,60 millihenry

TABELLA N.4 per Filtri 3 Vie - 12 dB x ottava - Altoparlanti da 8 ohm

Frequenza		Tweeter		Midrange				Woofer	
min.	max.	C1	L1	C2	L2	C3	L3	L4	C4
300 Hz	4.000 Hz	3,52 mF	0,45 mH	46,9 mF	6,0 mH	3,52 mF	0,45 mH	6,0 mH	46,9 mF
400 Hz	4.000 Hz	3,52 mF	0,45 mH	35,2 mF	4,5 mH	3,52 mF	0,45 mH	4,5 mH	35,2 mF
500 Hz	4.000 Hz	3,52 mF	0,45 mH	28,1 mF	3,6 mH	3,52 mF	0,45 mH	3,6 mH	28,1 mF
300 Hz	5.000 Hz	2,81 mF	0,36 mH	46,9 mF	6,0 mH	2,81 mF	0,36 mH	6,0 mH	46,9 mF
400 Hz	5.000 Hz	2,81 mF	0,36 mH	35,2 mF	4,5 mH	2,81 mF	0,36 mH	4,5 mH	35,2 mF
500 Hz	5.000 Hz	2,81 mF	0,36 mH	28,1 mF	3,6 mH	2,81 mF	0,36 mH	3,6 mH	28,1 mF
300 Hz	6.000 Hz	2,35 mF	0,30 mH	46,9 mF	6,0 mH	2,35 mF	0,30 mH	6,0 mH	46,9 mF
400 Hz	6.000 Hz	2,35 mF	0,30 mH	35,2 mF	4,5 mH	2,35 mF	0,30 mH	4,5 mH	35,2 mF
500 Hz	6.000 Hz	2,35 mF	0,30 mH	28,1 mF	3,6 mH	2,35 mF	0,30 mH	3,6 mH	28,1 mF

FORMULE per CALCOLARE le INDUTTANZE e le CAPACITA'

passa-alto C1 in microfarad = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz max.)
passa-alto L1 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 225

passa-banda C2 in microfarad = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz min.)
passa-banda L2 in millihenry = (Z ohm : Hz min.) x 225
passa-banda C3 in microfarad = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz max.)
passa-banda L3 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 225

passa-basso L4 in millihenry = (Z ohm : Hz min.) x 225
passa-basso C4 in microfarad = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz min.)

Nota: i valori delle **induttanze** e delle **capacità** possono essere arrotondati di un **5%** in **+/–**.

FILTRO CROSSOVER 3 Vie 12 dB 4 ohm

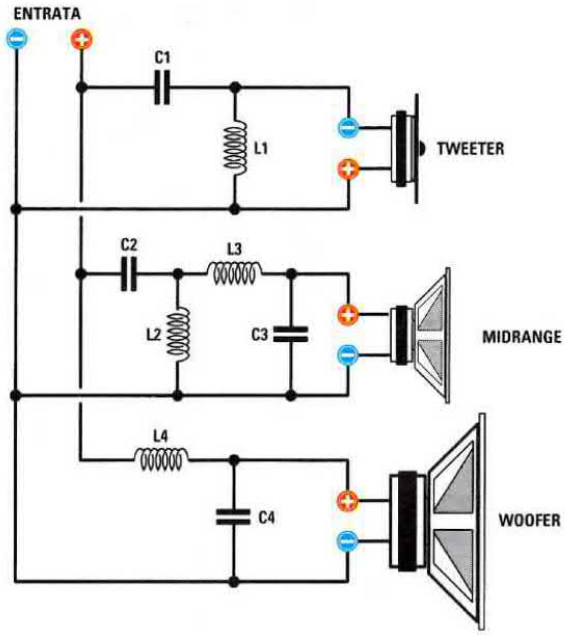


Fig.11 Schema elettrico di un filtro crossover a 3 vie con una attenuazione di 12 dB per ottava, che possiamo utilizzare per pilotare degli altoparlanti da 4 ohm.
Nella Tabella N.5 sono riportati i valori delle induttanze e delle capacità richieste per le frequenze di taglio più utilizzate.
Le induttanze e le capacità inserite nei nostri kit sono calcolate per frequenze di taglio a 500 Hz e a 4.000 Hz.
Gli schemi pratici per realizzare questo filtro sono riportati nelle figg.29-31.

ELENCO COMPONENTI AP3.124
per altoparlanti da 4 ohm

C1 = 6,9 microF. poliestere
C2 = 56,4 microF. poliestere
C3 = 6,9 microF. poliestere
C4 = 56,4 microF. poliestere
L1 = 0,23 millihenry
L2 = 1,80 millihenry
L3 = 0,23 millihenry
L4 = 1,80 millihenry

TABELLA N.5 per Filtri 3 Vie - 12 dB x ottava - Altoparlanti da 4 ohm

Frequenza		Tweeter		Midrange				Woofer	
min.	max.	C1	L1	C2	L2	C3	L3	L4	C4
300 Hz	4.000 Hz	7,0 mF	0,23 mH	93,8 mF	3,0 mH	7,0 mF	0,23 mH	3,0 mH	93,8 mF
400 Hz	4.000 Hz	7,0 mF	0,23 mH	70,4 mF	2,3 mH	7,0 mF	0,23 mH	2,3 mH	70,4 mF
500 Hz	4.000 Hz	7,0 mF	0,23 mH	56,3 mF	1,8 mH	7,0 mF	0,23 mH	1,8 mH	56,3 mF
300 Hz	5.000 Hz	5,6 mF	0,18 mH	93,8 mF	3,0 mH	5,6 mF	0,18 mH	3,0 mH	93,8 mF
400 Hz	5.000 Hz	5,6 mF	0,18 mH	70,4 mF	2,3 mH	5,6 mF	0,18 mH	2,3 mH	70,4 mF
500 Hz	5.000 Hz	5,6 mF	0,18 mH	56,3 mF	1,8 mH	5,6 mF	0,18 mH	1,8 mH	56,3 mF
300 Hz	6.000 Hz	4,7 mF	0,15 mH	93,8 mF	3,0 mH	4,7 mF	0,15 mH	3,0 mH	93,8 mF
400 Hz	6.000 Hz	4,7 mF	0,15 mH	70,4 mF	2,3 mH	4,7 mF	0,15 mH	2,3 mH	70,4 mF
500 Hz	6.000 Hz	4,7 mF	0,15 mH	56,3 mF	1,8 mH	4,7 mF	0,15 mH	1,8 mH	56,3 mF

FORMULE per CALCOLARE le INDUTTANZE e le CAPACITA'

passa-alto C1 in microfarad = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz max.)
passa-alto L1 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 225

passa-banda C2 in microfarad = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz min.)
passa-banda L2 in millihenry = (Z ohm : Hz min.) x 225
passa-banda C3 in microfarad = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz max.)
passa-banda L3 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 225

passa-basso L4 in millihenry = (Z ohm : Hz min.) x 225
passa-basso C4 in microfarad = 1.000.000 : (8,88 x Z ohm x Hz min.)

Nota: i valori delle **induttanze** e delle **capacità** possono essere arrotondati di un **5%** in **+/–**.

CROSSOVER a 3 VIE da 18 dB per OTTAVA

Anche il filtro **crossover** a **18 dB x ottava** è leggermente complesso (vedi fig.12 e fig.14), perché richiede più **induttanze** e più **capacità**. Anche per questo filtro abbiamo due **frequenze di incrocio** indicate **Hz min.** e **Hz max.**

Hz min. = è la **frequenza d'incrocio minima** che normalmente si sceglie sui **500 hertz**.

Hz max. = è la **frequenza d'incrocio massima** che normalmente si sceglie sui **4.000 hertz**.

Le formule per calcolare i valori delle induttanze e delle capacità sono le seguenti:

Filtro Passa-Alto per il Tweeter

L1 mH = (Z ohm : Hz max.) x 119,4
C1 mF = 1.000.000 : (9,42 x Z ohm x Hz max.)
C2 mF = 1.000.000 : (3,14 x Z ohm x Hz max.)

Filtro Passa-Banda per il Midrange

L2 mH = (Z ohm : Hz min.) x 119,4
L3 mH = (Z ohm : Hz max.) x 238,8
L4 mH = (Z ohm : Hz max.) x 79,6
C3 mF = 1.000.000 : (9,42 x Z ohm x Hz min.)
C4 mF = 1.000.000 : (3,14 x Z ohm x Hz min.)
C5 mF = 1.000.000 : (4,71 x Z ohm x Hz max.)

Filtro Passa-Basso per il Woofer

L5 mH = (Z ohm : Hz min.) x 238,8
L6 mH = (Z ohm : Hz min.) x 79,6
C6 mF = 1.000.000 : (4,71 x Z ohm x Hz min.)

Esempio di calcolo

*Calcolare i valori di **induttanza** e **capacità** per un filtro crossover a **3 vie 18 dB x ottava**, idoneo per pilotare degli altoparlanti da **8 ohm**, utilizzando una **frequenza** d'incrocio **minima** di **500 Hz** e una frequenza di incrocio **massima** di **4.000 Hz**.*

Filtro Passa-Alto per il Tweeter

L1 = (8 : 4.000) x 119,4 = 0,238 milliH
C1 = 1.000.000 : (9,42 x 8 x 4.000) = 3,31 mF
C2 = 1.000.000 : (3,14 x 8 x 4.000) = 9,95 mF

Nota: il valore della bobina da **0,238 millihenry** può essere arrotondato a **0,24 millihenry**, quello del condensatore da **3,31 microfarad** a **3,3 microfarad** e quello del condensatore da **9,95 microfarad** a **10 microfarad**.

Filtro Passa-Banda per il Midrange

L2 = (8 : 500) x 119,4 = 1,91 millihenry
L3 = (8 : 4.000) x 238,8 = 0,477 millihenry
L4 = (8 : 4.000) x 79,6 = 0,159 millihenry
C3 = 1.000.000 : (9,42 x 8 x 500) = 26,5 mF
C4 = 1.000.000 : (3,14 x 8 x 500) = 79,6 mF
C5 = 1.000.000 : (4,71 x 8 x 4.000) = 6,63 mF

Nota: il valore della bobina da **1,91 millihenry** può essere arrotondato a **1,9 millihenry**, quello da **0,477 millihenry** può essere arrotondato a **0,48 millihenry**, quello da **0,159 millihenry** a **0,16 millihenry**. La capacità del condensatore da **79,6 microfarad** può essere arrotondata a **80 microfarad** e quella da **6,63 microF.** a **6,6** o **6,65 microF.**.

Filtro Passa-Basso per il Woofer

L5 = (8 : 500) x 238,8 = 3,82 millihenry
L6 = (8 : 500) x 79,6 = 1,27 millihenry
C6 = 1.000.000 : (4,71 x 8 x 500) = 53 mF

Nota: il valore della bobina da **3,82 millihenry** può essere arrotondato a **3,8 millihenry**, quello da **1,27 millihenry** a **1,3 millihenry**.

L'ATTENUAZIONE PER OTTAVA

Finora abbiamo visto che l'attenuazione si esprime in **decibel** e che graficamente essa corrisponde a una curva che, dopo un tratto **rettilineo** equivalente a **0 dB**, inizia a scendere verso il **basso** in modo più o meno accentuato.

Osservando le figg.4-5 si può vedere chiaramente che nei crossover a **12 dB x ottava** la curva scende in modo più **blando**, mentre in quelli a **18 dB x ottava** la curva scende in modo molto più **ripido**.

A questo punto vi ricordiamo che le **ottave** corrispondono alla **frequenza d'incrocio** moltiplicata per **2-4-8-16** ecc. oppure divisa per **2-4-8-16** ecc.

Quindi se prendiamo come riferimento una frequenza di taglio di **2.000 Hz**, la **prima** ottava **superiore** si troverà a **4.000 Hz**, la **seconda** ottava a **8.000 Hz**, la **terza** ottava a **16.000 Hz**.

La **prima** ottava **inferiore** si troverà a **1.000 Hz**, la **seconda** ottava a **500 Hz**, la **terza** ottava a **250 Hz** e la **quarta** ottava a **125 Hz**.

Quando si parla di un'attenuazione di **12 dB per ottava** si intende che per ogni **ottava** superiore o inferiore il segnale viene attenuato di **12 decibel**.

FILTRO CROSSOVER 3 Vie 18 dB 8 ohm

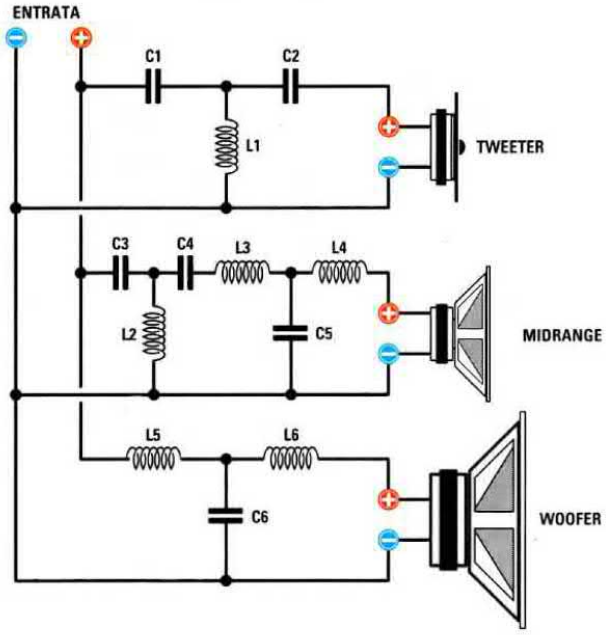


Fig.12 Schema elettrico di un filtro crossover a 3 vie con una attenuazione di 18 dB per ottava, che possiamo utilizzare per pilotare degli altoparlanti da 8 ohm.
Nella Tabella N.6, visibile sulla destra, sono riportati i valori delle induttanze e delle capacità richieste per le frequenze di taglio più utilizzate. Le induttanze e le capacità inserite nei nostri kit sono calcolate per frequenze di taglio a 500 Hz e a 4.000 Hz. Gli schemi pratici per realizzare questo filtro sono riportati nella fig.32.

ELENCO COMPONENTI AP3.188
per altoparlanti da 8 ohm

C1 = 3,32 microF. poliestere
C2 = 10 microF. poliestere
C3 = 26,7 microF. poliestere
C4 = 80 microF. poliestere
C5 = 6,6 microF. poliestere
C6 = 53 microF. poliestere
L1 = 0,24 millihenry
L2 = 1,90 millihenry
L3 = 0,48 millihenry
L4 = 0,16 millihenry
L5 = 3,80 millihenry
L6 = 1,30 millihenry

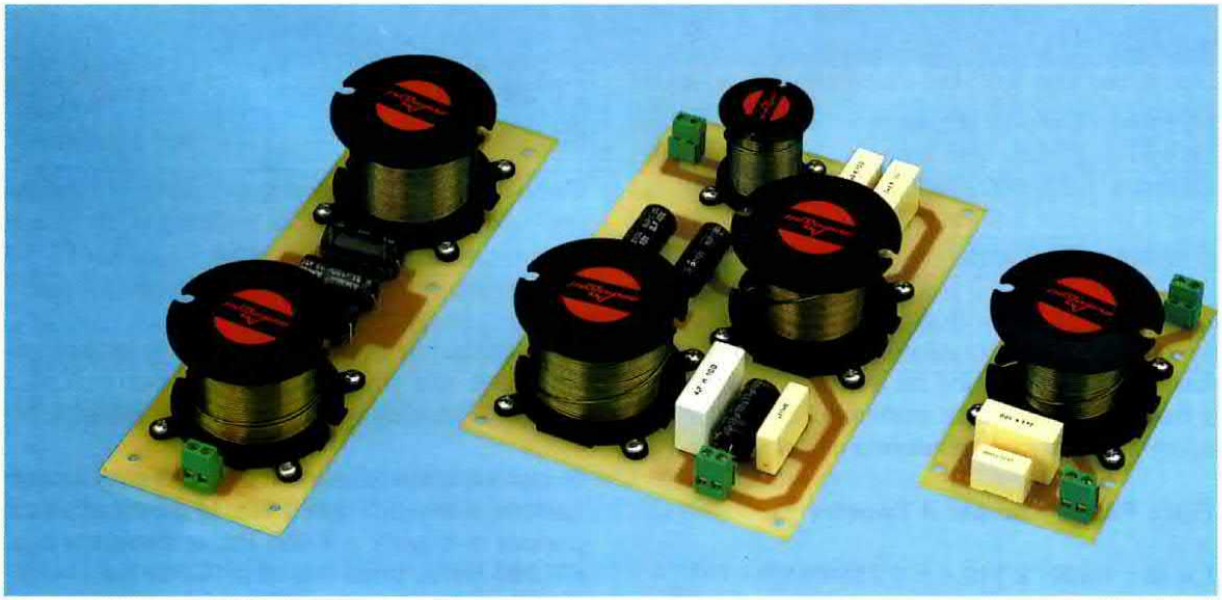


Fig.13 I filtri crossover a 3 vie, sia per gli 8 ohm sia per i 4 ohm, vengono montati su tre separati circuiti stampati. Un circuito serve per pilotare il Tweeter, un altro per pilotare il Midrange e il terzo per pilotare il Woofer. Se avete degli altoparlanti da 8 ohm vi occorrono i kit siglati AP3.188/T - AP3.188/M - AP3.188/W (la sigla AP3 indica un 3 vie, il numero 188 indica che è per i 18 dB su 8 ohm, mentre la lettera indica il tipo di altoparlante: quindi T-M-W stanno per Tweeter, Midrange e Woofer). Se avete degli altoparlanti da 4 ohm dovete richiedere i kit siglati AP3.184/T - AP3.184/M - AP3.184/W.

TABELLA N.6 per Filtri 3 Vie - 18 dB x ottava - Altoparlanti da 8 ohm

Frequenza		Tweeter			Woofer		
min.	max.	C1	C2	L1	L5	L6	C6
300 Hz	4.000 Hz	3,32 mF	9,95 mF	0,24 mH	6,4 mH	2,1 mH	88,5 mF
400 Hz	4.000 Hz	3,32 mF	9,95 mF	0,24 mH	4,8 mH	1,6 mH	66,3 mF
500 Hz	4.000 Hz	3,32 mF	9,95 mF	0,24 mH	3,8 mH	1,3 mH	53,1 mF
300 Hz	4.000 Hz	3,32 mF	9,95 mF	0,24 mH	6,4 mH	2,1 mH	88,5 mF
400 Hz	4.000 Hz	3,32 mF	9,95 mF	0,24 mH	4,8 mH	1,6 mH	66,3 mF
500 Hz	4.000 Hz	3,32 mF	9,95 mF	0,24 mH	3,8 mH	1,3 mH	53,1 mF
300 Hz	6.000 Hz	2,21 mF	6,63 mF	0,16 mH	6,4 mH	2,1 mH	88,5 mF
400 Hz	6.000 Hz	2,21 mF	6,63 mF	0,16 mH	4,8 mH	1,6 mH	66,3 mF
500 Hz	6.000 Hz	2,21 mF	6,63 mF	0,16 mH	3,8 mH	1,3 mH	53,1 mF

Frequenza		Midrange					
min.	max.	C3	C4	L2	L3	L4	C5
300 Hz	4.000 Hz	44,2 mF	133 mF	3,2 mH	0,48 mH	0,16 mH	6,6 mF
400 Hz	4.000 Hz	33,2 mF	99,5 mF	2,4 mH	0,48 mH	0,16 mH	6,6 mF
500 Hz	4.000 Hz	26,5 mF	79,6 mF	1,9 mH	0,48 mH	0,16 mH	6,6 mF
300 Hz	5.000 Hz	44,2 mF	133 mF	3,2 mH	0,38 mH	0,13 mH	5,3 mF
400 Hz	5.000 H	33,2 mF	99,5 mF	2,4 mH	0,38 mH	0,13 mH	5,3 mF
500 Hz	5.000 Hz	26,5 mF	79,6 mF	1,9 mH	0,38 mH	0,13 mH	5,3 mF
300 Hz	6.000 Hz	44,2 mF	133 mF	3,2 mH	0,32 mH	0,10 mH	4,4 mF
400 Hz	6.000 Hz	33,2 mF	99,5 mF	2,4 mH	0,32 mH	0,10 mH	4,4 mF
500 Hz	6.000 Hz	26,5 mF	79,6 mF	1,9 mH	0,32 mH	0,10 mH	4,4 mF

FORMULE per CALCOLARE le INDUTTANZE e le CAPACITA'

passa-alto C1 in microfarad = 1.000.000 : (9,42 x Z ohm x Hz max.)
passa-alto C2 in microfarad = 1.000.000 : (3,14 x Z ohm x Hz max.)
passa-alto L1 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 119,4

passa-banda C3 in microfarad = 1.000.000 : (9,42 x Z ohm x Hz min.)
passa-banda C4 in microfarad = 1.000.000 : (3,14 x Z ohm x Hz min.)
passa-banda L2 in millihenry = (Z ohm : Hz min.) x 119,4
passa-banda L3 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 238,8
passa-banda L4 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 79,6
passa-banda C5 in microfarad = 1.000.000 : (4,71 x Z ohm x Hz max.)

passa-basso L5 in millihenry = (Z ohm x Hz min.) : 238,8
passa-basso L6 in millihenry = (Z ohm : Hz min.) x 79,6
passa-basso C6 in microfarad = 1.000.000 : (4,71 x Z ohm x Hz min.)

Nota: i valori delle **induttanze** e delle **capacità** possono essere arrotondati di un **5%** in **+/–**.

FILTRO CROSSOVER 3 Vie 18 dB 4 ohm

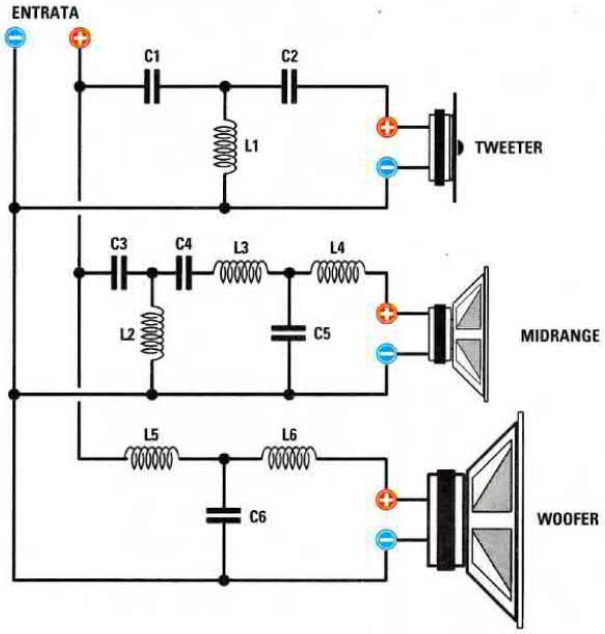


Fig.14 Schema elettrico di un filtro crossover a 3 vie con una attenuazione di 18 dB per ottava che possiamo utilizzare per pilotare degli altoparlanti da 4 ohm.
Nella Tabella N.7, visibile sulla destra, sono riportati i valori delle induttanze e delle capacità richieste per le frequenze di taglio più utilizzate. Le induttanze e le capacità inserite nei nostri kit sono calcolate per frequenze di taglio a 500 Hz e a 4.000 Hz. Gli schemi pratici per realizzare questo filtro sono riportati nella fig.33.

ELENCO COMPONENTI AP3.184
per altoparlanti da 4 ohm

C1 = 6,6 microF. poliestere
C2 = 20 microF. poliestere
C3 = 53 microF. poliestere
C4 = 160 microF. poliestere
C5 = 13,3 microF. poliestere
C6 = 106,6 microF. poliestere
L1 = 0,12 millihenry
L2 = 0,90 millihenry
L3 = 0,24 millihenry
L4 = 0,08 millihenry
L5 = 1,90 millihenry
L6 = 0,60 millihenry

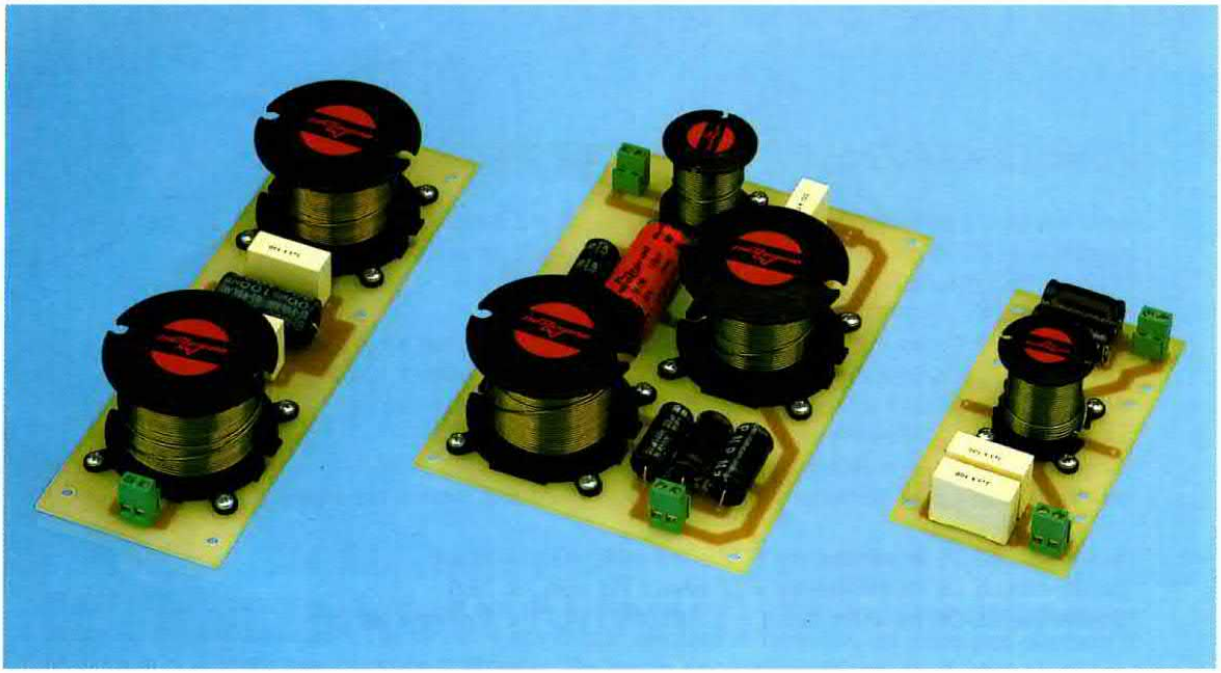


Fig.15 Foto del filtro crossover da 18 dB per altoparlanti Tweeter - Midrange - Woofer da 4 ohm. Nella Tabella N.8 abbiamo riportato i valori e i codici delle induttanze disponibili che potrebbero servirvi nel caso voleste realizzare dei filtri crossover con una frequenza di taglio diversa da quella da noi scelta.

TABELLA N.7 per Filtri 3 Vie - 18 dB x ottava - Altoparlanti da 4 ohm

Frequenza min.	Frequenza max.	Tweeter C1	Tweeter C2	Tweeter L1	Woofer L5	Woofer L6	Woofer C6
300 Hz	4.000 Hz	6,63 mF	19,9 mF	0,12 mH	3,2 mH	1,1 mH	177 mF
400 Hz	4.000 Hz	6,63 mF	19,9 mF	0,12 mH	2,4 mH	0,8 mH	133 mF
500 Hz	4.000 Hz	6,63 mF	19,9 mF	0,12 mH	1,9 mH	0,6 mH	106 mF
300 Hz	5.000 Hz	5,30 mF	15,9 mF	0,10 mH	3,2 mH	1,1 mH	177 mF
400 Hz	5.000 Hz	5,30 mF	15,9 mF	0,10 mH	2,4 mH	0,8 mH	133 mF
500 Hz	5.000 Hz	5,30 mF	15,9 mF	0,10 mH	1,9 mH	0,6 mH	106 mF
300 Hz	6.000 Hz	4,42 mF	13,3 mF	0,08 mH	3,2 mH	1,1 mH	177 mF
400 Hz	6.000 Hz	4,42 mF	13,3 mF	0,08 mH	2,4 mH	0,8 mH	133 mF
500 Hz	6.000 Hz	4,42 mF	13,3 mF	0,08 mH	1,9 mH	0,6 mH	106 mF

Frequenza min.	Frequenza max.	Midrange C3	Midrange C4	Midrange L2	Midrange L3	Midrange L4	Midrange C5
300 Hz	4.000 Hz	88,5 mF	265 mF	1,6 mH	0,24 mH	0,08 mH	13,3 mF
400 Hz	4.000 Hz	66,3 mF	199 mF	1,2 mH	0,24 mH	0,08 mH	13,3 mF
500 Hz	4.000 Hz	53,0 mF	159 mF	0,9 mH	0,24 mH	0,08 mH	13,3 mF
300 Hz	5.000 Hz	88,5 mF	265 mF	1,6 mH	0,19 mH	0,06 mH	10,6 mF
400 Hz	5.000 Hz	66,3 mF	199 mF	1,2 mH	0,19 mH	0,06 mH	10,6 mF
500 Hz	5.000 Hz	53,0 mF	159 mF	0,9 mH	0,19 mH	0,06 mH	10,6 mF
300 Hz	6.000 Hz	88,5 mF	265 mF	1,6 mH	0,16 mH	0,05 mH	8,8 mF
400 Hz	6.000 Hz	66,3 mF	199 mF	1,2 mH	0,16 mH	0,05 mH	8,8 mF
500 Hz	6.000 Hz	53,0 mF	159 mF	0,9 mH	0,16 mH	0,05 mH	8,8 mF

FORMULE per CALCOLARE le INDUTTANZE e le CAPACITA'

passa-alto C1 in microfarad = 1.000.000 : (9,42 x Z ohm x Hz max.)
passa-alto C2 in microfarad = 1.000.000 : (3,14 x Z ohm x Hz max.)
passa-alto L1 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 119,4

passa-banda C3 in microfarad = 1.000.000 : (9,42 x Z ohm x Hz min.)
passa-banda C4 in microfarad = 1.000.000 : (3,14 x Z ohm x Hz min.)
passa-banda L2 in millihenry = (Z ohm : Hz min.) x 119,4
passa-banda L3 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 238,8
passa-banda L4 in millihenry = (Z ohm : Hz max.) x 79,6
passa-banda C5 in microfarad = 1.000.000 : (4,71 x Z ohm x Hz max.)

passa-basso L5 in millihenry = (Z ohm x Hz min.) : 238,8
passa-basso L6 in millihenry = (Z ohm : Hz min.) x 79,6
passa-basso C6 in microfarad = 1.000.000 : (4,71 x Z ohm x Hz min.)

Nota: i valori delle **induttanze** e delle **capacità** possono essere arrotondati di un **5%** in **+/–**.

Fig.16 Gli altoparlanti chiamati Woofer, che risultano idonei a riprodurre fedelmente tutte le frequenze dei Bassi e Medio-Bassi, hanno un diametro elevato. Quelli chiamati Midrange, che hanno un diametro minore, risultano idonei a riprodurre le sole frequenze dei Medi o Medio-Acuti, mentre quelli chiamati Tweeter, che hanno un diametro molto piccolo, risultano idonei a riprodurre le sole frequenze degli Acuti o Super Acuti.

Per la **frequenza d'incrocio** di **2.200 Hz**, da noi scelta per i filtri **crossover** a **12 dB/ottava**, otterremo, per le ottave **superiori**, queste attenuazioni:

4.400 Hz = 12 dB
8.800 Hz = 24 dB
17.600 Hz = 36 dB

e per le ottave **inferiori** queste attenuazioni:

1.100 Hz = 12 dB
550 Hz = 24 dB
275 Hz = 36 dB

Se diamo un'occhiata a una **Tabella** dei **dB** e alla relativa **attenuazione** in **potenza**, possiamo quantificare quanti **watt** giungeranno ai **singoli altoparlanti** per ogni **ottava**.

12 dB = la **potenza** va divisa per **15,85**
18 dB = la **potenza** va divisa per **63,10**
24 dB = la **potenza** va divisa per **251**
36 dB = la **potenza** va divisa per **3.981**

Nell'ipotesi che l'**amplificatore** eroghi una potenza di **60 watt** e nelle Casse Acustiche sia stato inserito un **crossover** da **12 dB x ottava**, tutte le ottave **superiori** a **2.200 hertz** giungeranno al **Woofer** con queste potenze:

4.400 Hz (60 : 15,85 = 3,78 watt) –12 dB
8.800 Hz (60 : 251 = 0,24 watt) –24 dB
17.600 Hz (60 : 3.981 = 0,015 watt) –36 dB

Analogamente sul **Tweeter** tutte le ottave **inferiore** a **2.200 Hz** giungeranno con queste potenze:

1.100 Hz (60 : 15,85 = 3,78 watt) –12 dB
550 Hz (60 : 251 = 0,24 watt) –24 dB
275 Hz (60 : 3.981 = 0,015 watt) –36 dB

Se nelle Casse Acustiche abbiamo inserito un **crossover** da **18 dB x ottava**, tutte le ottave **superiori** a **2.200 hertz** giungeranno al **Woofer** con queste potenze:

4.400 Hz (60 : 63,10 = 0,95 watt) –18 dB
8.800 Hz (60 : 3.981 = 0,015 watt) –36 dB

Analogamente sul **Tweeter** tutte le ottave **inferiore** a **2.200 Hz** giungeranno con queste potenze:

1.100 Hz (60 : 63,10 = 0,95 watt) –18 dB
550 Hz (60 : 3.981 = 0,015 watt) –36 dB

Quindi i filtri **crossover**, attenuando la **potenza** delle **ottave superiori** e **inferiori**, non fanno giungere agli altoparlanti **Woofer**, **Midrange**, **Tweeter** le frequenze che **non** sono in grado di riprodurre.

POLARITÀ dei FILTRI e degli ALTOPARLANTI

Sui terminali d'ingresso e di uscita di ogni **filtro crossover** è sempre specificata la polarità **+/–** che bisogna rispettare per poter collegare in **fase** tutti gli **altoparlanti** presenti nella Cassa Acustica.

Anche negli altoparlanti **Woofer** e **Midrange** è sempre contrassegnato il terminale **positivo**, indicazione che va rispettata nel collegamento perché in presenza di un segnale **positivo** il **cono** di un altoparlante si muove verso l'**esterno** e in presenza di un segnale **negativo** si muove verso l'**interno** (vedi fig.17).

Se abbiamo due Casse Acustiche e gli altoparlanti **non** risultano collegati in **fase**, in presenza di un segnale **positivo** i coni di una Cassa Acustica si sposteranno verso l'**esterno**, mentre quelli presenti nella seconda Cassa Acustica si sposteranno verso l'**interno** e in queste condizioni otterremo un **suono** molto **attenuato**, perché due **identici** segnali in **opposizione** di **fase** si attenuano.
Quindi quando collegate l'**uscita** di un **filtro** ai terminali di un **altoparlante** dovete sempre rispettare la loro polarità.

Negli altoparlanti il terminale **positivo** può essere indicato con il segno **+** oppure con un punto **rosso**.

Se sul vostro altoparlante **non** è indicata la polarità, potrete facilmente individuarla utilizzando una normale **pila** da **4,5 volt**.

Se collegando la **pila** sui terminali dell'altoparlante come visibile in fig.17 constatate che il **cono** si sposta verso l'**interno**, invertite la polarità delle pila e noterete che il cono si sposterà verso l'**esterno**.
Quando il **cono** si sposta verso l'**esterno** contrassegnate con un **+** il terminale a cui avete collegato il **positivo** della **pila**.

Solo per gli altoparlanti **Tweeter** non è necessario rispettare alcuna polarità.

LA SCELTA DELL'ALTOPARLANTE

Quando si utilizzano dei crossover a **2 vie** è necessario prestare molta attenzione alla scelta degli altoparlanti per i **medio-bassi** e i **medio-acuti**.

Poiché abbiamo scelto una frequenza di taglio di **2.200 Hz** dovremo scegliere un **medio-basso** in grado di riprodurre una frequenza **massima** di

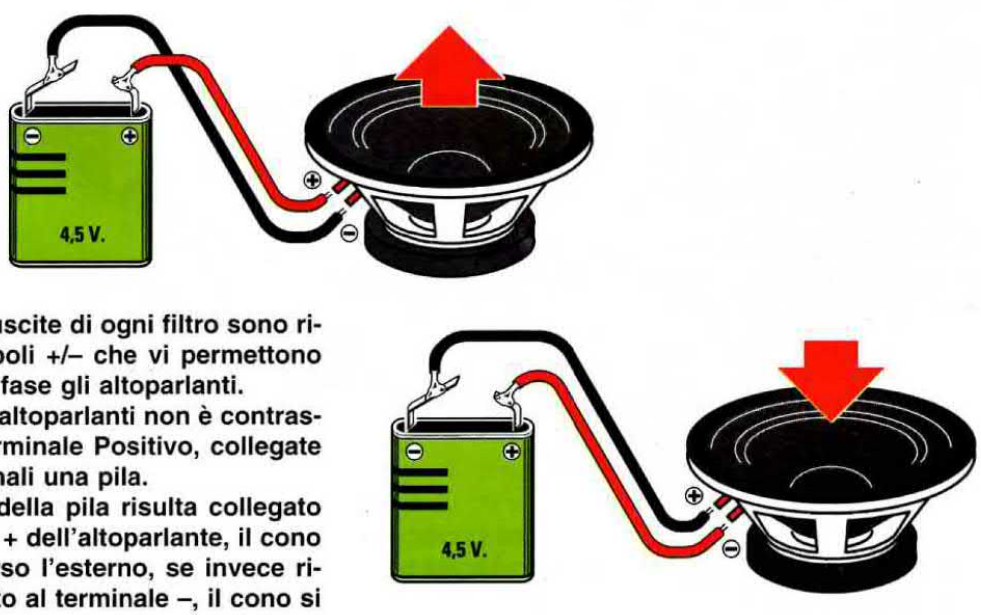


**Fig.17 Sulle uscite di ogni filtro sono riportati i simboli +/– che vi permettono di mettere in fase gli altoparlanti.
Se nei vostri altoparlanti non è contrassegnato il terminale Positivo, collegate ai suoi terminali una pila.
Quando il + della pila risulta collegato sul terminale + dell'altoparlante, il cono si sposta verso l'esterno, se invece risulta collegato al terminale –, il cono si sposta verso l'interno.**

2.500 Hz e un **medio-acuto** in grado di riprodurre una frequenza **minima** di **1.500 Hz**.

Per i crossover a **3 vie**, poiché abbiamo previsto una prima frequenza d'incrocio tra **Woofer** e **Midrange** sui **500 Hz** circa e una seconda frequenza d'incrocio tra **Midrange** e **Tweeter** sui **4.000 Hz**, non avremo problemi perché qualunque **Woofer** è in grado di riprodurre qualsiasi frequenza fino a **800-1.000 Hz** e il **Tweeter** tutte le frequenze che risultano maggiori di **3.000 Hz**.
Inoltre qualsiasi altoparlante **Midrange** è in grado di riprodurre tutte le frequenze da **300** a **6.000 Hz**.

LE INDUTTANZE

I valori di **induttanza** che abbiamo attualmente disponibili sono riportati nella **Tabella N.8**.

Se vi occorrono delle **induttanze** con dei valori fuori **standard** che non riuscite a reperire in commercio, potete risolvere il problema **svolgendo** da una bobina che abbia una induttanza **maggiore** qualche spira fino ad ottenere i **millihenry** richiesti.

LA MASSIMA POTENZA

La massima potenza che possiamo applicare alle bobine di questi filtri crossover può raggiungere e superare anche picchi di **180 watt**.

TABELLA N.8

Modello bobina	Valore induttanza	Costo in Lire	Costo in Euro
ZB.008	0,08 millihenry	Lire 6.000	Euro 3,10
ZB.012	0,12 millihenry	Lire 6.000	Euro 3,10
ZB.014	0,14 millihenry	Lire 6.000	Euro 3,10
ZB.016	0,16 millihenry	Lire 6.500	Euro 3,36
ZB.022	0,22 millihenry	Lire 6.500	Euro 3,36
ZB.023	0,23 millihenry	Lire 6.500	Euro 3,36
ZB.024	0,24 millihenry	Lire 7.000	Euro 3,62
ZB.028	0,28 millihenry	Lire 7.000	Euro 3,62
ZB.041	0,41 millihenry	Lire 7.000	Euro 3,62
ZB.043	0,43 millihenry	Lire 7.500	Euro 3,87
ZB.045	0,45 millihenry	Lire 7.500	Euro 3,87
ZB.048	0,48 millihenry	Lire 7.500	Euro 3,87
ZB.060	0,60 millihenry	Lire 8.000	Euro 4,13
ZB.082	0,82 millihenry	Lire 8.500	Euro 4,39
ZB.087	0,87 millihenry	Lire 10.500	Euro 5,42
ZB.090	0,90 millihenry	Lire 10.500	Euro 5,42
ZB.13	1,30 millihenry	Lire 11.500	Euro 5,94
ZB.18	1,80 millihenry	Lire 11.500	Euro 5,94
ZB.19	1,90 millihenry	Lire 12.500	Euro 6,46
ZB.36	3,60 millihenry	Lire 16.000	Euro 8,26
ZB.38	3,80 millihenry	Lire 16.000	Euro 8,26

Fig.18 Nella Tabella N.8 trovate tutti i codici delle induttanze disponibili complete del loro valore in millihenry. Ora che conoscete tutte le formule per calcolare il valore delle induttanze e delle capacità, sarà per voi molto facile realizzare dei filtri crossover con una frequenza di taglio diversa da quella da noi scelta per i nostri filtri.

REALIZZAZIONE PRATICA
FILTRI 2 Vie 12 dB x ottava (vedi figg.19-20)

Per la realizzazione di questo crossover vi forniamo un circuito stampato monofaccia già forato e completo di disegno serigrafico, idoneo a ricevere **2 bobine** e **6 condensatori**, che collegati in parallelo vi permetteranno di ottenere la **totale capacità** richiesta dal filtro.

CROSSOVER per ALTOPARLANTI da 8 OHM

Il kit siglato **AP2.128** comprende due bobine da **0,82 millihenry** e tre coppie di condensatori da **4,7 microfarad - 1,5 microfarad - 0,22 microfarad**, che collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **6,42 microfarad**:

C1-C2 = 4,7 + 1,5 + 0,22 = 6,42 microfarad

Con questi valori di induttanze e di capacità si ottiene un filtro crossover con una **frequenza d'incrocio** sui **2.200 Hz**.

Il codice **AP2.128** indica che il filtro è un **2 vie** con un'attenuazione di **12 dB x ottava** idoneo per altoparlanti da **8 ohm**.

Coloro che volessero realizzare dei filtri crossover con una diversa **frequenza d'incrocio** potranno consultare la **Tabella N.1** per conoscere i valori delle **induttanze** e delle **capacità** da utilizzare.

Qualcuno potrebbe obiettare che i circuiti stampati disegnati per questi filtri crossover hanno delle dimensioni esagerate.
Purtroppo **non** è consigliabile ridurle, perché se si avvicinano ulteriormente, le due bobine potrebbero influenzarsi a vicenda.

CROSSOVER per ALTOPARLANTI da 4 OHM

Il kit siglato **AP2.124** comprende due bobine da **0,41 millihenry** e tre coppie di condensatori da **4,7 microfarad - 4,7 microfarad** e **3,3 microfarad** che, collegati in parallelo, vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **12,7 microfarad**:

C1-C2 = 4,7 + 4,7 + 3,3 = 12,7 microfarad

Con questi valori di induttanze e di capacità si ottiene un filtro crossover con una **frequenza d'incrocio** sui **2.200 Hz**.

Il codice **AP2.124** indica che il filtro è un **2 vie** con un'attenuazione di **12 dB x ottava** idoneo per altoparlanti da **4 ohm**.

REALIZZAZIONE PRATICA
FILTRI 2 Vie 18 dB x ottava (vedi figg.21-22)

Per la realizzazione di questo crossover vi forniamo un circuito stampato monofaccia già forato e completo di disegno serigrafico, idoneo a ricevere **3 bobine** e **più condensatori**, che collegati in parallelo vi permetteranno di ottenere la **totale capacità** richiesta dal filtro.

CROSSOVER per ALTOPARLANTI da 8 OHM

Il kit siglato **AP2.188** comprende una bobina da **0,43 millihenry** per l'altoparlante **Midrange**, una bobina da **0,87 millihenry** e una bobina da **0,28 millihenry** per l'altoparlante **Woofer**, e dei condensatori che collegati in parallelo vi permettono di ottenere queste capacità **totali**:

C1 = 3,3 + 2,2 + 0,56 = 6,06 microfarad
C2 = 10 + 4,7 + 3,3 = 18 microfarad
C3 = 10 + 1 + 1 = 12 microfarad

Con questi valori di induttanze e di capacità otterrete un filtro crossover con una **frequenza d'incrocio** sui **2.200 Hz**.

Il codice **AP2.188** indica che il filtro è un **2 vie** con un'attenuazione di **18 dB x ottava** idoneo per altoparlanti da **8 ohm**.

CROSSOVER per ALTOPARLANTI da 4 OHM

Il kit siglato **AP2.184** comprende una bobina da **0,22 millihenry** per l'altoparlante **Midrange**, una bobina da **0,43 millihenry** e una bobina da **0,14 millihenry** per l'altoparlante **Woofer**, e dei condensatori che collegati in parallelo vi permettono di ottenere queste capacità **totali**:

C1 = 10 + 1 + 1 = 12 microfarad
C2 = 33 + 3,3 = 36,3 microfarad
C3 = 22 + 2,2 = 24,2 microfarad

Con questi valori di induttanze e di capacità si ottiene un filtro crossover con una **frequenza d'incrocio** sui **2.200 Hz**.

In riferimento alle sigle **C2-C3**, sul circuito stampato c'è lo spazio per inserire **3 condensatori**, ma poiché ne servono solo **2** per ottenere il valore di capacità richiesto, lascerete l'altro spazio vuoto.
Il codice **AP2.184** indica che il filtro è un **2 vie** con un'attenuazione di **18 dB x ottava** idoneo per altoparlanti da **4 ohm**.

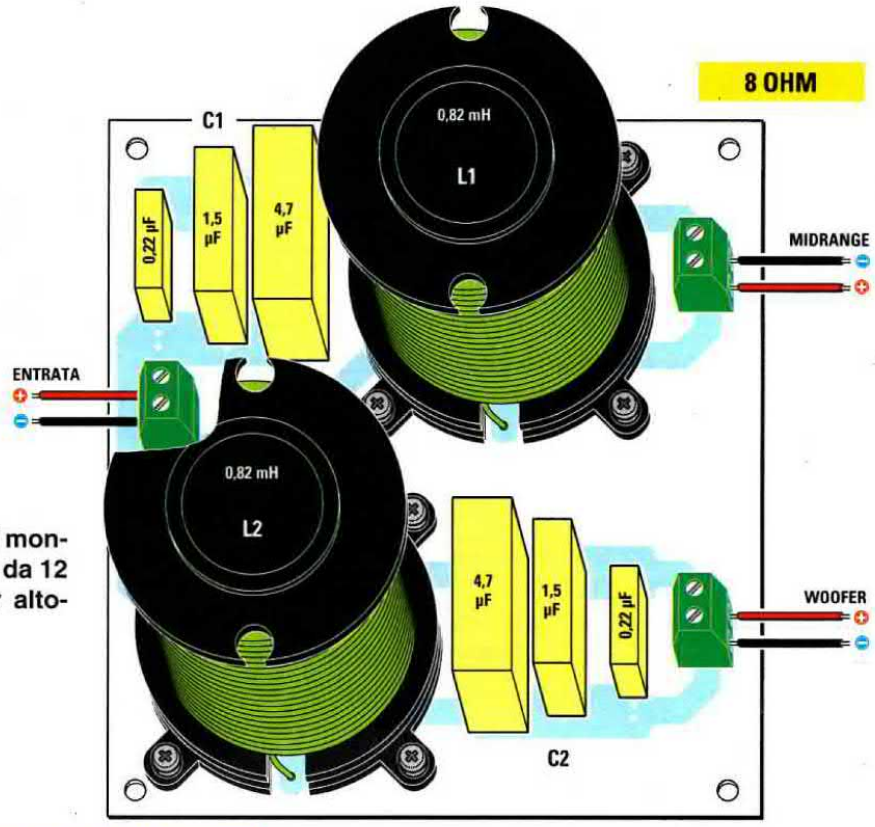


Fig.19 Schema pratico di montaggio di un filtro a 2 vie da 12 dB x ottava idoneo per altoparlanti da 8 ohm.

NOTA: tutti i disegni pratici dei filtri crossover qui pubblicati non sono a grandezza naturale, ma ridotti. Per conoscere le reali dimensioni dei circuiti stampati dovete moltiplicare le loro misure per 1,5.

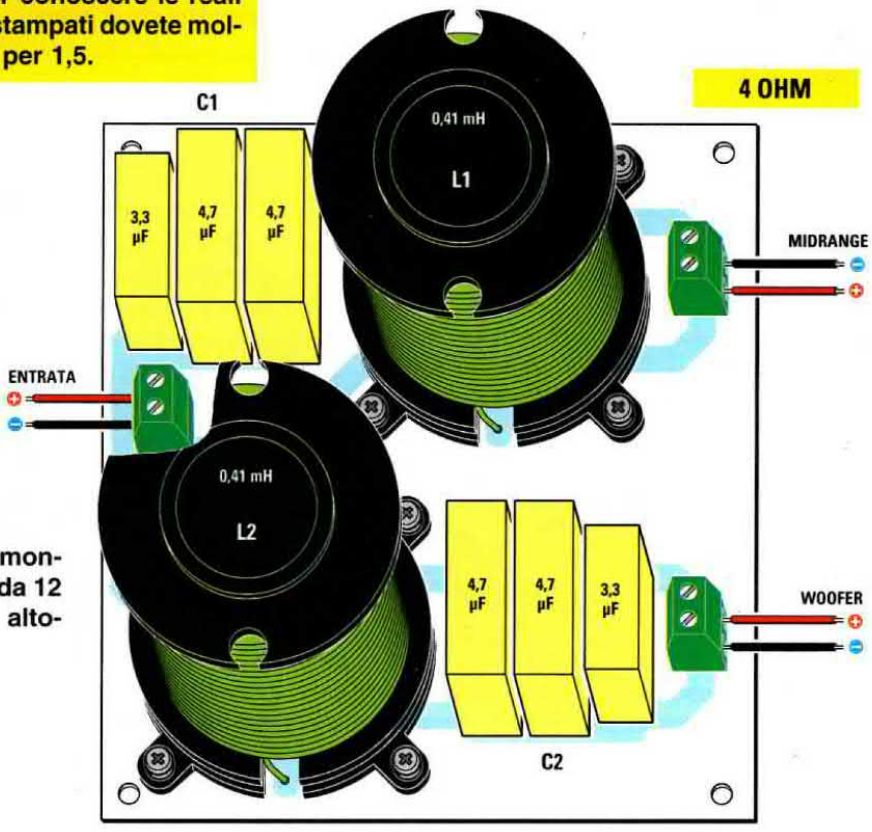


Fig.20 Schema pratico di montaggio di un filtro a 2 vie da 12 dB x ottava idoneo per altoparlanti da 4 ohm.

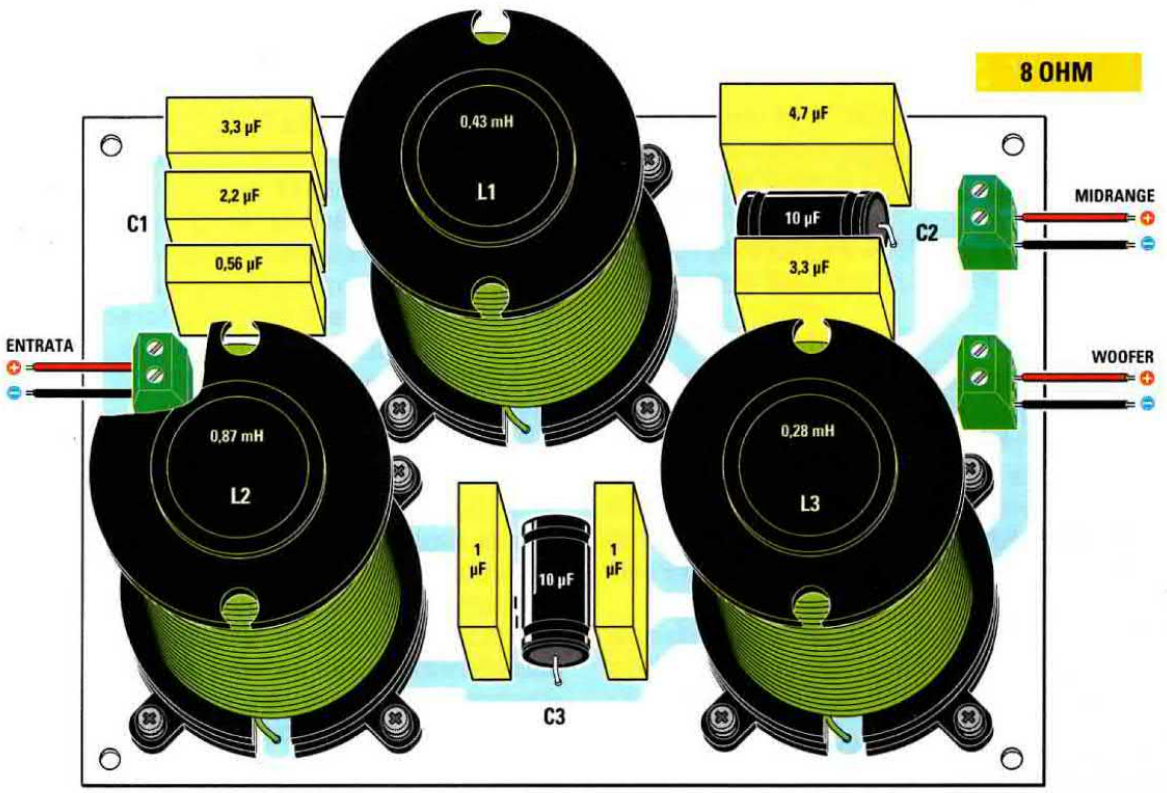


Fig.21 Schema pratico di montaggio di un filtro a 2 vie da 18 dB x ottava idoneo per altoparlanti da 8 ohm. Per ottenere la capacità richiesta per i condensatori C1-C2-C3, occorre collegarne 2 o 3 in parallelo.

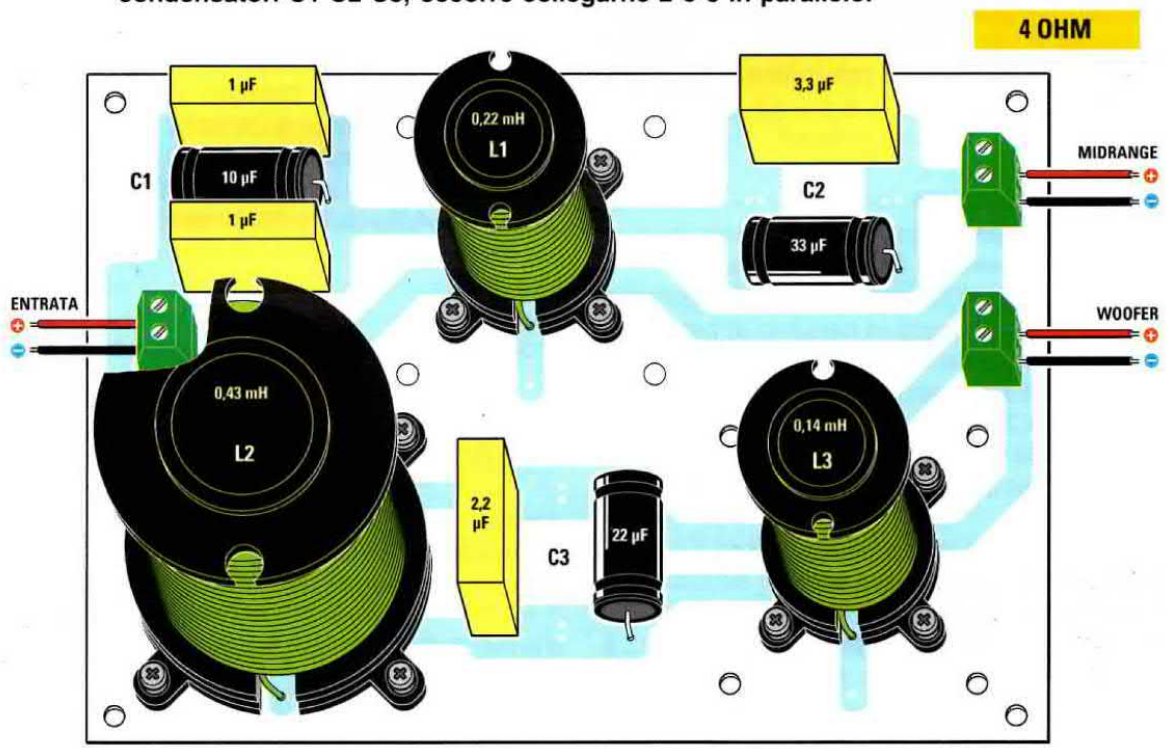


Fig.22 Schema pratico di montaggio di un filtro a 2 vie da 18 dB x ottava idoneo per altoparlanti da 4 ohm. Per ottenere la capacità richiesta per i condensatori C1-C2-C3, occorre collegarne 2 o 3 in parallelo

Coloro che volessero realizzare dei filtri crossover con una diversa **frequenza** di **taglio** potranno consultare le **Tabella N.2** e **N.3** per conoscere i valori delle **induttanze** e delle **capacità** da utilizzare.

REALIZZAZIONE PRATICA FILTRI 3 Vie 12 dB x ottava (vedi figg.26-31)

Per realizzare questo filtro crossover vi forniamo **3** circuiti stampati monofaccia già forati e completi di disegno serigrafico.

Il primo circuito stampato serve per convogliare tutte le frequenze degli **acuti** verso l'altoparlante **Tweeter**, il secondo circuito stampato serve per convogliare tutte le frequenze **medie** sull'altoparlante **Midrange** e il terzo circuito stampato serve per convogliare tutte le frequenze dei **bassi** sull'altoparlante **Woofer** (vedi figg.26-27-28 per gli 8 ohm e figg.29-30-31 per i 4 ohm).
Avendo a disposizione tre separati circuiti stampati sarà più facile sistemarli all'interno di qualsiasi Cassa Acustica.

CROSSOVER per ALTOPARLANTI da 8 OHM

Nel kit siglato **AP3.128T**, idoneo per **Tweeter** da **8 ohm**, trovate una bobina da **0,45 millihenry** e due condensatori da **3,3 microfarad - 0,22 microfarad** che collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **3,52 microfarad**.

C1 = 3,3 + 0,22 = 3,52 microfarad

Nel kit siglato **AP3.128M**, idoneo per **Midrange** da **8 ohm**, trovate una bobina da **3,6 millihenry** e una da **0,45 millihenry** e cinque condensatori.
I condensatori da **22 microfarad - 4,7 microfarad - 1,5 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità totale di **28,2 microfarad** che utilizzerete per **C2**; i condensatori da **3,3 microfarad - 0,22 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **3,52 microfarad** che utilizzerete per **C3**.

C2 = 22 + 4,7 + 1,5 = 28,2 microfarad
C3 = 3,3 + 0,22 = 3,52 microfarad

Nel kit siglato **AP3.128W**, idoneo per **Woofer** da **8 ohm**, trovate una bobina da **3,6 millihenry** e dei condensatori da **22 microfarad - 4,7 microfarad - 1,5 microfarad** che collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità totale di **28,2 microfarad** che utilizzerete per **C4**.

C4 = 22 + 4,7 + 1,5 = 28,2 microfarad

Con questi valori di induttanze e di capacità otterrete un filtro crossover con due **frequenze d'incrocio**, una sui **500 Hz** e una sui **4.000 Hz**.

CROSSOVER per ALTOPARLANTI da 4 OHM

Nel kit siglato **AP3.124T**, idoneo per **Tweeter** da **4 ohm**, trovate una bobina da **0,23 millihenry** e due condensatori da **4,7 microfarad - 2,2 microfarad** che collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **6,9 microfarad**.

C1 = 4,7 + 2,2 = 6,9 microfarad

Nel kit siglato **AP3.124M**, idoneo per **Midrange** da **4 ohm**, trovate una bobina da **1,8 millihenry** e una da **0,23 millihenry** e cinque condensatori.
I condensatori da **47 microfarad - 4,7 microfarad - 4,7 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità totale di **56,4 microfarad** che utilizzerete per **C2**; i condensatori da **4,7 microfarad - 2,2 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **6,9 microfarad** che utilizzerete per **C3**.

C2 = 47 + 4,7 + 4,7 = 56,4 microfarad
C3 = 4,7 + 2,2 = 6,9 microfarad

Nel kit siglato **AP3.124W**, idoneo per **Woofer** da **4 ohm**, trovate una bobina da **1,8 millihenry** e dei condensatori da **47 microfarad - 4,7 microfarad - 4,7 microfarad** che collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità totale di **56,4 microfarad** che utilizzerete per **C4**.

C4 = 47 + 4,7 + 4,7 = 56,4 microfarad

Con questi valori di induttanze e di capacità otterrete un filtro crossover con due **frequenze d'incrocio**, una sui **500 Hz** e una sui **4.000 Hz**.

REALIZZAZIONE PRATICA FILTRI 3 Vie 18 dB x ottava (vedi figg.32-33)

Anche per realizzare questo filtro crossover vi forniamo **3** circuiti stampati monofaccia già forati e completi di disegno serigrafico.

Il primo circuito stampato serve per convogliare tutte le frequenze degli **acuti** verso l'altoparlante **Tweeter**, il secondo circuito stampato serve per convogliare tutte le frequenze **medie** sull'altoparlante **Midrange** e il terzo circuito stampato serve per convogliare tutte le frequenze dei **bassi** sull'altoparlante **Woofer** (vedi fig.32 per gli 8 ohm e fig.33 per i 4 ohm).

CROSSOVER per ALTOPARLANTI da 8 OHM

Nel kit siglato **AP3.188T**, idoneo per **Tweeter** da **8 ohm**, trovate una bobina da **0,24 millihenry** e tre condensatori.

I condensatori da **3,3 microfarad - 0,022 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **3,32 microfarad** che utilizzerete per **C1**; il condensatore da **10 microfarad** va invece utilizzato per **C2**.

C1 = 3,3 + 0,022 = 3,32 microfarad

Nel kit siglato **AP3.188M**, idoneo per **Midrange** da **8 ohm**, trovate una bobina da **1,9 millihenry**, una da **0,48 millihenry** e una da **0,16 millihenry** e sei condensatori.
I condensatori da **22 microfarad - 4,7 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità totale di **26,7 microfarad** che utilizzerete per **C3**; i condensatori da **47 microfarad - 33 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **80 microfarad** che utilizzerete per **C4**; infine, i due condensatori da **3,3 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **6,6 microfarad** che utilizzerete per **C5**.

C3 = 22 + 4,7 = 26,7 microfarad
C4 = 47 + 33 = 80 microfarad
C5 = 3,3 + 3,3 = 6,6 microfarad

Nel kit siglato **AP3.188W**, idoneo per **Woofer** da **8 ohm**, trovate una bobina da **3,8 millihenry**, una da **1,3** millihenry e tre condensatori da **33 microfarad - 10 microfarad - 10 microfarad** che collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **53 microfarad** che utilizzerete per **C6**.

C6 = 33 + 10 + 10 = 53 microfarad

Con questi valori di induttanze e di capacità otterrete un filtro crossover con due **frequenze d'incrocio**, una sui **500 Hz** e una sui **4.000 Hz**.

CROSSOVER per ALTOPARLANTI da 4 OHM

Nel kit siglato **AP3.184T**, idoneo per **Tweeter** da **4 ohm**, trovate una bobina da **0,12 millihenry** e quattro condensatori.

I due condensatori da **3,3 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **6,6 microfarad** che utilizzerete per **C1**; i due condensatori da **10 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità di **20 microfarad** che utilizzerete per **C2**.

C1 = 3,3 + 3,3 = 6,6 microfarad
C2 = 10 + 10 = 20 microfarad

Nel kit siglato **AP3.184M**, idoneo per **Midrange** da **4 ohm**, trovate una bobina da **0,9 millihenry**, una da **0,24 millihenry** e una da **0,08 millihenry** e sette condensatori.
I condensatori da **33 microfarad - 10 microfarad - 10 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità totale di **53 microfarad** che utilizzerete per **C3**; il condensatore **elettrolitico** non polarizzato da **150 microfarad** e quello da **10 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **160 microfarad** che utilizzerete per **C4**; infine, i condensatori da **10 microfarad - 3,3 microfarad** collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **13,3 microfarad** che utilizzerete per **C5**.

C3 = 33 + 13 + 10 = 53 microfarad
C4 = 150 + 10 = 160 microfarad
C5 = 10 + 3,3 = 13,3 microfarad

Nel kit siglato **AP3.184W**, idoneo per **Woofer** da **4 ohm**, trovate una bobina da **1,9 millihenry**, una da **0,6 millihenry** e tre condensatori da **3,3 microfarad - 100 microfarad - 3,3 microfarad** che collegati in parallelo vi permettono di ottenere una capacità **totale** di **106,6 microfarad** che utilizzerete per **C6**.

C6 = 100 + 3,3 + 3,3 = 106,6 microfarad

Con questi valori di induttanze e di capacità otterrete un filtro crossover con due **frequenze d'incrocio**, una sui **500 Hz** e una sui **4.000 Hz**.

GLI ULTIMI CONSIGLI

Tutti i circuiti stampati sono predisposti per ricevere sia le bobine per altoparlanti da **4 ohm** sia quelle da **8 ohm**, quindi prima di inserirle e fissarle dovrete leggere il loro valore in **millihenry** che troverete stampigliato in una piccola etichetta.

Poiché il montaggio di questi filtri è molto semplice, abbiamo **ridotto** per motivi di spazio tutti i disegni pratici riguardanti la loro realizzazione.
Sui terminali d'ingresso e d'uscita di ogni **filtro** crossover è riportata la **polarità +/–** che dovrete rispettare per collegare in **fase** tutti gli altoparlanti.

I **filtri** crossover vanno inseriti all'interno della Cassa Acustica e per evitare vibrazioni vi suggeriamo di fissare il circuito stampato al mobile utilizzando quattro viti in legno.

Fig.23 Dopo aver realizzato una qualsiasi Cassa Acustica potete inserire al suo interno uno dei filtri proposti fissandolo con delle viti in legno per evitare vibrazioni.

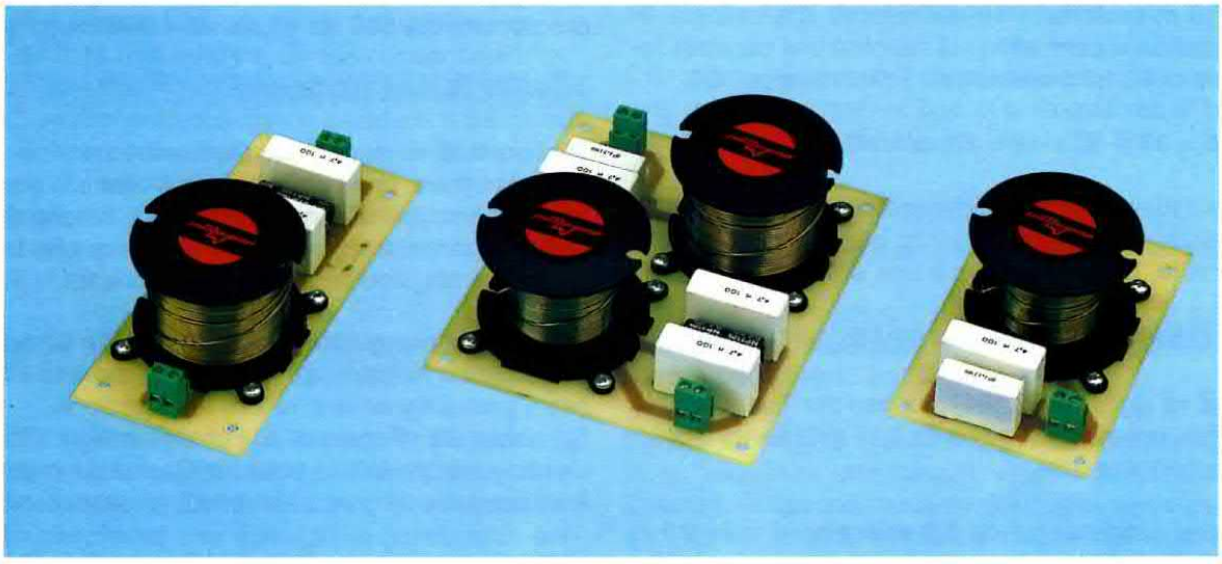


Fig.24 Tutti i filtri a 3 vie sono composti da tre stadi separati. Uno porta le note acute al Tweeter, un altro le note medie al Midrange e l'ultimo le note basse al Woofer.

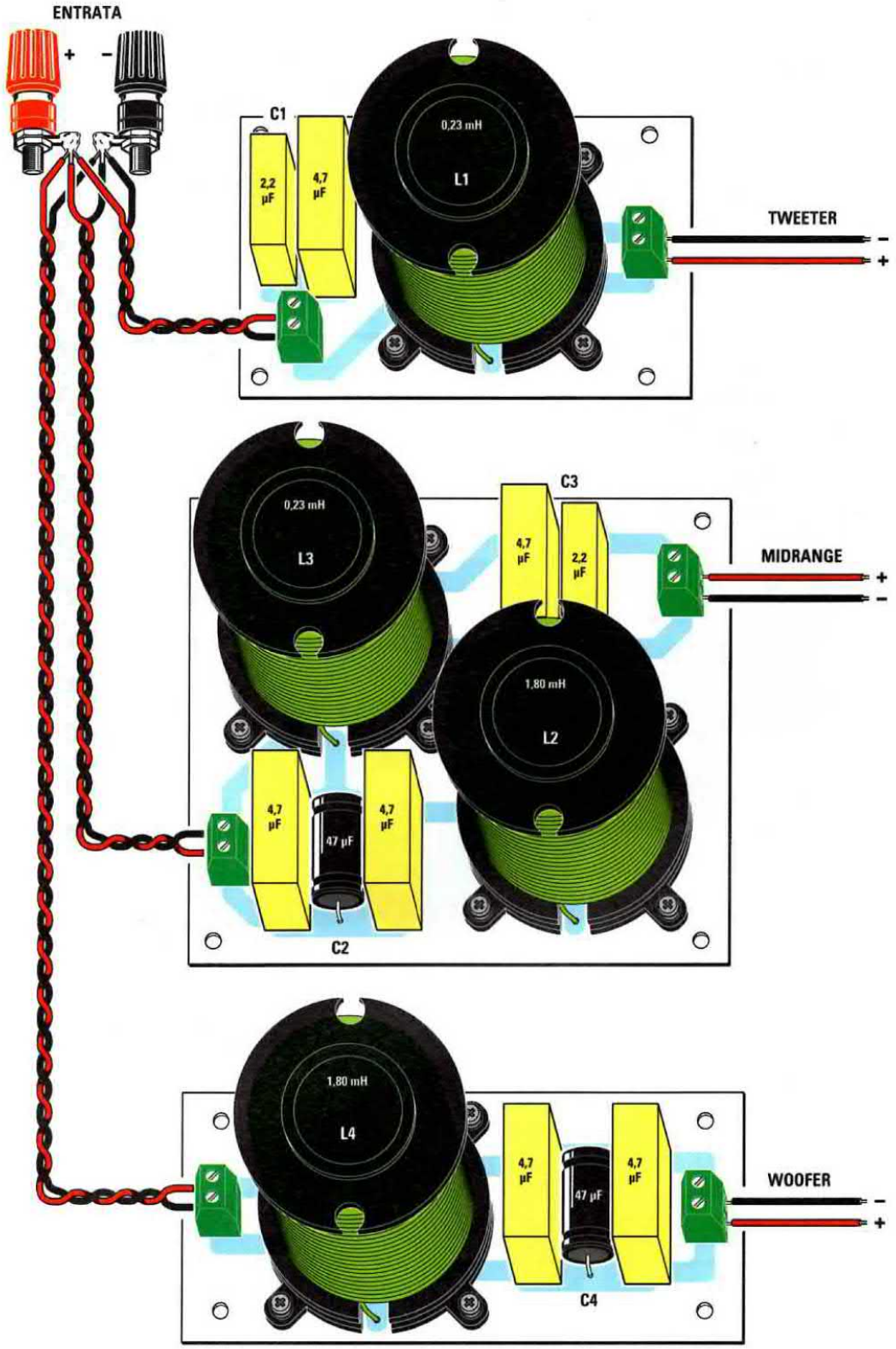
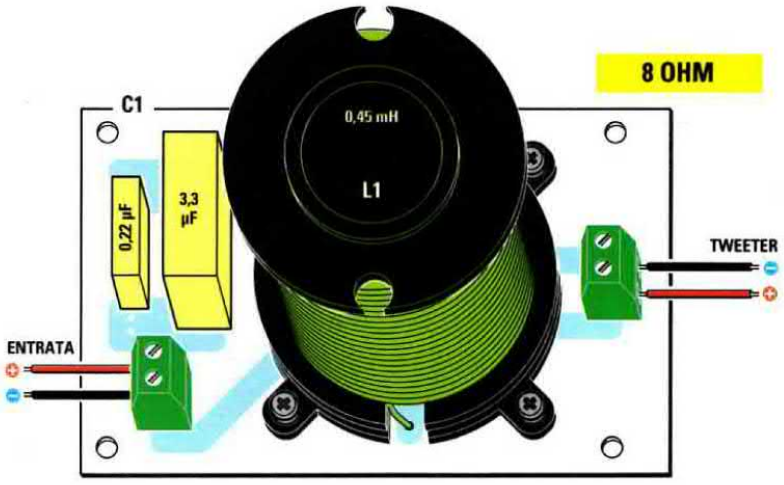


Fig.25 Dopo aver fissato all'interno della Cassa Acustica i tre circuiti stampati, dovete collegarli in parallelo facendo attenzione a non invertire la polarità +/– dei loro ingressi.

Fig.26 Schema pratico del filtro crossover a 3 vie da 12 dB per ottava idoneo per un altoparlante Tweeter da 8 ohm.



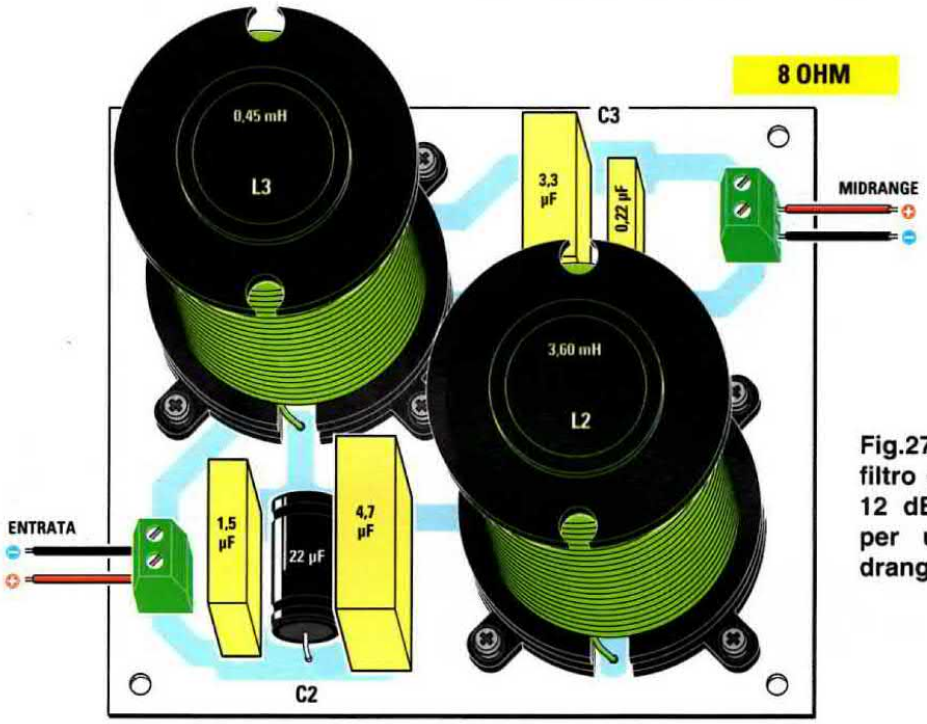


Fig.27 Schema pratico del filtro crossover a 3 vie da 12 dB per ottava idoneo per un altoparlante Midrange da 8 ohm.

Fig.28 Schema pratico del filtro crossover a 3 vie da 12 dB per ottava idoneo per un altoparlante Woofer da 8 ohm.

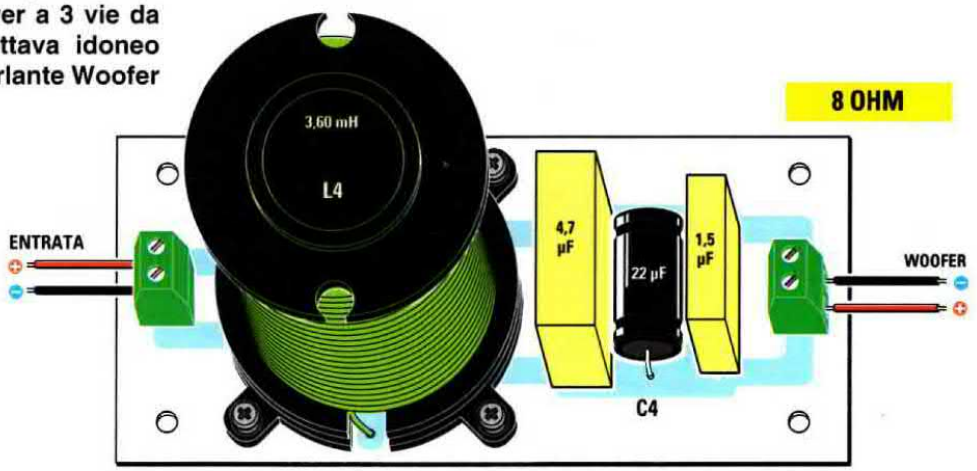
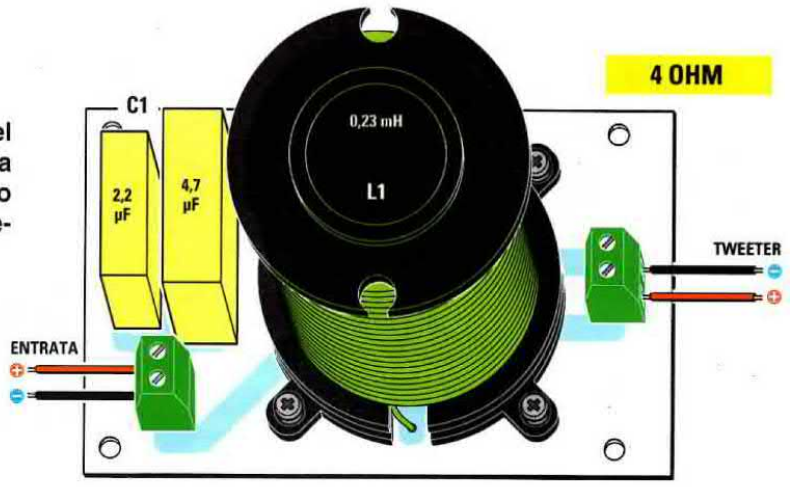


Fig.29 Schema pratico del filtro crossover a 3 vie da 12 dB per ottava idoneo per un altoparlante Tweeter da 4 ohm.



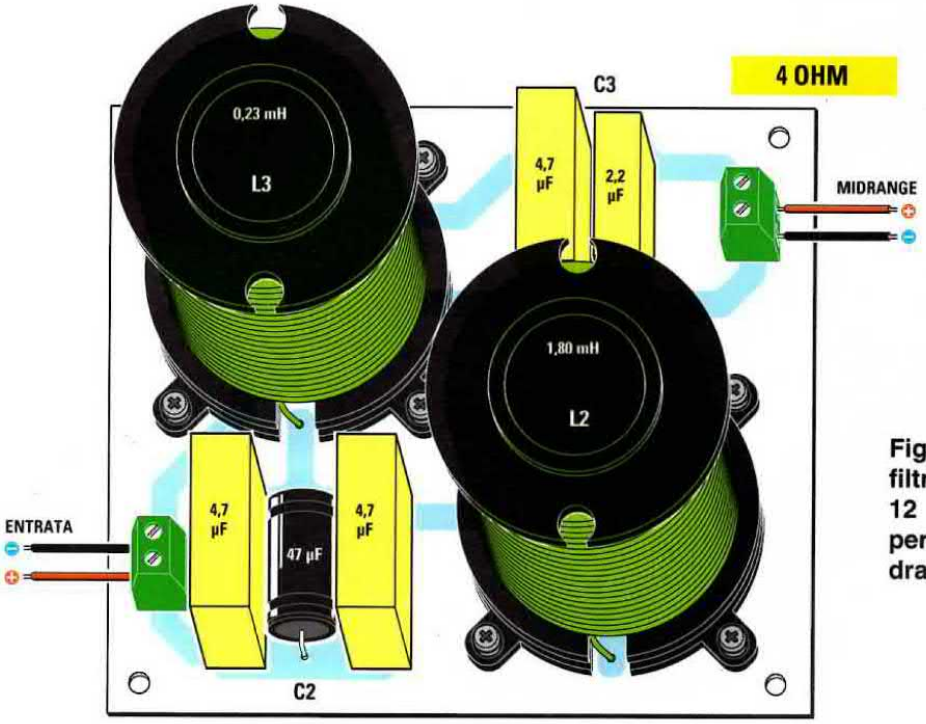


Fig.30 Schema pratico del filtro crossover a 3 vie da 12 dB per ottava idoneo per un altoparlante Midrange da 4 ohm.

Fig.31 Schema pratico del filtro crossover a 3 vie da 12 dB per ottava idoneo per un altoparlante Woofer da 4 ohm.

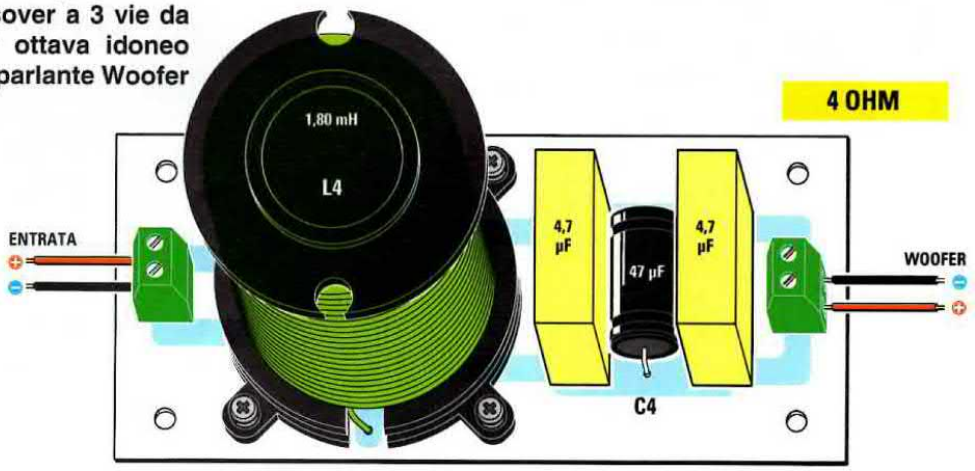


Fig.32 Schema pratico dei filtri crossover a 3 vie da 18 dB per ottava idonei per gli altoparlanti Tweeter - Midrange e Woofer da 8 ohm.

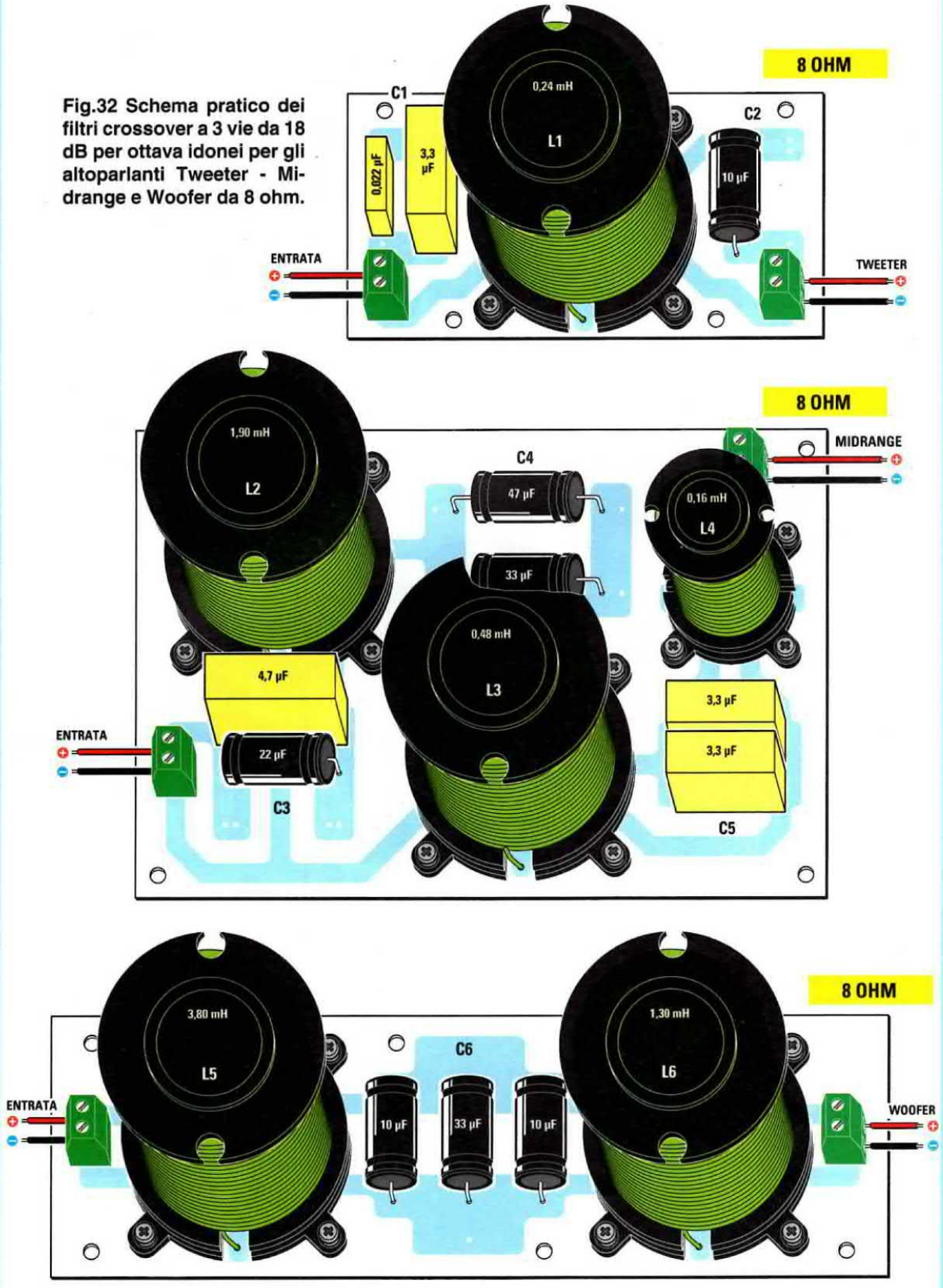
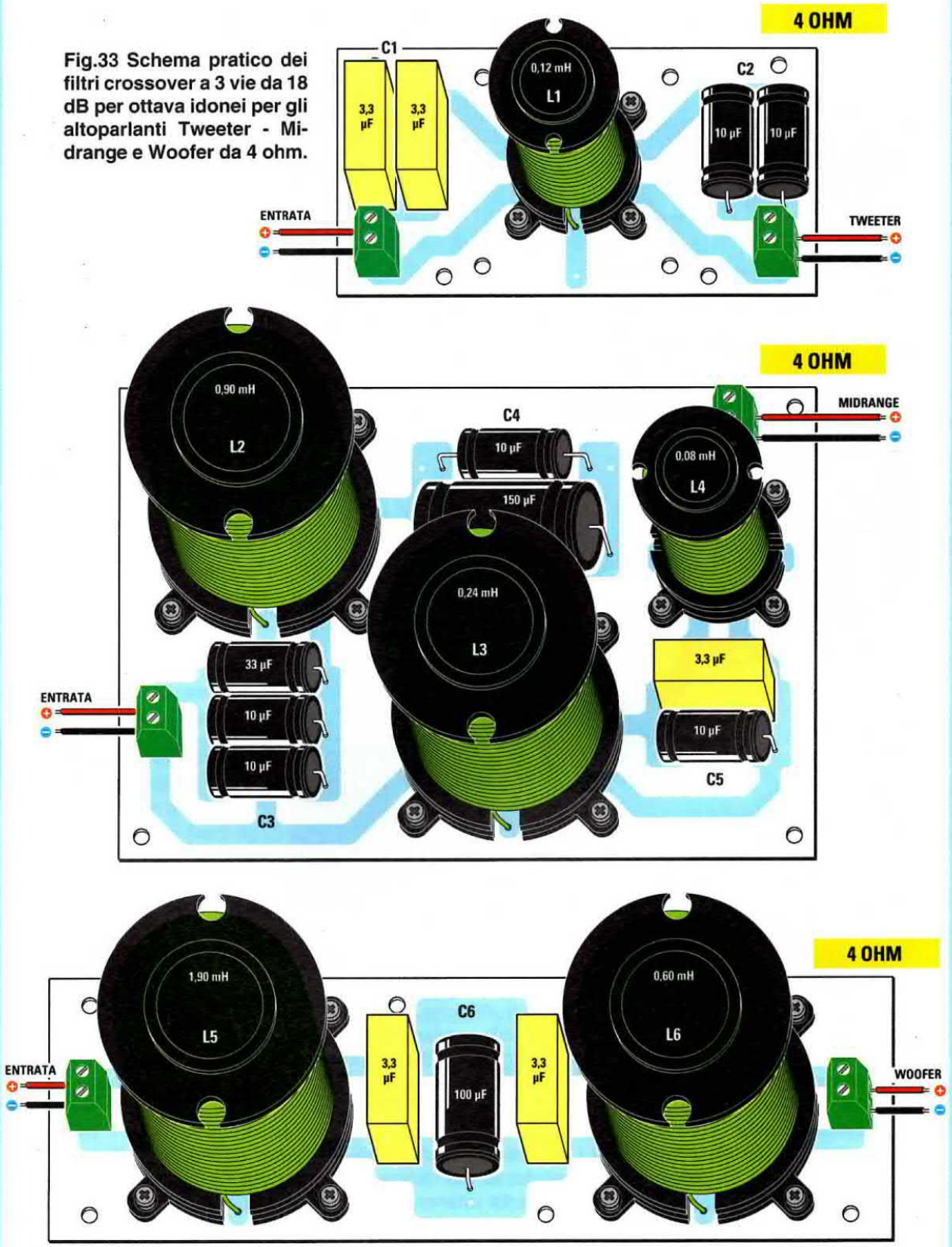
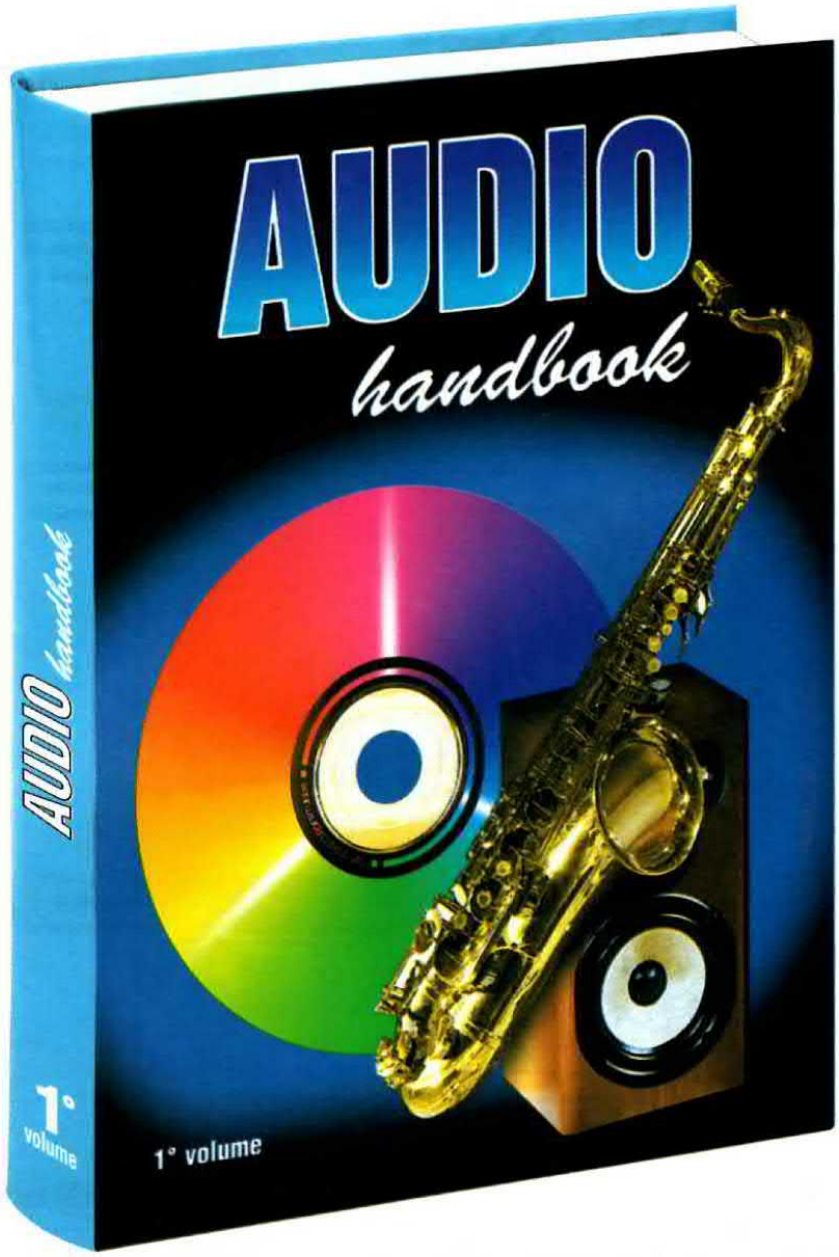


Fig.33 Schema pratico dei filtri crossover a 3 vie da 18 dB per ottava idonei per gli altoparlanti Tweeter - Midrange e Woofer da 4 ohm.



MUSICA per le vostre ORECCHIE



costo del volume
L.40.000

Chi lo volesse ricevere in contrassegno potrà telefonare al numero:
0542 - 641490
oppure potrà inviare un fax al numero:
0542 - 641919.

Nota: richiedendolo in contrassegno vi verrà addebitato un supplemento di L.6.000.

Questo volume interesserà tutti gli audiofili, che, oltre a trovare ben 60 kit Hi-Fi completi di schemi elettrici e pratici, potranno apprendere come eliminare il ronzio da un impianto Hi-Fi, i vantaggi e gli svantaggi dei Differenziali controllati da un Generatore di corrente Costante oppure da un Generatore di corrente a Specchio, le caratteristiche circuitali degli impianti a Valvole ed altro ancora.

Vi verranno inoltre svelati tutti i segreti sui Cavi da utilizzare per collegare le Casse Acustiche e le caratteristiche tecniche di cui devono essere dotati i Cavetti Schermati usati per gli ingressi. Infine se siete interessati a convertire un segnale Sbilanciato in uno Bilanciato o viceversa, troverete i relativi kit.

Per richiedere questo volume potrete inviare un vaglia, un assegno o il CCP allegato a fine rivista a:

NUOVA ELETTRONICA via Cracovia, 19 40139 BOLOGNA

COSTI di REALIZZAZIONE di tutti i filtri CROSSOVER

Filtri Crossover 2 vie 12 dB 8 e 4 ohm

AP2.128 = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **2 vie - 12 dB - 8 ohm** (vedi fig.19)
Lire 41.000.....Euro 21,18

AP2.124 = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **2 vie - 12 dB - 4 ohm** (vedi fig.20)
Lire 41.500.....Euro 21,44

Filtri Crossover 2 vie 18 dB 8 e 4 ohm

AP2.188 = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **2 vie - 18 dB - 8 ohm** (vedi fig.21)
Lire 58.500.....Euro 30,22

AP2.184 = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **2 vie - 18 dB - 4 ohm** (vedi fig.22)
Lire 52.000.....Euro 26,86

Filtri Crossover 3 vie 12 dB 8 ohm

AP3.128/T = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 12 dB** per altoparlanti **Tweeter** da **8 ohm** (vedi fig.26)
Lire 17.500.....Euro 9,04

AP3.128/M = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 12 dB** per altoparlanti **Midrange** da **8 ohm** (vedi fig.27)
Lire 45.000.....Euro 23,24

AP3.128/W = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 12 dB** per altoparlanti **Woofer** da **8 ohm** (vedi fig.28)
Lire 30.000.....Euro 15,49

Filtri Crossover 3 vie 12 dB 4 ohm

AP3.124/T = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 12 dB** per altoparlanti **Tweeter** da **4 ohm** (vedi fig.29)
Lire 18.500.....Euro 9,56

AP3.124/M = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 12 dB** per altoparlanti **Midrange** da **4 ohm** (vedi fig.30)
Lire 44.000.....Euro 22,73

AP3.124/W = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 12 dB** per altoparlanti **Woofer** da **4 ohm** (vedi fig.31)
Lire 28.500.....Euro 14,72

Filtri Crossover 3 vie 18 dB 8 ohm

AP3.188/T = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 18 dB** per altoparlanti **Tweeter** da **8 ohm** (vedi fig.32)
Lire 18.000.....Euro 9,30

AP3.188/M = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 18 dB** per altoparlanti **Midrange** da **8 ohm** (vedi fig.32)
Lire 59.000.....Euro 30,47

AP3.188/W = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 18 dB** per altoparlanti **Woofer** da **8 ohm** (vedi fig.32)
Lire 48.000.....Euro 24,79

Filtri Crossover 3 vie 18 dB 4 ohm

AP3.184/T = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 18 dB** per altoparlanti **Tweeter** da **4 ohm** (vedi fig.33)
Lire 20.000.....Euro 10,33

AP3.184/M = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 18 dB** per altoparlanti **Midrange** da **4 ohm** (vedi fig.33)
Lire 59.000.....Euro 30,47

AP3.184/W = costo di tutti i componenti per realizzare il crossover a **3 vie - 18 dB** per altoparlanti **Woofer** da **4 ohm** (vedi fig.33)
Lire 41.000.....Euro 21,18

Su richiesta possiamo fornirvi anche il solo circuito stampato di ogni kit.

2.AP212 = costo del circuito stampato da utilizzare per il filtro crossover **2 vie - 12 dB 8 e 4 ohm**
Lire 14.000.....Euro 7,23

2.AP218 = costo del circuito stampato da utilizzare per il filtro crossover **2 vie - 18 dB 8 e 4 ohm**
Lire 20.000.....Euro 10,33

2.AP312/T = costo del circuito stampato da utilizzare per i filtri **3 vie - 12 dB** per altoparlanti **Tweeter** da **8 e 4 ohm**
Lire 6.800.....Euro 3,51

2.AP312/M = costo del circuito stampato da utilizzare per i filtri **3 vie - 12 dB** per altoparlanti **Midrange** da **8 e 4 ohm**
Lire 13.000.....Euro 6,71

2.AP312/W = costo del circuito stampato da utilizzare per i filtri **3 vie - 12 dB** per altoparlanti **Woofer** da **8 e 4 ohm**
Lire 7.200.....Euro 3,72

2.AP318/T = costo del circuito stampato da utilizzare per i filtri **3 vie - 18 dB** per altoparlanti **Tweeter** da **8 e 4 ohm**
Lire 6.200.....Euro 3,20

2.AP318/M = costo del circuito stampato da utilizzare per i filtri **3 vie - 18 dB** per altoparlanti **Midrange** da **8 e 4 ohm**
Lire 17.800.....Euro 9,19

2.AP318/W = costo del circuito stampato da utilizzare per i filtri **3 vie - 18 dB** per altoparlanti **Woofer** da **8 e 4 ohm**
Lire 12.000.....Euro 6,20

STADIO finale in CLASSE A

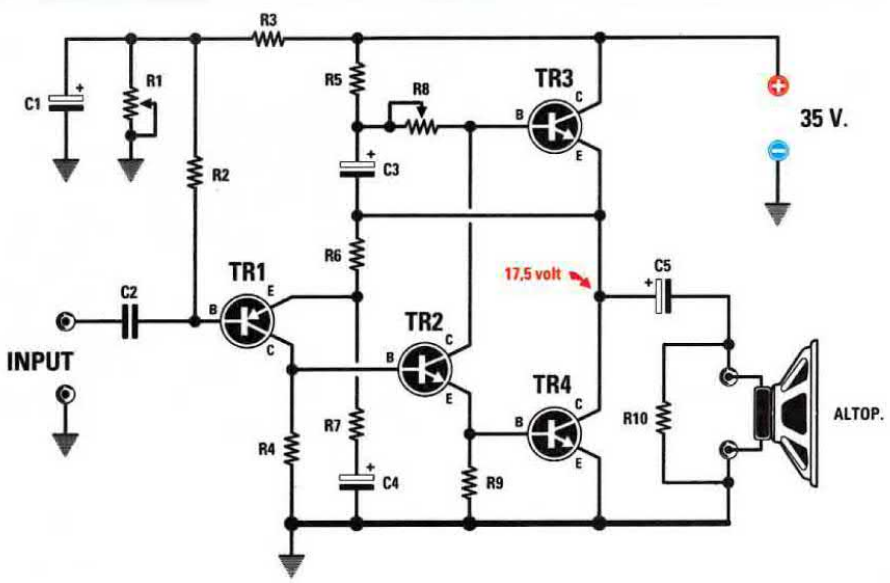
Sig. Amato Marcello - POTENZA

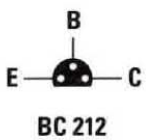
PROGETTI in SINTONIA

Sono un appassionato di **Hi-Fi** e trovando in una Fiera diversi transistor **2N.3055** della **Motorola** a basso prezzo, li ho acquistati con l'intento di realizzare uno stadio finale di **potenza** in **classe A**.

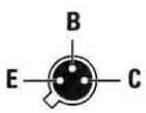
Devo confessarvi che questo schema l'ho copiato da un amplificatore professionale che un mio amico audiofilo usa da anni.

Dopo averlo montato, appurato che eroga una potenza di **10 watt** senza **nessuna** distorsione, ho pensato di inviarvelo per farlo conoscere a tutti i lettori di Nuova Elettronica.
Lo schema elettrico, come potete vedere nel disegno riprodotto qui sotto, è molto semplice e per realizzarlo oltre ai due transistor **finali**, ho utilizzato un piccolo transistor **PNP** tipo **BC.212** e un transistor di media potenza **NPN** tipo **2N.1711**.





BC 212



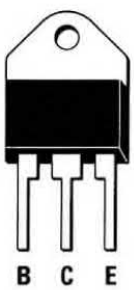
2N 1711

ELENCO COMPONENTI

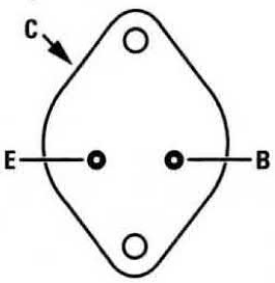
R1 = 100.000 ohm trimmer
R2 = 100.000 ohm
R3 = 100.000 ohm
R4 = 8.200 ohm
R5 = 150 ohm
R6 = 2.700 ohm
R7 = 220 ohm
R8 = 1.200 ohm trimmer
R9 = 2.200 ohm
R10 = 1.000 ohm 1 watt
C1 = 100 microF.
C2 = 470.000 pF poliestere
C3 = 220 microF.
C4 = 220 microF.
C5 = 2.200 microF.
TR1 = PNP tipo BC.212
TR2 = NPN tipo 2N.1711
TR3 = NPN tipo 2N.3055
TR4 = NPN tipo 2N.3055

Per alimentare questo finale ho usato una tensione **non** stabilizzata di **34-35 volt**.

Dopo aver montato l'amplificatore bisogna tarare i due trimmer siglati **R1-R8**.
Il trimmer **R1** va tarato fino a leggere tra la giunzione dei due transistor **TR3-TR4** e la **massa** metà tensione di alimentazione, cioè **17,5 volt**, mentre il trimmer **R8** va tarato in modo da far assorbire ai due transistor, in **assenza** di segnale sull'ingresso, una corrente di circa **150-160 mA**.



TIP 3055



2N 3055

NOTE REDAZIONALI

*Poichè i transistor **2N.3055** non sono più facilmente reperibili, vi consigliamo di sostituirli con dei **TIP.3055**.*
*Lo stesso dicasi per il **2N.1711** che da anni è fuori produzione, che può essere sostituito con un transistor **TIP.33/B**.*

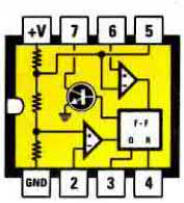
*L'Autore si è dimenticato di precisare che sui due transistor finali **TR3-TR4** va applicata una "grossa" aletta di raffreddamento, perchè lavorando in **classe A** questi surriscaldano anche in assenza di segnale.*

*Se i due transistor finali vengono fissati su una **unica** aletta di raffreddamento, è necessario **isolare** il corpo dei transistor dal metallo dell'aletta con delle miche isolanti.*
*Una **piccola** aletta di raffreddamento va applicata anche sul corpo del transistor **TR2**.*

OSCILLATORE per imparare il MORSE

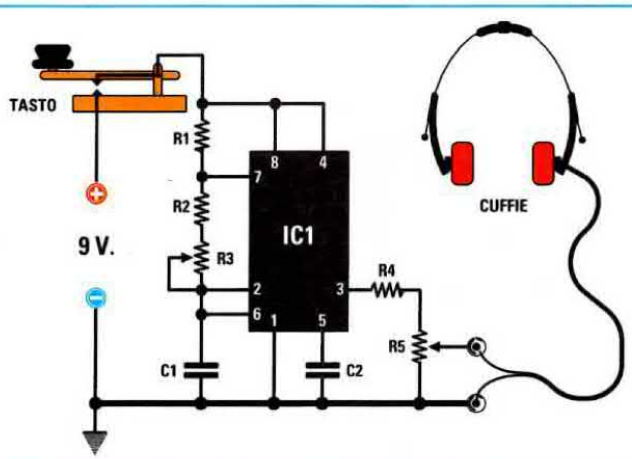
Sig. Linguerri Gianluigi - Riccione (RN)

Dovendo apprendere con dei miei amici il codice **Morse**, ho realizzato un semplice oscillatore di nota **BF** utilizzando un comune integrato **NE.555**.
Sopra ad un circuito stampato millefori ho montato lo zoccolo per l'integrato e i pochi componenti visibili nello schema elettrico che allego.
Il trimmer **R3** serve a variare la **tonalità** della **nota** emessa ed il trimmer **R5** a regolare il **volume** per l'ascolto in cuffia.
Il **tasto** telegrafico va posto in serie alla tensione **positiva** dei **9 volt** utilizzata per l'alimentazione.



NE 555

Connessioni dell'integrato NE.555 viste da sopra e con la tacca di riferimento rivolta verso sinistra.



ELENCO COMPONENTI

R1 = 1.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 100.000 ohm trimmer
R4 = 47 ohm
R5 = 1.000 ohm trimmer
C1 = 22.000 pF
C2 = 10.000 pF
IC1 = integrato NE.555

un VFO molto stabile

Sig. Quercioli Federico - CESENA

Devo innanzitutto complimentarmi con Voi perchè leggendo la vostra rivista ho imparato molte cose interessanti sull'elettronica, dato che ogni volta che pubblicate un progetto non vi limitate a descriverne lo schema elettrico, ma spiegate anche quale funzione esplica ogni singolo stadio.
A questa lettera allego lo schema elettrico di un **VFO** molto stabile, che utilizza un fet **J.310** e due transistor **NPN** tipo **BC.548** che ho acquistato presso la **Heltron** di **Imola**.
Se trovate il progetto interessante, potete pubblicarlo nella vostra rubrica Progetti in Sintonia.
La frequenza generata da questo **VFO** può essere variata tramite il piccolo condensatore variabile **C1** da **50 picofarad** e il valore della induttanza **L1**.

Se la **L1** ha una induttanza di **8,2 microhenry**, il **VFO** può essere sintonizzato da **3,4** a **3,7 MHz**.

Se la **L1** ha una induttanza di **2,2 microhenry**, il **VFO** può essere sintonizzato da **6,5** a **7,2 MHz**.

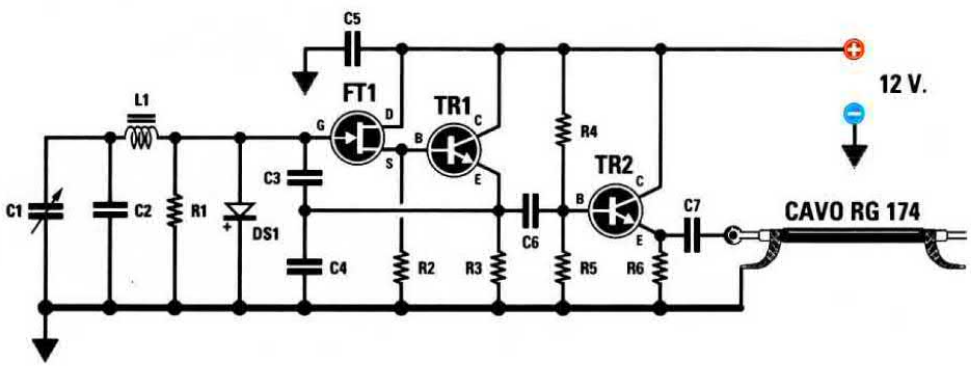
Se la **L1** ha una induttanza di **0,47 microhenry**, il **VFO** può essere sintonizzato da **14** a **15 MHz**.

Se la **L1** ha una induttanza di **0,1 microhenry**, il **VFO** può essere sintonizzato da **30** a **33 MHz**.

I valori di frequenza che ho riportato sono approssimativi, perchè bisogna sempre tenere in considerazione sia la tolleranza dei componenti che l'accuratezza del montaggio.

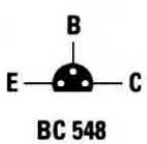
Chi volesse **aumentare** il valore della frequenza generata, potrà sostituire il condensatore **C2** da **220 pF** con due condensatori da **100 pF** posti in parallelo in modo da ottenere **200 pF**.
Chi volesse **abbassare** il valore della frequenza generata, potrà collegare in parallelo al condensatore **C2** da **220 pF** un piccolo condensatore da **15-18-22 picofarad**.

Il diodo al silicio **DS1** collegato tra il **G**ate del fet e la **massa** serve per stabilizzare il **VFO** in presenza di variazioni di **temperatura**.
Questo **VFO** va alimentato con una tensione stabilizzata di **12 volt**.
Per trasferire il segnale **RF** verso un amplificatore finale si deve utilizzare un cavo coassiale **RG.174**.

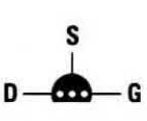


ELENCO COMPONENTI

R1 = 100.000 ohm
R2 = 1.000 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 15.000 ohm
R5 = 15.000 ohm
R6 = 1.500 ohm
C1 = 50 pF variabile
C2 = 220 pF poliestere
C3 = 680 pF poliestere
C4 = 680 pF poliestere
C5 = 470.000 pF poliestere
C6 =1.000 pF poliestere
C7 = 1.000 pF poliestere
L1 = vedi testo
DS1 = diodo tipo 1N.4148
FT1 = fet tipo J.310
TR1 = NPN tipo BC.548
TR2 = NPN tipo BC.548



BC 548



J 310

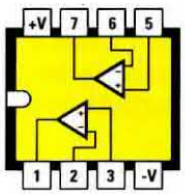
RIVELATORE di PICCO

Sig. Beraldi Michele - LATINA

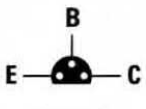
Sono un giovane studente di Ingegneria e penso di farvi cosa gradita dicendovi che la vostra rivista viene molta apprezzata anche in ambito universitario ed infatti sfogliando alcuni testi di **esame** mi sono imbattuto in ben due vostri schemi.
I vostri articoli teorici, come ad esempio quelli sugli **operazionali**, mi sono stati molto utili e proprio grazie alle indicazioni in essi contenute sono riuscito a progettare il semplice **rivelatore** di **picco** che ora vi propongo.

Il segnale **BF** prelevato dall'uscita dello stadio finale di potenza viene applicato ai capi del trimmer **R1**, che permette di dosare l'ampiezza del segnale in rapporto alla potenza erogata.

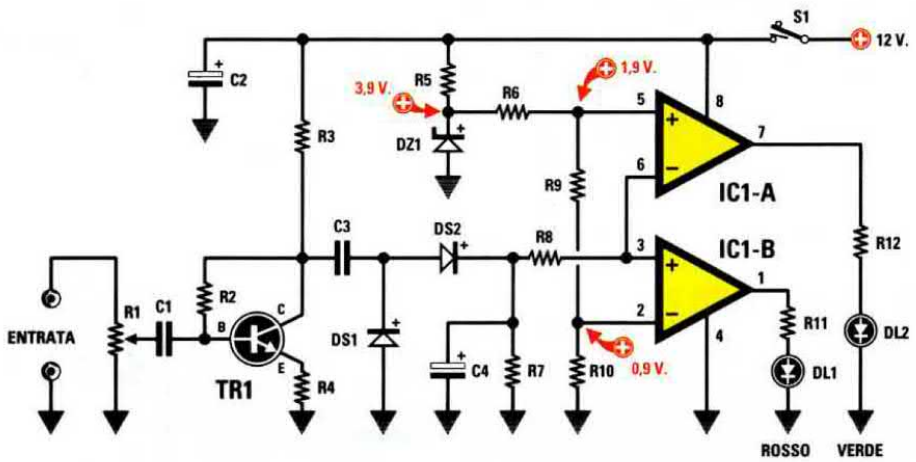
Il segnale amplificato dal transistor **TR1** viene raddrizzato dai due diodi **DS1-DS2** e livellato dal condensatore elettrolitico **C4**.
Come si vede nello schema elettrico, questa tensione continua viene applicata sull'ingresso **invertente** dell'operazionale **IC1/A** e su quello **non invertente** dell'operazionale **IC1/B**.
Sugli opposti piedini di questi operazionali, viene applicata una tensione di riferimento di circa **1,9** e **0,9 volt**, quindi quando la tensione che giunge sull'ingresso rimane entro il limite che ho deciso, tarando il trimmer **R1** si accende il diodo led **verde DL2**, se invece tale limite viene superato si accende il diodo led **rosso DL1**.
Il circuito va alimentato con **12 volt**.



TL 082



BC 239



ELENCO COMPONENTI

R1 = 100.000 ohm trimmer
R2 = 1 megaohm
R3 = 2.200 ohm
R4 = 220 ohm
R5 = 820 ohm
R6 = 47.000 ohm
R7 = 1 megaohm
R8 = 10.000 ohm
R9 = 22.000 ohm
R10 = 20.000 ohm
R11 = 680 ohm
R12 = 680 ohm

C1 = 220.000 pF poliestere
C2 = 100 microF. elettrolitico
C3 = 470.000 pF poliestere
C4 = 1 microF. elettrolitico
DZ1 = zener 3,9 V 1/2 watt
DS1 = diodo tipo 1N.4150
DS2 = diodo tipo 1N.4150
DL1 = diodo led rosso
DL2 = diodo led verde
TR1 = NPN tipo BC.239
IC1 = integrato TL.082
S1 = interruttore

DIODO LED

CONTROLLO BATTERIA per AUTO

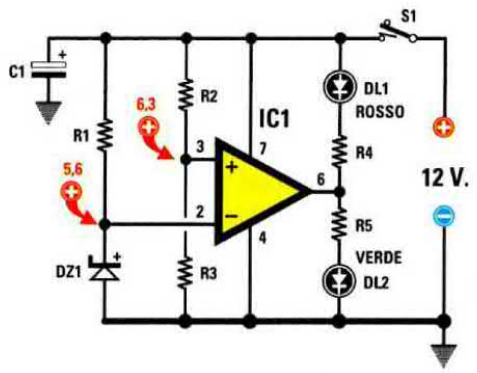
Sig. Pisano Mario - GENOVA

Quando sopraggiunge il periodo invernale ci si trova spesso con la batteria dell'auto **scarica**, perchè durante l'estate non ci si preoccupa di verificare se l'acqua copre le piastre in piombo dei vari elementi.

Di conseguenza, ai primi freddi, la batteria **non** è più in grado di tenere la carica e al primo tentativo di mettere in moto, l'auto non parte.

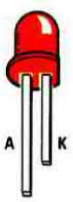
Il circuito che ho progettato e che utilizza un solo operazionale **uA.741**, provvede ad accendere un diodo led **verde** quando la tensione della batteria non è ancora scesa sotto gli **11 volt** e ad accendere il diodo led **rosso** quando la tensione della batteria scende al di sotto degli **11 volt**.

Come è possibile osservare nello schema elettrico, il piedino **invertente** dell'operazionale viene polarizzato dalla tensione dei **5,6 volt** prelevata dal diodo zener **DZ1**, mentre l'opposto piedino **non invertente** dalla tensione di **6,3 volt** prelevata dalla giunzione delle due resistenze **R2-R3**.



ELENCO COMPONENTI

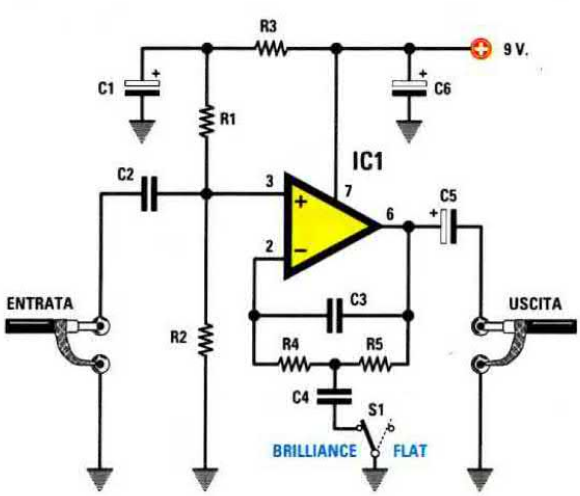
R1 = 220 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 10.000 ohm
R4 = 680 ohm
R5 = 680 ohm
C1 = 100 microF. elettrolitico
DZ1 = zener 5,6 V 1/2 watt
DL1 = diodo led rosso
DL2 = diodo led verde
IC1 = integrato uA.741

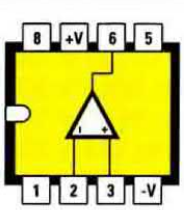


ESALTATORE ACUTI per CHITARRA

Sig. Forte Umberto - CUNEO

Appassionato chitarrista ho realizzato un circuito che mi permette di esaltare le sole frequenze degli **acuti** sulla gamma compresa tra i **3,5-8 KHz** ottenendo un effetto sonoro molto gradevole.
Il circuito, che utilizza un operazionale **uA.741**, viene alimentato con una pila da **9 volt**.
Quando l'interruttore **S1** è **aperto**, il segnale che si preleva dall'uscita è identico a quello applicato sull'ingresso, mentre quando il deviatore **S1** è **chiuso** sul condensatore **C4** viene inserito il filtro che esalta gli **acuti**.
Questo circuito va collegato tra il pick-up della chitarra e il preamplificatore.
È necessario che il circuito venga racchiuso entro una piccola scatola metallica.



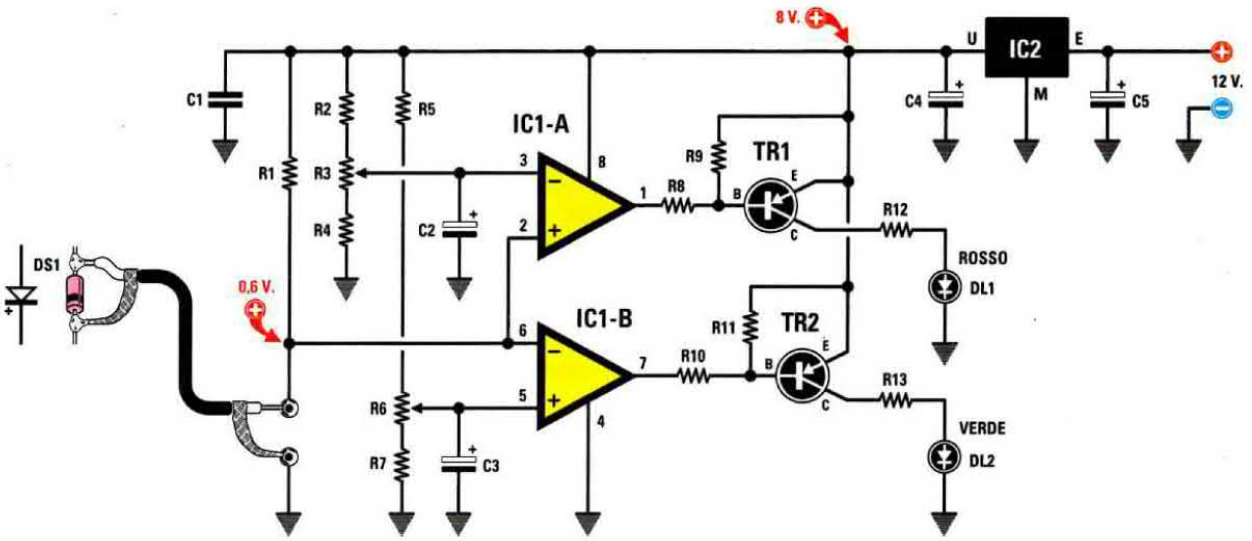


µA 741

ELENCO COMPONENTI

R1 = 100.000 ohm
R2 = 100.000 ohm
R3 = 1.000 ohm
R4 = 6.800 ohm
R5 = 5.600 ohm
C1 = 100 microF. elettrolitico
C2 = 470.000 pF poliestere
C3 = 1.000 pF poliestere
C4 = 47.000 pF poliestere
C5 = 10 microF. elettrolitico
C6 = 100 microF. elettrolitico
IC1 = integrato uA.741
S1 = deviatore

CONTROLLO della TEMPERATURA di un FRIGORIFERO



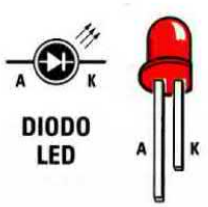
ELENCO COMPONENTI

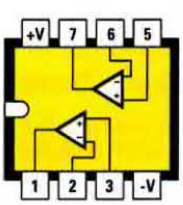
R1 = 6.800 ohm
R2 = 15.000 ohm
R3 = 1.000 ohm trimmer
R4 = 1.000 ohm
R5 = 15.000 ohm
R6 = 1.000 ohm trimmer
R7 = 1.000 ohm
R8 = 4.700 ohm
R9 = 4.700 ohm
R10 = 4.700 ohm
R11 = 4.700 ohm
R12 = 470 ohm
R13 = 470 ohm
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 10 microF. elettrolitico
C3 = 10 microF. elettrolitico
C4 = 10 microF. elettrolitico
C5 = 10 microF. elettrolitico
DS1 = diodo tipo 1N.4150
DL1-DL2 = diodi led
TR1 = PNP tipo BC.557
TR2 = PNP tipo BC.557
IC1 = integrato LM.358
IC2 = integrato MC.78L08

Sig. Luzi Piero - MACERATA

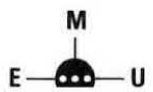
Accade spesso che qualche componente della mia famiglia apra il frigorifero e si dimentichi poi di chiuderlo in modo ermetico e che, di conseguenza, il giorno dopo tutti gli alimenti siano deteriorati.

Stanco di questo spreco, anche perchè mia moglie mi obbliga ogni volta ad andare al supermercato per fare un nuovo rifornimento, ho ideato questo semplice circuito che mi segnala tramite due diodi led, uno **Verde** ed uno **Rosso**, quando all'interno del frigorifero la temperatura **scende** al di sotto del limite di sicurezza.
Come potete vedere nello schema che allego, ho usato come **sensore** di **temperatura** un comune diodo al silicio **1N.4150** dopo aver constatato che, collegandolo ad una resistenza da **6.800 ohm**, ai suoi capi la tensione scende di circa **2,5 millivolt** per ogni variazione di **1 grado centigrado**.
Quindi, più **aumenta** la temperatura più **scende** la tensione ai capi del diodo.

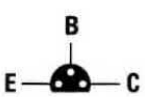




LM 358



MC 78L08



BC 557

Connessioni dell'integrato LM.358 viste da sopra con la tacca di riferimento a U rivolta verso sinistra. Le connessioni dell'integrato stabilizzatore MC.78L08 e del transistor BC.557 sono viste invece da sotto.

La tensione presente ai capi del diodo **DS1** viene applicata sull'ingresso **non invertente** del primo operazionale **IC1/A** e sul piedino **invertente** del secondo operazionale **IC1/B**.
Agli opposti piedini di questi due operazionali sono collegati due potenziometri (vedi **R3-R6**), che servono a determinare il valore di soglia, cioè a stabilire con quale **temperatura**, minima e massima, vogliamo far accendere i due diodi led collegati ai transistor **TR1-TR2**.

Poichè all'interno del frigorifero la temperatura si aggira intorno ai **+ 4°**, si dovranno tarare i potenziometri **R3-R6** in modo che con una temperatura di circa **+ 5°** i due diodi led risultino **spenti**.

Quando la temperatura scenderà sotto ai **+ 5°**, si accenderà il diodo led **verde DL2**, se invece salirà sopra ai **+ 5°** si accenderà il diodo **rosso DL1**.
Ho alimentato il circuito con una tensione stabilizzata di **8 volt** prelevata dall'integrato **IC2**.

Importante = Il diodo **DS1** va applicato all'interno del frigorifero tramite un cavetto schermato, collegando il terminale presente sul lato della fascia **nera** di riferimento alla calza di schermo del cavetto.

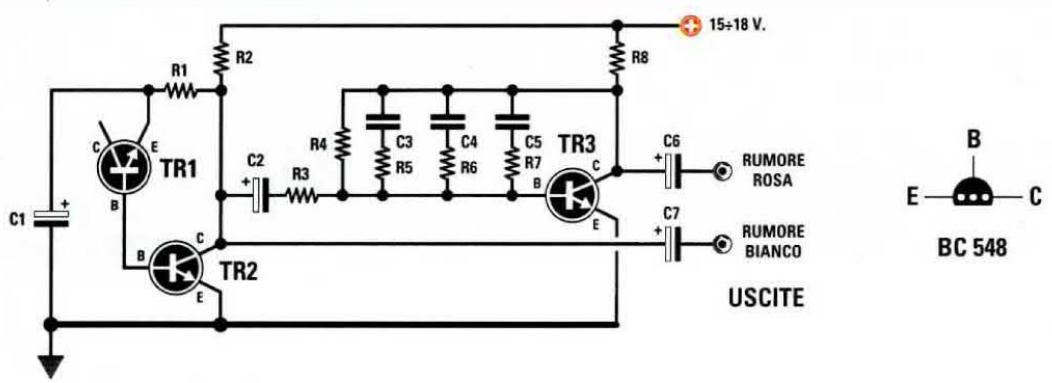
NOTE REDAZIONALI

La taratura dei due potenziometri è alquanto critica, quindi noi vi consigliamo di sostituirli con due ***trimmer multigiri****.*

Questo circuito potrebbe servire anche per controllare la ***temperatura*** *di un'aletta di raffreddamento o l'interno di una incubatrice.*

In questo caso si dovrà ricercare sperimentalmente quale valore usare per le due resistenze ***R2-R5****, in modo da avere i valori di soglia desiderati.*
Per temperature elevate in sostituzione del diodo ***DS1*** *si potrebbe usare una resistenza* ***NTC****.*

RUMORE ROSA e RUMORE BIANCO



Sig. Cisotto Daniele - Legnano (MI)

A chi come me non dispone di molti strumenti di misura, può essere molto utile un **generatore** di **rumore rosa** e **bianco** per controllare velocemente dei preamplificatori o dei finali di potenza **BF**.

Il rumore **rosa** genera un segnale che copre la gamma dei **100-200 Hz**, mentre il rumore **bianco** un segnale che copre la gamma dei **5-6 KHz**.
Per realizzare questo generatore occorrono tre comuni transistor **NPN** e pochi componenti passivi.

Faccio presente che questo circuito funziona solo se viene alimentato con una tensione non minore di **15 volt** o maggiore di **20 volt**.

Se lo riterrete opportuno, sarei ben lieto di vedere pubblicato questo mio progetto nella vostra rubrica **Progetti** in **Sintonia**.

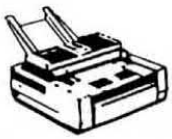
ELENCO COMPONENTI

R1 = 56.000 ohm
R2 = 5.600 ohm
R3 = 39.000 ohm
R4 = 1 megaohm
R5 = 390.000 ohm
R6 = 100.000 ohm
R7 = 18.000 ohm
R8 = 5.600 ohm
C1 = 22 microF. elettrolitico
C2 = 22 microF. elettrolitico
C3 = 5.600 pF poliestere
C4 = 2.700 pF poliestere
C5 = 820 pF ceramico
C6 = 1 microF. elettrolitico
C7 = 1 microF. elettrolitico
TR1-TR2-TR3 = NPN tipo BC.548

TELEFONATECI per ricevere i kits, i circuiti stampati e tutti i componenti di

NUOVA ELETTRONICA

SEGRETERIA TELEFONICA:
0542-641490



TELEFAX:
0542-641919

NOTA = Per informazioni relative alle spedizioni, prezzi o disponibilità di kits ecc. potete telefonare ogni giorno dalle ore **10** alle **12** **escluso** il sabato, al numero: **0542 - 64.14.90**

Non facciamo **consulenza tecnica**.
Per questo servizio dovete rivolgervi alla rivista **Nuova ELETTRONICA,** tutti i giorni dalle ore **17,30** alle ore **19,00**.

HELTRON via dell'INDUSTRIA n.4 - 40026 IMOLA (Bologna)
Distributore Nazionale e per l'ESTERO di Nuova Elettronica

Se nella vostra città non sono presenti Concessionari di Nuova Elettronica e quindi non riuscite a procurarvi i nostri kits, potrete telefonare tutti i giorni, compresi Sabato, Domenica, i giorni festivi ed anche di notte, a **qualsiasi ora** e la nostra segreteria telefonica provvederà a memorizzare il vostro ordine.

Se il servizio postale sarà efficiente, nel giro di pochi giorni il pacco vi verrà recapitato direttamente a casa dal postino, con il supplemento delle sole spese postali.

Effettuare un ordine è molto semplice:

Prima di comporre il numero annotate su un foglio di carta tutto ciò che dovete ordinare, cioè la sigla del kit, del circuito stampato, il tipo di integrato o qualsiasi altro tipo di componente e la quantità.
Dopo aver composto il numero telefonico, udrete tre squilli ed il seguente testo registrato su nastro:

*"Servizio celere per la spedizione di kit e componenti elettronici. Dettate il vostro **completo** indirizzo e il vostro **numero telefonico** per potervi chiamare nel caso il messaggio non risultasse comprensibile. Iniziate a parlare dopo il trillo acustico che tra poco ascolterete. Dopo questo trillo avete a disposizione 3 minuti per il vostro messaggio."*

Se avete già effettuato degli ordini, nella **distinta** presente all'interno di ogni pacco troverete il vostro **Codice Cliente** composto da **due lettere** ed un numero di **cinque cifre**.

Questo numero di Codice è il vostro **numero personale** memorizzato nel computer. Quando ci inoltrerete un ordine, sarà sufficiente che indichiate il vostro **cognome** ed il vostro **codice personale**.

Così il computer individuerà automaticamente la vostra via, il numero civico, la città ed il relativo CAP.

Non dimenticate di indicare oltre al **cognome** le **due lettere** che precedono il numero. Se menzionate solo quest'ultimo, ad esempio **10991**, poiché vi sono tanti altri lettori contraddistinti da tale numero, il computer non potrà individuarvi.

Precisando **AO10991**, il computer ricercherà il lettore **10991** della provincia di **Aosta**, precisando invece **MT10991**, il computer ricercherà il lettore **10991** della provincia di **Matera**.

Se siete abbonati il computer provvederà automaticamente a inserire lo sconto riservato a tutti gli abbonati alla rivista **Nuova Elettronica**.

LA DIRETTIVA .IFC

Obiettivo di questo articolo è spiegarvi l'utilizzo di un gruppo di **direttive** in uso nel linguaggio **Assembler** per **ST6** che, utilizzate durante la stesura di **programmi** e **macro**, vengono elaborate già in fase di compilazione snellendo l'esecuzione del programma o della macro stessa.

Non dobbiamo infatti dimenticare che la quasi totalità dei programmi contiene al suo interno **istruzioni**, **sub-routine**, **moduli** che effettuano delle **scelte** in base al **valore** di variabili, costanti, espressioni o condizioni logiche.
In base ai valori riscontrati o ottenuti, si attivano **altre** istruzioni o sub-routine o si effettuano salti di programma oppure si richiamano moduli ecc.

Quando si **compila** un programma per generare il file in formato **.HEX**, anche le **istruzioni**, le **sub-routine** e i **moduli** che comportano una scelta generano un codice eseguibile.
Questo significa che le **scelte** vengono effettuate durante l'esecuzione del programma, cioè quando il programma sta effettivamente funzionando.
In alcuni casi però ciò porta a un **appesantimento** del programma o dà luogo a una maggiore difficoltà durante la fase di **test** e di **simulazione**.

Esistono tuttavia delle **direttive** che, in molti casi, possiamo utilizzare per effettuare queste **scelte** in modo automatico durante la compilazione del programma, in modo da ottenere un completo programma eseguibile già **parametrizzato**.

Queste direttive sono:

.ifc	= direttiva che equivale a **se**
.else	= direttiva che equivale ad **altrimenti**
.endc	= direttiva che equivale a **fine**
.mexit	= direttiva che equivale a **uscita forzata**
.error	= direttiva che mostra un messaggio di **errore** impedendo al **compilatore** di generare il programma **.HEX**
.warning	= direttiva che pur mostrando un messaggio di **errore** consente al compilatore di generare il programma **.HEX**
.display	= direttiva che provvede a visualizzare sul monitor un **messaggio**

Per farvi capire a cosa servono le tre **direttive**:

.ifc
.else
.endc

analizziamo insieme una **situazione** che, verificandosi spesso, vi è sicuramente nota.

Tutte le volte che si fa la spesa al supermercato, dopo aver riempito il carrello ci si avvia alla **cassa** e per pagare la merce acquistata si può scegliere fra diverse **modalità**, tutte però subordinate a precise condizioni:

– **se** la cassa **accetta** assegni
– **pago** con assegno
– **altrimenti**
– **se** la cassa **accetta** la carta di credito
– **pago** con carta di credito
– **altrimenti**
– **se** la cassa **accetta** il bancomat
– **pago** con bancomat
– **altrimenti**
– **pago** in **contanti**
– **fine** delle possibilità

Nel nostro esempio le parole "**se accetta**" rappresentano la condizione, mentre "**assegno - carta di credito - bancomat**" sono i suoi oggetti.

Quindi l'azione "**pago** con **assegno**" si può eseguire solo nel caso risulti **vera** la condizione in cui la cassa **accetti** gli **assegni**.

Se questa condizione **non** è **vera** si passa all'altra possibilità verificando la seconda condizione:

– **altrimenti**
– **se accetta** la carta di **credito**

Quindi l'azione "**pago** con carta di **credito**" si può eseguire solo nel caso risulti **vera** la condizione in cui la cassa **accetti** la carta di **credito**.

Se anche questa condizione **non** è **vera**, si passa alla terza possibilità verificando la terza condizione:

– **altrimenti**
– **se accetta** il **bancomat**

e se anche questa ultima condizione **non** risulta **vera** si passa all'ultima possibilità e quindi non rimane altro che:

– **altrimenti**
– **pago** in **contanti**
– **fine** delle possibilità.

Le tre direttive **.ifc**, **.else**, **.endc** devono dunque essere utilizzate in questo ordine:

.ifc: dopo aver definito la condizione e i suoi oggetti, vanno inserite le istruzioni da assemblare solo in presenza di una condizione **vera**.

.else: di seguito vanno inserite le istruzioni da assemblare solo se la condizione precedente **non** risulta **vera**.

.endc: stabilisce la fine delle scelte.

dell'ASSEMBLER per ST6

In questo articolo ci occupiamo di un gruppo di direttive del linguaggio Assembler per ST6 che, opportunamente utilizzate, vi consentono di ottenere con la compilazione un programma eseguibile parametrizzato.

Le **condizioni** vengono espresse con queste sigle:

eq = significa **è uguale** a **0**

ne = significa **non è uguale** a **0**

gt = significa **è maggiore** di **0**

lt = significa **è minore** di **0**

le = significa **è minore** o **uguale** a **0**

ge = significa **è maggiore** o **uguale** a **0**

df = significa **è definita**

ndf = significa **non è definita**

È ovvio che ognuna di queste **condizioni** risulterà **vera** oppure **non vera** rispetto alla definizione del suo oggetto.

Cercheremo perciò ora di spiegarvi in maniera dettagliata ed esauriente come usare le **condizioni** della direttiva **.ifc**.

eq = condizione uguale a 0

Se ad esempio scriviamo:

```
.ifc        eq valx
ldi         coms,8
.else
ldi         coms,13
.endc
```

Quando il **compilatore** incontra:

```
.ifc        eq valx
```

verifica se il valore di **valx** è uguale a **0** ed assembla l'istruzione:

```
ldi         coms,8
```

solo se la condizione è **vera**.
Se invece **valx** e diverso **0**, noi abbiamo una condizione **non vera** quindi assembla l'istruzione che si trova **dopo** la direttiva **.else**:

```
.else
ldi         coms,13
```

Ricordate che per diverso da **0** si intende un valore che può essere **maggiore** o **minore** di **0**.
La direttiva **.endc** segnala al **compilatore** la **fine** del blocco della condizione e deve essere sempre inserita come **ultima istruzione**.
A questo punto vi chiederete come fa **valx** a contenere un valore uguale a **0** o diverso da **0**.
Gli esempi che seguono chiariranno ogni dubbio.

ne = condizione non uguale a 0

Si tratta della condizione opposta alla precedente, per cui se sostituiamo **eq** con **ne**:

```
.ifc        ne valx
ldi         coms,8
.else
ldi         coms,13
.endc
```

Il **compilatore** assembla:

```
ldi         coms,8
```

solo nel caso in cui **valx** risulti diverso da **0** altrimenti assembla:

```
ldi         coms,13
```

poi passa alla direttiva **.endc**, che gli segnala la **fine** del blocco della condizione.

gt = condizione maggiore di 0

Se inseriamo **gt** prima di **valx**:

```
.ifc        gt valx
ldi         coms,8
.else
ldi         coms,13
.endc
```

Il **compilatore** assembla:

```
ldi         coms,8
```

solo nel caso **valx** risulti **maggiore** di **0**; se invece è **uguale** o **minore** di **0** assembla:

```
ldi         coms,13
```

È sottinteso che, in questo caso, il **compilatore** è in grado di riconoscere anche un valore **negativo** come risultato di una espressione.
Nel secondo esempio che chiude questo articolo, avremo modo di spiegarvi come ciò accada.

lt = condizione minore di 0

Se inseriamo **lt** prima di **valx**:

```
.ifc        lt valx
ldi         coms,8
.else
ldi         coms,13
.endc
```

Il **compilatore** assembla:

```
ldi         coms,8
```

solo nel caso in cui **valx** risulti **minore** di **0**; se invece risulta **uguale** o **maggiore** di **0** assembla l'istruzione:

```
ldi         coms,13
```

quindi passa alla direttiva **.endc**, che gli segnala la **fine** del blocco della condizione.

le = condizione minore o uguale a 0

Se inseriamo **le** prima di **valx**:

```
.ifc        le valx
ldi         coms,8
.else
ldi         coms,13
.endc
```

Il **compilatore** assembla:

```
ldi        coms,8
```

solo se **valx** risulta **minore** o **uguale** a **0**.
Se **valx** è **maggiore** di **0** assembla l'istruzione:

```
ldi        coms,13
```

quindi passa alla direttiva **.endc**, che gli segnala la **fine** del blocco della condizione.

ge = condizione maggiore o uguale a 0

Se scriviamo **ge** prima di **valx**:

```
.ifc       ge valx
ldi        coms,8
.else
ldi        coms,13
.endc
```

Il **compilatore** assembla:

```
ldi        coms,8
```

solo nel caso **valx** risulti **maggiore** o **uguale** a **0**.
Se **valx** è **minore** di **0** assembla l'istruzione:

```
ldi        coms,13
```

quindi passa alla direttiva **.endc**, che gli segnala la **fine** del blocco della condizione.

df = condizione definita

Nel caso si volessero inserire più **macro** o più **moduli** all'interno di un programma principale, la condizione **df** ci permetterà di controllare e quindi di gestire (ad esempio per segnalare un errore, per modificare un valore, ecc.) se esiste una variabile, un'etichetta o una costante **già definita** in altri punti del programma con lo stesso **nome**.

```
.ifc       df pippo
.display   "pippo già definito"
.endc
```

Solo se **pippo** risulta già definito, il **compilatore** assembla:

```
.display   "pippo già definito"
```

facendo apparire sul monitor il messaggio **"pippo già definito"**.

ndf = condizione non definita

È la condizione opposta alla precedente, per cui la condizione **ndf** ci permetterà di controllare e quindi di gestire (ad esempio per segnalare un errore, per modificare un valore, ecc.) se esiste una variabile, un'etichetta o una costante che **non** sia ancora stata **definita** in altri punti del programma con lo stesso **nome**.

```
.ifc       ndf pippo
.display   "pippo non definito"
.endc
```

Il **compilatore** assembla:

```
.display   "pippo non definito"
```

solo se **pippo** non risulta definito. In questo caso vedremo apparire sul monitor il messaggio **"pippo non definito"**.

PRIMO ESEMPIO

Per completare quanto appena spiegato, abbiamo scritto un programma, che abbiamo chiamato **SERIAL.ASM** (vedi il listato in fig.1), che effettua una elaborazione di **dati** e provvede a trasmetterli ad un dispositivo qualunque in **modalità seriale asincrona** tramite un **piedino** di una porta.

La **velocità** di trasmissione viene regolata tramite un'opportuna configurazione del **timer** del micro.

Infatti, a seconda delle necessità, è la **macro** che abbiamo chiamato **setbaud** che effettua la scelta e il settaggio della velocità di trasmissione **seriale asincrona** con la possibilità di scegliere tra queste quattro velocità: **9600 - 4800 - 2400 - 1200 baud**.

Il listato completo della macro **setbaud** è visibile in fig.2, mentre in fig.1 è visibile la parte del programma sorgente nella quale durante la compilazione viene inserita la macro.

Come potete notare dalla fig.2, si tratta di una macro (**setbaud**) parametrizzata (**m_baud**), pertanto durante la compilazione il valore (**t_baud**), definito nella riga del file sorgente che richiama questa macro, verrà "passato" e sostituito nella macro stessa utilizzando la Common Area.
Questo è ciò che succede anche se, come nel nostro caso, i nomi usati per definire i parametri nei file **SERIAL.ASM** e **SETBAUD.LMA** non sono gli stessi.

Nota: per rinfrescarvi la memoria sulla formazione

Fig.1 LISTATO del PROGRAMMA SERIAL.ASM

```
t_baud   .set      96
         .input    "SETBAUD.LMA"

main
         ldi       wdog,0feh          ;ricarica il Watchdog
         call      init_a             ;inizializzo le variabili
         call      init_p             ;inizializzo le porte
         setbaud   t_baud             ;macro config. velocita trasm/baud
loop     ldi       wdog,0feh          ;ricarica il Watchdog
         call      elabor             ;elaborazione dati
         call      trasmx             ;trasmissione seriale asincrona
         jp        loop
```

Fig.2 LISTATO del PROGRAMMA SETBAUD.LMA

```
.macro   setbaud   m_baud
         .ifc      df set_tcr              ;
         warning   "set_tcr gia' definito"
         endc
         .ifc      df set_psc              ;
         .warning  "set_psc gia' definito"
         .endc
         .ifc      eq m_baud - 12          ; 1200 ------------+
set_tcr  .set      140                     ;                  |
set_psc  .set      2                       ;                  |
         .display  "1200 BAUD"             ;                  |
         .else                             ; altrimenti       |
         .ifc      eq m_baud - 24          ; 2400 ----------+ |
set_tcr  .set      140                     ;                | |
set_psc  .set      1                       ;                | |
         .display  "2400 BAUD"             ;                | |
         .else                             ; altrimenti     | |
         .ifc      eq m_baud - 48          ; 4800 --------+ | |
set_tcr  .set      140                     ;              | | |
set_psc  .set      0                       ;              | | |
         .display  "4800 BAUD"             ;              | | |
         .else                             ; altrimenti   | | |
         .ifc      eq m_baud - 96          ; 9600 ------+ | | |
set_tcr  .set      70                      ;            | | | |
set_psc  .set      0                       ;            | | | |
         .display  "9600 BAUD"             ;            | | | |
         .else                             ; altrimenti | | | |
         .error    "ERRORE SELEZ.BAUD"     ; ERRORE     | | | |
         .mexit                            ;            | | | |
         .endc                             ;------------+ | | |
         .endc                             ;--------------+ | |
         .endc                             ;----------------+ |
         .endc                             ;------------------+
         .endm                             ; fine macro
```

e l'utilizzo delle **macro**, vi consigliamo di rileggere l'articolo a loro dedicato, che abbiamo pubblicato sulla rivista **N.203**.

Vediamo dunque passo passo cosa succede quando lanciamo la compilazione del programma sorgente **SERIAL.ASM**.

Tralasciamo tutte le istruzioni iniziali, che al fine dell'argomento di questo articolo non interessano, e soffermiamoci sull'istruzione:

```
t_baud      .set        96
```

Come già sapete, quando il **compilatore** incontra la direttiva **.set** assegna un valore, che nel nostro caso è **96**, alla costante **t_baud**.
L'istruzione successiva:

```
            .input      "SETBAUD.LMA"
```

ci serve per definire **setbaud** come macro, in modo che il **compilatore**, quando incontra questo nome, inserisca il contenuto del file **SETBAUD.LMA**, cioè della macro per settare la velocità di trasmissione (vedi fig.2), all'interno del programma **SERIAL.ASM**.

Le tre istruzioni successive:

```
main        ldi         wdog,0feh
            call        init_a
            call        init_p
```

servono in esecuzione per caricare il Watchdog e inizializzare sia le variabili del programma sia le porte del micro coinvolte.
Quando il compilatore Assembler arriva a:

```
            setbaud     t_baud
```

riconosce che **setbaud** è una **macro** e pertanto la sostituisce con le istruzioni relative passando, come abbiamo già avuto modo di ricordarvi, il parametro **t_baud** alla macro (vedi fig.3).
A questo parametro assegnerà anche il valore definito con l'istruzione **.set** che abbiamo appena visto, cioè **96**.

Poiché infine questa macro è costituita a sua volta da direttive, le esegue ad una ad una.

Nota: a questo proposito vi ricordiamo che le direttive sono istruzioni che vengono eseguite durante la fase di Compilazione (vedi rivista **N.190**).

Aiutandoci con la fig.3, che riporta il file con estensione **.LIS** del nostro programma sorgente, vediamo ora come lavora il compilatore.
A partire dalla riga 155 incontriamo:

```
            .ifc        df set_tcr
            .warning    "set_tcr già definito"
            .endc
```

Questo gruppo di istruzioni equivale a: se la costante **set_tcr** è già definita, segnalami un **messaggio** di attenzione, ma prosegui ugualmente la compilazione generando il programma eseguibile, cioè il programma **SERIAL.HEX**.
La direttiva **.warning** infatti, si utilizza per visualizzare il messaggio di **errore non grave** racchiuso tra virgolette. Questo messaggio apparirà sul video durante la fase di **compilazione**, fase che comunque proseguirà per terminare normalmente.

Il compilatore perciò controlla che **set_tcr** non sia già stato definito all'interno del programma principale **SERIAL.ASM**.
Come potete controllare dal listato in fig.1, nel programma **SERIAL.ASM** non è stata inserita nessuna definizione di **set_tcr**, pertanto per il compilatore si attiverà la condizione "**non vero**" e quindi non eseguirà la direttiva **.warning**, ma proseguirà a **.endc** chiudendo così questa **.ifc**.

Per mostrarvi però cosa sarebbe successo nel caso **set_tcr** fosse stato definito, abbiamo provato ad inserire in **SERIAL.ASM** l'istruzione:

```
set_tcr     .set        30
```

Abbiamo quindi lanciato di nuovo la compilazione il cui esito è visibile in fig.4.
In questo caso compare a video il messaggio di **warning** con l'indicazione del file **SETBAUD.LMA** e del numero **6** che corrisponde alla riga di istruzione della macro che ha generato il messaggio.
Il numero **[157]** è invece il codice dell'errore dell'Assembler.

Nota: vi ricordiamo che l'estensione **.LIS** è propria del formato listato ottenuto durante la compilazione Assembler, come ampiamente spiegato nell'articolo relativo alle opzioni dell'Assembler per ST6 pubblicato sulla rivista **N.194**.

Notate comunque il messaggio ***** SUCCESS ***** che ci informa che il programma **SERIAL.ASM** è stato assemblato senza problemi.
Viene poi visualizzato il messaggio **One warning** per ricordare che esiste comunque un problema, anche se non grave.

Ma ora ritorniamo a dove eravamo rimasti e pro-

Fig.3 LISTATO del PROGRAMMA SERIAL.LIS

```
154   116          setbaud   t_baud                  ; config. velocità trasm/baud
155 1   5          .ifc      df set_tcr              ;
156 1   6          warning   "set_tcr gia' definito"
157 1   7          endc
158 1   8          .ifc      df set_psc              ;
159 1   9          .warning  "set_psc gia' definito"
160 1  10          .endc
161 1  11          .ifc      eq t_baud - 12          ; 1200 -------------+
162 1  12 set_tcr  .set      140                     ;                   |
163 1  13 set_psc  .set      2                       ;                   |
164 1  14          .display  "1200 BAUD"             ;                   |
165 1  15          .else                             ; altrimenti        |
166 1  16          .ifc      eq t_baud - 24          ; 2400 -----------+ |
167 1  17 set_tcr  .set      140                     ;                 | |
168 1  18 set_psc  .set      1                       ;                 | |
169 1  19          .display  "2400 BAUD"             ;                 | |
170 1  20          .else                             ; altrimenti      | |
171 1  21          .ifc      eq t_baud - 48          ; 4800 ---------+ | |
172 1  22 set_tcr  .set      140                     ;               | | |
173 1  23 set_psc  .set      0                       ;               | | |
174 1  24          .display  "4800 BAUD"             ;               | | |
175 1  25          .else                             ; altrimenti    | | |
176 1  26          .ifc      eq t_baud - 96          ; 9600 -------+ | | |
177 1  27 set_tcr  .set      70                      ;             | | | |
178 1  28 set_psc  .set      0                       ;             | | | |
179 1  29          .display  "9600 BAUD"             ;             | | | |
180 1  30          .else                             ; altrimenti  | | | |
181 1  31          .error    "ERRORE SELEZ.BAUD"     ; ERRORE      | | | |
182 1  32          .mexit                            ;             | | | |
183 1  33          .endc                             ;-------------+ | | |
184 1  34          .endc                             ;---------------+ | |
185 1  35          .endc                             ;-----------------+ |
186 1  36          .endc                             ;-------------------+
187 1  37          .endm                             ; fine macro
```

seguiamo con le successive istruzioni, visibili sempre in fig.3:

```
.ifc        df set_psc
.warning    "set_psc già definito"
.endc
```

Questo gruppo di istruzioni equivale a: se la costante **set_psc** è già definita segnalami un messaggio di attenzione, ma prosegui normalmente la compilazione generando comunque il programma eseguibile.

In questo caso, peraltro simile al precedente, è la costante **set_psc** ad essere controllata e poiché anche stavolta per il compilatore si attiverà la condizione "**non vero**", non verrà eseguita la direttiva **.warning** e si proseguirà a **.endc** chiudendo così anche questa **.ifc**.

Apriamo un piccola parentesi per farvi notare che, contrariamente agli esempi proposti all'inizio dell'articolo, per **set_tcr** e **set_psc** non è stata u-

Fig.4 Messaggio di WARNING

```
C:\ST6\LX1208>ast6 -l -D -S -m serial
ST6 MACRO-ASSEMBLER version 4.00 - August 1992
Warning SETBAUD.LMA 6: [157] "set_tcr gia definito"
*** SUCCESS ***
Execution time: 0 second[s]
 One warning
```

Fig.5 Messaggio di compilazione riuscita

```
C:\ST6\LX1208>ast6 -l -D -S -m serial
ST6 MACRO-ASSEMBLER version 4.00 - August 1992
9600 BAUD
*** SUCCESS ***
Execution time: 1 second[s]
```

Fig.6 Messaggio di ERROR

```
C:\ST6\LX1208>ast6 -l -D -S -m serial
ST6 MACRO-ASSEMBLER version 4.00 - August 1992
Error SETBAUD.LMA 32: [157] "ERRORE SELEZ.BAUD"
Execution time: 0 second[s]
One error detected
No object created
```

tilizzata la direttiva **.else** per la gestione della condizione di "**non vero**". Infatti, in questi due casi ci interessava solo che venisse evidenziata la condizione "**vero**" delle direttive **.ifc**.

Proseguiamo dunque con le istruzioni successive:

```
            .ifc        eq t_baud - 12
set_tcr     .set        140
set_psc     .set        2
            .display    "1200 BAUD"
            .else
            .ifc        eq t_baud - 24
set_tcr     .set        140
set_psc     .set        1
            .display    "2400 BAUD"
            .else
            .ifc        eq t_baud - 48
set_tcr     .set        140
set_psc     .set        0
            .display    "4800 BAUD"
            .else
            .ifc        eq t_baud - 96
set_tcr     .set        70
set_psc     .set        0
            .display    "9600 BAUD"
            .else
            .error      "Errore Selez. Baud"
            .mexit
            .endc
            .endc
            .endc
            .endc
```

Ci troviamo di fronte ad un esempio un po' complesso di compilazione condizionata (**.ifc**) dove per condizione "**vero**" viene eseguita la direttiva **.display**, mentre per "**non vero**" viene posta una nuova condizione **.ifc**, che a sua volta ha una gestione per "**vero**" e rimanda a una nuova condizione di **.ifc** per "**non vero**" e così via.

Vediamo però passo passo cosa succede e analizziamo la prima sequenza:

```
            .ifc        eq t_baud - 12
set_tcr     .set        140
set_psc     .set        2
            .display    "1200 BAUD"
            .else
```

Il compilatore confronta il valore ricavato dalla espressione **t_baud – 12** con **zero** (condizione **eq**) e se risulta "**vero**" definisce la costante **set_tcr** e le associa il valore **140**, inoltre definisce la costante **set_psc** e le associa il valore **2**, infine esegue la direttiva **.display**.
Quest'ultima direttiva si utilizza essenzialmente per visualizzare dei messaggi a video durante la fase di Compilazione del programma.
Nel nostro caso se la condizione fosse vera, a video comparirebbe "**1200 BAUD**", per segnalarci che il programma **SERIAL.ASM** utilizza una velocità di trasmissione di **1200 baud**.

È dunque ora necessario verificare qual è il risultato dell'espressione **t_baud – 12** e per farlo bisogna prima ricavare il valore di **t_baud**.
Se ricordate, la prima istruzione di **SERIAL.ASM** che abbiamo visto era:

```
t_baud      .set        96
```

che assegna a **t_baud** il valore **96**.
Pertanto l'espressione **t_baud – 12** dà come risultato:

96 –12 = 84.

A questo punto è chiaro che l'istruzione diventa:

```
            .ifc        eq 84
```

e poiché l'oggetto della condizione, cioè **84**, non è uguale a **zero**, si attiva la condizione di "**non vero**", e quindi le istruzioni:

```
set_tcr     .set        140
set_psc     .set        2
            .display    "1200 BAUD"
```

non vengono eseguite. Il compilatore passa dunque alle istruzioni poste dopo **.else**:

```
            .ifc        eq t_baud - 24
set_tcr     .set        140
set_psc     .set        1
            .display    "2400 BAUD"
            .else
```

e confronta nuovamente il valore ricavato dalla espressione **t_baud – 24** con **zero** e se "**vero**" definisce la costante **set_tcr** e le associa il valore **140**, definisce **set_psc** e le associa il valore **1**, infine esegue la direttiva **.display**.
Siccome però l'espressione **t_baud – 24** dà come risultato un valore **non** uguale a **0**:

96 – 24 = 72

anche in questo caso viene attivata la condizione di "**non vero**". Il compilatore ignora dunque:

```
set_tcr     .set        140
set_psc     .set        1
            .display    "2400 BAUD"
```

e passa alle istruzioni successive a **.else**:

```
            .ifc        eq t_baud - 48
set_tcr     .set        140
set_psc     .set        0
            .display    "4800 BAUD"
            .else
```

Anche in questo caso il risultato dell'espressione **t_baud - 48** è un valore diverso da **zero**:

96 - 48 = 48

pertanto il compilatore ignora:

```
set_tcr     .set        140
set_psc     .set        0
            .display    "4800 BAUD"
```

e passa alle istruzioni dopo **.else**:

```
            .ifc        eq t_baud - 96
set_tcr     .set        70
set_psc     .set        0
            .display    "9600 BAUD"
            .else
```

In questo caso invece l'espressione **t_baud - 96**:

96 - 96 = 0

soddisfa la condizione per "**vero**" e perciò il compilatore esegue le istruzioni:

```
set_tcr     .set        70
set_psc     .set        0
            .display    "9600 BAUD"
```

definisce così la costante **set_tcr** e le associa il valore **70**, definisce **set_psc** e le associa il valore **0**, infine esegue la direttiva **.display** e a video comparirà la scritta "**9600 BAUD**".
A questo punto il compilatore ignora l'istruzione **.else** e quelle che seguono:

```
            .error      "Errore Selez. Baud"
            .mexit
```

e passa alla prima delle quattro **.endc** che chiude l'ultima **.ifc** vista, cioè:

```
            .ifc        eq t_baud - 96
```

Poi va alla seconda **.endc** che chiude:

```
            .ifc        eq t_baud - 48
```

Poi va alla terza **.endc** che chiude:

```
            .ifc        eq t_baud - 24
```

Poi va alla quarta **.endc** che chiude:

```
            .ifc        eq t_baud - 12
```

Per facilitarvi nella comprensione della sequenza logica delle istruzioni, alla destra del listato visibile in fig.3 abbiamo legato con dei trattini le condizioni **.ifc** alle rispettive **.endc**.
Si vede così abbastanza chiaramente che si tratta di una serie di **.ifc** racchiuse una dentro l'altra, dove la prima del listato è l'ultima ad essere "chiusa".
Si parla in questo caso di **.ifc** "**nested**" che tradotto vuol dire "nidificate".
Vi ricordiamo che è importantissimo "chiudere" sempre ogni **.ifc** con una **.endc**.
Il compilatore segnala infatti errore nel caso che siano state inserite un numero maggiore o minore di **.endc** rispetto alle **.ifc** inserite.
Segnala inoltre errore anche quando si inseriscono più **.else** rispetto alle **.ifc**.

Dopo l'ultima **.endc** il compilatore trova la direttiva **.endm** che gli segnala la fine della macro.

A questo punto prosegue con la compilazione delle rimanenti istruzioni del programma **SERIAL.ASM** e quando arriva alla routine che predispone il **timer** per gestire la velocità di trasmissione, carica nel registro **tcr** (Contatore del Timer) il valore corrispondente alla costante **set_tcr** (nel nostro esempio **70**) e nel **Prescaler** del registro **tscr** il valore corrispondente alla costante **set_psc** (nel nostro esempio **0**).
Questo permetterà di gestire i tempi strettamente legati alla velocità di trasmissione.
Vi ricordiamo che trattandosi di esempi, i valori **70** e **0** che abbiamo utilizzato sono indicativi, poiché quello che ci premeva farvi capire è il meccanismo con cui si ottengono questi valori.
A fine compilazione comparirà a video il messaggio visibile in fig.5.

Notate la dicitura "**9600 BAUD**" visibile prima della scritta ***** SUCCESS ***** che testimonia che è stata selezionata la velocità di **9600** baud per la trasmissione.

A questo punto vi starete chiedendo cosa succede se nel definire **t_baud**, anziché utilizzare uno dei valori numerici gestiti dalla macro **setbaud** (cioè 12 o 24 o 48 o 96) inseriamo un valore diverso, ad esempio 75.
Aiutandovi con il listato di fig.3 che abbiamo appena descritto provate a simulare il compilatore.

Tutte e quattro le espressioni che utilizzano **t_baud** danno un risultato diverso da zero; l'ultima dà addirittura un risultato negativo.
Ne consegue che verranno eseguite sempre le condizioni per "**non vero**" arrivando a:

```
.error      "Errore Selez. Baud"
.mexit
```

La direttiva **.error** viene utilizzata per fare apparire a video la segnalazione di errore seguita, dove ci sia, dalla frase inserita tra virgolette.
Quando il compilatore incontra questa direttiva, visualizza il messaggio a video e continua comunque la compilazione del programma, ma non genera nessun programma eseguibile (**.HEX**).
Questa direttiva si utilizza perciò per segnalare un caso di errore grave.
La direttiva **.mexit** che abbiamo inserito di seguito viene utilizzata per uscire forzatamente dalla compilazione di una macro senza dover arrivare alla sua fine naturale, cioè all'istruzione **.endm**.

Nella fig.6 potete vedere il messaggio che sarebbe apparso dopo la compilazione di **SERIAL.ASM** con **t_baud** non valido.
Viene infatti mostrato a video il messaggio di errore e la dicitura finale "**No object created**".

Torniamo ora all'esempio corretto dove **t_baud** vale **96** e la compilazione dà esito positivo.
Qualcuno potrebbe obiettare che sono state inserite molte istruzioni, con una conseguente perdita di spazio e tempo di esecuzione, per ottenere la configurazione di due costanti: **set_tcr** e **set_psc**.

Vorremmo però farvi osservare che se in futuro si presenterà la necessità di scrivere più di un programma che esegua una trasmissione e/o una ricezione seriale asincrona, ognuno a una diversa velocità di trasmissione tra le 4 proposte nella macro, sarà sufficiente definire in maniera corretta il valore di **t_baud** per avere già tutto predisposto.
Inoltre se siete dei corretti osservatori, avrete notato che la macro **setbaud** è composta esclusivamente da direttive dell'Assembler, e voi dovreste sapere che queste non occupano spazio di memoria, non vengono eseguite in fase di esecuzione del programma e non generano nessuna opcode.
A riprova di quanto detto abbiamo lanciato l'esecuzione del programma **SERIAL.HEX** tramite il simulatore **SimST626** (presentato sulla rivista **N.197**) e come visibile in fig.7, dopo l'istruzione:

```
call        init_p
```

viene eseguita l'istruzione:

```
loop        ldi         wdog,FEh
```

e non vi è più traccia di:

```
setbaud     t_baud
```

come invece riportato nel **SERIAL.ASM** di fig.2.

Se non disponete di un simulatore, per sapere se i dati sono stati correttamente inseriti nel registro **tcr** e nel registro **tscr** del Timer, vi dovete fidare di ciò che appare a video alla fine della compilazione e cioè di un messaggio simile a quello visibile in fig.5.
Esiste però un altro controllo che si può effettuare quando non si dispone di un simulatore.
È infatti sufficiente compilare il programma inserendo l'opzione **–S** per ottenere così anche il file con estensione **.SYM**.
Come già spiegato sulla rivista **N.194** relativamente alle opzioni del compilatore assembler, questo file contiene tutte le etichette e tutte le costanti utilizzate nel programma con a fianco il loro valore espresso in **esadecimale**.
Vediamo dunque, tramite la fig.8, il listato del file **SERIAL.SYM** e andiamo a verificare i valori di:

```
t_baud  :  EQU  00060H  C
```

dove appunto **60h** espresso in decimale è **96**.

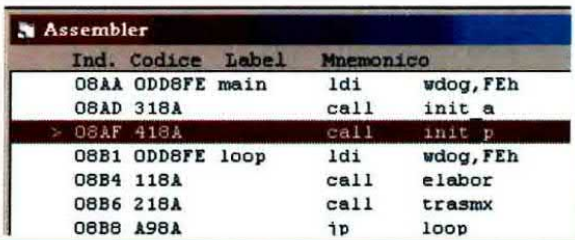
```
set_psc :  EQU  00000H  C
```

dove il valore **00h** espresso in decimale è **0**.

```
set_tcr :  EQU  00046H  C
```

dove il valore **46h** espresso in decimale è **70**.

Fig.7 Esecuzione del file SERIAL.HEX



SECONDO ESEMPIO

Per il secondo esempio abbiamo realizzato una **macro** che abbiamo chiamato **ritardo** e che abbiamo salvato nel file **RITARDO.LMA**.

Abbiamo quindi scritto un semplice programma che abbiamo chiamato **PROVA2.ASM** e in due diversi punti abbiamo utilizzato la **macro ritardo**.

Fig.8 LISTATO del file SERIAL.SYM

Per ottenere un file con estensione .SYM, bisogna compilare il programma sorgente inserendo l'opzione –S. In questo modo si ottiene l'elenco delle etichette definite in Program Space e delle costanti simboliche utilizzate nel programma sorgente. Come potete vedere in queste righe, accanto a ogni etichetta (definita con P) o costante (definita con C), è espresso l'indirizzo in valore esadecimale.

```
t_baud    :    EQU 00060H C
ad_int    :    EQU 008a5H P
init_a    :    EQU 008a3H P
elabor    :    EQU 008a1H P
init_p    :    EQU 008a4H P
inizio    :    EQU 00880H P
trasmx    :    EQU 008a2H P
main      :    EQU 008aaH P
loop      :    EQU 008b1H P
nmi_int   :    EQU 008a9H P
set_psc   :    EQU 00000H C
set_tcr   :    EQU 00046H C
tim_int   :    EQU 008a6H P
A_int     :    EQU 008a8H P
BC_int    :    EQU 008a7H P
```

Fig.9 LISTATO del PROGRAMMA RITARDO.LMA

```
            .macro    ritardo time,?lop1
            .ifc      ndf freqz
            .error    "Frequenza quarzo non definita"
            .mexit
            .endc
            .ifc      gt time*freqz/6/13-256
            .error    "Tempo troppo lungo"
            .mexit
            .endc
            .ifc      le time*freqz/6/13-1
            .error    "Tempo troppo corto"
            .mexit
            .endc

            ldi       carmat,time*freqz/6/13-1
lop1        dec       carmat
            jrnz      lop1
            .endm
```

Fig.10 LISTATO del PROGRAMMA PROVA2.ASM

```
carmat  .def      084h              ;Variabile per avere un ritardo
freqz   .set      8                 ;Segnala 8MHz di frequenza
        .input    "RITARDO.LMA"

main
        ldi       wdog,0feh         ;ricarica il Watchdog
        call      set_pin           ;configura le porte
        call      elab1             ;prima elaborazione
        call      delay1            ;esegui un ritardo
        call      elab2             ;seconda elaborazione
        call      delay2            ;esegui un ritardo
        jp        main              ;ripeti

delay1  ritardo   1200              ;Esegue un ritardo di 1200 us
        ret

delay2  ritardo   1500              ;Esegue un ritardo di 1500 us
        ret
```

In fig.9 potete vedere il listato della **macro** chiamata **ritardo**, mentre in fig.10 potete vedere il listato del programma **PROVA2.ASM** relativo alle sole istruzioni che ci interessano ai fini dell'esempio.

La macro riportata in fig.9 ci serve per generare un **ritardo variabile**, il cui valore andrà inserito all'interno del programma **PROVA2.ASM** in corrispondenza delle istruzioni che richiamano questa macro, cioè:

```
delay1    ritardo    1200

delay2    ritardo    1500
```

I valori numerici **1200** e **1500** sono i valori che verranno passati dal programma sorgente alla macro durante la compilazione e corrispondono al ritardo espresso in **microsecondi** che verrà generato.
Nelle istruzioni della macro è inoltre previsto un controllo sui valori numerici passati alla macro stessa, in modo che se il ritardo è minore di **10 microsecondi** o maggiore di **2496 microsecondi**, venga segnalato **errore**.

Una macro come quella da noi chiamata **ritardo** può risultare molto utile quando si devono inserire dei ritardi in determinati programmi, perché eviterà di dover calcolare di volta in volta il tempo dei **cicli** delle istruzioni.

Adesso vediamo cosa avviene quando **compiliamo** il programma **PROVA2.ASM**.

Seguendo il listato di fig.10 troviamo subito la prima istruzione:

```
carmat    .def       084h
```

dove la variabile **carmat** viene associata all'area di Data Space **084h**. Questa variabile è quella che verrà utilizzata dalla macro **ritardo**.

La seconda istruzione:

```
freqz     .set       8
```

definisce la costante **freqz** associandole il valore **8**. Questo valore corrisponde alla frequenza di oscillazione del quarzo da **8 MHz** utilizzato per il clock. E' ovvio che se si utilizzasse un quarzo da **4 MHz**, l'istruzione dovrebbe cambiare in:

```
freqz     .set       4
```

La terza istruzione che incontriamo riguarda la direttiva **.input**. Come abbiamo già avuto modo di ricordare con il 1° esempio, questa direttiva informa il **compilatore** che deve caricare la macro **ritardo** nel programma principale **PROVA2.ASM**, prelevandola dal file **RITARDO.LMA**.

Tralasciamo le istruzioni successive perché non strettamente inerenti all'argomento di questo articolo e andiamo direttamente a:

```
delay1    ritardo    1200
          ret
```

Questa sub-routine ha il compito di effettuare un ritardo di **1200 microsecondi**.

Il **compilatore** associa l'etichetta **delay1** alla istruzione **ritardo 1200** e, poiché ha riconosciuto che **ritardo** è una **macro**, inizia a compilare le istruzioni contenute nella stessa macro, che, come abbiamo già ricordato, si trovano in fig.9.

La prima istruzione di fig.9:

```
          .macro     ritardo time,?lop1
```

identifica la **macro ritardo** e informa il compilatore che in questa macro verrà passato il parametro **time** e che verrà utilizzata l'etichetta interna **?lop1**.

Ora il **compilatore** prende in esame il blocco di istruzioni:

```
.ifc      ndf freqz
.error    "frequenza quarzo non definita"
.mexit
.endc
```

che equivale a: se la **freqz** del quarzo **non** è stata definita, segnala a video un messaggio di errore con la scritta **"Frequenza quarzo non definita"**, quindi esci dalla macro senza generare il programma eseguibile (istruzione **.mexit**).
Poiché però nel programma sorgente **freqz** è stata definita **.set 8**, questo blocco di istruzioni viene totalmente ignorato.

Il compilatore passa quindi al successivo blocco di istruzioni:

```
.ifc      gt time*freqz/6/13-256
.error    "Tempo troppo lungo"
.mexit
.endc
```

che equivale a: se il risultato dell'espressione **time*freqz/6/13-256** è maggiore (**gt**) di **0** allora segnala a video il messaggio di errore **"Tempo troppo lungo"** ed esci dalla macro senza generare

nessun programma eseguibile.

Nota: vi ricordiamo che le **espressioni** sono state spiegate nella rivista **N.189**.

Il compilatore esegue automaticamente il calcolo di questa espressione, ma noi possiamo verificare, procedendo passo passo, se la condizione è **vera** o **non vera**.

Poiché **time** è il parametro della **macro ritardo** che viene passato nel programma **PROVA2.ASM**, quando si richiama la macro con l'istruzione:

delay1 ritardo 1200

noi sappiamo che **time** equivale a **1200**, quindi l'espressione **time*freqz/6/13–256** diventa:

1200*freqz/6/13–256

Poiché la costante **freqz** è stata definita associandola al valore **8** del quarzo, la nostra espressione diventa:

1200*8/6/13–256

Come prima operazione eseguiamo la moltiplicazione:

1200*8 = 9600

poi eseguiamo la prima divisione:

9600/6 = 1600

quindi la seconda divisione:

1600/13 = 123,0769

e infine, dopo aver scartato i **decimali**, eseguiamo l'ultima operazione con il solo numero intero:

123–256 = –133

Quindi l'istruzione:

.ifc gt time*freqz/6/13–256

diventa in pratica:

.ifc gt –133

Poiché il valore **–133** non è **maggiore** di **0**, la condizione posta da **.ifc** non viene soddisfatta e quindi il blocco di istruzioni viene ignorato e non viene segnalato **errore**.

Il **compilatore** passa poi al successivo blocco di istruzioni:

```
.ifc      le time*freqz/6/13–1
.error    "Tempo troppo corto"
.mexit
.endc
```

che equivale a: se il risultato dell'espressione **time*freqz/6/13–1** è minore o uguale (**le**) a **0**, segnala a video il messaggio di errore **"Tempo troppo corto"**, quindi esci dalla macro senza generare il programma eseguibile.

Il compilatore esegue automaticamente il calcolo di questa seconda espressione, ma noi possiamo verificare passo passo se questa condizione risulta **vera** o **non vera**.

Poiché abbiamo già visto che **time** vale **1200**, mentre a **freqz** si associa il valore **8**, l'espressione **time*freqz/6/13–1** diventa:

1200*8/6/13–1

Come prima operazione eseguiamo la moltiplicazione:

1200*8 = 9600

poi eseguiamo la prima divisione:

9600/6 = 1600

poi eseguiamo la seconda divisione:

1600/13 = 123,0769

e infine, dopo aver scartato i **decimali**, eseguiamo l'ultima operazione con il solo numero intero:

123–1 = 122

Quindi l'istruzione:

.ifc le time*freqz/6/13–1

diventa in pratica:

.ifc le 122

e poiché il valore **122** è **maggiore** di **0**, anche questo blocco di istruzioni verrà ignorato senza segnalare nessun **errore**, perché il valore di **1200 microsecondi** che vogliamo utilizzare come ritardo è un valore ammesso dalla macro.

A questo punto il compilatore passa a:

```
ldi     carmat,time*freqz/6/13–1
```

e dopo aver fatto il calcolo, che darà come risultato sempre **122**:

```
ldi     carmat,122
```

lo carica nella variabile **carmat** e lo trasforma in formato eseguibile.

Continuando la compilazione trova:

```
lop1  dec     carmat
      jrnz    lop1
      .endm
```

Con la direttiva **.endm**, il compilatore sa che la macro **ritardo** è finita e torna al programma sorgente **PROVA2.ASM** per proseguire la compilazione delle istruzioni, dove trova:

```
ret
```

che serve per rientrare dalla **call delay1** (vedi fig.10). Quindi può proseguire con:

```
delay2    ritardo    1500
```

e riconoscendo la macro **ritardo**, ricompila nuovamente le istruzioni della macro sostituendo il **time 1200** con il nuovo tempo **1500**.

Quindi l'espressione:

```
.ifc    gt time*freqz/6/13–256
```

viene semplificata in:

```
1500*8/6/13–256
```

il cui risultato è:

```
1500*8 = 12000
12000/6 = 2000
2000/13 = 153
153–256 = –103
```

L'istruzione diventa pertanto:

```
.ifc    gt –103
```

Poiché il valore **–103** non è **maggiore** di **0**, questo blocco di istruzioni viene ignorato e non viene segnalato nessun **errore**.

Il **compilatore** passa poi al secondo blocco di istruzioni, dove l'espressione:

```
.ifc    le time*freqz/6/13–1
```

viene semplificata in:

```
1500*8/6/13–1
```

il cui risultato è:

```
1500*8 = 12000
12000/6 = 2000
2000/13 = 153
153–1 = 152
```

L'istruzione diventa pertanto:

```
.ifc    le 152
```

e poiché il valore **152** è **maggiore** di **0** anche questo blocco di istruzioni verrà ignorato senza segnalare nessun **errore**, perché il valore di **1500 microsecondi** che vogliamo utilizzare come ritardo è un valore ammesso dalla macro.

A questo punto il compilatore passa a:

```
ldi     carmat,time*freqz/6/13–1
```

e dopo aver fatto il calcolo, che da come risultato sempre **152**:

```
ldi     carmat,152
```

lo carica nella variabile **carmat** e lo trasforma in formato eseguibile.

Continuando la compilazione trova:

```
lop1  dec     carmat
      jrnz    lop1
      .endm
```

Con la direttiva **.endm** il compilatore sa che la macro **ritardo** è finita e torna al programma sorgente **PROVA2.ASM** per proseguire la compilazione delle istruzioni, dove trova:

```
ret
```

che serve per rientrare dalla **call delay2** (vedi fig.10).

Ora proviamo a simulare il programma ottenuto con la compilazione, cioè **PROVA2.HEX**, e in fig.11 vediamo la parte relativa al nostro esempio.

Osservate le righe evidenziate in giallo che si rife-

riscono alla sub-routine **delay1** ricavata dalla macro **ritardo**:

```
delay1    ldi     carmat,7Ah
L0$       dec     carmat
          jrnz    L0$
          ret
```

Trasformando il valore esadecimale **7Ah** nel suo decimale corrispondente, otteniamo **122**, che, come desiderato, ci permetterà di ottenere un ritardo di **1200 microsecondi**.
Le righe evidenziate in verde si riferiscono invece alla sub-routine **delay2** ricavata sempre dalla macro **ritardo**:

```
delay2    ldi     carmat,98h
L1$       dec     carmat
          jrnz    L1$
          ret
```

Trasformando il valore esadecimale **98h** nel suo decimale corrispondente, otteniamo **152**, che, come desiderato, ci permetterà di ottenere un ritardo di **1500 microsecondi**.

Prima però di verificare se effettivamente si ottengono i ritardi voluti, apriamo una parentesi per ricordarvi che, quando il compilatore, come nel nostro caso, incontra nelle macro delle etichette o labels interne (**?lop1** in fig.9) le genera automaticamente nel file **.HEX** assegnandole un numero consecutivo. Ecco perché le istruzioni della macro:

```
lop1      dec     carmat
          jrnz    lop1
```

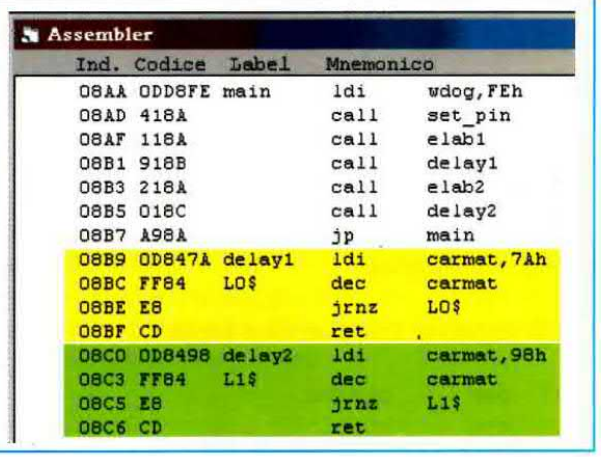
nella simulazione del programma sono diventate rispettivamente:

```
L0$       dec     carmat
          jrnz    L0$

L1$       dec     carmat
          jrnz    L1$
```

Chiudiamo la parentesi e andiamo a fare un piccolo controllo per verificare se effettivamente vengono ottenuti i ritardi voluti.
Sommiamo dunque i **cicli** delle istruzioni delle due sub-routine e moltiplichiamo il risultato per il tempo di un **ciclo macchina** che corrisponde a **1,625 microsecondi**.
Nell'articolo relativo al **software simulatore** per testare i micro **ST6** pubblicato sulla rivista **N.185**, abbiamo fornito l'elenco completo delle istruzioni Assembler indicando, tra le altre cose, il **numero dei cicli macchina**.

Fig.11 Esecuzione del file PROVA2.HEX



Per un ritardo di **1200** abbiamo:

```
          call    delay1      1 x 4 cicli   =   4
delay1    ldi     carmat,7Ah  1 x 4 cicli   =   4
L0$       dec     carmat      122 x 4 cicli = 488
          jrnz    L0$         122 x 2 cicli = 244
          ret                 1 x 2 cicli   =   2
```

Sommando i **cicli macchina** di queste sub-routine otteniamo **742**.
Poiché un ciclo macchina corrisponde a **1,625 microsecondi** noi otteniamo un effettivo ritardo di:

742 x 1,625 = 1205,75 microsecondi

La differenza di **5,75 microsecondi** in più rispetto al ritardo impostato nel file sorgente non è un errore, ma, in questo caso, è dovuto al necessario arrotondamento operato sui decimali nell'espressione calcolata.

Per un ritardo di **1500** abbiamo:

```
          call    delay2      1 x 4 cicli   =   4
delay2    ldi     carmat,98h  1 x 4 cicli   =   4
L1$       dec     carmat      152 x 4 cicli = 608
          jrnz    L1$         152 x 2 cicli = 304
          ret                 1 x 2 cicli   =   2
```

Sommando i **cicli macchina** di queste sub-routine otteniamo **922**.
Poiché un ciclo macchina corrisponde a **1,625 microsecondi** noi otteniamo un effettivo ritardo di:

922 x 1,625 = 1498,25 microsecondi

La differenza di **1,75 microsecondi** in meno rispetto al ritardo impostato nel file sorgente non è un errore, ma, in questo caso, è dovuto al necessario arrotondamento operato sui decimali nell'espressione calcolata.

CONTI CORRENTI POSTALI
RICEVUTA di un versamento
o certificato di addebito

di **L.** _____

Lire _____

sul C/C N. **334409** intestato a:

CENTRO RICERCHE ELETTRONICHE s.n.c.
Via Cracovia n. 19 - 40139 BOLOGNA

eseguito da _____

residente in _____

SPAZIO RISERVATO AI CORRENTISTI POSTALI

Titolare del C/C N _____

addì _____

Bollo dell'Ufficio P.T.

tassa data progress.

CONTI CORRENTI POSTALI
Certificato di accreditamento del versamento o del Postagiro

di **L.** _____

Lire _____

sul C/C N. **334409** intestato a: **CENTRO RICERCHE ELETTRONICHE s.n.c.**
Via Cracovia n. 19 - 40139 BOLOGNA

eseguito da _____

via _____

C.A.P. _____ CITTÀ _____

addì _____

SPAZIO RISERVATO AI CORRENTISTI POSTALI

Titolare del C/C N. _____ Firma _____

Mod. ch 8 bis AUT

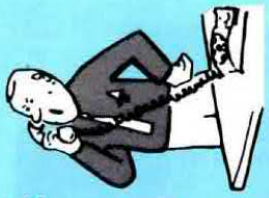
Bollo dell'Ufficio P.T.

Importante: non scrivere nella zona sottostante!

data progress. numero conto importo

TAGLIARE LUNGO LA LINEA TRATTEGGIATA

>0000000033440 96<



CONSULENZA TECNICA

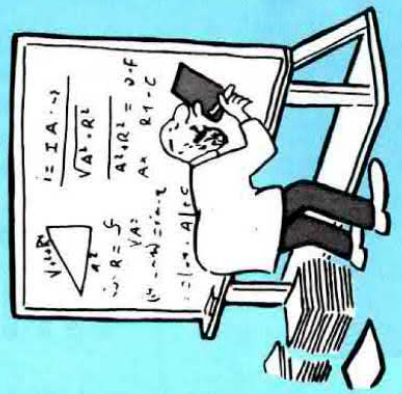
tutti i GIORNI dalle ore 17.30 alle 19 ESCLUSO il Sabato

chiamate i numeri:
Tel. 051-461109
Tel. 051-461207
Tel. 051-461076
Fax 051-450387

Negli orari prestabiliti 6 tecnici sono a vostra disposizione per aiutarvi a risolvere, nel limite del possibile, quei problemi ai quali da soli non riuscite a dare una soluzione.

Non telefonateci in orari diversi, perchè i tecnici sono a vostra disposizione soltanto negli orari prefissati.

Cercate di esporre in modo chiaro il vostro problema e non tenete per molto tempo i tecnici al telefono, perchè tantissimi altri lettori attendono che le linee si liberino.



***ATTENZIONE:** la rivista non esce regolarmente ogni mese. Pertanto l'abbonamento non scade dopo dodici mesi dalla sua sottoscrizione, bensì al ricevimento del dodicesimo numero.*
A tal fine, vi consigliamo di considerare come riferimento il numero progressivo di uscita delle riviste, ad esempio N.189-N.190-N.191, ecc., e non il MESE indicato sulla copertina.

RIVELATORE CAMPI ELETTROMAGNETICI LX.1310 (Riv.190)

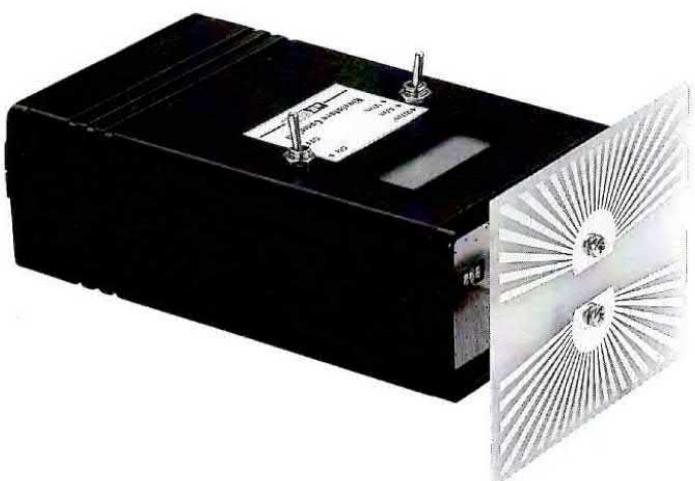
Costo kit compresi bobina di taratura e mobile
Lire 113.000 ... Euro 58,36

Da tempo molti ricercatori hanno scoperto che tutte le sorgenti **ELF** (**E**xtremely **L**ow **F**requency), cioè tutte le frequenze al di sotto dei **100 Hz**, possono provocare delle alterazioni delle nostre cellule, che si manifestano poi con tumori, melanomi, linfomi, leucemie, ecc.
Il limite di sicurezza al quale un individuo può rimanere esposto per anni interi senza che si verifichi alcun danno cellulare è di soli **0,20 microtesla**.
Questo apparecchio misura l'intensità del campo **ELF**.

CONTATORE GEIGER LX.1407 (riv.200)

Costo kit completo di mobile
Lire 165.000 ... Euro 85,21

Talvolta nelle centrali nucleari si verificano delle fughe di isotopi radioattivi che, trascinati dal vento, cadono al suolo rendendo **radioattivi** i prodotti coltivati. In molte discariche possono poi risultare presenti dei **rifiuti radioattivi** ospedalieri o industriali che sono estremamente pericolosi. Il contatore **Geiger** serve per verificare se cereali, verdure, latte, formaggi, ecc., o prodotti confezionati provenienti da zone radioattive, risultano contaminati.



RIVELATORE CAMPI RF LX.1435 (Riv.203)

Costo del kit compresi antenna, modulo KM1436 montato, mobile
Lire 137.000 ... Euro 70,75

Per appurare se a casa vostra c'è dell'inquinamento elettromagnetico vi serve questo kit.
Come abbiamo spiegato nella rivista N.190, se tale inquinamento supera i livelli massimi consentiti dalle norme vigenti, si possono verificare delle alterazioni del sistema immunitario con gravi conseguenze per la salute.

anche i migliori tecnici hanno iniziato ... partendo da zero

Se l'elettronica ti affascina ...

Se ti interessa sapere come funziona un circuito elettronico ...

Se aspiri a diventare un esperto tecnico in campo elettronico ...

Non perdere l'occasione e ordina subito il 1° volume di "imparare l'elettronica", che ti aiuterà a capire anche i concetti più difficili perché scritto in modo semplice e chiaro.

L.35.000

Questo volume con copertina brossurata composto da 384 pagine e 700 tra foto e disegni in bianco/nero e a colori, potete richiederlo a:

NUOVA ELETTRONICA via Cracovia, 19 40139 BOLOGNA

utilizzando il CCP allegato a fine rivista oppure inviando un ordine tramite fax al numero 0542-64.19.19 o telefonando alla segreteria telefonica della Heltron numero 0542-64.14.90 in funzione 24 ore su 24 compresi i festivi.

Quando avremo completato con le prossime lezioni un numero sufficiente di pagine, stamperemo anche i successivi 2° e 3° volume.