

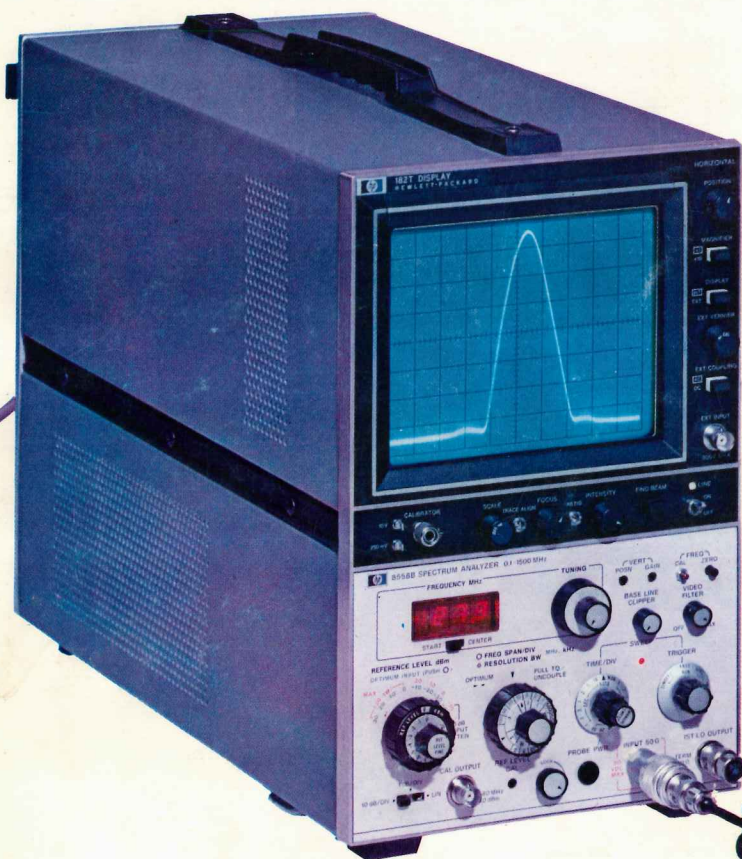
ELETTRONICA

NUOVA

Anno 10° - n. 60-61

RIVISTA MENSILE

Sped. Abb. Post. Gr. 4°/70

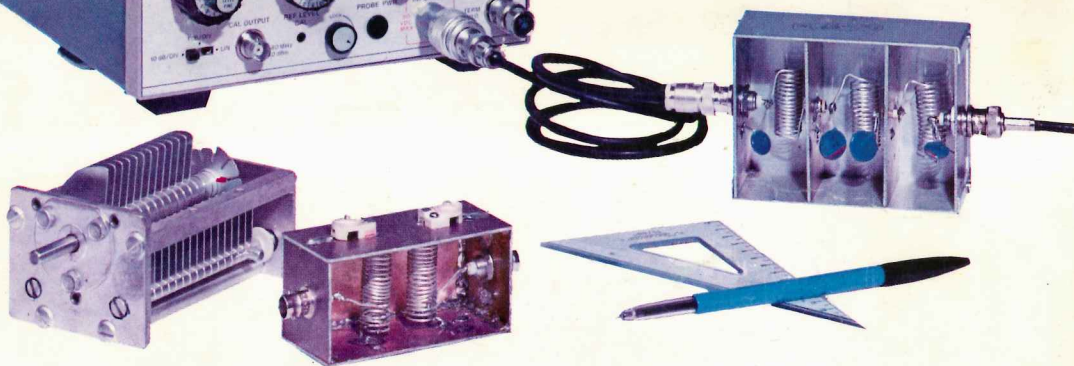


TOGLIETE LE ARMONICHE
dal vostro **TRASMETTITORE**
con questi nostri **FILTRI**

PREAMPLIFICATORE
D'ANTENNA per TV
145 MHz e per FM

FLASH STROBOSCOPICO

COSTRUITEVI il vostro
ORGANO elettronico



L. 1500

Per acquistare circuiti stampati, scatole di montaggio, volumi, da oggi i nostri lettori potranno anche rivolgersi direttamente ai seguenti indirizzi:

ANCONA - ELETTRONICA PROFESSIONALE - Via XXIX Settembre, 8/b/c - Tel. 28.312
ARIANO POLESINE - (Ro) Radio LANFRANC - Via Fonsatti, 56 - Tel. 0426/71.009
BARI - ANTONIO KAZIANI - Via Latilla, 19/a - Tel. 23.22.44
BIELLA - TEA - Via Trento 42 - Biella - Tel. (015) 27.198
BRESCIA - FOTOTECNICA COVATTI I-20KK-Portici X Giornate, 4 - Tel. 48.518
CAPO D'ORLANDO (Me) - R. e N. PAPIRO - Via XXVIII Settembre, 27 - Tel. 0941-91.727
CASTROVILLARI - DIOR ELETTRONICA - Via S. Medici, 10 - Tel. (0981) 26745
CATANIA - LO RE - Via Adalberto Mario, 26 - Tel. (095) 24.63.48
CATANZARO - C. R. ELETTRONICA KITS - Via Carmine Lidonnici, 13 - Tel. (0961) 20.000
CHIETI - MICHELE GIAMMETTA - Via Giampietro Tabassi, 8 - Tel. 64.891 (0871)
GIARRE (Catania) - Ditta I.B.S. - C.so Italia, 225 - Tel. (095) 93.74.14
COMO - Ditta ELCO - Piazza San Rocco, 37 - Tel. 26427
COSENZA - LOMBARDI MARCO - Via Roma n. 48/50
CREMONA - TELCO - Piazza Marconi, 2/A - Tel. 0376/31.544
FANO (Pesaro) - BORGOGELLI AVVEDUTI - P.zza A. Costa n. 11
FIDENZA - Ditta KIT-MATIC - Via XXV Aprile, 2
FIRENZE - C.P.E. di BELLONI - Via E. Mayer, 14 R. - Tel. (055)-49.33.42
FIRENZE - P.T.E. Pascal Tripodo Elettronica - Via B. Della Gatta, 26-28 - Tel. (055) 71.33.69
FOGGIA - A.T.E.T. - Via Luigi Zuppetta, 28 - Tel. (0881) 72.553
GELA-CALTANISSETTA - Lab. TELETENICA - Via Cairoli, 185 - Tel. (0933)-930.417
GENOVA - ELETTRONICA LIGURE - Via A. Odero, 30 - Tel. 010-565.572-565.425
CASTIGLIONE DELLA PESCAIA (Grosseto) - BERNI SERGIO - Via Vespucci, 15 - T. 93.50.57
L'AQUILA - C.E.B. - V.le Don Bosco, 10 - Tel. 0862/62397
LA SPEZIA - ANTEI - Viale Italia, 481 - Tel. (0187) 50.23.59
LATINA - POSTER ELETTRONICA - Via Villafranca, 94 - Tel. (0773) 48.56.60
LECCE - PALMA PAOLO - Via Spalato, 23 - Tel. 32268
LECCO (Como) - Ditta REM - Viale Dante, 38
LIVORNO - ELECTRONICS G. R. - Via Nardini 9/C - Tel. 80.60.20 (0586)
MANTOVA - C.D.E. - P.zza De Gasperi, 28 - Tel. (0376) 36.45.92
MILANO - ELETTRONICA AMBROSIANA - Via Cuzzi, 4 - Tel. 36.12.32
MILANO - ELETTRONICA C.E.A. - Via Maiocchi, 8 - Tel. 27.15.767
MILANO - Ditta CEA - Largo Scalabrini, 6
MONTECCHIO MAGGIORE (VI) - Ditta B.A.K.E.R. - V. Bivio S. Vitale, 8 - Tel. (0444) 79.92.19
NAPOLI - Sig. Abbate Antonio - Via S. Cosmo Nolana, 121 - Tel. 33.35.52
ORIAGO-VENEZIA - LORENZON - Via Venezia, 115 - Tel. 041-42.94.29
PADOVA - RTE elettronica - Via A. Da Murano, 70 - Tel. 600822
PALERMO - Ditta Elettronica Agro - Via Agrigento 16/F
PALERMO - Laboratorio GANCI - Via A. Poliziano, 35 - Tel. 56.26.01
PALMI (Reggio Calabria) - ELETTR. SUD DI BASILE - Via G. Oberdan, 7
PARMA (Sansevero) - Ditta ZANNI - Via Marconi 19 - Tel. 0521-872512
PESCARA - A.Z. di GIGLI VENANZIO - Via S. Spaventa, 45 - Tel. (085) 60395-60293
PISTOIA - LOMBARDI SIRIO - Via Attilio Frosini, 31 - Tel. 0573/22672
PONTEDERA (Pisa) - Ditta Tosi Stefano - Via R. Fucini, 2/B - Tel. (0587) 54119
PORDENONE - EMPORIO ELETTRONICO CORSALE - Via Molinari, 53 - Tel. (0434) 35.402
RAGUSA - VITTORIA - ELETTRONICA R.L. - Via Milano, 33 - Tel. (0932) 98.86.44
RAVENNA - Ditta F.lli GERUBINO - Via Montelungo, 8 - Tel. 23.634
REGGIO EMILIA - Ditta B.M.P. - Via Porta Brennone
RIMINI - LABORATORIO BEZZI ENZO - Via Lucio Lando, 21 - Tel. 52.357
ROMA - ROMANA SURPLUS - Piazza Capri, 19/A - Tel. 81.03.668
ROMA - ROMANA SURPLUS - Via Renzo de Ceri, 126 (Prenestino) Tel. 27.29.02
SALERNO - ELETTRONICA HOBBY - Via Zara, 72 - Tel. (089)-22.65.31
SAVONA - SAROLDI SAVONA - Via Milano 54R - Tel. 26.571
S. BONIFACIO (VR) - ELETTRONICA 2001-3HPH - C.so Venezia, 85 - Tel. 045-610.213
SIRACUSA - SCIBE ELETTRONICA - Via S. Landolina, 16 - Tel. 64.730
SULMONA (L'Aquila) - Ditta M.E.P. - Via A. De Nino, 9
TARANTO - RA.TV.EL Elettronica - Via Dante, 241 - 74100 TARANTO - Tel. 82.15.51
TERAMO - Elettronica TE.RA.MO - Piazza Martiri Pennesi, 4 - Tel. 32.22.45
TERNI - SUPER ELETTRONICA - Via Del Leone, 3-5 - Tel. 55.270
TORINO - TELSTAR - Via Gioberti, 37 D - Tel. 54.55.87 - 53.18.32
TRAPANI - CENTRO ELETTRONICO CARUSO - Via Marsala, 85 - Tel. (0923) 40.084
TRENTO-ROVERETO - Ditta G. DELAITI - Via Piomarta, 6
UDINE - TOMASINI - Via Dei Torriani, 11 - Tel. 0432/20.43.62
USMATE (Milano) - Ditta S.A.M.O. ELETTRONICA - V.le Lombardia, 38 - Tel. (039) 66.06.98
VAREDO (Milano) - CENTRO SISTEMI ELETTRONICI LO FURNO - V.le S. Aquilino, 7
VARESE - CISLAGO-ELETTRONICA RICCI Via C. Battisti, 792 - Tel. 02/9630672
VARESE - ELETTRONICA RICCI - Via Parenzo, 2 - Tel. 281450
VARESE - ELETTRONICA RICCI - Via Post Castello, 16 - GALLARATE
VIGEVANO (Pavia) - GULMINI REMO - V.le Montegrappa, 34-4 - Tel. (0381) 84.603

Direzione Editoriale
NUOVA ELETTRONICA
 Via Cracovia 19 - BOLOGNA
 Telefono (051) 461109

Stabilimento Stampa
 coop. officine grafiche firenze
 viale dei mille, 90 - firenze
 tel. 587144 - 576150 - 588105

Distribuzione Italia
PARRINI e C. s.r.l.
 Roma - Piazza Indipendenza
 11/B - Tel. 4992
 Milano - Via delle Termopoli,
 6-8 - Tel. 28.96.471

Ufficio Pubblicità
MEDIATRON
 Via Venosa 10 - MILANO
 tel. 02/5455468

Direttore Generale
 Montuschi Giuseppe

Direttore Responsabile
 Morelli Sergio

Autorizzazione
 Trib. Civile di Bologna
 n. 4007 del 19.5.69

RIVISTA MENSILE

N. 60-61 - 1978

ANNO X - GIUGNO - LUGLIO

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 di un disegno (anche a matita) dello schema elettrico. L'articolo verrà pubblicato sotto la responsabilità dell'autore, e pertanto egli si dovrà impegnare a rispondere ai quesiti di quei lettori che realizzano il progetto, non sono riusciti ad ottenere i risultati descritti.

Gli articoli verranno ricompensati a pubblicazione avvenuta. Fotografie, disegni ed articoli, anche se non pubblicati non verranno restituiti.

È VIETATO

I circuiti descritti su questa Rivista, sono in parte soggetti a brevetto, quindi pur essendo permessa la realizzazione di quanto pubblicato per uso dilettantistico, ne è proibita la realizzazione a carattere commerciale ed industriale.

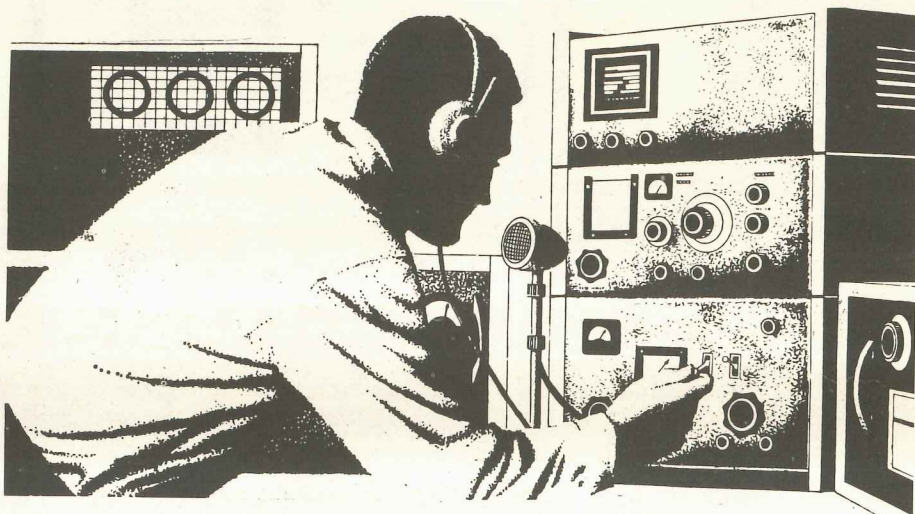
Tutti i diritti di riproduzione o traduzioni totali o parziali degli articoli pubblicati, dei disegni, foto ecc. sono riservati a termini di Legge per tutti i Paesi. La pubblicazione su altre riviste può essere accordata soltanto dietro autorizzazione scritta dalla Direzione di Nuova Elettronica.

NUOVA ELETTRONICA

ABBONAMENTI

Italia 12 numeri L. 15.000
 Estero 12 numeri L. 18.000

Arretrati L. 1.500
 Numero Singolo L. 1.500



SOMMARIO

TOGLIETE le armoniche dalla vostra ANTENNA . . .	258
VU-METER lineare in dB . . .	296
PREAMPLIFICATORE VHF-UHF a larga banda per TV e RX-FM o 144 MHZ . . .	304
I FLIP-FLOP J-K . . .	310
PREAMPLIFICATORE per FREQUENZIMETRO . . .	324
FLASH STROBOSCOPICO . . .	330
COSTRUITEVI il vostro ORGANO elettronico . . .	340
PROGETTI in SINTONIA	
Radiomicrofono in FM . . .	372
Oscillatore a quarzo con unigiunzione . . .	374
Un relè a tocco . . .	375
Generatore di onde triangolari . . .	376
Filtro antidisturbo per orologi digitali . . .	378
Un termometro per transistor . . .	379
Controllo di velocità per motorini giradisco . . .	380
Un generatore di alta tensione . . .	381
Luci psichedeliche ultraeconomiche . . .	382
Preamplificatore per auricolari magnetici . . .	383
Oscillatore binota per allarme . . .	384

Associato all'USPI
 (Unione stampa
 periodica italiana)





TOGLIETE le armoniche

Leggendo questo articolo sui filtri, il lettore si accorgerà che la nostra trattazione non concorda, anzi in certi casi addirittura è in contrasto, con tutto quanto finora si è scritto su questo argomento, non solo ma rimarrà stupito nel constatare quanto risultano semplici i nostri calcoli in confronto alle complicatissime formule che in genere accompagnano tale trattazione sui vari handbook.

Malgrado ciò vi possiamo assicurare che se costruirete uno dei nostri filtri raggiungerete senz'altro lo scopo prefissato, impedire cioè alla vostra antenna di irradiare le frequenze armoniche.

Perché allora, vi chiederete, su tutti gli altri testi queste formule sono così complicate?

Il motivo è molto semplice, infatti queste formule sono esclusivamente teoriche e i vari autori le hanno sempre ricopiate senza mai controllare la loro esattezza proprio perché non se ne po-

tevano valutare in pratica i risultati, cosicché nessuno si è mai azzardato a modificarle.

Quello che invece si è variato con troppa facilità sono stati i grafici relativi ai filtri, infatti chi li ha ricopiati la prima volta, tanto per differenziarli un po' dall'originale, ha allargato o ristretto di qualche millimetro la curva, poi chi ha utilizzato questo disegno per ricopiarlo una seconda volta ha ancora apportato delle modifiche personali cosicché, millimetro dopo millimetro, la curva ha finito per diventare ben diversa da quella che in effetti corrisponde a quel determinato filtro.

In altre parole si è verificato quello che accadde un giorno ad un nostro amico cacciatore il quale tornando da una battuta raccontò agli amici del bar che aveva catturato una lepre e tre tordi sparando cinque sole cartucce: ebbene dopo una settimana c'era chi raccontava che costui aveva preso tre lepri ed un tordo sparando cinque colpi e dopo quindici giorni si era

arrivati addirittura ad affermare che i tordi presi erano cinque e le lepri due sparando solo quattro colpi.

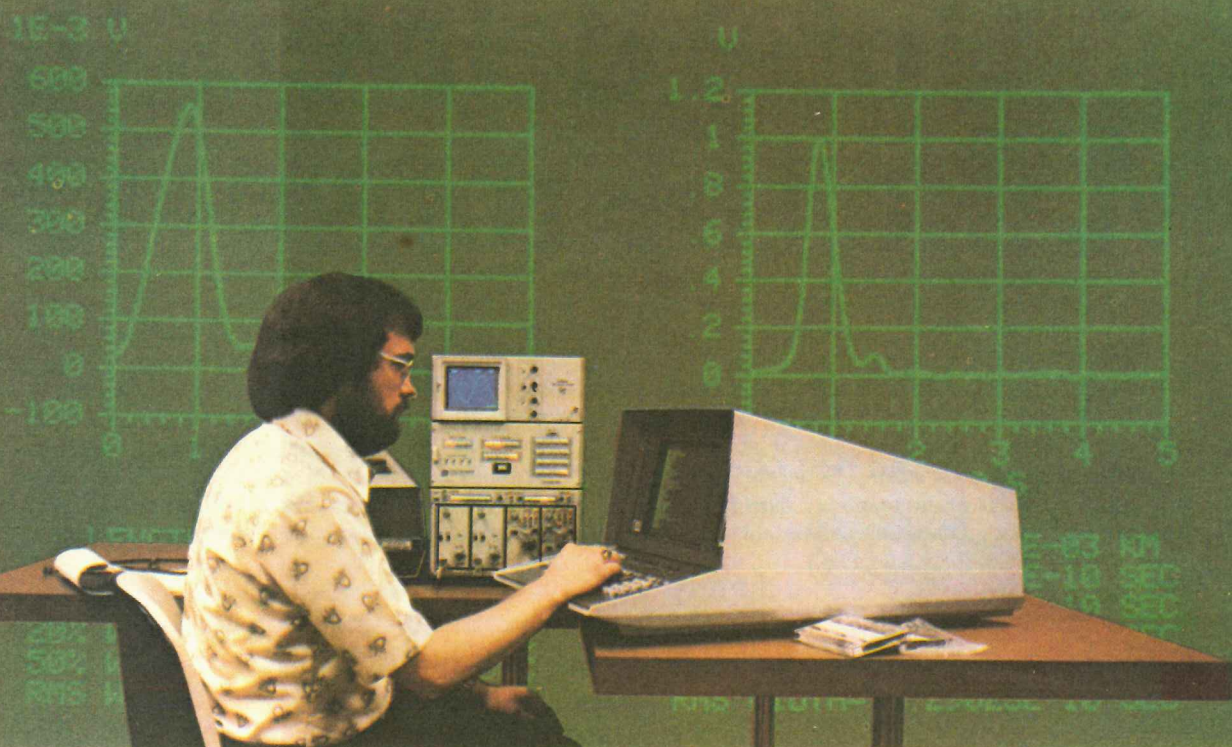
Con questo vogliamo farvi comprendere che è molto facile ricopiare un racconto ed anche delle caratteristiche però seguendo questa tecnica si può incorrere in errori grossolani, infatti come vi dimostriamo con le foto allegate, le curve di questi filtri rilevate all'analizzatore di spettro risultano notevolmente diverse da quelle disegnate sui testi.

Al contrario i filtri che noi oggi vi presentiamo dispongono effettivamente delle caratteristiche dichiarate, non sono assolutamente critici in quanto qualche centimetro in più o in meno non ne pregiudica il funzionamento né le caratteristiche, inoltre il costo di realizzazione è alla portata di tutti e una volta realizzati, se avrete la possibilità di confrontarli con altri filtri che avete acquistato a prezzi elevati, constaterete con somma sorpresa che i risultati forniti sono identici se non addirittura superiori. °

Se siete un radioamatore, uno dei tanti CB, oppure il tecnico responsabile o il titolare di una stazione libera che opera sulla gamma FM degli 88-108 MHz, uno dei problemi che maggiormente vi assilla saranno certamente le interferenze da voi provocate sui televisori in un raggio più o meno vasto.

Per ovviare a questo inconveniente occorre eliminare in uscita dal vostro trasmettitore tutte le frequenze « armoniche » e questo lo si ottiene molto facilmente adottando uno dei filtri che oggi vi presentiamo.

dalla vostra ANTENNA



Qualcuno potrebbe obiettare che i nostri filtri presentano dimensioni esagerate rispetto a quelli che si possono ricavare in teoria sfruttando certe formule e questo è anche vero, però in tali formule non è stato precisato che accorciando la lunghezza del filtro si verificano due inconvenienti e cioè:

1) il filtro ha maggiore tendenza ad accordarsi sulla 2ª frequenza armonica anziché sulla fondamentale e proprio per questo, se non si dispone di un analizzatore di spettro, anziché attenuare le armoniche si finisce per esaltarle.

2) con linee troppo corte, per accordarsi sulla fondamentale, si richiedono delle capacità molto elevate e di conseguenza si ha un calo di potenza sulla fondamentale stessa per cui quando collegherete il filtro al vostro trasmettitore vi accorgete, anche senza disporre di strumentazione idonea, che se il TX eroga in fondamentale una potenza di 10 watt, il filtro si « mangia » da solo più della metà della potenza disponibile, cioè 6-7 watt.

Questi particolari sono in pochi a conoscerli poiché pochi dispongono di laboratori attrezzati per tali misure e proprio per questo, non potendo verificare in pratica che cosa succede se si modifica ad esempio la presa d'entrata e d'uscita sulle bobine del filtro, la maggioranza si limita a dire di rispettare al millimetro la lunghezza ricavata dai complicati calcoli teorici quando invece una differenza in più o in meno di 1 cm (intendiamo sulla lunghezza della linea di accordo) non modifica essenzialmente le caratteristiche della linea stessa.

Prima di concludere questa introduzione vogliamo farvi presente ancora un altro particolare e cioè che le curve riportate qua e là sui vari testi risultano sempre perfettamente simmetriche mentre in pratica queste curve sono ben diverse, cioè l'attenuazione è sempre più accentuata sulle frequenze superiori che non su quelle inferiori.

Questa è un'ulteriore conferma che tali curve sono esclusivamente teoriche e che nessuno si è mai posto il problema di verificarle in pratica.

I nostri filtri invece li abbiamo provati uno per uno e le curve riportate in questo articolo sono quelle che effettivamente abbiamo rilevato all'analizzatore di spettro, perciò se avete bisogno per il vostro trasmettitore, sia sui 27 che sui 144 MHz, oppure per il vostro TX in FM da 88 a 108 MHz, di un filtro in grado di eliminare tutte le armoniche, seguendo le indicazioni riportate in

questo valido ed esauriente articolo, potrete auto-costruivelo senza alcuna complicazione.

LE ARMONICHE

Quando si preleva dall'uscita di un TX un segnale di alta frequenza, per una legge matematica, oltre alla **frequenza fondamentale**, si irradiano nello spazio anche le sue **frequenze armoniche**, cioè se la frequenza fondamentale del trasmettitore risulta ad esempio 102,5 MHz, dall'antenna vengono irradiate, oltre a questa frequenza, anche

la 2ª armonica ($102,5 \times 2 = 205$ MHz),

la 3ª armonica ($102,5 \times 3 = 307,5$ MHz),

la 4ª armonica ($102,5 \times 4 = 410$ MHz),

la 5ª (512,5 MHz),

la 6ª (615 MHz),

la 7ª (717,5 MHz) e così via.

In altre parole è come se al trasmettitore fossero abbinate innumerevoli altre « deboli emittenti » con frequenza doppia, tripla, quadrupla ecc. che irradiandosi nello spazio, possono coincidere con la frequenza occupata da un'emittente TV o da un ponte radio civile o militare, causando interferenze più o meno accentuate sufficienti a disturbare il regolare funzionamento di tali apparati.

Precisiamo che la potenza con cui vengono irradiate le frequenze armoniche risulta sempre notevolmente inferiore alla potenza di cui dispone la frequenza fondamentale (per esempio, se noi disponessimo di un trasmettitore da 25 watt, la seconda armonica potrebbe disporre di una potenza effettiva compresa fra i 2 e i 5 watt, la terza armonica di una potenza compresa fra 0,4 e 0,5 watt, la quarta da 0,3 a 0,4 watt ecc. cioè tale potenza si riduce progressivamente passando dalla 2ª armonica alla 3ª, e dalla 3ª alla 4ª, dalla 4ª alla 5ª ecc. fino a scomparire quasi oltre la 6ª-7ª armonica), però se la frequenza di una di queste armoniche corrisponde con la frequenza propria di un canale televisivo o di un ponte radio, noi possiamo disturbare tali canali anche a distanza di molti chilometri.

Tanto per farvi un esempio, l'emittente privata RADIO IMOLA (Bologna) che trasmette sulla frequenza di 101 MHz ed « esce » con una potenza di 100 watt, disturbava con la 4ª armonica il radiote-

lescopia di Medicina che dista da Imola 20-22 Km, mentre un'altra emittente della provincia di MODENA (che non ha voluto essere menzionata) fu fatta forzatamente chiudere perché disturbava, pur trovandosi distante 42-45 Km, i canali radio dell'aeroporto di BORGO PANIGALE (Bologna).

Entrambe queste RADIO LIBERE si sono rivolte a noi per chiederci un mezzo per eliminare dalla loro antenna le « spurie » e noi, dopo aver spiegato, così come stiamo facendo ora, che in realtà non si trattava di spurie, bensì di frequenze armoniche, abbiamo consigliato loro di montare i nostri filtri che già avevamo provato per lungo tempo in laboratorio.

Ebbene sia RADIO IMOLA che ha installato il filtro di fig. 27, sia la Radio di MODENA che invece ha installato il filtro di fig. 32, dopo aver superato i controlli effettuati dall'ESCOPOST e dall'AERONAUTICA MILITARE, hanno potuto riprendere le regolari trasmissioni e tutt'ora funzionano senza irradiare alcuna armonica.

Forse i due esempi che abbiamo appena riportato non sono sufficienti per far comprendere al lettore quali inconvenienti procurano le frequenze « armoniche » e proprio per questo ci permettiamo di insistere ulteriormente sull'argomento in modo che ciascuno di voi possa rendersi conto di quanto sia importante eliminarle dal proprio trasmettitore.

Supponiamo per esempio di dover installare un **lineare** che amplifica la potenza applicata in ingresso di **10 volte** e di avere uno stadio pilota che eroga in uscita **25 watt** misurati col voltmetro.

In teoria sull'uscita del lineare dovremmo ritrovarci una potenza pari a

$$25 \times 10 = 250 \text{ watt}$$

e se utilizzeremo per la misura il solito wattmetro da 60-100.000 lire forse otterremo effettivamente questa lettura, però non illudiamoci che questa sia la potenza effettiva della nostra emittente, cioè la **potenza della fondamentale**, poiché bisogna tener presente che sia in uscita dallo stadio pilota, sia in uscita dal lineare, alla potenza della frequenza fondamentale è sempre addizionata la potenza complessiva delle frequenze armoniche.

Ammettiamo per esempio che l'attenuazione delle armoniche rispetto alla fondamentale in uscita dallo **stadio pilota** risulti in un caso pari a:

$$2^{\circ} \text{ armonica} = -10 \text{ dB}$$

$$3^{\circ} \text{ armonica} = -20 \text{ dB}$$

$$4^{\circ} \text{ armonica} = -25 \text{ dB}$$

$$5^{\circ} \text{ armonica} = -30 \text{ dB}$$

e in un secondo caso, sempre sullo **stadio pilota**, però di un altro trasmettitore, pari a:

$$2^{\circ} \text{ armonica} = -15 \text{ dB}$$

$$3^{\circ} \text{ armonica} = -25 \text{ dB}$$

$$4^{\circ} \text{ armonica} = -30 \text{ dB}$$

$$5^{\circ} \text{ armonica} = -30 \text{ dB}$$

e che tutte le altre armoniche di ordine superiore, cioè la 6°, la 7° ecc., presentino un'attenuazione maggiore.

NOTA: quest'ultima supposizione non è sempre vera in quanto si verificano dei casi in cui per esempio la 6° armonica dispone di una potenza superiore alla 5° se non addirittura alla 3°, comunque essendo il nostro esempio puramente teorico, è ovvio che non può comprendere tutte le eventualità possibili.

Facciamo inoltre presente che la condizione in cui ci siamo messi è una delle migliori che si possono verificare, ciononostante vedrete che la potenza in uscita subisce una notevole diminuzione a causa delle armoniche.

Fatta questa debita premessa possiamo subito vedere che la potenza della fondamentale in uscita dallo stadio pilota non sarà di 25 watt come abbiamo letto sul wattmetro, bensì nei due casi indicati avremo le seguenti potenze effettive:

1° esempio	
2° armonica	2,24 watt —10 dB
3° armonica	0,22 watt —20 dB
4° armonica	0,07 watt —25 dB
5° armonica	0,02 watt —30 dB

Potenza totale armoniche 2,55 watt

2° esempio	
2° armonica	0,76 watt —15 dB
3° armonica	0,08 watt —25 dB
4° armonica	0,02 watt —30 dB
5° armonica	0,02 watt —30 dB

Potenza totale armoniche 0,88 watt

Quindi, nella prima condizione, dei 25 watt indicati dal wattmetro, 2,55 sono relativi alle armoniche e i restanti

$$25 - 2,55 = 22,45 \text{ watt}$$

alla frequenza fondamentale, mentre nel secondo esempio la situazione è un po' migliore in quanto su 25 watt che abbiamo letto, 0,88 sono relativi alle armoniche ed il

$$25 - 0,88 = 24,12 \text{ watt}$$

alla frequenza fondamentale.

In ogni caso però è ovvio che applicando in uscita a questo stadio pilota il lineare che amplifica 10 volte in potenza, non potremo mai ottenere i 250 watt che ci eravamo prefissi, in quanto nel primo caso al massimo otterremo:

$$22,45 \times 10 = 224,5 \text{ watt}$$

e nel secondo:

$$24,12 \times 10 = 241,2 \text{ watt}$$

cioè la potenza della fondamentale moltiplicata $\times 10$.

A questo punto però non bisogna dimenticare che anche il lineare genera a sua volta delle armoniche per cui supponendo che l'attenuazione di tali armoniche rispetto alla fondamentale risulti nel primo caso:

$$2^\circ \text{ armonica} = -10 \text{ dB}$$

$$3^\circ \text{ armonica} = -15 \text{ dB}$$

$$4^\circ \text{ armonica} = -15 \text{ dB}$$

$$5^\circ \text{ armonica} = -20 \text{ dB}$$

e nel secondo caso, cioè su un lineare progettato in modo diverso dal primo:

$$2^\circ \text{ armonica} = -10 \text{ dB}$$

$$3^\circ \text{ armonica} = -10 \text{ dB}$$

$$4^\circ \text{ armonica} = -15 \text{ dB}$$

$$5^\circ \text{ armonica} = -25 \text{ dB}$$

in uscita dal lineare avremo le seguenti potenze effettive:

1° esempio	
2° armonica	19,13 watt —10 dB
3° armonica	6,04 watt —15 dB
4° armonica	6,04 watt —15 dB
5° armonica	1,91 watt —20 dB
TOTALE	33,12 watt
2° esempio	
2° armonica	19,52 watt —10 dB
3° armonica	19,52 watt —10 dB
4° armonica	6,17 watt —15 dB
5° armonica	0,61 watt —25 dB
TOTALE	45,82 watt

Quindi, nel **primo caso**, anche se sul wattmetro leggeremo 224,5 watt, in pratica la potenza della fondamentale risulterà pari a:

$$224,5 - 33,12 = 191,38 \text{ watt}$$

cioè a causa delle armoniche introdotte dal pilota e dal lineare, sui 250 watt teorici che credevamo di ottenere, avremo perso la bellezza di

$$250 - 191,38 = 58,62 \text{ watt}$$

Nel **secondo esempio** invece la potenza effettiva erogata in antenna risulterà pari a

$$241,2 - 45,82 = 195,39 \text{ watt}$$

quindi la perdita di potenza rispetto al calcolo teorico sarà di

$$250 - 195,38 = 54,62 \text{ watt}$$

Questi esempi sono stati riportati per farvi comprendere tre fattori fondamentali e cioè:

1) La misura di potenza fornita da un wattmetro in uscita da un lineare non dà nessun affidamento in quanto è inutile leggere per esempio 150-200-250 watt quando la potenza effettiva della nostra emittente risulta di 123-158-195 watt.

2) Anche lo stadio pilota, così come il lineare, genera delle armoniche quindi anche la potenza letta sulla sua uscita con un wattmetro non è in genere attendibile.

3) Irradiare delle armoniche è in ogni caso controproducente in quanto, oltre a diminuire la potenza effettiva del vostro trasmettitore, esse servono solo a creare disturbi per i quali vi potrebbe essere intimato di sospendere le trasmissioni.

Inutile a questo punto aggiungere che le armoniche debbono essere assolutamente eliminate dal vostro trasmettitore e per far questo esiste un solo sistema: realizzare dei filtri efficaci come quelli che noi oggi vi presentiamo.

Tali filtri, come già ricordato all'inizio dell'articolo, sono stati da noi provati su tutte le gamme di frequenza che in genere vengono sfruttate cioè sui 27 MHz, 88-108 MHz, 144-146 MHz, ed hanno fornito effettivamente le attenuazioni che troverete indicate.

Vorremmo a questo punto precisare che una volta eliminate le armoniche tramite il filtro, il wattmetro vi leggerà una **potenza inferiore** però questo non vi deve meravigliare perché in pratica si tratta della **stessa potenza** che irradiavate prima, cioè della potenza relativa alla **sola fondamentale**.

Precisiamo ancora che le attenuazioni da noi indicate nel corso dell'articolo sono tutte in dB

TABELLA ATTENUAZIONE IN dB

-0,1 dB = dividere × 1,02
-0,2 dB = dividere × 1,05
-0,3 dB = dividere × 1,07
-0,4 dB = dividere × 1,1
-0,5 dB = dividere × 1,12
-0,6 dB = dividere × 1,15
-0,7 dB = dividere × 1,17
-0,8 dB = dividere × 1,2
-0,9 dB = dividere × 1,23
-1 dB = dividere × 1,26
-2 dB = dividere × 1,58
-3 dB = dividere × 2
-4 dB = dividere × 2,51
-5 dB = dividere × 3,16
-6 dB = dividere × 3,98
-7 dB = dividere × 5,01
-8 dB = dividere × 6,31
-9 dB = dividere × 7,94
-10 dB = dividere × 10
-15 dB = dividere × 31,62
-20 dB = dividere × 100
-25 dB = dividere × 316,23
-30 dB = dividere × 1.000
-35 dB = dividere × 3.162,28
-40 dB = dividere × 10.000
-45 dB = dividere × 31.622
-50 dB = dividere × 100.000
-55 dB = dividere × 316.227
-60 dB = dividere × 1.000.000
-65 dB = dividere × 3.162.277
-70 dB = dividere × 10.000.000

Tabella delle attenuazioni in potenza rapportate ai decibel. Si noti come a -40 dB la potenza in watt di una armonica risulti ridotta di 10.000 volte rispetto alla fondamentale, a -50 dB di 100.000 volte e a -60 dB di ben 1.000.000 di volte.

(decibel) in quanto questa è l'unità di misura che solitamente si usa in tali circostanze e poiché non tutti possono sapere a quanto corrispondono in pratica 10-20 o 40 dB, riportiamo qui di seguito una tabella dalla quale potrete ricavarvi, conoscendo la potenza della fondamentale e l'attenuazione in dB delle varie armoniche, la potenza effettiva di queste ultime.

Come potrete constatare, un'attenuazione di -20 dB equivale in pratica a ridurre la potenza di 100 volte, con -30 dB si ha già una riduzione di 1.000 volte, mentre attenuare un segnale di -70 dB significa ridurre la potenza di 10.000.000 di volte.

Per esempio, ammesso che in un trasmettitore la 2° armonica venga irradiata con una potenza di 5 watt, inserendo un filtro che la attenui di -45 dB, la sua potenza si ridurrà a:

$$5 : 31.622,78 = 0,000158 \text{ watt}$$

cioè a meno di 1 milliwatt.

Se poi tale frequenza, anziché di -45 dB, venisse attenuata di -60 dB, la sua potenza si abbasserebbe ulteriormente a

$$5 : 1.000.000 = 0,000.005 \text{ watt}$$

quindi diventerebbero del tutto irrilevanti i disturbi da essa causati.

EFFICIENZA DEI FILTRI PRESENTATI

Chi ha tentato in passato la realizzazione di qualche filtro prelevando formule e dati dai vari manuali di elettronica avrà sempre ottenuto dei risultati mediocri quindi è giustificato il timore che anche quelli che noi oggi vi presentiamo non siano in grado, a costruzione ultimata, di fornire i risultati sperati.

Questo timore però non ha ragione di esistere in quanto i nostri filtri, come anticipato all'inizio dell'articolo, non sono frutto della ricopiatura di qualche testo con tutte le lacune che una simile operazione comporterebbe, bensì sono il frutto di lunghi studi e prove di laboratorio che ci hanno impegnato per diversi mesi.

Ogni filtro presentato è stato calcolato, modificato e corretto singolarmente, avvalendosi di costosissimi **analizzatori di spettro, tracking-generator** e wattmetri selettivi, controllando pure con misuratori di campo l'intensità delle armoniche ad una distanza di circa 200 metri dall'antenna emittente.

Le formule da noi riportate non sono frutto della nostra fantasia, bensì sono state elaborate una

per una dal nostro **computer** il quale in un brevissimo lasso di tempo ha calcolato un qualcosa come 1.000 filtri su tutte le frequenze che ci interessavano ed al termine ci ha fornito quei **numeri fissi** che consentono di calcolare esattamente la lunghezza di una linea o il numero di spire sfruttando formule semplificate utilizzabili anche da chi non ha molta dimestichezza con la « matematica ».

In altre parole nel **computer** sono stati inseriti tutti i dati necessari per il calcolo di tali filtri, cioè le frequenze di accordo, il fattore Q che si voleva ottenere, le perdite massime tollerabili sulla fondamentale ecc. e lui automaticamente ha calcolato 1.000 esemplari di filtri, poi ha preso tutti i dati ottenuti e li ha confrontati fra di loro prima di fornirci la soluzione finale, cioè che *« per ottenere il numero di spire è sufficiente dividere il numero fisso 2.900 per la frequenza in MHZ moltiplicata per la larghezza della scatola; la spaziatura tra spira e spira può variare da un minimo di 1,5 mm. ad un massimo di 2 mm. »*.

Anche noi, di fronte ad una risposta così semplice, siamo rimasti un po' scettici, però in seguito, costruendo i filtri, ci siamo accorti che i « dati » che il nostro cervellone elettronico ci aveva fornito erano azzeccati e precisi, quindi abbiamo deciso senz'altro di riportarli sulla rivista in modo da agevolare il compito anche al lettore.

FILTRO PASSA-BASSO

Il filtro a tre celle il cui schema elettrico è visibile in fig. 1 ha il pregio di risultare molto semplice da costruire e di offrire nello stesso tempo prestazioni eccezionali, infatti l'attenuazione di potenza che con esso si riesce ad ottenere sulle armoniche risulta all'incirca la seguente:

55-60 dB per la 2° armonica
60-70 dB per la 3° armonica

Fig. 1 Questo è lo schema classico di un filtro passa-basso la cui realizzazione pratica comporta necessariamente il rispetto di certe regole fondamentali. I valori dei componenti si ricavano dalle formule riportate nell'articolo.

Se queste cifre non vi dicono niente, per avere un'idea tangibile delle prestazioni di tale filtro, potrete dare uno sguardo alle fig. 2 e 3 nella prima delle quali sono riportate le armoniche presenti in uscita da un trasmettitore da 50 watt sui 100MHz senza filtro (si noti la 2°-3°-4°-5° armonica tutte molto pronunciate) e nella seconda le armoniche presenti in uscita dallo stesso trasmettitore dopo aver inserito il filtro sopra descritto.

Noterete così che grazie all'utilizzazione del filtro sono praticamente scomparse tutte le armoniche di grado superiore alla 3°, mentre la potenza della 2° e della 3° armonica si è ridotta a livelli del tutto insignificanti, infatti -60 dB confrontati ad una potenza della fondamentale pari a 50 watt, corrispondono in pratica a soli 0,000.05 watt, cioè una potenza che non riesce neppure a superare una distanza di qualche metro.

L'unico lato negativo di questo filtro è rappresentato dalla potenza abbastanza limitata che esso può accettare in ingresso infatti dalle numerose prove condotte nei nostri laboratori abbiamo appurato che non è possibile utilizzarlo per potenze superiori ai 50-55 watt.

In ogni caso esso resta un filtro validissimo per tutti quei trasmettitori che dispongono di una potenza inferiore ai 40-50 watt, non solo ma potremo utilizzarlo anche inserendolo tra l'uscita dello stadio pilota e l'ingresso del lineare in modo da avere l'assoluta certezza che il transistor inserito in quest'ultimo stadio amplifichi solo ed esclusivamente la frequenza fondamentale.

Così facendo però **non si creda di aver eliminato** le armoniche in uscita in quanto il lineare a sua volta genera delle armoniche e per eliminare queste ultime è in ogni caso necessario applicare un secondo filtro tra l'uscita del trasmettitore e l'antenna.

Calcolo del filtro

Come prima operazione per costruirci il nostro filtro dovremo stabilire la larghezza D della sca-

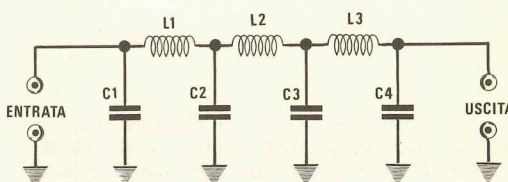
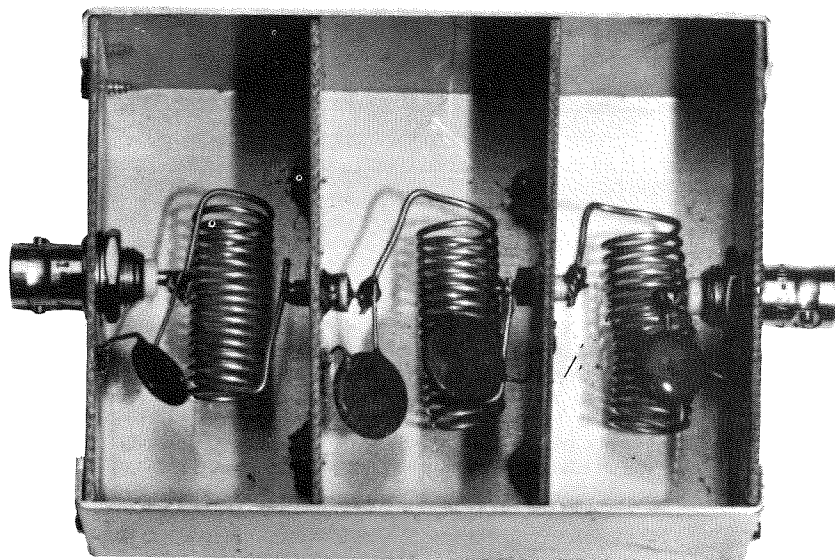
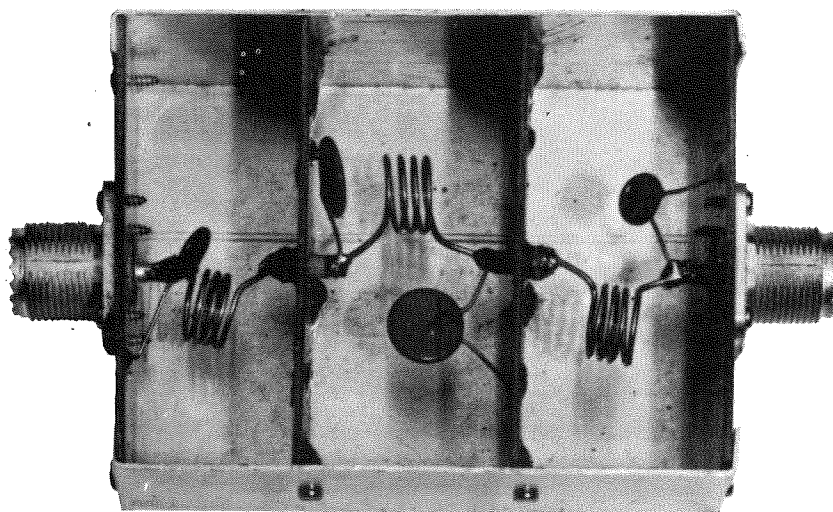


Foto di un filtro passa-basso per la gamma 88-108 MHz oppure per i 144-146 MHz). Si notino i condensatori C2-C3 sistemati nello scomparto centrale.



Questo invece è un filtro passa-basso realizzato per la gamma dei 27 MHz, idoneo cioè per essere applicato in uscita a tutti i baracchini CB in modo da eliminare le armoniche presenti.

tola (vedi fig. 4): tale larghezza può variare normalmente da un minimo di 5 cm. ad un massimo di 7 cm.

Le bobine debbono risultare avvolte su un diametro di 10 mm impiegando del filo di rame con sezione compresa fra 1,2 e 1,5 mm ed il numero delle spire si può ricavare approssimativamente utilizzando questa semplice formula:

$$\text{numero spire} = 2.900 : (\text{MHz} \times D)$$

dove la larghezza D della scatola è espressa in centimetri.

Tale formula è valida purché la spaziatura tra spira e spira risulti pari a 1,5-2mm.

La capacità dei condensatori di accordo si ricava da questa seconda formula:

$$\text{C1-C4 in pF} = 500.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times R)$$

$$\text{C2-C3 in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times R)$$

dove R è l'impedenza d'uscita del trasmettitore uguale naturalmente all'impedenza caratteristica del cavo coassiale (in genere 52 ohm).

La distanza fra le estremità della bobina e le pareti della scatola dovrà risultare compresa fra un minimo di 2 cm. ed un massimo di 3 cm.

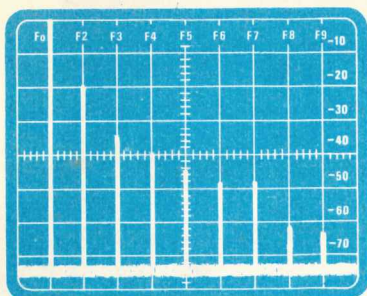


Fig. 2 Per effettuare questa foto abbiamo preso un qualsiasi trasmettitore per la gamma 88-108 MHz e abbiamo controllato all'analizzatore di spettro le armoniche presenti in uscita. Si potrà notare come la 2° armonica abbia un'attenuazione di soli 20 dB rispetto alla fondamentale, la 3° di 35 dB e la 4° di 40 dB. Questo però è solo un esempio in quanto esistono TX in cui la 2° armonica non scende come attenuazione al di sotto dei 15 dB.

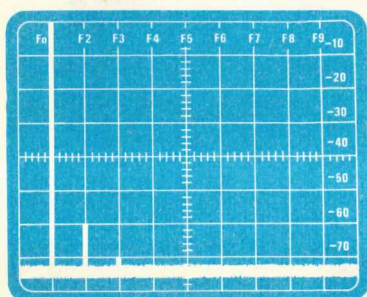


Fig. 3 Applicando in uscita al trasmettitore preso in esame il filtro passa-basso descritto in questo articolo, sull'uscita del filtro la 2° armonica risulta attenuata di 60 dB (vale a dire che la sua potenza è inferiore di 1.000.000 di volte rispetto alla fondamentale), mentre tutte le altre armoniche che prima erano presenti, ora sono definitivamente scomparse.

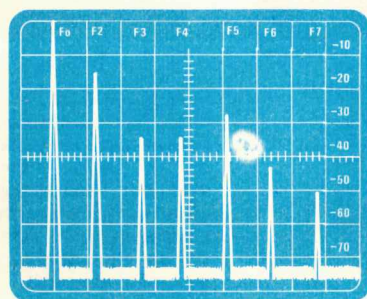


Fig. 4 Questa è la foto delle armoniche riscontrate sull'uscita di un ricetrasmittitore CB da 5 watt. Osservandola si potrà constatare come la 2° armonica risulti attenuata rispetto alla fondamentale di soli 15 dB e notare altresì come la 5° armonica sia più accentuata della 3° e della 4°. È ovvio che irradiando tutte queste frequenze spurie si disturberanno gli apparecchi TV dei vicini e anche altri ricevitori.

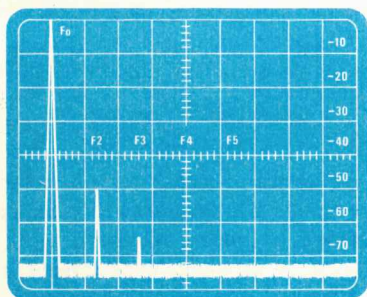


Fig. 5 Applicando al trasmettitore sopra menzionato il filtro passa-basso visibile nella pagina precedente, si riesce ad attenuare in potenza la 2° armonica di ben 100.000 volte, cioè a portarla a -50 dB e contemporaneamente a far sparire tutte le altre armoniche che prima irradiavamo. Si noti come la potenza della fondamentale F_0 non subisca alcuna attenuazione.

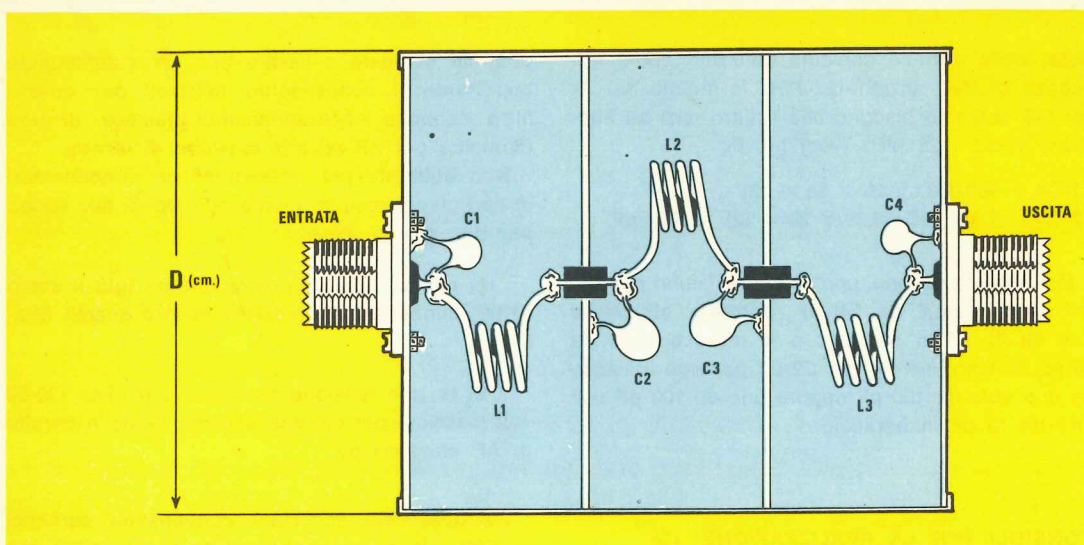


Fig. 6 Per la realizzazione pratica del filtro è necessario conoscere la larghezza D della scatola. La lunghezza dei tre vani sarà proporzionale alla lunghezza delle bobine. I condensatori C2-C3 debbono necessariamente essere collegati alle estremità della bobina L2 nel vano centrale, mentre C1 e C4 direttamente tra i terminali dei due bocchettoni d'ingresso e d'uscita e la massa.

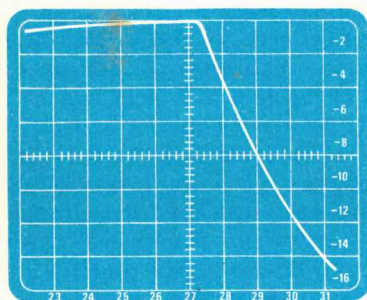


Fig. 7 Il filtro passa-basso, come vedesi in questa foto, inizia ad attenuare alla frequenza massima per cui è stato calcolato, mentre lascia passare inalterate tutte le frequenze inferiori. Proprio per questo non si presta ad essere utilizzato nei TX in cui esistono degli stadi duplicatori di frequenza, in quanto le frequenze più basse possono raggiungere lo stadio finale quindi venire irradiate.

Infine l'altezza della scatola potrà variare da un minimo di 4 ad un massimo di 5 cm. Facciamo qualche esempio:

1° Esempio

Abbiamo un trasmettitore in FM che lavora sulla frequenza dei 102 MHz con un'impedenza d'uscita di 52 ohm e vogliamo costruire un filtro passa-basso (fig. 4) da applicargli in uscita utilizzando una scatola larga 7 cm.

Di quante spire dovranno risultare composte le bobine e quale dovrà risultare la capacità dei condensatori?

$$n.ro \text{ spire} = 2.900 : (102 \times 7) = 4$$

$$C1-C4 = 500.000 : (6,28 \times 102 \times 52) = 15 \text{ pF}$$

$$C2-C3 = 1.000.000 : (6,28 \times 102 \times 52) = 30 \text{ pF}$$

poiché non esistono condensatori da 30 pF, per C2-C3 potremo utilizzarne due da 15 pF posti in parallelo.

2° Esempio

Abbiamo un trasmettitore CB (gamma 27 MHz) e vogliamo applicargli un filtro passa-basso (fig. 5).

Sapendo che il lato D della scatola misura cm. 6 e che l'impedenza d'uscita del TX è 52 ohm, quante spire dovrà avere la bobina e quale dovrà essere la capacità dei condensatori?

$$n.ro \text{ spire} = 2.900 : (28 \times 6) = 17$$

Nota: nella formula abbiamo utilizzato come frequenza 28 MHz anziché 27 MHz in quanto nei TX per CB abbiamo bisogno che il filtro inizi ad attenuare verso i 28 MHz (vedi fig. 6).

$$C1-C4 = 500.000 : (6,28 \times 28 \times 52) = 54 \text{ pF}$$

$$C2-C3 = 1.000.000 : (6,28 \times 28 \times 52) = 108 \text{ pF}$$

Per la realizzazione, poiché non esistono per C1-C4 condensatori da 54 pF, potremo utilizzarne due da 27 pF in parallelo o al massimo uno da 56 pF da solo, mentre per C2-C3 potremo utilizzarne uno solo da 100 pF oppure uno da 100 pF con uno da 10 pF in parallelo.

CONSIGLI PER LA REALIZZAZIONE DEL FILTRO

La scatola che utilizzeremo per la realizzazione può risultare di lamierino stagnato o meglio ancora di ottone o di rame.

Come si può notare dai disegni le bobine vanno collocate ciascuna in un proprio vano schermato dal successivo tramite un lamierino separatore.

Tali lamierini separatori vanno stagnati tutti attorno al loro perimetro all'interno della scatola in modo da non lasciare nessuna fessura.

Per collegare la bobina di un vano con quella del vano successivo è necessario effettuare al centro del lamierino un foro entro il quale cemeremo con la colla un passante in ceramica.

Poiché questi passanti non sono facilmente reperibili potremo utilizzare al suo posto un piccolo spezzone di cavo coassiale dal quale toglieremo la calza schermo e sfrutteremo poi come « passante » il solo filo centrale completo di isolante in plastica.

Un ulteriore sistema semplice e pratico, per ottenere degli schermi separatori provvisti al centro di un foro isolato è quello di prendere un pezzo di vetronite per circuiti stampati provvista di strato di rame su entrambe le facce, effettuare al centro di tale piastra un foro da 1,5 mm., poi attorno a tale foro asportare un po' di rame con una punta svasatrice.

In tal modo otterremo un ottimo foro passante perfettamente isolato dalla vetronite.

Per l'entrata e l'uscita del segnale potremo indifferentemente utilizzare dei bocchettoni BNC oppure dei PL per cavo coassiale.

Una volta terminate le stagnature all'interno, la scatola chiusa completamente tramite un coperchio ancora di rame o metallo ramato che

potremo stagnare o fissare con viti autofilettanti. **Importante:** i condensatori utilizzati per questo filtro debbono necessariamente risultare di tipo ceramico per AF ad alta tensione di lavoro.

Non utilizzate per nessun motivo condensatori di tipo giapponese in quanto non idonei allo scopo per due diversi motivi:

1) hanno delle tolleranze enormi (già il costo di tali condensatori conferma la loro scarsa qualità;

2) la loro tensione di lavoro è minima (30-50 volt massimi) per cui possono dar luogo a perdite di AF elevatissime.

Per questi filtri occorrono condensatori ceramici da 500 volt lavoro possibilmente di tipo NPO, ma anche quelli da 500 volt lavoro di tipo normale non pregiudicano il funzionamento.

Come vedesi dai disegni, i condensatori C2 e C3 vanno sistemati nello scomparto centrale agli estremi della bobina L2, mentre i condensatori C1 e C4 dovranno essere applicati direttamente fra il terminale centrale del bocchettone BNC e il punto di massa più vicino possibile al BNC stesso. Le dimensioni della scatola non sono assolutamente critiche, anche perché occorre tener conto della inevitabile tolleranza di cui ovviamente disporranno le bobine autocostruite, nonché di quella introdotta dai condensatori.

Nota: nel calcolo delle bobine è consigliabile arrotondare per difetto il numero di spire ottenuto, anziché per eccesso, cioè se dal calcolo risultasse che sono necessarie per esempio 4,6 spire, è meglio avvolgere solo 4 spire anziché 5 spire.

Infatti un filtro passa-basso è un filtro che attenua tutte le frequenze superiori a quella per cui è stato calcolato, perciò se lo avessimo calcolato ad esempio per i 100 MHz ed utilizzassimo una capacità o un numero di spire superiore a quello richiesto, è ovvio che il filtro potrebbe accordarsi ad esempio sui 98-99 MHz, quindi sui 100 MHz inizierebbero ad attenuare il segnale di AF.

Se invece la capacità dei condensatori o il numero di spire è leggermente inferiore al richiesto, il filtro inizierà ad attenuare più in alto (per esempio sui 103-104 MHz), cioè la frequenza dei 100 MHz per cui l'abbiamo calcolato potrà « passare » indisturbata, mentre verranno inesorabilmente attenuate le sole frequenze armoniche.

Per migliorare le caratteristiche del filtro potrete infine tentare, in fase di collaudo, prima di chiudere il coperchio, di allargare o restringere leggermente la spaziatura delle bobine, controllando

con un wattmetro posto in uscita se così facendo il segnale tende ad aumentare oppure a ridurre la propria potenza.

FILTRO PASSA-BANDA a SOLENOIDE

Il filtro passa-banda a solenoide il cui schema elettrico è visibile in fig. 8 presenta le seguenti caratteristiche:

attenuazione 2^a armonica = 50 dB

attenuazione 3^a armonica = 65 dB

Anche questo filtro, come già quello precedente, non è in grado di sopportare potenze elevate, infatti si consiglia di non superare i 25-35 watt, in particolar modo se i compensatori non risultano del tipo ad aria e con lamelle sufficientemente spaziate.

Proprio per questo motivo esso troverà valida applicazione soprattutto come « filtro intermedio » da applicare fra stadio pilota e lineare di potenza, anche se non è escluso che per trasmettitori da 15-20 watt massimi lo si possa utilizzare direttamente come filtro d'uscita.

Calcolo del filtro

Per calcolare i parametri di questo filtro è necessario conoscere innanzitutto quali saranno le

dimensioni del suo contenitore, cioè la larghezza D della scatola misurata in centimetri, poiché una volta conosciuta questa larghezza, per risalire al numero di spire delle bobine, è sufficiente utilizzare la formula:

$$\text{numero spire} = 3.400 : (\text{MHz} \times D)$$

formula che ancora una volta è subordinata al fatto che il diametro interno della bobina risulti compreso fra i 10 e i 12 mm., la bobina risulti avvolta in aria con filo avente una sezione compresa fra 1,2 e 1,5 mm e la spaziatura tra spira e spira sia pari a circa 1,5 mm. Per ricavare la capacità massima dei condensatori variabili utilizzeremo invece la seguente formula:

$$\text{capacità max} = 299.900 : (6,8 \times \text{MHz} \times R)$$

dove R è ancora l'impedenza d'uscita del trasmettitore misurata in ohm.

Nota: la formula qui sopra riportata risulta valida solo per determinare la capacità richiesta in questo particolare tipo di filtro: non si pensi quindi di poterla utilizzare su altri filtri di fattura diversa.

Per stabilire su quale spira della bobina conviene effettuare la presa per applicare il segnale in ingresso e per prelevare quello in uscita potremo infine sfruttare la formula:

$$\text{presa su bobina} = \text{numero spire totali} \times 0,25$$

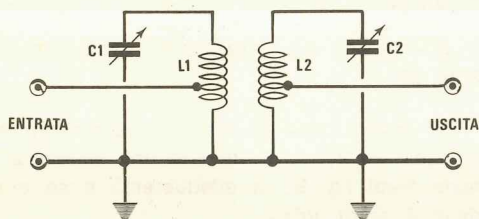
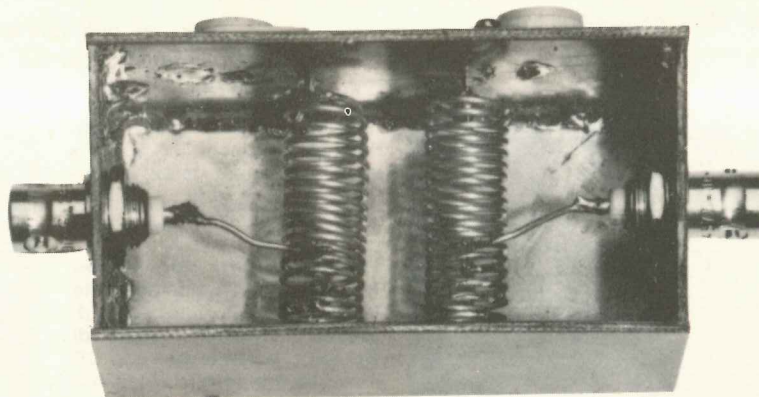


Fig. 8 Il filtro passa-banda, come vedesi in questo schema elettrico, è composto da due bobine accordate sulla frequenza di lavoro. Tale filtro si comporta in pratica come una media frequenza presente in ogni ricevitore.



In questa foto è visibile un prototipo di un filtro passa-banda realizzato per la gamma dei 27 MHz.

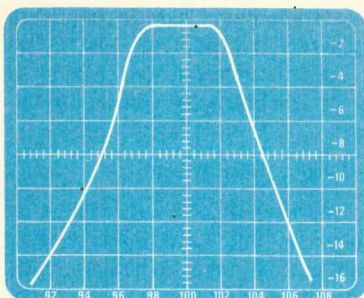


Fig. 9 (sinistra) Spostando la presa sulla bobina si ottiene una maggior o minor larghezza di banda: in questo esempio abbiamo 4 MHz sulla gamma dei 100 MHz.

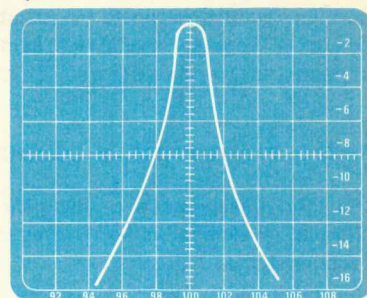


Fig. 10 (destra) Abbassando la presa come spiegato nell'articolo, la larghezza di banda si riduce a soli 2 MHz come indica questa foto.

oppure:

presa su bobina = numero spire totali x 0,15

Dobbiamo precisare che utilizzando la prima di queste due formule si otterrà una selettività « normale », mentre utilizzando la seconda si otterrà una selettività più accentuata.

Tanto perché possiate rendervi conto di questa differenza, in fig. 9 vi mostriamo la curva di risposta di un filtro passa-banda a solenoide calcolato sulla frequenza dei 100 MHz con presa a 0,25 ed in fig. 10 la curva di risposta dello stesso filtro però con presa a 0,15 delle spire totali.

Noterete certamente che la 2ª curva è molto più stretta della 1ª, cioè che nel secondo caso il filtro è molto più selettivo che non nel primo.

La distanza tra una bobina e l'altra, come vedesi in fig. 11, potrà variare da un minimo di 1 cm ad un massimo di 1,5 cm. Ricordiamo che avvicinando le due bobine la banda passante si allarga, viceversa se noi le allontanassimo otterremo una banda passante più stretta. Ricordiamo inoltre che non è consigliabile allontanare troppo le due bobine l'una dall'altra in quanto è vero che così facendo si aumenta la selettività del filtro, però è anche vero che si ha un'attenuazione della frequenza fondamentale che può raggiungere e superare gli 0,5 dB, quindi se il trasmettitore eroga in fondamentale una potenza di 10 watt, in uscita dal filtro ritroveremo solo:

$$10 : 1,12 = 8,9 \text{ watt}$$

Proprio per questo riteniamo sia consigliabile non superare in nessun caso i limiti da noi indicati. L'altezza del contenitore si determina usando la formula:

$$\text{altezza} = D : 2$$

1° Esempio

Vogliamo calcolare un filtro passa-banda a solenoide per la gamma dei 100 MHz sapendo che l'impedenza d'uscita del trasmettitore risulta pari a 52 ohm e che il lato D della scatola misura cm 7 (fig. 12)

$$\text{n.ro spire} = 3.400 : (100 \times 7) = 4,85$$

che arrotonderemo a 5 spire.

$$\begin{aligned} \text{capacità max} &= 299.900 : (6,28 \times 100 \times 52) = \\ &= 9,1 \text{ pF} \end{aligned}$$

in pratica potremo utilizzare un compensatore da 3/10 pF.

Per quanto riguarda infine la presa d'ingresso e d'uscita, se vorremo ottenere una selettività normale (vedi fig. 9), la effettueremo circa a metà della 2ª spira, infatti:

$$5 \times 0,25 = 1,25$$

che si può arrotondare a 1,5 spire, mentre se vorremo ottenere una selettività più accentuata

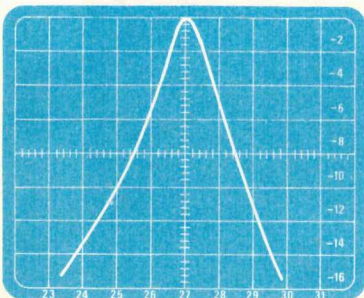


Fig. 11 (sinistra) Sulla gamma 27 MHz, con la presa a 0,25 delle spire totali, la larghezza di banda si aggira all'incirca su 1 Megahertz.

Fig. 12 (destra) Abbassando la presa a 0,15 come spiegato nell'articolo, la larghezza di banda si riduce a meno di 0,5 MHz, pertanto per uso CB è meglio adottare la soluzione di fig. 11.

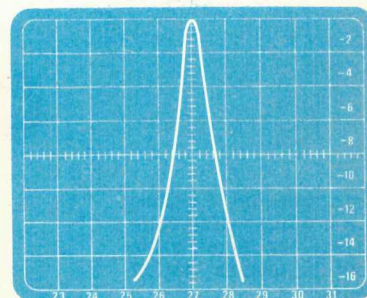


Fig. 13 Per calcolare il filtro passa-banda occorre conoscere la larghezza D della scatola. L'altezza, come vedesi in disegno, dovrà risultare uguale alla metà della larghezza (tale misura non è critica) e la distanza tra le due bobine compresa fra 1 e 1,5 cm.

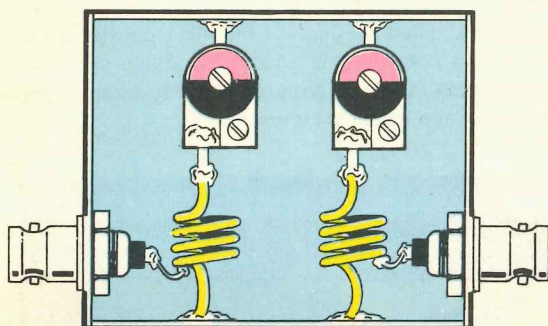
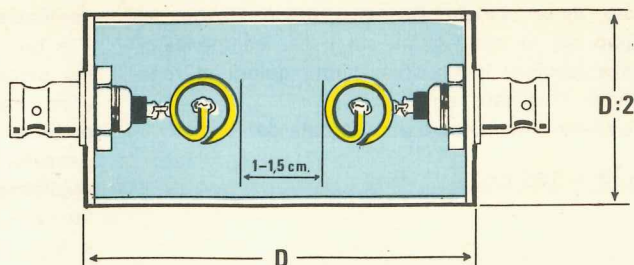


Fig. 14 Esempio pratico di realizzazione di un filtro per la gamma FM 88-108 MHz o per i 144 MHz.

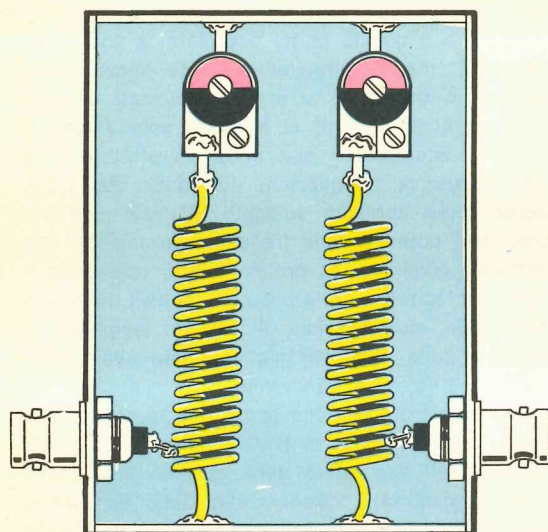


Fig. 15 Esempio pratico di realizzazione di un filtro idoneo alla gamma CB dei 27 MHz. La lunghezza della scatola è ovviamente subordinata alla lunghezza della bobina e alle dimensioni dei compensatori.

(vedi fig. 10), potremo effettuarla sulla 1ª spira, infatti:

$$5 \times 0,15 = 0,75$$

che ancora una volta arrotonderemo a 1 spira.

L'altezza della scatola dovrà risultare pari a:

$$7 : 2 = 3,5 \text{ cm}$$

2° Esempio

Supponiamo ora di voler calcolare un filtro per i 27 MHz (fig. 13) sapendo che l'impedenza d'uscita del trasmettitore è 52 ohm e che la larghezza della scatola entro cui inseriremo il filtro è di 6,5 cm.

$$\text{n.ro spire} = 3.400 : (27,125 \times 6,5) = 19$$

Nota: come frequenza abbiamo utilizzato la frequenza centrale della gamma dei 27 MHz, cioè 27,125 MHz.

$$\text{capacità max} = 299.900 : (6,28 \times 27,125 \times 52) = 33,8 \text{ pF}$$

quindi per ottenere un perfetto accordo utilizzeremo un compensatore da 10/40 pF.

Le prese d'ingresso e d'uscita potranno essere effettuate sulle seguenti spire:

$$19 \times 0,25 = 4,75 \text{ spire}$$

che arrotonderemo a 5 spire

oppure su:

$$19 \times 0,15 = 2,85 \text{ spire}$$

che arrotonderemo a 3 spire.

Nel primo caso, cioè se effettueremo la presa sulla 5ª spira (questo arrotondamento è più che lecito), otterremo una selettività normale (vedi fig. 14), mentre nel secondo caso, cioè effettuando la presa sulla 3ª spira, la selettività del filtro sarà più accentuata (vedi fig. 15).

Per quanto riguarda la lunghezza della scatola non esistono formule in grado di fornircela, tutta-

via è ovvio che dovremo fare in modo che all'interno della scatola stessa possano trovare alloggio sia le due bobine sia i due compensatori senza lasciare inutili spazi vuoti, quindi ci regoleremo in questo senso.

L'altezza invece sarà ancora data da:

$$6,5 : 2 = 3,25 \text{ cm}$$

CONSIGLI UTILI PER LA REALIZZAZIONE

La scatola necessaria per contenere questo filtro dovrebbe essere realizzata in lamierino di rame tuttavia, considerate le ridotte dimensioni, è possibile utilizzare per tale scopo (le prove condotte in questo senso ci hanno dato conferma positiva), anche dei ritagli di circuito stampato in fibra di vetro stagnandoli lungo i bordi.

In questo caso, per comodità di realizzazione, è consigliabile tenere la superficie ramata all'esterno in modo tale che risulti facilitata la stagnatura del coperchio sempre necessario per ottenere una perfetta schematura delle bobine.

Per l'entrata e l'uscita utilizzeremo due bocchettone BNC che fisseremo ai lati della scatola cercando di posizionarli in basso vicino al lato freddo della bobina in modo che il filo di rame che andrà a congiungersi alla presa sulla bobina stessa risulti il più corto possibile.

L'estremità della bobina che deve risultare collegata a massa la stagneremo direttamente sulla parete interna della scatola (nel caso in cui avessimo utilizzato dei ritagli di circuito stampato effettueremo un foro e stagneremo il terminale sul rame esterno), mentre l'altra estremità la collegheremo al compensatore di accordo.

Abbiamo già precisato all'inizio dell'articolo che il filo utilizzato per gli avvolgimenti dovrà presentare una sezione compresa fra 1,2 e 1,5 mm mentre il diametro interno della bobina potrà variare da un minimo di 10 ad un massimo di 11 mm, pertanto per realizzare queste bobine ci procureremo innanzitutto un tondino di ferro del diametro di 10 mm circa e su di esso avvolgeremo le spire tenendole inizialmente una affiancata all'altra.

Terminato l'avvolgimento allungheremo la bobina tirandola per le estremità fino ad ottenere una spaziatura tra spira e spira di circa 1 mm per bobine composte da più di 10 spire, oppure 1,5 mm per bobine con meno di 6 spire. La spaziatura non è critica in quanto abbiamo sempre la possibilità di correggere, tramite i due compen-

satori, le eventuali differenze di induttanza che si verificassero per questo motivo.

A proposito dei compensatori vi ricordiamo che per piccole potenze (6-7 watt massimi) questi possono risultare del tipo in ceramica, mentre per potenze superiori è consigliabile utilizzare compensatori ad aria. Per la messa a punto del filtro applicheremo in uscita un wattmetro di AF quindi tareremo uno alla volta i due compensatori fino a leggere su tale strumento la massima potenza.

Precisiamo che l'attenuazione massima introdotta da questo filtro sulla fondamentale non supera i -0,5 dB (dividere x 1,12 la potenza fondamentale), quindi in linea di massima possiamo indicarvi la potenza che avrete disponibile in uscita a seconda della potenza della frequenza fondamentale applicata in ingresso:

Potenza applicata in ingresso	Potenza disponibile in uscita
1 watt	0,89 watt
3 watt	2,67 watt
5 watt	4,46 watt
10 watt	8,92 watt
20 watt	17,85 watt

Occorre a questo punto precisare, a scanso di equivoci, che se attualmente (cioè senza filtro) sul vostro wattmetro si leggono **10 watt** e dopo aver applicato il filtro si leggono solo **7 watt**, i 3 watt « scomparsi » non sono da attribuirsi ad una eccessiva attenuazione introdotta dal filtro, bensì come abbiamo spiegato all'inizio dell'articolo, alla potenza delle frequenze armoniche che abbiamo eliminato. In pratica infatti, inserendo il filtro, voi leggete solo la potenza effettiva della fondamentale, mentre prima di inserirlo leggevate la potenza della fondamentale **sommata** alla potenza delle frequenze armoniche.

Precisiamo ancora che spostando la presa sulla spira che si collega al BNC d'entrata e d'uscita più verso il lato caldo della bobina (cioè verso il compensatore), l'attenuazione delle armoniche non si modifica sostanzialmente, però si allarga la banda passante del filtro.

Nota: se si sposta la presa sulla prima bobina, cioè su quella d'ingresso, è necessario spostare in ugual misura anche la presa sulla seconda bobina, cioè su quella d'uscita.

FILTRO PASSA-BANDA con LINEA a 1/4 D'ONDA

Per le gamme 88-100 MHz, 144-146 MHz e 432 MHz, quando la potenza supera i 50 watt fino ad un massimo di 500 watt è preferibile, anziché utilizzare dei filtri a solenoide, sfruttare delle linee accordate ad 1/4 oppure a mezz'onda.

Precisiamo che queste linee risultano valide anche per potenze più basse, cioè 2-5-10-20 watt, tuttavia in questo caso le dimensioni più ridotte fanno preferire i filtri a solenoide.

Realizzare una linea a 1/4 d'onda oppure a mezz'onda è estremamente semplice e come avrebbe modo di constatare, i risultati che si possono ottenere sono veramente eccellenti, quasi paragonabili a quelli forniti dalle «cavità risonanti» il cui prezzo d'acquisto è talvolta astronomico.

Il primo filtro passa-banda che oggi vi presentiamo (vedi figg. 16 e 17) è quello con linea a 1/4 d'onda e presenta le seguenti caratteristiche:

attenuazione sulla fondamentale = 0,2-0,3 dB

attenuazione 2° armonica = 40-45 dB

attenuazione 3° armonica = 45-50 dB

Per meglio evidenziarvi queste caratteristiche, in fig. 18 vi mostriamo quanto si rileva all'analizzatore di spettro sull'uscita di un TX dopo l'applicazione di tale filtro: potrete così notare come l'ampiezza della 2° armonica e della 3° armonica risulti del tutto trascurabile rispetto all'ampiezza della fondamentale.

Per quanto riguarda infine la larghezza di banda del nostro filtro avremo modo di parlarne più avanti quando faremo degli esempi pratici.

CALCOLO DEL FILTRO

Il filtro a 1/4 d'onda si compone in pratica di un involucro a forma di parallelepipedo molto allungato all'interno del quale risulta fissata una barra centrale cava, possibilmente di rame, a sezione rettangolare. Dalle dimensioni di questo tubo rettangolare dipendono in pratica anche le dimensioni dell'involucro esterno (anch'esso di rame o metallo ramato), infatti se noi chiamiamo A e B rispettivamente l'altezza e la larghezza del profilato della linea e C e D rispettivamente l'altezza e la larghezza della parete di fondo della scatola (vedi figg. 16 e 17), avremo che:

lato C = spessore A x 4

lato D = spessore B x 4

cioè i lati della scatola dovranno risultare in pratica il quadruplo di quelli del profilato applicato all'interno.

La lunghezza della scatola dovrà invece risultare sempre **maggiore di L3 + C** dove L3 è la lunghezza della linea che si calcola sfruttando la seguente formula:

$$L3 = (7.600 : \text{MHz}) \times 0,65$$

Le due linee di accoppiamento L1 e L2 vanno realizzate con filo di rame da 2 mm e poste ai lati della barra L3 tenendole distanziate da questa di circa 5-6 mm. Per calcolare la lunghezza di L1-L2 si sfrutterà la seguente formula:

$$L1 - L2 = L3 \times 0,25$$

se si vuole ottenere una larghezza di banda **normale**, oppure la:

$$L1 - L2 = L3 \times 0,15$$

se si vuole ottenere una larghezza di banda **più ristretta**.

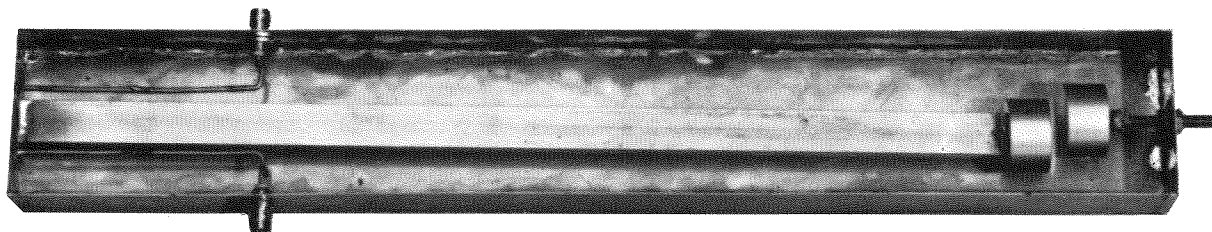


Foto di un filtro passa-banda realizzato con linea a 1/4 d'onda. Come spiegato nell'articolo è importante tenere centrata l'estremità libera della barra con un ritaglio di vetronite o di plexiglass, perché diversamente tale barra, come vedesi nella foto, può per motivi meccanici (a per dilatazione del metallo) spostarsi dal centro ed in questo caso la linea si disaccorderà, impedendo quindi il trasferimento del segnale di AF dal trasmettitore all'antenna.

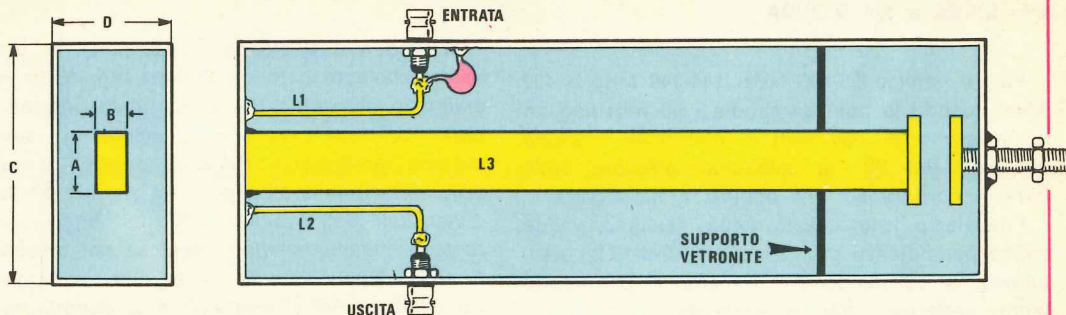


Fig. 16 Per calcolare un filtro a 1/4 d'onda è necessario conoscere le dimensioni A-B della barra; da queste si ricaveranno le dimensioni C-D del contenitore poi con le formule indicate potremo stabilire la lunghezza della linea L3 e quella di L2.

Nota: tutte le misure sono in **centimetri**.

Precisiamo che per lunghezza L1 o L2 s'intende quello spezzone di filo che parte dal punto stagnato alla massa della scatola e giunge fino alla piegatura a L mentre l'altro spezzone, cioè quello che dalla piegatura a L giunge al bocchettone d'ingresso o d'uscita, fa parte a sé stante quindi della sua lunghezza non si deve tener conto nei calcoli. La capacità massima del condensatore variabile di accordo posto all'estremità di L3 si ricava dalla seguente formula:

$$\text{capacità max} = 1.900 : \text{MHz}$$

Questa linea può essere applicata ad un qualsiasi trasmettitore avente un'indipendenza d'uscita compresa fra i 35 e i 100 ohm: importante è ricordare che l'impedenza d'uscita della linea risulta esattamente uguale a quella d'ingresso, cioè se applichiamo sulla linea L1 un trasmettitore avente un'impedenza di 52 ohm, sulla linea L2 ci ritroveremo la stessa impedenza di 52 ohm, mentre se applichiamo in ingresso un'impedenza di 75 ohm, anche sulla linea L2 ci ritroveremo 75 ohm.

Ricordiamo che variando la lunghezza L1-L2 della linea si modifica solo la larghezza di banda del filtro e precisamente accorciando questa linea otterremo la massima selettività, mentre allungandola otterremo una maggior larghezza di banda.

In ogni caso si consiglia di non eccedere dai limiti da noi indicati, cioè di tenere la lunghezza L1-L2 compresa tra un minimo di:

$$L3 \times 0,15 \text{ centimetri}$$

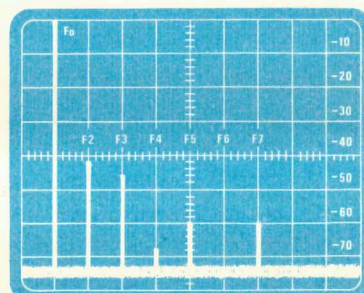


Fig. 17 Una linea a 1/4 d'onda permette di attenuare, sulla gamma 88-108 MHz, la 2° armonica di circa 40-45 dB e la 3° di 45-50 dB, come ci mostra l'analizzatore di spettro.

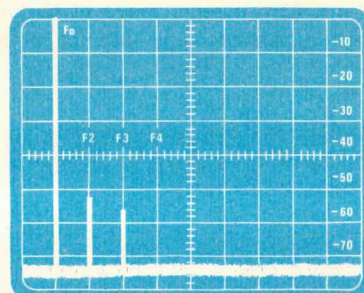


Fig. 18 Applicando sul solo bocchettone d'ingresso un condensatore, come spiegato nell'articolo e come visibile nella fig. 16, si ha la possibilità di attenuare la 2° e 3° armonica di oltre 50-55 dB, quindi di migliorare le prestazioni del filtro.

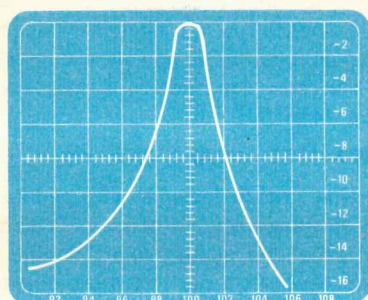
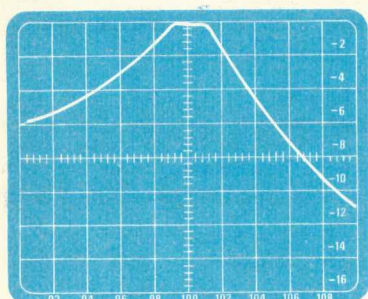


Fig. 19 Variando la lunghezza delle linee L2 come spiegato nell'articolo si modifica solo la larghezza di banda. Nella figura in alto la larghezza di banda con linea lunga, in basso con linea più corta. La prova è stata eseguita alla frequenza centrale di 100 MHz.

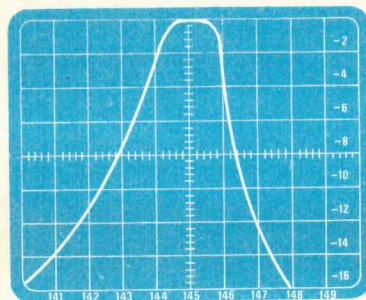
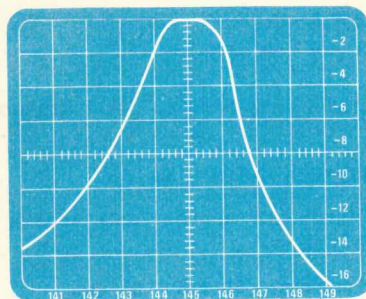


Fig. 20 Per la gamma dei 145 MHz, come vedesi nelle due foto, modificando la lunghezza delle due linee L2 si ottengono due curve più o meno ripide però la larghezza di banda non subisce notevoli variazioni come invece si verificava per la gamma dei 100 MHz.

ed un massimo di:

$L3 \times 0,3$ centimetri.

Sempre osservando le fig. 16-17, noteremo che fra il bocchettone d'ingresso e la massa (linea L1) risulta applicato un piccolo condensatore ceramico ad alto isolamento: tale condensatore serve solo ed esclusivamente per attenuare di altri 10 dB la 2° e la 3° armonica.

In fig. 18 è visibile lo spettro di frequenza che si può rilevare in uscita dal filtro senza aver inserito il condensatore, mentre nella fig. 19 è riportato lo stesso spettro di frequenza con condensatore inserito.

Attenuare di altri 10 dB la 2° e la 3° armonica significa in pratica che se queste normalmente risultano a -50 dB (cioè attenuate 100.000 volte rispetto alla fondamentale), dopo l'applicazione del condensatore risultano a -60 dB, cioè atte-

nuate di 1.000.000 di volte, senza che per questo ne risenta in alcun modo la potenza della fondamentale.

Tale condensatore può comunque essere escluso dal filtro nel caso in cui si riscontri che la 2° e la 3° armonica risultino già sufficientemente «basse» da non arrecare disturbi ai televisori del vicinato.

1° Esempio

Vogliamo calcolare un filtro passa-banda per un trasmettitore FM che lavora sulla frequenza di 98,500 MHz (vedi fig. 16) avendo a disposizione un profilato rettangolare di ottone con

lato A = 2 cm

lato B = 1 cm.

Ci interessa ricavare tutti i rimanenti dati necessari per la costruzione.

Inizieremo calcolandoci le dimensioni C-D della scatola:

lato C = $2 \times 8 \text{ cm}$

lato D = $1 \times 4 = 4 \text{ cm}$

La lunghezza della linea L3 dovrà risultare pari a:

$$L3 = (7.600 : 98,5) \times 0,65 = 50 \text{ cm}$$

quindi la lunghezza minima della scatola, data da $L3 + C$, sarà:

$$\text{lunghezza minima} = 50 + 8 = 58 \text{ cm.}$$

In pratica tale lunghezza potrà risultare anche di 60-62 cm, cioè questo dato non è critico.

Per ultimo possiamo calcolarci anche la lunghezza delle due linee L1-L2 con la formula:

$$L1-L2 = 50 \times 0,25 = 12,5 \text{ cm}$$

in tal caso la larghezza di banda del nostro filtro risulterà pari a circa 6 MHz a -3 dB (vedi fig. 20), mentre se utilizzassimo la formula:

$$L1-L2 = 50 \times 0,15 = 7,5 \text{ cm}$$

otterremmo una larghezza di banda di circa 2 MHz (vedi fig. 21).

A questo punto non ci rimane che stabilire la capacità massima del condensatore di accordo sfruttando la formula:

$$\text{capacità max} = 1.900 : 98,5 = 19,2 \text{ pF.}$$

In pratica, poiché questa formula ci fornisce la capacità massima, dovremo applicare sull'estremità della linea un compensatore ad aria da 5/20 pF. In fase di taratura noterete che per accordare la linea è sufficiente una capacità di 10-12 pF massimi.

Dobbiamo qui precisare che la nostra linea, anche se calcolata per i 98.5 MHz, è in grado di accordarsi su una più ampia gamma di frequenze semplicemente agendo sulla capacità del condensatore variabile.

Tanto per fare un esempio, con un condensatore da 5-6 pF, la linea può accordarsi tranquillamente sui 120-130 MHz e con 25 pF anche sui 70 MHz, però occorre tener presente che aumentando la capacità del condensatore di accordo, aumenta di pari passo anche l'attenuazione sulla fondamentale, attenuazione che con 25 pF (cioè per i 70 MHz) può raggiungere i -5 dB .

Se la capacità risulta più bassa di 20 pF invece, l'attenuazione sulla fondamentale risulta contenuta fra $-0,2$ e $-0,3 \text{ dB}$, cioè è praticamente trascurabile.

2° Esempio

Dobbiamo realizzare un filtro per la gamma dei 145-146 MHz e abbiamo a disposizione un trafilato le cui dimensioni risultano:

lato A = 1,5 cm

lato B = 0,8 cm.

Ci interessa determinare, oltre alle dimensioni della linea, anche le dimensioni della scatola.

lato C = $1,5 \times 4 = 6 \text{ cm}$

lato D = $0,8 \times 4 \text{ cm}$

che arrotonderemo a 3 centimetri.

Calcoleremo infine la lunghezza che deve assumere la linea L3 e per effettuare i nostri calcoli, dovendo coprire la gamma compresa tra i 145 e i 146 MHz, sceglieremo la frequenza centrale, cioè 145,5 MHz:

$$L3 = (7.000 : 145,5) \times 0,65 = 33,9 \text{ cm}$$

che potremo tranquillamente arrotondare a 34 cm, cioè arrotonderemo in eccesso in considerazione del fatto che più la linea è lunga, minore è la capacità richiesta per l'accordo, quindi minore l'attenuazione sulla potenza della fondamentale.

La lunghezza minima della scatola sarà:

$$\text{lunghezza minima} = L3 + C = 34 + 6 = 40 \text{ cm}$$

Per quanto riguarda le due linee di accoppiamento L1-L2, se la loro lunghezza risulterà pari a

$$L1-L2 = 40 \times 0,25 = 10 \text{ cm}$$

otterremo una larghezza di banda di 3 MHz -3 dB (vedi fig. 22), mentre con una lunghezza di

$$L1-L2 = 40 \times 0,15 = 6 \text{ cm}$$

la larghezza di banda si ridurrà a 2,5 MHz -3 dB (vedi fig. 23).

La capacità massima del condensatore di accordo sarà data da:

$$\text{capacità max} = 1.900 : 145,5 = 13 \text{ pF}$$

quindi potremo utilizzare un variabile ad aria da 3/15 pF massimi.

REALIZZAZIONE PRATICA

Nel realizzare questo filtro ci siamo trovati di fronte a notevoli difficoltà di carattere meccanico che non avevamo previsto in fase di progetto e che comunque abbiamo risolto in maniera piuttosto elegante.

In particolare, fra le tante soluzioni escogitate per risolvere questi problemi, una sola ci è sem-

brata la più valida e proprio per questo ora ve la illustreremo in modo che non dobbiate anche voi scervellarvi per realizzare praticamente il filtro.

Uno dei problemi più grossi è rappresentato per esempio dall'estremità della linea L3 a cui va fissato il condensatore variabile di accordo, infatti una volta stagnata la linea alla parete della scatola sull'altro lato, difficilmente questa estremità rimasta libera risulta perfettamente centrata, cioè difficilmente la linea stessa risulta perfettamente parallela alle pareti.

Inoltre ammesso che questo problema venga in qualche modo risolto, se ne aggiungerà un altro che teoricamente non era facile prevedere, infatti una volta chiusa la scatola e sistemata in una posizione qualsiasi, la linea L3, a causa delle vibrazioni prodotte dalle automobili che passano per la strada, dai passi di chi cammina nella stanza o da un suono qualsiasi, si mette a vibrare (cioè si comporta in pratica come un diapason).

Sono queste oscillazioni impercettibili ad occhio nudo, tuttavia controllando il filtro con un'adeguata strumentazione, ci siamo accorti che queste piccolissime oscillazioni « modificano » in pratica l'accordo della linea.

In altre parole si verifica lo stesso inconveniente che otterremmo se velocemente avvicinassimo o allontanassimo fra di loro le due placchette del condensatore variabile, cioè si modifica in continuità la sintonia.

Per ovviare a questo inconveniente senza introdurre perdite di AF, la soluzione ideale è quella di prendere un pezzo di circuito stampato in vetronite di dimensioni idonee per trovare alloggio all'interno della scatola, asportare da esso le piste di rame, quindi praticare al centro un'asola avente le stesse dimensioni della barra L3 vista in sezione.

A questo punto è intuitivo che dovrete infilare la barra all'interno dell'asola (fig. 24) quindi cementare il tutto con una goccia di collante a presa rapida in modo che la vetronite faccia da sostegno alla linea.

Questo sistema vi consente inoltre di ottenere automaticamente la placchetta del condensatore che va applicata sull'estremità libera della linea L3: **in tal caso però** occorre che il ritaglio di circuito stampato in vetronite risulti a doppia faccia, cioè con il rame posto su entrambi i lati.

Al centro esatto di tale basetta di sostegno disegnate su entrambi i lati una circonferenza di 3-3,5 cm circa di diametro (cioè il diametro di cui deve disporre la placchetta del condensatore

variabile), quindi su tale disco disegnate quattro piste lunghe ciascuna mezzo centimetro, poste in diagonale fra di loro (vedi fig. 25).

Tali piste ci serviranno, eseguendo su ognuna un foro passante, per poter mettere in contatto elettrico tramite un filo di rame le due superfici metalliche della basetta.

Se non disegnassimo queste piste in diagonale, per poter effettuare il collegamento tra le due facce dello stampato dovremmo praticare dei fori all'interno della circonferenza, fori entro i quali andrebbe ifilato un filo di rame che stagneremo poi sulle due parti.

In tal caso però, a causa della presenza di gocce di stagno sulla placchetta fissa del condensatore variabile, la placchetta mobile non potrebbe essere avvicinata come richiesto, a meno di provocare dei cortocircuiti, quindi potremmo non riuscire ad ottenere la capacità desiderata.

Nel nostro caso invece questo problema non esiste e le due placchette (quella fissa e quella mobile) possono essere avvicinate fra di loro fin quasi a toccarsi.

Per ultimo stagneremo un lato del ritaglio di vetronite all'estremità della barra L3, cercando di tenerlo perfettamente verticale e parallelo alla placchetta mobile del condensatore variabile, in modo che possa svolgere il duplice compito di perfetto sostegno per la linea L3 e di placchetta fissa per il variabile stesso.

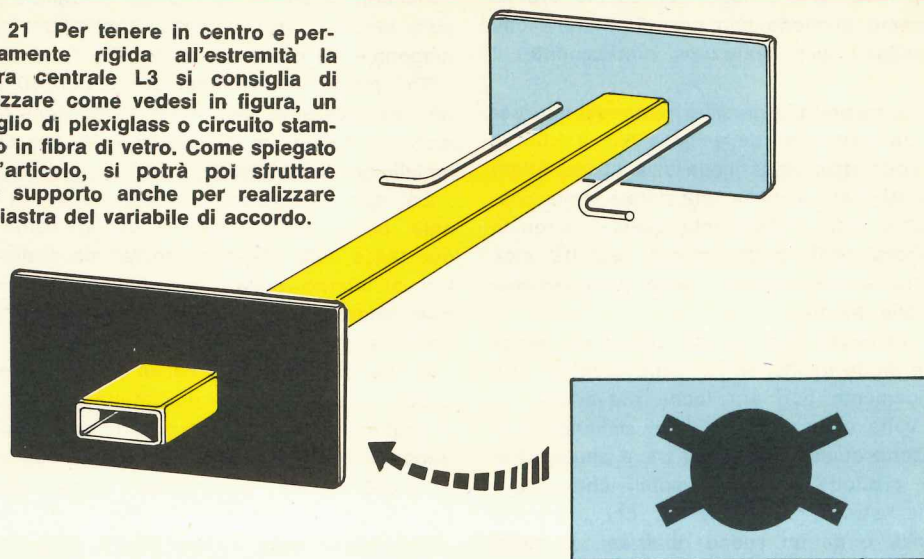
Inutile aggiungere che se questo ritaglio di vetronite e la placchetta mobile del condensatore non risulteranno perfettamente paralleli fra di loro, avremo realizzato un condensatore la cui capacità è notevolmente inferiore a quella teorica, proprio a causa dell'inclinazione fra i due elettrodi.

Seguendo i consigli che vi abbiamo appena fornito, la realizzazione pratica delle restanti parti del filtro diviene estremamente semplice, infatti una volta conosciute le dimensioni della scatola potremo farcela costruire da un lattoniere con del lamierino di ottone o di rame, oppure costruircela in proprio sfruttando dei ritagli di circuito stampato di dimensioni idonee allo scopo.

È pure possibile realizzare la scatola con lamiera zincata tuttavia in questo caso sarebbe consigliabile farla « ramare » da un laboratorio attrezzato per questo tipo di lavori.

La linea L3, cioè il profilo rettangolare in ottone, verrà stagnato al centro della parete inferiore della scatola e accanto ad esso, ad una distanza di circa 5-6 mm, potremo pure stagnare il filo di rame da 2 mm che servirà per le due linee L1-L2.

Fig. 21 Per tenere in centro e perfettamente rigida all'estremità la barra centrale L3 si consiglia di utilizzare come vedesi in figura, un ritaglio di plexiglass o circuito stampato in fibra di vetro. Come spiegato nell'articolo, si potrà poi sfruttare tale supporto anche per realizzare la piastra del variabile di accordo.



Per facilitare la stagnatura delle tre linee al fondo della scatola, consigliamo di praticare al centro di tale parete un foro rettangolare di dimensioni adatte a ricevere la linea L3 ed accanto a questo due fori circolari da 2 mm ciascuno per ricevere rispettivamente la linea L1 e la linea L2, quindi di effettuare le stagnature dall'esterno.

In caso contrario infatti l'operazione di stagnatura potrebbe risultare molto problematica.

La scatola logicamente dovrà essere provvista di un coperchio che fisseremo a costruzione ultimata al di sopra di essa in modo da chiuderla completamente.

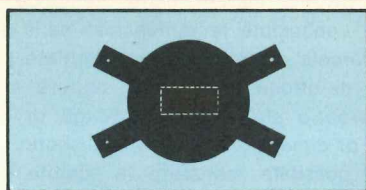
Per fissare tale coperchio potremo utilizzare delle viti autofilettanti oppure, se preferite, anche stagnarlo.

Per quanto riguarda il condensatore variabile che va applicato sull'estremità libera della linea

L3 occorre fare ancora alcune precisazioni e cioè, se la potenza del trasmettitore non supera i 50 watt, è possibile utilizzare per questo scopo un variabile ad aria con lamelle anche poco spaziate, mentre se la potenza supera i 100 watt, è assolutamente necessario che le lamelle risultino molto spaziate.

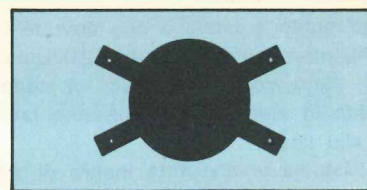
Per risolvere il problema del variabile non sempre reperibile possiamo comunque proporvi, oltre a quella già indicata, una seconda soluzione che ci permette di ottenere con modica spesa un ottimo condensatore idoneo per elevate potenze.

Tale soluzione consiste, come vedesi in fig. 26, nello stagnare all'estremità della linea L3 un disco di ottone o di rame dello spessore di almeno 4-5 mm (tale spessore è necessario per evitare che il disco si deformi durante la stagnatura) e nel-



LATO DA SALDARE CON LA L3

Fig. 22 Se vogliamo utilizzare un ritaglio di circuito stampato a doppia faccia come piastra per il condensatore variabile dovremo lasciare, dalla parte che stagneremo alla linea L3 una superficie di rame avente forma analoga al disegno qui riportato.



LATO DI PLACCA DEL VARIABILE

Fig. 23 Sul lato opposto lasceremo una superficie in rame perfettamente identica a quella visibile in fig. 22 praticando sui quattro bracci un foro per poter effettuare il necessario collegamento elettrico tramite un ponticello.

l'utilizzare un disco analogo per realizzare la lamella che va collegata a massa.

Noi per esempio abbiamo preso due dischi di ottone dello spessore di 1 cm e al centro di quello che va stagnato su L3 abbiamo scavato un'asola rettangolare profonda circa 6mm. entro la quale abbiamo infilato appunto l'estremità di L3 stagnandola su tutti i lati e controllando con opportuna strumentazione che risultasse perfettamente perpendicolare (fig. 26).

Al centro dell'altro disco (quello di massa) abbiamo praticato un foro filettato in modo da poterci infilare la punta di un bullone, tuttavia è egualmente possibile (nonché più semplice) adottare la soluzione inversa, cioè stagnare direttamente su questo disco il bullone ed infilare la vite che ci servirà per gli spostamenti entro un dado stagnato sulla parete di fondo del mobile (vedi fig. 27). In questo caso però non commettere l'errore di stagnare subito il bullone al disco perché poi non potreste più inserirlo entro la scatola.

Perciò fate un foro sulla parete di fondo della scatola, avvitate il dado nella vite fino a circa

metà corsa, infilate la punta della vite nel foro e svitate il dado finché i due dischi (quello già fissato a L3 e quello che voi terrete appoggiato con le dita al bullone) non si toccheranno combaciando perfettamente.

A questo punto, allentando ulteriormente il dado, riuscirete a fare in modo che il tutto si autosostenga in modo da poter effettuare comodamente le stagnature sia del bullone al disco, sia del dado alla parete della scatola, tuttavia per evitare che nel compiere questa operazione si possano avere degli spostamenti indesiderati, potrete fissare fra di loro i due dischi con un po' di nastro adesivo che naturalmente toglierete a stagnatura ultimata.

Onde permettere un avvicinamento micrometrico delle due piastre, il diametro del bullone che utilizzeremo per questo scopo non dovrà risultare inferiore a 10 mm. e la filettatura molto fine.

Per calcolarci la **capacità del condensatore** così realizzato potremo sfruttare la seguente formula:

$$pF = (S : d) \times 0,9$$

Fig. 24 Il condensatore variabile potremo ottenerlo anche utilizzando due dischetti metallici come vedesi in disegno.

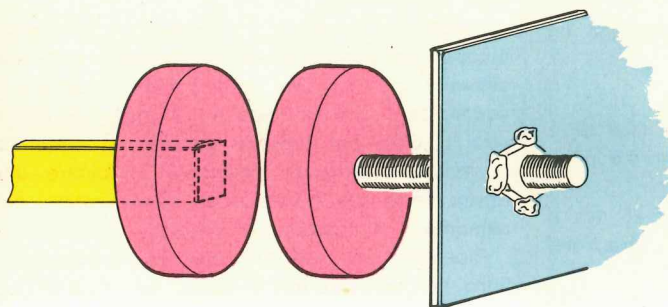
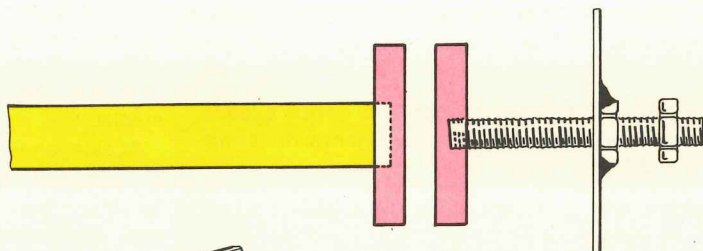
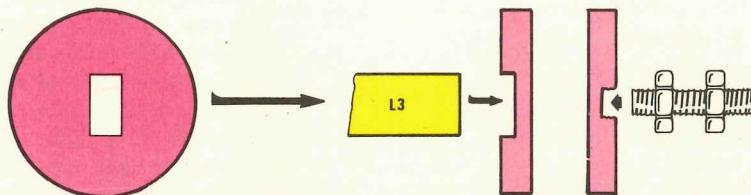


Fig. 25 Il dischetto che funge da placca di massa dovremo saldarlo ad una vite che ruotando entro un dado filettato ci permetterà di avvicinare o allontanare questo disco dall'altro.

Fig. 26 Particolare di realizzazione del condensatore variabile.



dove **S** è l'area del disco misurata in centimetri quadrati, **d** la distanza fra i due dischi misurata in centimetri e **0,9** un fattore correttivo da noi aggiunto in quanto raramente le superfici dei due dischi risultano perfettamente levigate e parallele come dovrebbero.

Per calcolare la superficie del disco conoscendo il diametro in centimetri potremo invece sfruttare la formula:

$$S = \text{diametro} \times \text{diametro} \times 0,785$$

Esempio

Abbiamo due dischi del diametro di 3 cm che possiamo avvicinare tra di loro fino ad un massimo di 2 mm (vedi fig. 28) ed allontanare fino a 25 mm; vogliamo sapere quale sarà la capacità minima e massima di tale condensatore.

Innanzitutto calcoliamo la superficie in centimetri quadrati:

$$S = 3 \times 3 \times 0,785 = 7 \text{ cmq}$$

La capacità massima la otterremo quando i due dischi risultano più vicini fra di loro, cioè quando la distanza è uguale a 2 mm (pari a 0,2 cm); in tal caso avremo:

$$\text{capacità max} = (7 : 0,2) \times 0,9 = 31,5 \text{ pF}$$

La capacità minima la otterremo invece quando i due dischi sono posti ad una distanza di 25 mm (pari a 2,5 cm), infatti:

$$\text{capacità min.} = (7 : 2,5) \times 0,9 = 2,5 \text{ pF}$$

Se invece i due dischi avessero ciascuno un diametro di 4 cm, otterremmo:

$$S = 4 \times 4 \times 0,785 = 12,56 \text{ cmq}$$

$$\text{capacità max} = (12,56 : 0,2) \times 0,9 = 56,5 \text{ pF}$$

$$\text{capacità min.} = (12,56 : 2,5) \times 0,9 = 4,5 \text{ pF}$$

Come si può notare una corsa di 25-28 mm è più che sufficiente per ottenere una variazione di capacità abbastanza notevole.

È altresì ovvio che avvicinando ulteriormente le due superfici fino ad una distanza di 1 mm la capacità aumenta tanto che con un disco da 3 cm di diametro si ottengono:

$$(7 : 0,1) \times 0,9 = 63 \text{ pF}$$

mentre con un disco da 4 cm,

$$(12,56 : 0,1) \times 0,9 = 113 \text{ pF}$$

Ricordiamo però che una distanza di 1 mm tra i dischetti non è sufficiente per trasmettitori di elevata potenza.

TARATURA

La taratura di questa linea è molto semplice infatti dopo averla collegata all'uscita del trasmettitore con un cavetto coassiale da 52 ohm ed aver applicato in uscita un wattmetro di AF, non dovremo fare altro che ruotare il condensatore variabile fino a leggere sul wattmetro stesso la massima potenza.

Se a questo punto ci interessa attenuare ulteriormente la 2° armonica, potremo tentare di collegare tra il bocchettone d'ingresso e la massa (vedi fig. 16) un condensatore a mica ad alta tensione di lavoro (500 volt) provando sperimentalmente i seguenti valori: 4,7-5,6-8,2-10-12-15-18-22 pF massimi, fino a trovare quel valore al di sopra del quale si ha un'attenuazione della potenza erogata.

Per esempio, ammettendo che con 10 pF non si noti alcuna attenuazione, con 12 pF ancora nessuna attenuazione, con 15 pF invece si abbia una leggera attenuazione della potenza letta sul wattmetro, è ovvio che il condensatore che dovremo utilizzare è il condensatore da **12 pF**.

Questo modo di agire, lo ammettiamo, non è proprio rigoroso tuttavia esso rappresenta quanto di meglio possiamo consigliarvi dal momento che nessuno di voi potrà disporre di un analizzatore di spettro con il quale effettuare delle misure più precise.

Aggiungendo questo condensatore la 2° e la 3° armonica subiscono il cosiddetto «colpo di grazia», cioè vengono quasi totalmente eliminate dall'antenna.

Precisiamo ancora che se tarerete il filtro senza il coperchio superiore esso si accorderà con **minor capacità**, per cui una volta chiusa la scatola vi accorgete che la linea è «starata» e per ritrarla, cioè per leggere ancora sul wattmetro la massima potenza, occorrerà avvicinare ulteriormente le due armature del condensatore, cioè aumentare la capacità di accordo.

Ripetiamo nuovamente che se applicando il filtro in uscita al trasmettitore, sul wattmetro si legge una potenza più bassa di quella che si leggeva senza filtro, la «colpa» è da attribuirsi solo ed esclusivamente alle armoniche che avete eliminato e che ora non possono più raggiungere l'antenna, **non ad una attenuazione** introdotta dal filtro stesso, cioè la potenza che vi ritrovate in meno è in pratica la potenza delle armoniche che prima il wattmetro leggeva sommata a quella della fondamentale.

Infatti l'attenuazione massima che può subire la fondamentale stessa in conseguenza dell'ap-

plicazione del filtro risulta pari a 0,2-0,3 dB, cioè se il vostro trasmettitore erogava in precedenza una potenza effettiva di 15 watt, in uscita dal filtro potreste ritrovare una potenza compresa tra

$$15 : 1,047 = 14,32 \text{ watt}$$

e

$$15 : 1,072 = 13,99 \text{ watt}$$

cioè ottenere una perdita massima di 0,7-1 watt su 15 watt.

Questa perdita introdotta dalla linea è subordinata esclusivamente al tipo di materiale impiegato per la realizzazione del filtro.

Per esempio se la scatola è in ferro stagnato, le perdite potranno raggiungere gli 0,3 dB, se l'interno è ramato e così pure risulta ramata la linea L3, le perdite si limiteranno a 0,2 dB, infine se tutto l'interno risulta argentato le perdite saranno ancora minori.

In pratica però considerando il costo dell'argenteratura, crediamo sia consigliabile accettare la perdita di 0,7-1 watt di potenza senza preoccuparsi eccessivamente, anche perché una volta installata la linea, se ritoccherete i compensatori d'uscita del vostro trasmettitore, otterrete un miglior adattamento d'impedenza tra l'uscita stessa del TX e l'antenna, in quanto avrete eliminato dal cavo coassiale le onde stazionarie introdotte dalle armoniche, cioè con questi piccoli ritocchi potrete facilmente **riguadagnare** la piccola potenza perduta in seguito all'applicazione del filtro.

NOTA IMPORTANTE

Se lavorate con potenze superiori agli 80 watt, noterete che il vostro si scalda leggermente fino ad assumere una temperatura di circa 30-35 gradi e questo potrebbe stupirvi, anzi siamo certi che qualcuno, in presenza di tale fenomeno, sentenzierà immediatamente che il filtro scalda perché Nucva Elettronica non l'ha saputo calcolare a dovere.

Infatti nessuno ha mai precisato che un filtro in tali condizioni **deve scaldare** e questo conferma ancora una volta che nessuno ha mai provato in pratica uno di questi filtri su un trasmettitore, cioè si è sempre ripetuto quanto scritto da altri i quali a loro volta hanno copiato da un testo storico.

Spiegare perché un filtro sottoposto ad un'elevata potenza in ingresso si scalda è comunque abbastanza semplice, infatti bisogna tener presente che le armoniche che noi vogliamo eliminare

dispongono di una certa potenza tanto più alta quanto più alta è la potenza del trasmettitore e quanto più numerose sono le armoniche stesse, quindi se noi eliminiamo tali armoniche è ovvio che tale potenza in qualche modo deve disperdersi e in un filtro si disperde trasformandosi in calore.

In altre parole, la potenza delle armoniche che era presente in uscita dal trasmettitore e che noi eliminiamo dall'antenna, si trasforma in calore e provoca quindi un riscaldamento del filtro.

Tanto per fare un esempio pratico, se noi sfruttassimo i 4-5 watt di cui dispongono le armoniche per accendere una lampadina: è ovvio che dopo qualche minuto di funzionamento, toccando l'involucro di tale lampadina, ci accorgeremmo che lo stesso si è riscaldato.

FILTRO PASSA-BANDA con LINEA a 1/2 ONDA

Sempre per le gamme degli 88-108 MHz, 144-146 MHz, 432-435 MHz, se si desidera ottenere una maggiore attenuazione delle armoniche è consigliabile, anziché adottare linee a 1/4 d'onda, utilizzarne una a 1/2 onda.

È ovvio che adottando questa soluzione avremo lo svantaggio di ottenere dei filtri di dimensioni quasi raddoppiate, però tale svantaggio è senz'altro compensato dalle migliori prestazioni che si possono ottenere.

Le caratteristiche tipiche di un filtro a 1/2 onda (vedi fig. 29) sono in linea di massima le seguenti:

attenuazione della fondamentale — 0,3 — 0,5 dB

attenuazione della 2ª armonica — 60 dB

attenuazione della 3ª armonica — 60 dB

Affinché possiate meglio comprendere il significato di questi dati ed effettuare eventuali confronti con altri filtri, in fig. 30 vi abbiamo riportato l'andamento delle armoniche in uscita da questa linea viste all'analizzatore di spettro.

Per quanto riguarda la costruzione del filtro, in fig. 29 potrete notare che a differenza della linea a 1/4 d'onda, il condensatore variabile viene posto al centro della linea L3, mentre le due linee L1-L2 sono situate alle estremità di quest'ultima.

Ancora una volta le dimensioni esterne della scatola sono subordinate alla sezione del tubo rettangolare che costituisce la linea L3, tubo che come sempre dovrà risultare in ottone o in metallo ramato.

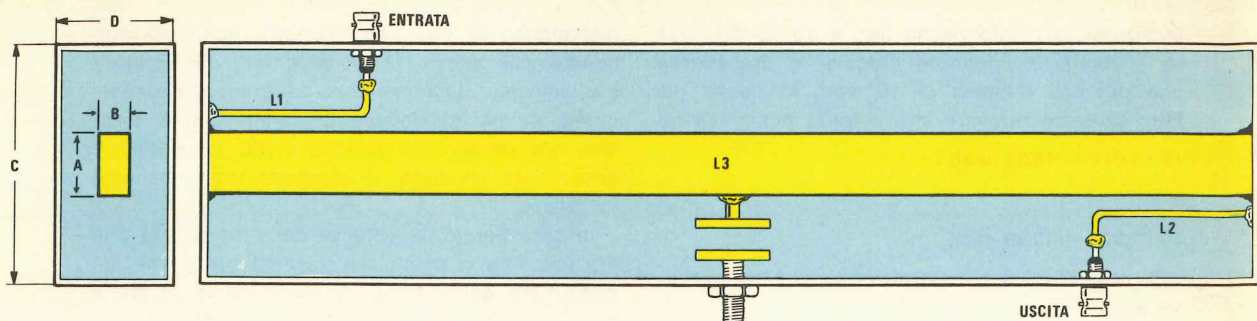


Fig. 27 Per realizzare un filtro passa-banda a 1/2 onda occorre sempre conoscere le dimensioni A-B della barra L3 dopodiché potremo determinare le dimensioni C-D del contenitore. Per ricavare la lunghezza della linea L3 e delle due linee L2 ci avvarremo delle formule riportate nell'articolo.

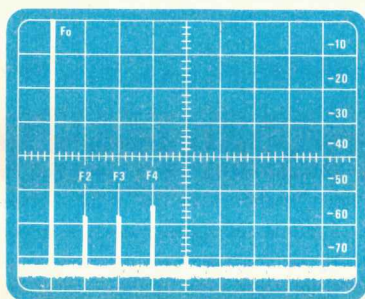


Fig. 28 Come vedesi in questa foto (frequenza del trasmettitore 100 MHz) la linea a 1/2 onda permette di ottenere delle attenuazioni maggiori rispetto a quella a un quarto d'onda (vedi fig. 17) perciò risulta maggiormente efficace per eliminare le armoniche.

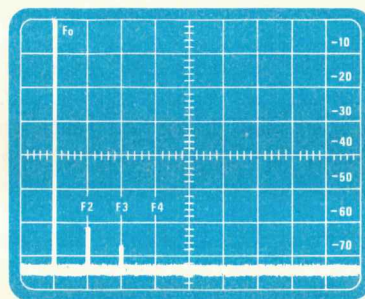


Fig. 29 Applicando anche in questa linea un condensatore sul solo bocchettone d'ingresso si riescono a migliorare le caratteristiche di attenuazione. Si noti ad esempio come la 2° armonica sia scesa oltre i 60 dB e la 4° armonica risulti completamente eliminata (vedi la fig. 28).

In possesso della barra L3 ne misureremo i lati ed immediatamente potremo determinare le dimensioni del contenitore esterno sfruttando le formule:

lato C = spessore A x 4

lato D = spessore B x 4

lunghezza totale maggiore di $L3 + C$

Per ricavare la lunghezza della barra centrale L3 sfrutteremo invece la seguente formula:

$$L3 = (19.700 : \text{MHz}) \times 0,5$$

Infine per determinare la lunghezza delle due linee L1-L2 potremo sfruttare indifferentemente una delle due formule seguenti:

$$L1-L2 = L3 \times 0,15$$

se desideriamo ottenere una larghezza di banda normale, oppure

$$L1-L2 = L3 \times 0,1$$

per ottenere un filtro più selettivo.

Queste linee andranno ancora realizzate utilizzando del filo di rame argentato del diametro di 2 mm e dovremo fissarle all'interno della scatola ad una distanza di 5-6 mm da L3. La capacità

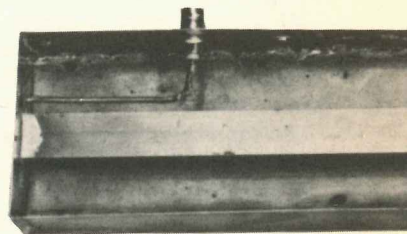


Foto di un prototipo di una linea a 1/2 onda.

massima di accordo di questa linea si ricava ancora, come per la linea a 1/4 d'onda, dalla formula:

$$pF = 1.900 : MHz$$

Ricordiamo che anche con questo filtro, se si desidera attenuare ancor più drasticamente la 2ª armonica (vedi fig. 29), si può applicare fra il bocchettone d'ingresso e la massa un condensatore a mica ad alto isolamento il cui valore andrà determinato sperimentalmente partendo da un minimo di 4,7 pF fino ad un massimo di 22 pF.

Per quanto riguarda la tecnica da seguire in queste prove si veda l'articolo sulla linea 1/4 d'onda.

1° Esempio

Vogliamo costruirci un filtro passa-banda con linea a 1/2 onda per una frequenza di 102,5 MHz ed a tale scopo abbiamo acquistato del tubo rettangolare di ottone avente le seguenti dimensioni:

lato A = 2 cm

lato B = 1 cm

Dobbiamo determinare tutti gli altri dati di costruzione.

Innanzitutto calcoleremo le dimensioni della scatola esterna che funge da schermo:

lato C = $2 \times 4 = 8$ cm

lato D = $1 \times 4 = 4$ cm

$L3 = (19.700 : 102,5 = 96$ cm

lunghezza scatola: maggiore di $96 + 8 = 104$ cm. Possiamo ora calcolarci la lunghezza delle due linee L1-L2 supponendo di volere una larghezza di banda di 2 MHz a -3 dB (vedi fig. 32):

$L1-L2 = 96 \times 0,15 = 14,4$ cm

Se invece desiderassimo ottenere una maggior selettività (per esempio 1 MHz, come vedesi in fig. 33) potremmo sfruttare la formula:

$L1-L2 = 96 \times 0,1 = 9,6$ cm

che arrotonderemo a 10 cm.

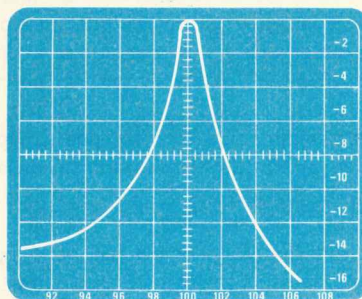


Fig. 30 Tenendo le linee L2 lunghe uno 0,15 della lunghezza totale otterremo a 100 MHz una larghezza di banda di circa 1MHz, cioè molto inferiore rispetto alla linea a 1/4 d'onda (vedi la fig. 19 in alto).

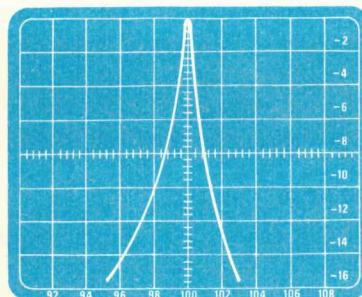
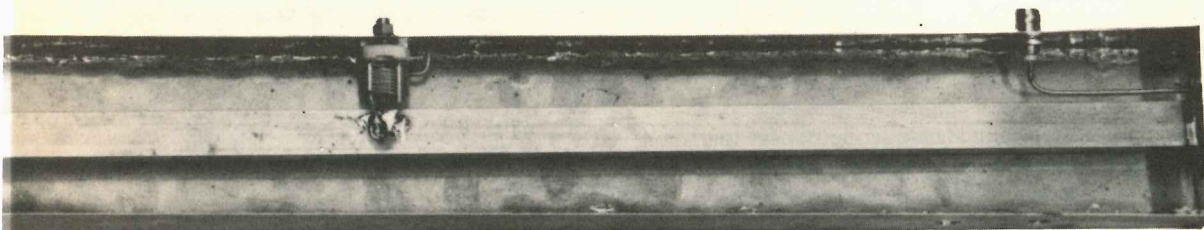


Fig. 31 Accorciando la lunghezza delle linee L2, la curva di risposta diviene ancora più ripida, cioè abbiamo una larghezza di banda di pochi KHz non troppo idonea per trasmissioni in FM.



Nota: ricordiamo che per lunghezza L1-L2 si intende sempre quello spezzone di filo che dal punto di stagnatura sulla base della scatola giunge fino alla piegatura a L, mentre quel pezzo di filo che dalla piegatura a L si congiunge al bocchettone d'ingresso o d'uscita non fa parte della linea.

A questo punto non ci resta che calcolare la capacità massima del condensatore di accordo sfruttando la formula:

$$\text{capacità max} = 1.900 : 102,5 = 18,5 \text{ pF}$$

quindi se utilizzeremo il filtro per deboli potenze (15-50 watt massimo), potremo impiegare dei variabili da 20 pF con lamelle anche leggermente spaziate, mentre se lo utilizzeremo per potenze più elevate dovremo sfruttare il sistema dei dischetti in ottone già visto nell'articolo riguardante la linea a 1/4 d'onda.

2° Esempio

Dobbiamo realizzare un filtro per la gamma dei 145-146 MHz e abbiamo a disposizione un trafilato le cui dimensioni risultano:

$$\text{lato A} = 1,5 \text{ cm}$$

$$\text{lato B} = 0,8 \text{ cm}$$

vogliamo determinare tutti i dati di costruzione necessari.

$$\text{lato C} = 1,5 \times 4 = 6 \text{ cm}$$

$$\text{lato D} = 0,8 \times 4 = 3,2 \text{ cm}$$

$$L3 = (19.700 : 145,5) \times 0,5 = 67 \text{ cm}$$

$$\text{lungh. scatola maggiore di: } 67 + 6 = 73 \text{ cm}$$

$$L1-L2 = 67 \times 0,15 = 10 \text{ cm}$$

per avere una larghezza di banda normale, oppure:

$$L1-L2 = 67 \times 0,1 = 6,7 \text{ cm}$$

che potremo arrotondare a 7 centimetri per avere una maggior selettività.

Infine la capacità massima di accordo dovrà risultare pari a:

$$\text{capacità max} = 1.900 : 145,5 = 13 \text{ pF}$$

quindi potremo utilizzare un variabile da 3/15 pF massimi.

FILTRO PASSA-BANDA a 1/2 ONDA RIPIEGATA

Se avete problemi di spazio e ritenete che la linea a 1/2 onda longitudinale ve ne occupi troppo, potrete sempre realizzare una variante, cioè una linea ripiegata a U la quale grosso modo rispecchia le caratteristiche di quella longitudinale,

con il vantaggio di risultare notevolmente più corta, anche se un po' più larga.

In fig. 34 possiamo vedere il disegno di tale linea, mentre le foto dei grafici che con essa si ottengono (fig. 35) ci permetteranno di effettuare dei paragoni con la linea precedente.

In ogni caso le caratteristiche di questa linea risultano grosso modo le seguenti:

attenuazione della fondamentale: $-0,3 - 0,5 \text{ dB}$

attenuazione della 2° armonica -60 dB

attenuazione della 3° armonica -60 dB

Come vedesi nel disegno, il condensatore variabile andrà posto al centro dell'U e le due linee L3A-L3B dovranno risultare separate fra di loro da uno schermo metallico posto al centro della scatola.

CALCOLO DEL FILTRO

La prima operazione da compiere per il calcolo di questo filtro è determinare le dimensioni della scatola che funge da schermo e per arrivare a questo è necessario conoscere le dimensioni del profilato che utilizzeremo per realizzare la linea L3A-L3B.

Conoscendo le misure dei lati A e B di tale profilato, le dimensioni del contenitore si potranno ricavare sfruttando le seguenti formule:

$$\text{lato C} = \text{spessore A} \times 8$$

$$\text{lato D} = \text{spessore B} \times 4$$

$$\text{lunghezza scatola} = \text{maggiore di L3} + (\text{C} : 2)$$

Per ricavare la lunghezza delle due barre L3A-L3B sfrutteremo invece le seguenti formule:

$$L3A-L3B = (9.790 : \text{MHz}) \times 0,5$$

Facciamo presente che per lunghezza di queste due barre s'intende il pezzo di tubo che parte dal fondo della scatola e giunge all'estremità in cui tali barre risultano collegate insieme a formare la U da uno spezzone di tubo rettangolare; lo spessore A di tale tubo, che serve appunto a perfezionare il collegamento fra le due linee, risulta compreso nel calcolo della lunghezza, quindi dovremo sottrarlo dal numero ottenuto con questa formula (vedi esempi). A seconda della larghezza di banda che vorremo ottenere dal filtro, ci calcoleremo infine la lunghezza delle due linee L1-L2 sfruttando l'una o l'altra delle due formule qui sotto riportate:

$$L1-L2 = L3 \times 0,25$$

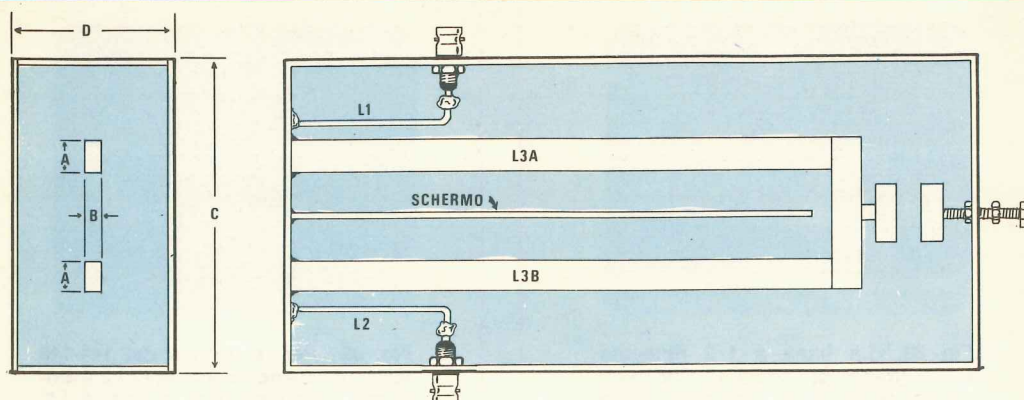


Fig. 32 Una linea a 1/2 onda si può realizzare anche ripiegando a U la barra L3 ed applicando al centro, come vedesi nel disegno, uno schermo metallico per tenere divise le due sezioni. Anche in questo caso per determinare le dimensioni C-D del contenitore è necessario conoscere prima le dimensioni A-B della barra. La lunghezza della linea che collega fra di loro alle estremità le due barre L3A-L3B non deve considerarsi come lunghezza aggiuntiva di queste ultime.

per una larghezza di banda normale, oppure:

$$L1-L2 = L3 \times 0,15$$

per una banda più stretta.

La capacità massima del condensatore di accordo ci verrà ancora fornita dalla formula semplificata:

$$\text{capacità max} = 1.900 : \text{MHz}$$

Lo schermo centrale necessario per separare la linea L3A dalla linea L3B dovrà essere natural-

mente alto quanto il lato D della scatola e lungo 2 cm in meno di tali linee.

Per quanto riguarda la realizzazione pratica del filtro, valgono tutti i consigli che finora vi abbiamo ampiamente fornito a proposito delle altre linee, come ad esempio quella di applicare un condensatore a mica da 500 volt lavoro fra il solo bocchettone d'ingresso e la massa se si desidera ottenere una più drastica attenuazione della 2^a e della 3^a armonica (vedi fig. 36).

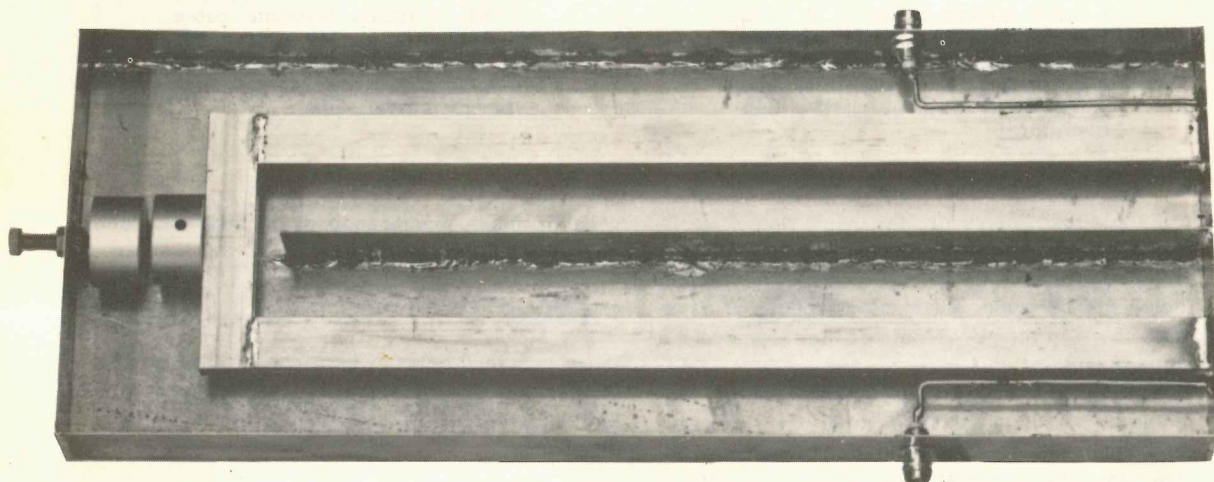


Foto di un prototipo di linea a 1/2 onda ripiegata realizzata per la gamma dei 144-146 MHz e da noi utilizzata per le prove di laboratorio. Come condensatore variabile si sono usati due dischi di ottone di cui uno stagnato al centro della linea a U e l'altro fissato con una vite alla parete di fondo della scatola per poterlo avvicinare o allontanare in modo da variare la capacità di accordo.

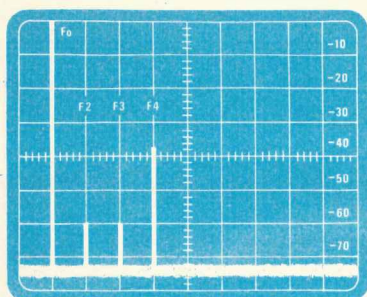


Fig. 33. La linea a 1/2 ripiegata è in grado di attenuare notevolmente la 2^a e 3^a armonica (circa 60 dB), però presenta lo svantaggio di non influenzare minimamente la 4^a armonica, come vedesi in questa foto.

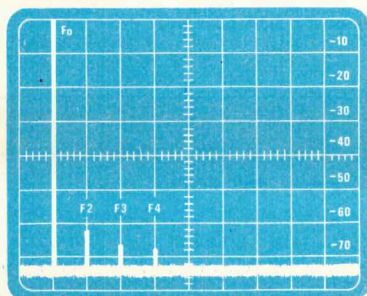


Fig. 34. Applicando un piccolo condensatore sul solo bocchettone d'ingresso, come spiegato nell'articolo, si riesce ad eliminare completamente la 4^a armonica e ad attenuare maggiormente la 2^a e 3^a come vedesi in questo esempio. Pertanto per ottenere una più drastica eliminazione delle armoniche, si consiglia l'impiego di tale condensatore.

La capacità ideale di tale condensatore va ricercata provando sperimentalmente tutti i valori compresi fra 4,7 e 22 pF e la scelta dovrà cadere, come già ricordato, sul massimo valore di capacità che non attenni la potenza del segnale letta sul wattmetro.

È ovvio che anche questa scatola andrà racchiusa con un coperchio in modo da schermare completamente le linee e la parete centrale andrà stagnata al fondo della scatola in tutta la sua lunghezza, infatti se la stagnassimo solo in uno o due punti, per esempio solo all'estremità inferiore ove risultano stagnate anche le linee L1-L2-L3A-L3B, potrebbe comportarsi come una

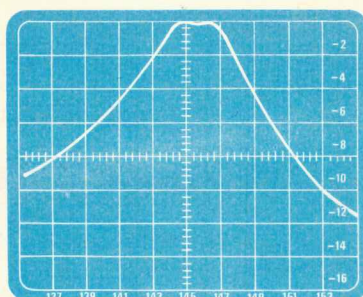


Fig. 35 Per la gamma dei 144-146 MHz, utilizzando delle linee L2 aventi una lunghezza pari a 0,25 di L3, si ottiene una larghezza di banda di circa 3 MHz, come indica questa curva di risposta vista all'analizzatore.

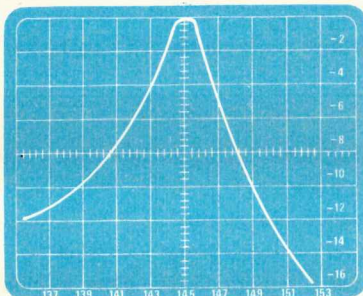


Fig. 36 Accorciando le due linee L2, la curva di risposta diventa più ripida e la larghezza di banda, come vedesi in questa foto, risulta inferiore a 2 MHz. Si noti come a -6 dB, la banda passante copre una frequenza da 142 MHz a 147 MHz, mentre nella figura sopra da 140 MHz a 150 MHz sempre con la stessa attenuazione.

linea risonante modificando di conseguenza tutte le caratteristiche del filtro.

1° Esempio

Dobbiamo realizzare un filtro per i 145 MHz ed a tale scopo abbiamo reperito per le barre L3A-L3B un profilato rettangolare avente le seguenti dimensioni:

lato A = 2 cm
lato B = 1 cm

Conoscendo questi dati possiamo subito determinare le misure dei lati C e D della scatola,

infatti:

lato C = $2 \times 3 = 16$ cm

lato D = $1 \times 4 = 4$ cm

quindi possiamo ricavarci la lunghezza delle due barre L3A-L3B.

$L3 = (9.700 : 145) \times 0,5 = 33,7$ cm

Poiché all'estremità libera di queste due barre dovremo stagnare uno spezzone di profilato avente lo stesso spessore, cioè lato A = 2 cm, dovremo togliere questi 2 cm dalla lunghezza totale della linea, quindi otterremo:

$L3 = 33,7 - 2 = 31,7$ cm

Per quanto riguarda la lunghezza della barra trasversale di collegamento questa non risulterà pari a 8 cm (metà del lato C) come si potrebbe supporre, bensì a $8 + 1 + 1 = 10$ cm in quanto bisogna tener conto anche dello spessore di L3A-L3B.

Rimane da stabilire la lunghezza totale della scatola che ricaveremo con questa semplice operazione:

lunghezza = $33,7 + (16 : 2) = 41,7$ cm

che arrotonderemo a 42 cm.

La lunghezza delle due linee L1-L2 che realizzeremo come al solito con filo di rame da 2 mm fissandole ad una distanza di 5-6 mm dalla linea L3 sarà data da:

$L1-L2 = 33,7 \times 0,25 = 8,4$ cm

che arrotonderemo a 8,5 cm se vorremo ottenere una larghezza di banda di 6 MHz a -3 dB (fig. 37), oppure da:

$L1-L2 = 33,7 \times 0,15 = 5$ cm

se vorremo ottenere una maggiore selettività (fig. 38).

Infine, la massima capacità del condensatore variabile sarà espressa da:

capacità max = $1.900 : 145 = 13$ pF

quindi potremo utilizzare un variabile da 3/15 pF.

Per potenze elevate dovremo ancora ricorrere al sistema dei due dischetti paralleli fatti avanzare mediante una vite ed in tal caso il diametro dei due dischi dovrà risultare compreso fra 2,5 e 3 cm.

Supponiamo di scegliere un disco avente un diametro di 8x3 cm e di fare in modo che le due placche non possano avvicinarsi fra di loro oltre i 3 mm e calcoliamoci la capacità massima

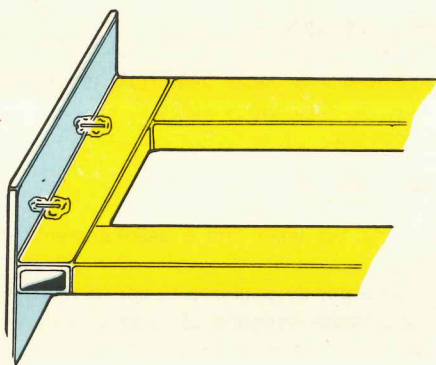
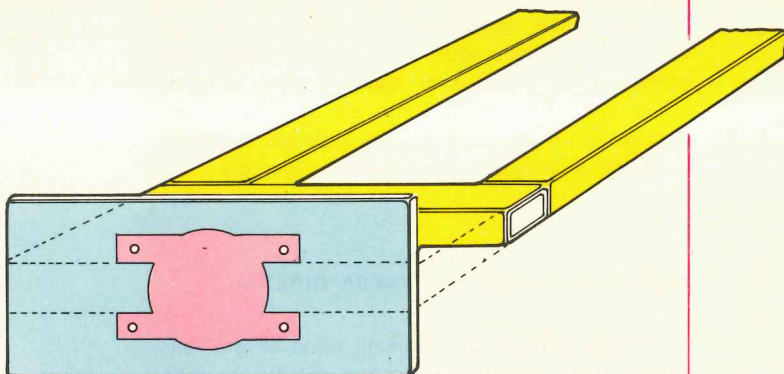


Fig. 37 Anche questa linea, se non applicheremo sull'estremità un supporto isolante di fissaggio, tenderà ad oscillare o ad inclinarsi. Se useremo un supporto di circuito stampato a doppia fascia, potremo sfruttare tale supporto per realizzare una placca del condensatore variabile.

Fig. 38 Anche in questo caso il rame utilizzato per ottenere la placca del condensatore variabile dovrà essere a forma di disco con quattro bracci che dovremo stagnare alla barra a U con un filo passante.



che si riesce in questo caso ad ottenere sfruttando le formule riportate nel paragrafo relativo alla linea a 1/4 d'onda.

$$\text{superficie} = 3 \times 3 \times 0,785 = 7 \text{ cmq}$$

$$\text{capacità} = (7 : 0,3) \times 0,9 = 20,9 \text{ pF}$$

cioè con un dischetto da 3 cm, per ottenere l'accordo, dovremo distanziare le due plachette di oltre 3 mm.

Con un disco da 2,5 cm di diametro otterremo invece:

$$\text{superficie} = 2,5 \times 2,5 \times 0,785 = 4,9 \text{ cmq}$$

$$\text{capacità} = (4,9 : 0,3) \times 0,9 = 14,6 \text{ pF}$$

Perciò un disco da 2,5 cm risulta più idoneo allo scopo che non un disco da 3 cm.

Precisiamo che anche per questa linea, così come accadeva per quella a 1/4 d'onda, si presenta il problema delle estremità di L3A-L3B che essendo libere possono oscillare meccanicamente variando gli accordi.

Per evitare questo potremo ancora sfruttare il sistema del pezzo di vetronite come sostegno e poiché abbiamo una barra longitudinale che collega le due estremità di L3A-L3B, non avremo più bisogno di un circuito stampato a doppia faccia, bensì sarà sufficiente un circuito mono disegnato come vedesi in fig. 39.

In tal caso il lato rame rivolto verso l'esterno e con quattro spezzoni di filo di rame congiungeremo la barra a U ai rettangolini forati esterni al disco (vedi fig. 42).

Per chi a questo punto ritiene che sarebbe più facile stagnare direttamente il disco di rame sulla barra e lasciare la vetronite come isolante tra le due piastre (quella fissa e quella mobile), precisiamo che questo è senz'altro possibile, tuttavia se si segue questa strada sarà bene aumentare le dimensioni del disco perché, per evitare che le due piastre appoggino alla vetronite (in tal caso si modificherebbero le caratteristiche del condensatore a causa di questo nuovo dielettrico) è necessario distanziarle un pochino di più del previsto e così facendo, per ottenere la stessa capacità, si richiede una maggior superficie.

LINEA a 1/2 ONDA con PRESA DIRETTA

La linea che ora presentiamo potrà essere realizzata molto semplicemente con del filo di rame da 2,5-3 mm e la caratteristica che la contraddi-

stingue da quelle finora viste è che i bocchettoni d'ingresso e d'uscita del segnale (vedi fig. 41) risultano applicati direttamente su di essa anziché su due linee laterali come avveniva negli altri casi. Questo permette di semplificare notevolmente la costruzione e grazie al fatto che si utilizza un filo invece che un tubo di rame, anche la scatola esterna, pur presentando sempre una lunghezza proporzionale alla frequenza, occuperà un volume più ridotto. Ricordiamo tuttavia che con questo filtro non è possibile superare potenze dell'ordine dei 40-50 watt.

Le dimensioni esterne della scatola saranno le seguenti:

$$\text{lato C} = 5 \text{ cm}$$

$$\text{lato D} = 4 \text{ cm}$$

$$\text{lunghezza} = \text{lunghezza di L3}$$

La lunghezza della linea L3 si ricava dalla seguente formula:

$$\text{L3} = (13.800 : \text{MHz}) \times 0,5$$

Per quanto riguarda invece le prese d'entrata e d'uscita, la formula per determinare la loro distanza dalla parete di fondo della scatola è la seguente:

$$\text{distanza} = \text{L3} : 12$$

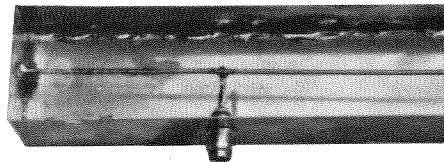
se si desidera una media selettività, mentre se si preferisce un filtro più « stretto », si dovrà adottare la formula:

$$\text{distanza} = \text{L3} : 17$$

Eccedere da tali limiti non è assolutamente consigliabile.

La formula per determinare la capacità massima del condensatore variabile di accordo non è più la stessa degli esempi precedenti, bensì questa volta risulta:

$$\text{pF} = 1.700 : \text{MHz}$$



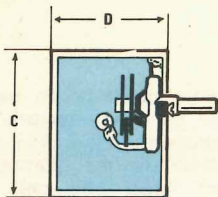


Fig. 39 La linea a 1/2 onda si può realizzare in una versione meccanicamente più semplice seguendo le indicazioni fornite da questo disegno. La barra L3 è costituita da un filo di rame o tubo da 2,5 mm e il segnale in entrata e uscita viene applicato direttamente su tale linea senza far uso delle linee L2 come abbiamo visto in fig. 27.

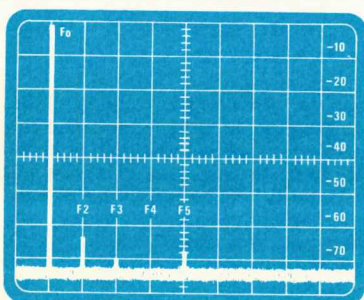
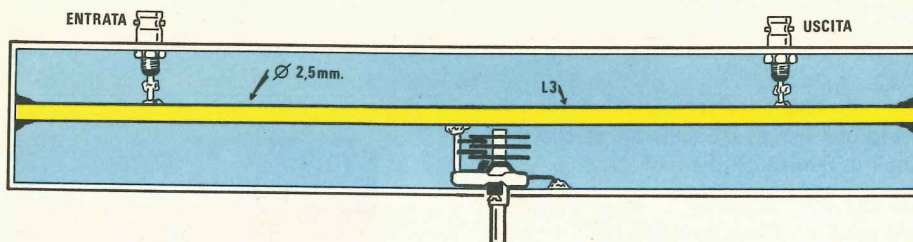


Fig. 40 L'attenuazione delle armoniche ottenibile con tale linea è a dir poco eccellente: si noti ad esempio come la 2ª armonica subisca un'attenuazione di oltre 60 dB. Lo svantaggio di questa linea è quello di non risultare idonea per potenze superiori ai 40-50 watt.

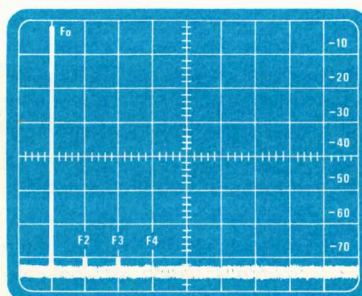
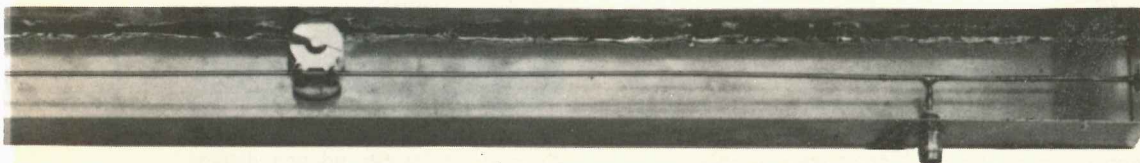


Fig. 41 Applicando sul solo terminale d'ingresso, il filtro passa-basso presentato in fig. 42, si riesce ad attenuare di altri 6-8 dB la potenza della 2ª armonica, cioè a raggiungere i -70 dB, come vedesi in questa foto.



Questa è la foto di un prototipo di linea a 1/2 onda con presa diretta, idonea per la gamma FM degli 88-108 MHz. Per costruire la scatola abbiamo utilizzato dei ritagli di lamiera di rame da 1,5 mm, poi abbiamo provato anche a realizzarla con dei ritagli di circuito stampato ottenendo in ognuno dei due casi gli stessi identici risultati.

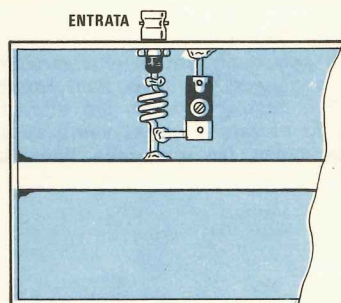


Fig. 42 Applicando un filtro passa-basso composto da circa 3 spire più un compensatore da 10/40 pF sul solo bocchettone d'ingresso del filtro, si riescono ad attenuare maggiormente la 2^a-3-4-5 armonica nell'ipotesi che nel vostro trasmettitore queste ultime risultino d'ampiezza superiore alla norma.

cioè rispetto alle altre linee, per ottenere l'accordo, si richiede una minor capacità. Le caratteristiche essenziali di questo filtro sono:

attenuazione della fondamentale -0,3 -0,5 dB

attenuazione della 2^a armonica 65-70 dB

attenuazione della 3^a armonica 70-dB

In fig. 49-43 è possibile osservare come risultano attenuate le armoniche in uscita da questo filtro rispettivamente con presa a L3 : 12 e a L3 : 17.

Se poi qualcuno volesse attenuare ancor di più la 2^a e la 3^a armonica non dovrà applicare il solito condensatore a mica fra il bocchettone d'ingresso e la massa come consigliavamo negli esempi precedenti, bensì applicare in serie a detto bocchettone, come vedesi in fig. 44, una piccola bobina composta da 3 spire avvolte su un diametro di 8 mm e leggermente spaziate ed applicare quindi un condensatore da 10/40 pF fra l'estremo di tale bobina collegato alla linea e la massa.

Tale compensatore, in fase di taratura, andrà ruotato nel senso in cui aumenta la capacità finché la potenza della fondamentale letta sul wattmetro non accennerà a diminuire. In tal modo si riusciranno ad attenuare le due armoniche che maggiormente disturbano i TV di altri 5-10 dB, ottenendo un'attenuazione complessiva di circa 10.000.000 di volte rispetto alla fondamentale.

ESEMPIO DI CALCOLO

Supponiamo di voler realizzare una linea a 1/2 onda con presa diretta per i 103,5 MHz; vogliamo calcolare tutte le misure necessarie.

lato C della scatola = 5 cm

lato D della scatola = 4 cm

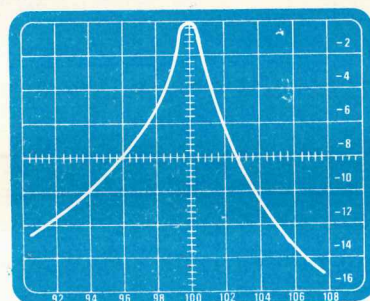


Fig. 43 Anche per questa linea, modificando le prese entrata-uscita sulla linea L3, si modifica automaticamente la larghezza di banda del filtro. Nella foto la larghezza di banda ottenibile alla frequenza di 100 MHz con una linea lunga L3 : 12.

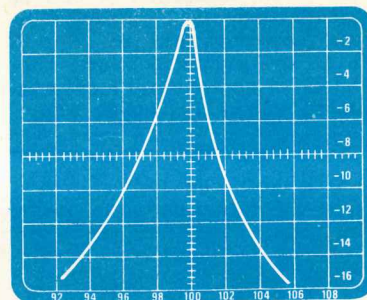


Fig. 44 Effettuando le prese per l'ingresso e l'uscita ad una distanza di L3 : 17, la curva di risposta diventa più ripida come vedesi in questa foto.

Per la linea L3 sceglieremo un tondino di rame del diametro di 2,5 mm

lunghezza $L3 = (13.800 : 103,5) \times 0,5 = 66,6$ cm

che arrotonderemo a 67 cm, quindi anche la scatola esterna dovrà risultare lunga 67 cm. Per quanto riguarda i due BNC d'ingresso e d'uscita, se ci interessa ottenere una selettività di 3 MHz a -3 dB (fig. 45), li applicheremo ad una distanza dal fondo della scatola pari a:

$$67 : 12 = 5,58 \text{ cm}$$

che potremo arrotondare a 5,5 cm.

Se invece vogliamo un filtro più selettivo (2 MHz a -3 dB, come vedesi in fig. 46) li applicheremo ad una distanza di:

$$67 : 17 = 3,94 \text{ cm}$$

che arrotonderemo a 4 cm.

Il filo di rame che costituisce la linea L3 lo salderemo al centro delle pareti di fondo della scatola ed a metà di tale linea, come vedesi in fig. 41, applicheremo il condensatore variabile di accordo la cui capacità massima dovrà risultare pari a:

$$1.700 : 103,5 = 16,4 \text{ pF}$$

pertanto potremo utilizzare per questo scopo un variabile ad aria da 15 pF.

Una LINEA per i 27-30 MHz

Nessuno fino ad oggi si è mai preoccupato di realizzare qualche efficace filtro per i CB in quanto questa categoria di neo-radioamatori, considerata a torto come una sotto-specie, viene di proposito ignorata.

In realtà invece anche costoro dispongono di un trasmettitore che come ogni altro irradia armoniche, quindi se nessuno li aiuta rimarranno sempre allo stesso « stadio » e non potranno mai elevarsi ad un gradino superiore. In pratica il guaio maggiore dei CB è quello di non disporre delle necessarie conoscenze teoriche e pratiche per poter trasmettere con cognizione di causa: essi infatti si limitano in genere ad acquistare un trasmettitore commerciale e subito iniziano la loro « attività » senza sapere che tutti quei disturbi che creano nei televisori o nei ricevitori posti nelle vicinanze si possono facilmente eliminare.

Quindi insegnando a costoro come possono perfezionare la loro stazione, si raggiungerà il duplice scopo di eliminare una buona dose di armoniche disturbatrici nonché di « stuzzicarli » a dedicarsi maggiormente allo studio dell'elettronica per comprenderne più a fondo i segreti. Visto sotto questa luce, il filtro che oggi presentiamo, progettato interamente nei nostri laboratori, sarà per i CB un vero toccasana in quanto potrà evitar loro un sacco di grattacapi.

Precisiamo ancora una volta che non si tratta di un filtro teorico, ricopiato da altre fonti, bensì di un progetto **inedito** che all'atto pratico ha fornito risultati forse superiori al previsto.

Per mostrarvi i vantaggi che si possono ottenere dalla sua utilizzazione, in fig. 47 vi facciamo vedere tutte le armoniche che si avevano, prima di applicargli tale filtro, sull'uscita di un trasmettitore commerciale di cui per ovvie ragioni non possiamo riportare la marca.

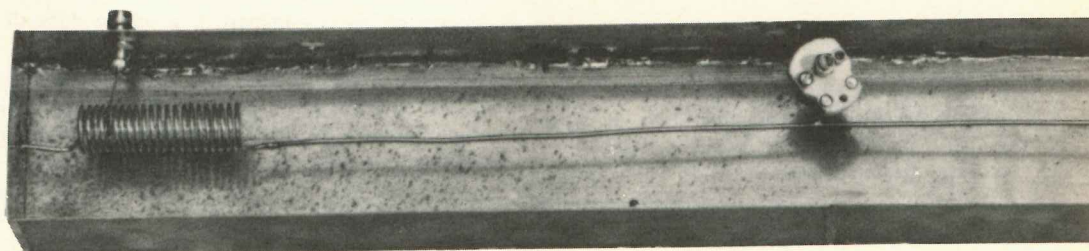
Nota: tutte le curve sono state rilevate sperimentalmente con un analizzatore di spettro.

Noterete che la 2ª armonica (F2) presenta una attenuazione di 15 dB rispetto alla fondamentale (Fo), la 3ª e la 4ª armonica (F3-F4) entrambe una attenuazione di 35 dB sempre rispetto alla fondamentale, la 5ª armonica (F5) un'attenuazione di 30 dB ecc.

Poiché ad alcuni le misure in dB potrebbero risultare incomprensibili, riportiamo qui di seguito la potenza effettiva di cui disporrebbero tali armoniche nel caso in cui la potenza della fondamentale risultasse di 10 watt:

armonica	attenuazione	potenza
2ª	-15 dB	0,316 watt
3ª	-35 dB	0,003 watt
4ª	-35 dB	0,003 watt
5ª	-30 dB	0,010 watt
5ª	-30 dB	0,01 watt
totale potenza armoniche		0,332 watt

In altre parole la potenza della 2ª armonica risulta in questo caso piuttosto rilevante (circa mezzo watt), quindi è come se noi, oltre alla fondamentale, trasmettessimo un secondo segnale di frequenza doppia e occorre ricordare che con 300 milliwatt si possono coprire distanze anche dell'ordine di qualche chilometro.



Ebbene applicando in uscita a tale trasmettitore il filtro di fig. 48 l'attenuazione delle frequenze armoniche assume i seguenti valori:

armonica	attenuazione	potenza
2 ^a	-45 dB	0,000.3 watt
3 ^a	-55 dB	0,000.03 watt
4 ^a	-65 dB	0,000.003 watt
5 ^a	-75 dB	0,000.000.3 watt

cioè la potenza delle frequenze armoniche diviene così irrisoria che al massimo potrà coprire una distanza di pochi metri (vedi fig. 49).

Sarà utile a questo punto precisare che un filtro applicato tra trasmettitore e antenna **serve** non solo **in trasmissione ma anche in ricezione**, cioè tutte le frequenze estranee alla gamma interessata vengono attenuate, pertanto vengono eliminate automaticamente tutte le altre emittenti che con le loro armoniche potrebbero interferire.

Anche se questa ripetizione potrebbe sembrare superflua ricordiamo al CB che, inserendo il filtro, la potenza letta sul wattmetro risulterà leggermente inferiore, però questo non deve far concludere che il filtro stesso «abbassa la potenza» perché ciò è assolutamente errato.

Il filtro infatti elimina solo la potenza delle armoniche mentre quella della fondamentale rimane inalterata, però mentre prima di applicare il filtro il wattmetro leggeva le **due potenze sommate** (quella della fondamentale + quella totale delle armoniche), ora legge solo quella della fondamentale ed è ovvio che tale potenza risulti leggermente più bassa di quella letta in precedenza.

In altre parole quello che ora manca sulla fondamentale mancava anche prima, cioè se senza filtro il wattmetro leggeva 10 watt ed ora, con il filtro, ne legge solo 9, è ovvio che quel watt che

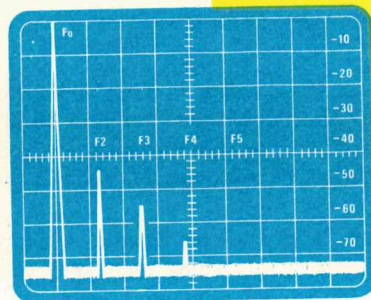
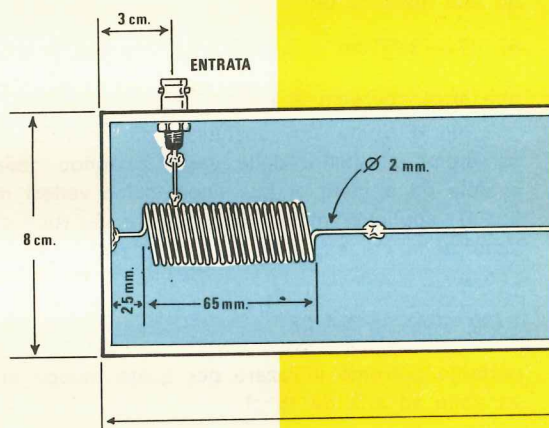


Fig. 47 Collegata questa linea al trasmettitore che emetteva tutte quelle armoniche visibili in fig. 4, ecco cos'è rimasto sullo schermo dell'analizzatore di spettro. In pratica la 2^a armonica risulta attenuata a -45 dB, la 3^a armonica a -55 dB e dopo la 4^a tutte le armoniche presenti sono scomparse.

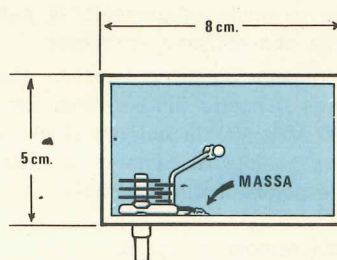
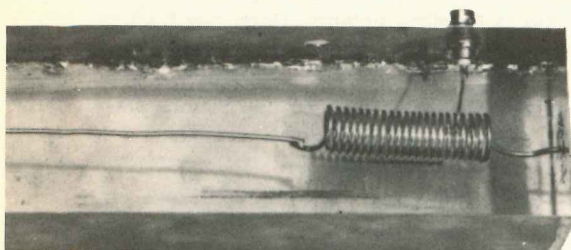


Fig. 46 A tutti i CB che con il loro trasmettitore disturbano i TV dei vicini consigliamo di realizzare questa linea a 1/2 onda, molto semplice e facile da costruire, come vedesi anche dalla foto sopra.

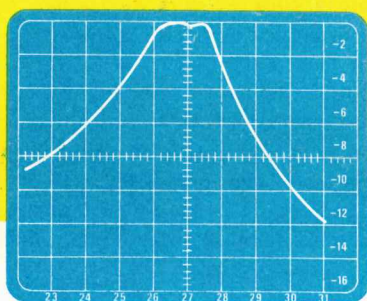
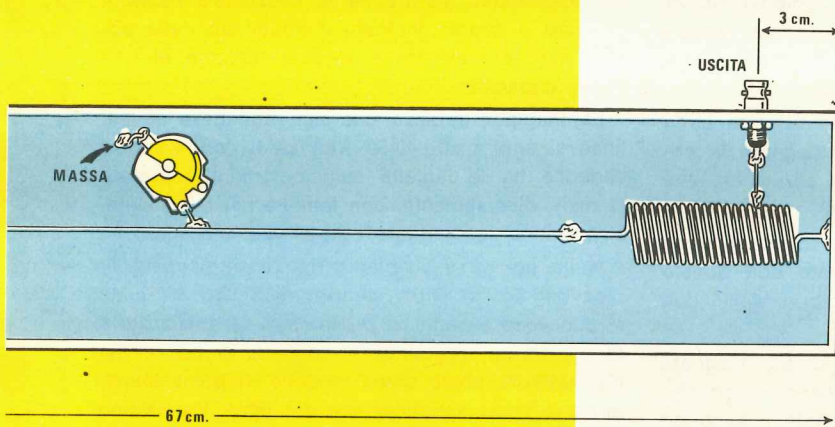


Fig. 48 Se la presa per l'entrata e l'uscita del segnale viene effettuata dalla 5° spira dal lato delle due bobine, si ottiene una larghezza di banda più che sufficiente per coprire tutti i canali CB. Tale presa può essere effettuata anche sulla 6° spira, se si desidera allargare la banda passante.

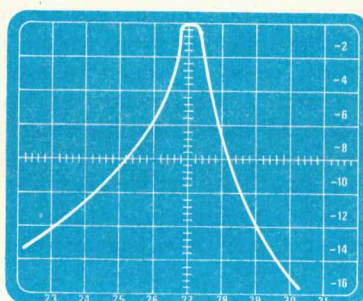


Fig. 49 In questa foto riportiamo la larghezza di banda che si ottiene se le prese di entrata e di uscita vengono effettuate sulla 3° spira dal lato massa. Il filtro qui descritto può servire non solo per la trasmissione ma anche in ricezione per attenuare all'ingresso del ricevitore eventuali frequenze spurie.

si ritrova in meno rappresenta la potenza delle armoniche che abbiamo soppresso.

Fatta questa debita premessa, possiamo ora presentarvi il nostro filtro a linea per la gamma dei 27-30 MHz per la cui realizzazione è necessaria una scatola di rame o di metallo ramato avente le seguenti dimensioni:

lunghezza scatola = cm 67

larghezza = cm 8

profondità = cm 5

Una volta realizzata tale scatola, prendete del filo di rame (meglio se argentato) da 2 mm di diametro e su un supporto cilindrico del diametro di **15 mm**, avvolgete due bobine composte di **21 spire** unite cadauna. In seguito spaziate leggermente fra di loro le spire fino ad ottenere due solenoidi lunghi ciascuno **65-68 mm**.

Ad una estremità di tali bobine lasciate circa 25 mm di filo che vi servirà per stagnare la bobina stessa al centro delle due pareti estreme della linea, come vedesi in fig. 48.

Prendete ora un altro spezzone di filo di rame da 2 mm lungo cm 49 e collegate con questo fra di loro gli estremi ancora liberi delle due bobine.

Al centro di questo spezzone di filo stagnate un terminale di un condensatore variabile ad aria da 35-50 pF massimi, quindi stagnate il secondo terminale del condensatore al metallo della scatola (al centro della parete laterale), come vedesi in fig. 48. Nell'eseguire questa operazione ricordatevi di tenere il perno del condensatore rivolto verso l'esterno perché ci servirà in seguito per eseguire la taratura. I bocchettoni BNC per l'entrata e l'uscita del segnale dovrete fissarli ad una distanza di circa 3 cm dalle pareti estreme della scatola. Stagnate infine alla 5ª spira (dal lato di massa) delle due bobine uno spezzone di filo che collegherete poi, con l'altro estremo, ai bocchettoni BNC.

A questo punto il filtro è terminato e prima di metterlo in funzione definitivamente occorre solo chiudere la parte superiore ancora con un coperchio di rame o lamiera ramata e tarare quindi il condensatore variabile. Per effettuare tale operazione dovrete applicare ad una delle due prese BNC (il filtro è perfettamente simmetrico quindi non ha nessuna importanza quale delle due prese si utilizza come ingresso e quale come uscita) il segnale prelevato in uscita dal trasmettitore e sull'altro BNC il cavetto coassiale di un wattmetro.

A questo punto accendete il trasmettitore e ruotate il condensatore variabile fino a leggere sul wattmetro la massima potenza. Dopo tale taratura potrete escludere il wattmetro e collegare quindi al BNC rimasto libero il cavetto coassiale che va all'antenna, con la certezza che dall'antenna stessa non verrà più irradiata alcuna armonica in grado di disturbare i vicini.

Precisiamo che il numero delle spire delle bobine da noi indicato non è per nulla critico perché se farete una spira in più il filtro si accorderà con minor capacità, mentre se farete una spira in meno occorrerà una capacità più elevata.

Analogamente se spazierete le spire più del previsto, l'induttanza della bobina risulterà più bassa, quindi avrete bisogno di maggior capacità per accordarvi, mentre se la spaziatura risulterà inferiore a quanto indicato, l'induttanza della bobina sarà più elevata e avremo bisogno di una minor capacità.

La maggior potenza che può accettare questa linea si aggira sui 40-50 watt se il condensatore variabile ha le lamelle sufficientemente spaziate (1 mm); diversamente, con lamelle più ravvicinate, si potranno raggiungere i 20-25 watt massimi.

Nella fig. 50 è visibile la curva di risposta tipica del nostro filtro, mentre nelle figg. 47 e 48 si può vedere come si presentano all'analizzatore di spettro le frequenze armoniche in uscita dal trasmettitore preso come modello, rispettivamente prima e dopo l'applicazione del filtro. Precisiamo che modificando la presa sulle due bobine si modifica notevolmente la banda passante, infatti con la **presa sulla 5ª spira** si ha una larghezza di banda di circa 2,5 MHz a -3 dB (vedi fig. 50) cioè se il filtro viene tarato sui 27 MHz, lascerà passare senza attenuarle tutte le frequenze comprese fra i 25,5 e i 28 MHz.

Spostando la presa sulla 3ª spira, il filtro presenta una selettività maggiore, cioè 1 MHz a -3 dB (vedi fig. 51), mentre se spostassimo la presa sulla 6ª spira otterremo una larghezza di banda di circa 3 MHz.

A nostro avviso comunque la presa sulla 5ª spira risulta la più idonea per un ricetrasmettitore CB in quanto ci permette di coprire con un buon margine tutti i canali relativi a questa gamma.

Ricordiamo infine che contrariamente a quanto si potrebbe supporre, più ci allontaniamo dalla massa con la presa sulle bobine, maggiore è la capacità richiesta per la taratura del filtro, cioè se con la presa sulla 3ª spira si richiedono per l'accordo 20 pF, sulla 5ª spira ne occorreranno per esempio 25-28 e sulla 6ª spira 30-35 pF.



B70-4753 Trasduzione economica

La SILVERSTAR è distributrice per l'Italia della CHERRY, casa produttrice di microinterruttori e tastiere.

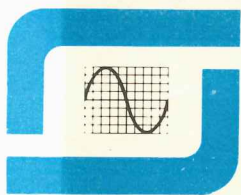
Il pregio principale di questi prodotti sta nel contatto elettrico interno "cross-point" estremamente affidabile. Infatti esso è prodotto con "un cuore d'oro", cioè due elementi di controllo, le cui superfici si toccano in uno spazio di 6/1000 mm², con una pressione di 340 bar!

Ciò permette una massima pulizia, assoluta sicurezza di continuità elettrica a prova di... oltre 10.000.000 di attuazioni.

La tastiera B70-4753 è realizzata con i contatti "cross-point" d'oro e permette con i suoi 53 tasti la massima affidabilità. Essa è corredata dalle piastre stampate con logica TTL, alimentate a 5 V. E' particolarmente adatta per terminali, per colloquio con video, con stampante, per messaggi alfanumerici, telescriventi.

La sua enorme economicità la rende accessibile a produttori ed hobbisti.

Pronta a stock.



silverstar

SEDE: 20146 MILANO - VIA DEI GRACCHI 20 - ☎ (02) 4996 (12 linee) ✉ 39189
FILIALE: 00198 ROMA - VIA PAISIELLO 30 - ☎ (06) 8448841 (5 linee) ✉ 61511
FILIALE: 10139 TORINO - P. ADRIANO 9 - ☎ (011) 443275/6-442321 ✉ 22181



VU-

Chiunque decida di costruirsi in proprio un perfetto amplificatore Hi-Fi, desidera completarlo con due strumentini vu-meter che gli permettano di tener sotto controllo in ogni istante il livello d'uscita di ciascun canale.

Per questa applicazione si consiglia in genere di prelevare il segnale ai capi dell'altoparlante, raddrizzare la tensione alternata ivi presente con dei diodi, infine applicare la tensione così ottenuta direttamente sui terminali dello strumentino. Tale soluzione però, anche se ci permette di far deviare, come nostro desiderio, la lancetta dello

strumento, non può considerarsi una soluzione ottimale. Infatti adottando questo sistema se si regola la sensibilità in modo che alla massima potenza la lancetta dello strumento raggiunga il fondo scala, ruotando il potenziometro del volume a metà corsa, la lancetta stessa si riporta quasi sullo « zero » anche se l'amplificatore continua ad erogare una potenza non indifferente.

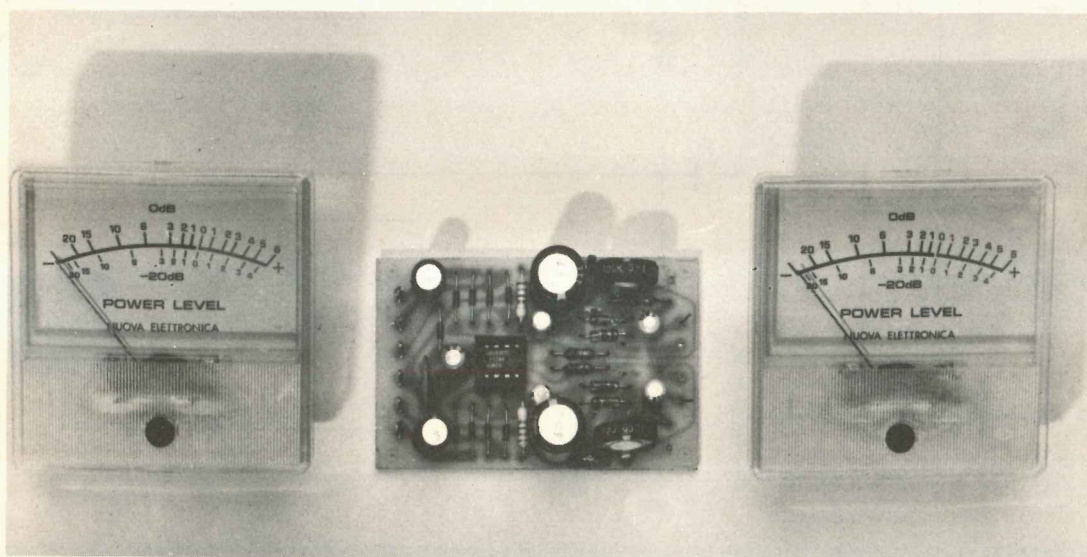
Se invece si regola la sensibilità in modo che a metà potenza la lancetta dello strumento si porti sul centro scala, si otterrà un altro inconveniente, cioè sarà sufficiente aumentare di po-

Tensione presente ai capi dell'altoparlante	Potenza equivalente in watt	Scala graduata in decibel
21,8 volt (fondo scala)	59,8 watt	+ 3 dB
19,5 volt	47,5 watt	+ 2 dB
17,3 volt	37,7 watt	+ 1 dB
16 volt (3/4 di scala)	32 watt	+ 0,2 dB
15,4 volt	30 watt	0 dB
13,7 volt	23,4 watt	- 1 dB
12,3 volt	18,9 watt	- 2 dB
10,9 volt (metà scala)	15 watt	- 3 dB
8,7 volt	9,4 watt	- 5 dB
6,9 volt	5,9 watt	- 7 dB
5,5 volt (1/4 di scala)	3,7 watt	- 9 dB
4,8 volt	3 watt	- 10 dB
1,5 volt	0,3 watt	- 20 dB

METER LINEARE in dB...

Tutti gli strumenti indicatori del livello d'uscita per amplificatori dispongono di una scala graduata in decibel che ha il difetto di non essere lineare e di limitare l'escursione della lancetta ad un massimo di 10-15 dB.

Per poter ampliare il campo d'azione dello strumentino, nonché per ottenere una scala perfettamente lineare in dB, occorre pertanto un circuito convertitore simile a quello che oggi vi presentiamo.



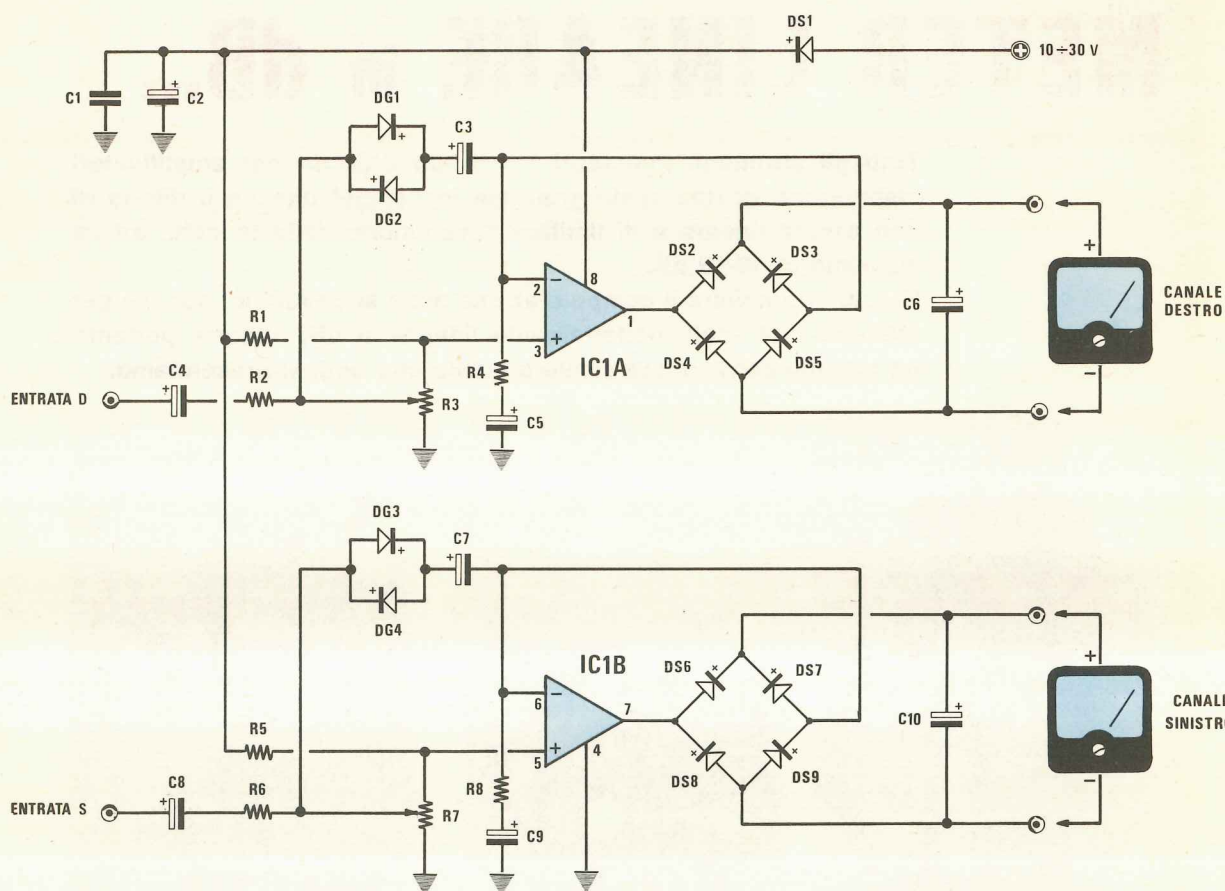
co il volume per vedere sbattere la lancetta violentemente contro il fondo scala, con grave danno allo strumento.

Tali anomalie sono più che logiche poiché lo strumento è **lineare** per misure in tensione, quindi ammesso che lo si sia tarato in modo che la lancetta raggiunga il fondo scala con una tensione di 20-22 volt, è ovvio che la lancetta stessa si porterà a metà scala con una tensione di 10-11 volt e ad 1/4 di scala con una tensione di 5-5,5 volt, variazioni queste che tradotte in dB ci permettono di suddividere la scala come indicato nella seguente tabella da noi redatta prendendo come riferimento un amplificatore da 60 watt massimi con altoparlante da 8 ohm ed assumendo come livello 0 una potenza di **30 watt**.

Come noterete, adottando questa scala logaritmica in dB (dove lo 0 dB corrisponde ad una

potenza di 30 watt), per raggiungere il metà scala sono necessari circa 15 watt, mentre per raggiungere 1/4 di scala ci occorrono circa 4 watt (vedi figura in testa all'articolo).

Se ora paragoniamo questa scala con quella che si ottiene applicando allo strumentino il nostro circuito (vedi fig. 2), noteremo che su quest'ultima ogni tacca di suddivisione corrisponde in pratica ad una variazione di potenza di 10 dB, cioè passando da una tacca a quella immediatamente successiva, si ha sempre un aumento di potenza di **10 volte**, quindi se prendiamo come riferimento per lo 0 dB lo stesso punto preso per la scala precedente, che sappiamo corrisponde ad una potenza di 30 watt, noteremo subito che con una potenza 10 volte inferiore, cioè 3 watt (pari a -10 dB) la lancetta dello strumento supera ancora il metà scala, mentre nell'esempio precedente con 15 watt raggiunge-



COMPONENTI VU-METER LINEARE IN DB

R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 100.000 ohm trimmer
 R4 = 680 ohm 1/4 watt
 R5 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R6 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R7 = 100.000 ohm trimmer
 R8 = 680 ohm 1/4 watt
 C1 = 100.000 pF poliestere
 C2 = 10 mF elettrolitico 35 volt
 C3 = 1 mF elettrolitico 35 volt
 C4 = 1 mF elettrolitico 35 volt
 C5 = 100 mF elettrolitico 35 volt
 C6 = 33 mF elettrolitico 35 volt
 C7 = 1 mF elettrolitico 35 volt
 C8 = 1 mF elettrolitico 35 volt
 C9 = 100 mF elettrolitico 35 volt
 C10 = 33 mF elettrolitico 35 volt
 DG1-DG4 = diodi al germanio AA117-OA95
 DS1-DS9 = diodi al silicio 1N4148-1N914
 IC1 = integrato tipo CA.1458-MC.1458



Fig. 1 Schema elettrico del nostro vu-meter lineare in dB. Di lato è riportata la disposizione dei terminali dell'integrato CA.1458 visto da sopra e prendendo come riferimento la tacca posta sull'involucro. Facciamo presente che l'integrato SN.72558 è equivalente come zoccolatura e caratteristiche al CA.1458.

vamo appena il metà scala. Inoltre con 0,3 watt (pari a -20 dB) la lancetta supera ancora 1/4 di scala, quindi abbiamo la possibilità di regolare lo 0 dB in modo tale da avere un'ampia deviazione della lancetta anche con potenze minime, dove con altri vu-meter la lancetta rimarrebbe immobile sullo « zero » iniziale.

Il vantaggio di poter disporre di una scala in dB perfettamente lineare è notevole; infatti non dobbiamo dimenticare che il nostro orecchio percepisce gli aumenti di potenza sonora in forma logaritmica, cioè ammettendo che il controllo del volume sia regolato per fornire in uscita una potenza di 5 watt, affinché il nostro orecchio abbia la sensazione che la potenza si è raddoppiata, occorre far erogare all'amplificatore non 10 watt come sarebbe logico supporre, bensì **20 watt**, cioè una potenza pari al **quadruplo** di quella iniziale, che corrisponde in pratica ad un aumento di 6 dB. Analogamente, se la potenza iniziale risulta di 20 watt, per avere la sensazione sonora di averla raddoppiata, occorre che l'amplificatore eroghi $20 \times 4 = 80$ watt, non 40 watt.

Proprio per questo, cioè per poterci indicare un aumento di potenza proporzionale a quello che il nostro orecchio effettivamente apprezza, le scale dei vu-meter risultano tarate in dB anziché in watt, infatti se la scala fosse tarata in watt, noi ci troveremmo in pratica di fronte ad ampie deviazioni della lancetta pur avendo la sensazione acustica di aver elevato di pochissimo la potenza dell'amplificatore.

Come abbiamo visto però anche le scale in dB che normalmente vengono utilizzate non rispecchiano ancora la realtà in quanto presentano il difetto di **non essere lineari in dB** come invece si richiede, quindi per ottenere dallo strumento un'indicazione effettivamente proporzionale a quanto percepito dal nostro orecchio non è sufficiente raddrizzare il segnale di BF ed applicarlo direttamente sui terminali dello strumento stesso ma è invece necessario pilotarlo con un amplificatore logaritmico simile al nostro.

SCHEMA ELETTRICO

In fig. 1 è visibile lo schema elettrico del nostro circuito pilota per vu-meter. Tale circuito, essendo stato progettato per amplificatori stereo,

è composto di due stadi perfettamente identici; pertanto noi ci limiteremo ad illustrarne uno solo essendo il secondo una copia identica del primo.

Anticipiamo che per comodità di realizzazione abbiamo impiegato un integrato MC.1458 nel cui interno sono presenti due amplificatori operazionali uA.741, tuttavia, se qualcuno vorrà sfruttare questo schema per pilotare un solo strumento potrà sostituire tale integrato con un unico uA.741, disegnandosi in proprio il circuito stampato. In pratica il nostro circuito non è altro che un voltmetro elettronico in alternata perfettamente lineare che con un semplice ma efficace artificio viene adattato in modo da ottenere in uscita variazioni di tensione logaritmiche, come si richiede appunto per i nostri scopi.

Il segnale di BF prelevato sui terminali d'uscita dell'amplificatore (cioè sulla presa a cui va collegato l'altoparlante) andrà applicato sull'ingresso « entrata D » (entrata canale destro) per un canale e sulla presa « entrata S » (cioè entrata canale sinistro) per il secondo canale.

Precisiamo che delle due prese « uscita altoparlante » presenti sull'amplificatore, una è sempre collegata alla massa oppure al « comune », mentre la seconda è quella relativa al segnale, perciò quando collegherete queste due prese all'ingresso del circuito vu-meter ricordatevi di non invertire i fili, cioè di non collegare alla massa di quest'ultimo il filo del segnale di BF e all'entrata D o S il filo di massa dell'amplificatore poiché anche se così facendo non provochereste nessun danno né all'amplificatore né al vu-meter, non potreste tuttavia ottenere alcuna indicazione sullo strumentino.

Ammesso quindi che il segnale di BF prelevato dall'uscita dell'altoparlante del canale di destra venga effettivamente applicato sulla presa « entrata D », il segnale stesso giungerà, passando attraverso C4 e R2, al cursore del trimmer R3 necessario per dosarne l'ampiezza in modo tale che la lancetta dello strumento raggiunga il fondo scala solo in corrispondenza della massima potenza erogata.

Il segnale così dosato giungerà infine sull'entrata (piedino 3) dell'amplificatore operativo IC1 il quale lo ripresenterà in uscita (piedino 1) opportunamente amplificato.

Poiché il segnale di BF è un segnale in alternata mentre lo strumento di lettura è sempre un microamperometro in corrente continua, sarà necessario raddrizzarlo ed a questo provvederan-

no i quattro diodi DS2-DS3-DS4-DS5 collegati fra di loro a ponte.

Il condensatore elettrolitico C6, che troviamo in parallelo allo strumento, ha il duplice scopo di livellare la tensione pulsante così ottenuta trasformandola in una continua, nonché di «ammortizzare» gli spostamenti della lancetta introducendo una certa inerzia.

Come si noterà, l'estremo del ponte raddrizzatore opposto a quello di entrata risulta collegato all'ingresso invertente (piedino 2) dell'amplificatore operazionale e tra questo piedino e la massa troviamo la resistenza R4 ed il condensatore elettrolitico C5.

Quindi se non fosse per la presenza della rete costituita da DG1-DG2-C3, ci troveremmo di fronte ad un classico amplificatore lineare con un guadagno costante determinato dal rapporto fra la resistenza interna dello strumento e la resistenza R4.

Nel nostro caso invece il guadagno dell'amplificatore si mantiene sì costante per segnali di basso livello, però quando l'ampiezza del segnale applicato in ingresso supera una certa soglia determinata dalla posizione su cui viene ruotato il cursore del trimmer R3, si ha un passaggio di corrente attraverso DG1-DG2-C3 che modificando la polarizzazione sul piedino 2 di IC1, determina in pratica una diminuzione del guadagno stesso, diminuzione che sarà tanto più forte quanto più elevata risulterà l'ampiezza del segnale in ingresso.

In tal modo si riuscirà ad ottenere quella «compressione» del segnale necessaria per avere una scala perfettamente lineare in dB.

Per alimentare il nostro circuito è necessaria una tensione continua di valore compreso fra i

10 e i 30 volt, quindi se il nostro amplificatore dispone di una tensione di alimentazione di 12-18-24-30 volt, potremo alimentarlo direttamente con essa anche perché l'assorbimento complessivo del circuito non supera i 2 milliampère, una corrente cioè che non può in alcun modo sovraccaricare nessun tipo di alimentatore.

Per quanto riguarda gli strumentini da applicare in uscita, potremo sceglierli di qualsiasi tipo e marca in quanto il nostro circuito è tanto «malleabile» da poter accettare indifferentemente strumentini da 100-200-250-300 e anche 500 microampère.

Possiamo ancora aggiungere che il minimo segnale applicabile in ingresso è di 1 volt picco-picco che in pratica, su un carico di 8 ohm, equivale ad una potenza minima di 0,1 watt, mentre quello massimo può aggirarsi sui 130 volt picco-picco, cioè in pratica una potenza superiore ai 200 watt.

Il campo di frequenza è anch'esso elevato in quanto risulta compreso fra un minimo di 10 Hz e un massimo di 30-40.000 Hz.

REALIZZAZIONE PRATICA

Le dimensioni del circuito stampato LX299 risultano molto ridotte (cm 5x8 circa), quindi lo stesso può trovare posto a sufficienza nell'interno di qualsiasi mobile di amplificatore. Come vedesi in fig. 4, su tale circuito monteremo tutti

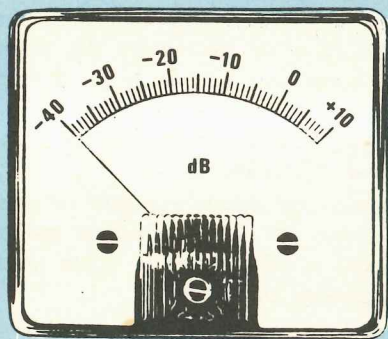


Fig. 2 Se confrontiamo la scala di un normale strumentino vu-meter (vedi ad esempio quella della foto in testa all'articolo) con quella qui di lato riportata (ottenibile con il nostro circuito), noteremo che in quest'ultima, passando da una tacca a quella successiva, si ha sempre una variazione costante di 1 dB, pertanto la lancetta, oltre ad avere un'escursione complessiva di 50 dB circa invece dei soliti 20 dB, ci fornirà un'indicazione esattamente proporzionale a quanto percepito dal nostro orecchio.

Fig. 3 Come vedesi qui di lato dove è riportato a grandezza naturale, il circuito stampato necessario per realizzare questo vu-meter ha dimensioni estremamente ridotte.

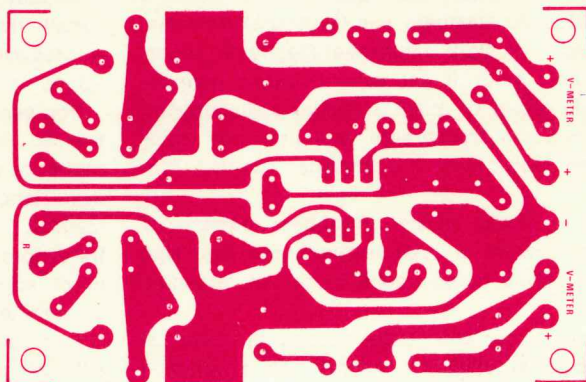
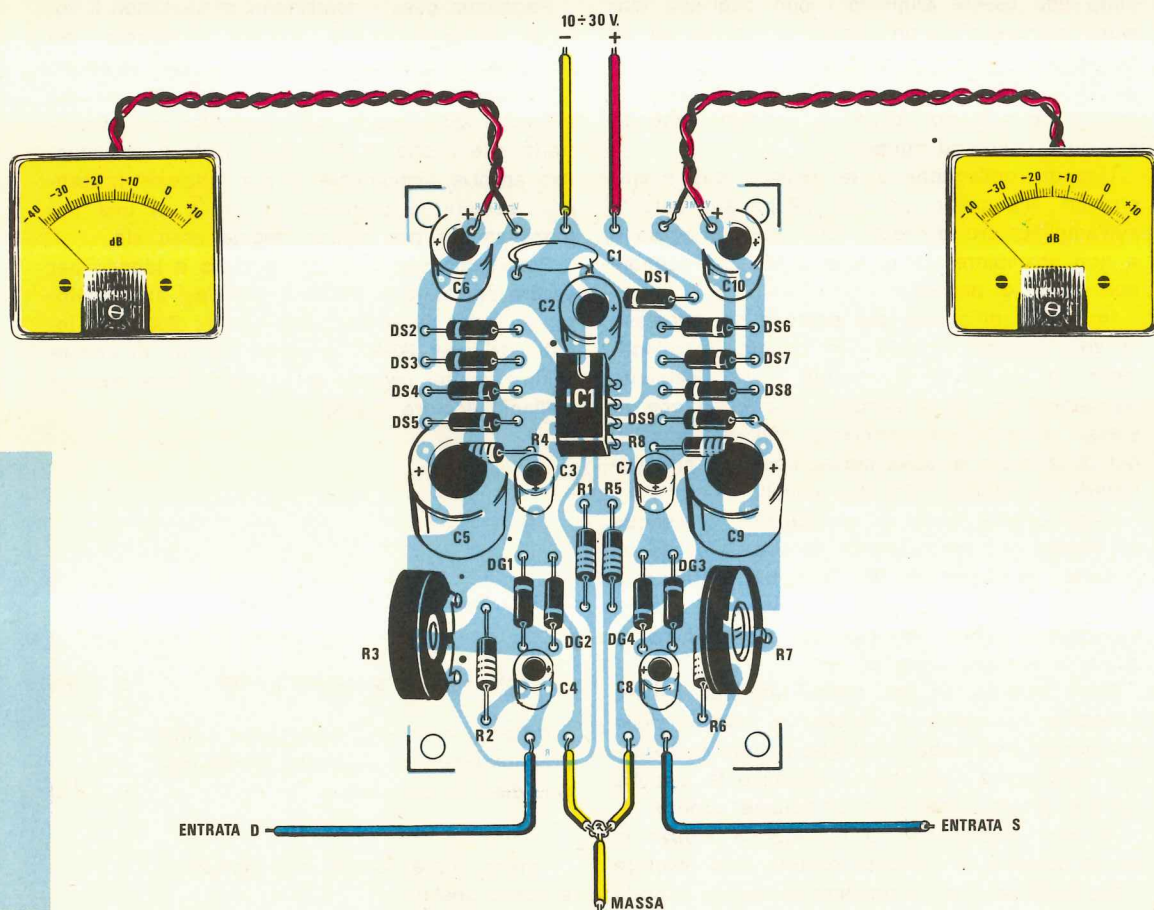


Fig. 4 Schema pratico di montaggio del nostro vu-meter lineare in dB. Nel collegare gli strumentini al circuito stampato rispettate la polarità dei terminali diversamente la lancetta devierà in senso opposto.



i componenti richiesti, compreso lo zoccolo per l'integrato, cercando, per i diodi, di non confondere quelli al silicio con quelli al germanio e di inserirli sullo stampato con la polarità richiesta.

Nel caso la sigla risultasse illeggibile, ricordiamo che i diodi al germanio risultano generalmente più grossi di quelli al silicio e dispongono di un involucro trasparente con una riga color nero per individuare il terminale positivo (cattodo).

Quelli al silicio invece potrebbero presentarsi di colore azzurro o rosa, sempre con una riga di color nero o bianco dalla parte del terminale positivo.

Precisiamo qui che qualsiasi tipo di diodo al germanio o al silicio si utilizzi non pregiudica il funzionamento del circuito, quindi si potranno utilizzare anche diodi con sigla diversa da quella indicata purché di caratteristiche similari.

Per ultimi monteremo sullo stampato i condensatori elettrolitici e i due trimmer necessari per dosare l'ampiezza del segnale in ingresso.

Vi abbiamo già accennato che il nostro circuito può essere alimentato con qualsiasi tensione compresa fra un minimo di 10 volt ed un massimo di 30 volt e che come strumentino se ne può utilizzare uno di qualsiasi sensibilità in quanto ne potremo dosare le variazioni agendo sui due trimmer d'ingresso.

Quando collegheremo le entrate del nostro circuito alla presa per gli altoparlanti situata sull'amplificatore dovremo fare molta attenzione a non scambiare fra di loro il filo del **segnale** con quello di **massa**.

In pratica di queste due prese a noi interessa la sola «presa segnale» in quanto il collegamento di massa lo si effettua automaticamente nell'istante in cui si alimenta il circuito con lo stesso alimentatore presente sull'amplificatore, quindi la presa d'uscita massa conviene non utilizzarla su nessuno dei due canali.

Onde evitare errori vi consigliamo comunque di procedere come segue: fornire tensione al circuito, collegare un filo sull'entrata destra o sinistra e, dopo aver messo in moto il giradischi, appoggiare l'altro estremo del filo sull'una o sull'altra boccia d'uscita.

Così facendo, se per errore tale filo venisse collegato alla presa di massa, la lancetta dello strumento rimarrebbe immobile, mentre collegandolo alla presa «segnale» vedremmo la lancetta deviare proporzionalmente al volume sonoro.

Se poi notaste che la lancetta si muove in senso opposto al richiesto dovrete solo invertire i due terminali dello strumento in quanto è ovvio

che avete erroneamente collegato il positivo su quel terminale d'uscita a cui invece va collegato il negativo. Completati i collegamenti per i due canali, rimane un'ultima operazione da compiere e precisamente la regolazione dei due trimmer R3 ed R7.

Per eseguire questa operazione in modo identico su entrambi i canali, cioè in modo che a parità di segnale in ingresso si abbia la stessa deviazione della lancetta su entrambi gli strumentini, consigliamo di collegare in parallelo fra di loro i due ingressi del nostro circuito, quindi di applicare questo filo comune all'uscita di un solo amplificatore.

A questo punto potremo applicare in ingresso all'amplificatore il segnale di BF prelevato ad esempio da un oscillatore, quindi dopo aver ruotato i due trimmer R3 e R7 tutti verso massa, ruoteremo il potenziometro del volume posto sull'amplificatore al massimo livello ed in tali condizioni regoleremo i due trimmer appena menzionati finché le lancette di entrambi gli strumentini non devieranno al 90% circa del fondo scala.

Raggiunta questa condizione, abbassando il volume dell'amplificatore, potrete constatare che non avviene quanto accade nei normali vu-meter, cioè che a basso volume la lancetta rimanga immobile sulla sinistra del quadrante, ma al contrario che anche ai più bassi livelli lo strumentino assolve pienamente la sua funzione indicandovi sempre la presenza in uscita di una potenza sonora per quanto debole essa sia.

Precisiamo che il nostro circuito è idoneo per essere applicato in uscita a qualsiasi amplificatore, sia esso da 10-20-50-100 oppure 200 watt, infatti i trimmer R3-R7 ci permetteranno di dosare l'ampiezza del segnale in funzione della potenza dell'amplificatore stesso.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX299 . . . L. 1.000

Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, diodi e integrato . . . L. 5.500

I prezzi sopra riportati non includono le spese postali.

NOI VI AIUTIAMO A DIVENTARE "QUALCUNO"

Noi. La Scuola Radio Elettra. La più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza. Noi vi aiutiamo a diventare «qualcuno» insegnandovi, a casa vostra, una di queste professioni (tutte tra le meglio pagate del momento):



Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra, la più grande Organizzazione di Studi per Corrispondenza in Europa, ve le insegna con i suoi

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTRONICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE

DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE. Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

SPERIMENTATORE ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione.

Scrivete il vostro nome cognome e indirizzo, e segnalateci il corso o i corsi che vi interessano.

Noi vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.

Scrivete a:


Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/715
10126 Torino

PRESA D'ATTO
DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE
N. 1391

La Scuola Radio Elettra è associata alla **A.I.S.CO.**
Associazione Italiana Scuole per Corrispondenza per la tutela dell'allievo.

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

SCUOLA RADIO ELETTRA Via Stellone 5/715 10126 TORINO
INVIATEMI, GRATIS E SENZA IMPEGNO, TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO

DI _____ (segnare qui il corso o i corsi che interessano)

Nome _____

Cognome _____

Professione _____ Età _____

Via _____ N. _____

Comune _____

Cod. Post. _____ Prov. _____

Motivo della richiesta: per hobby ☐ per professione o avvenire ☐

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa (o incollato su cartolina postale)

In ogni angolo del nostro territorio nazionale è ormai presente una stazione televisiva privata, anzi nelle grandi città ne esiste quasi sempre più di una ed i programmi da queste trasmessi sono talvolta preferibili a quelli della RAI.

La potenza di queste emittenti però non può certo competere con quella della RAI-TV e proprio per questo l'immagine che si riproduce sullo schermo è sempre accompagnata da «nevischio» dovuto a carenza di segnale.

Se poi ci troviamo in zone marginali può anche accadere che qualche sera non si riesca nemmeno a captare l'immagine, quindi anche se il programma trasmesso sarebbe di nostro gradimento, non abbiamo altra scelta che ritornare sui normali programmi televisivi della rete 1 e 2.

Per risolvere questo problema, cioè ricevere ogni sera le immagini delle TV libere, abbiamo a nostra disposizione due sole soluzioni:

Quindi tutte le emittenti TV che raggiungono la nostra antenna con segnali inferiori ai 500 microvolt, se non le preamplifichiamo, non potremo mai sintonizzarle ed i loro programmi saranno pertanto preclusi alla nostra visione.

Acquistare un preamplificatore d'antenna non è un grosso problema: in commercio ne possiamo trovare di tantissimi tipi e marche però riteniamo che al prezzo da noi proposto per autocostruirlo pochi saranno quei preamplificatori che vi permetteranno di ottenere un guadagno in potenza di circa 16-18 dB, cioè di amplificare il segnale in potenza da un minimo di 40 ad un massimo di 60 volte.

Ma non lasciamoci ingannare dal guadagno in potenza in quanto il **guadagno in tensione** risulta ben diverso infatti 16-18 dB in potenza equivalgono a 6-8 volte in tensione, quindi se l'emittente captata giunge alla vostra antenna con 300 microvolt, cioè un segnale insufficiente per qualsiasi

Se vi trovate in zone marginali e avete difficoltà a ricevere i programmi delle varie TV libere che trasmettono nel vostro circondario oppure se volete sensibilizzare un ricevitore compreso nella gamma da 35 a 900 MHz, il circuito che oggi vi proponiamo fa proprio al caso vostro in quanto vi permetterà di aumentare da 40 a 60 volte la potenza captata dall'antenna, quindi di ottenere un segnale più che sufficiente per avere immagini perfette.

1) chiedere alle TV libere di aumentare la potenza di trasmissione;

2) preamplificare il segnale AF captato dalla nostra antenna.

La prima soluzione è ovviamente da scartare in quanto non si può pretendere, senza pagare nessun «canone» di abbonamento, che l'emittente privata, per soddisfare le nostre esigenze personali, installi un trasmettitore di maggior potenza, quindi non ci rimane che l'ultima soluzione, quella cioè di potenziare il segnale captato dall'antenna.

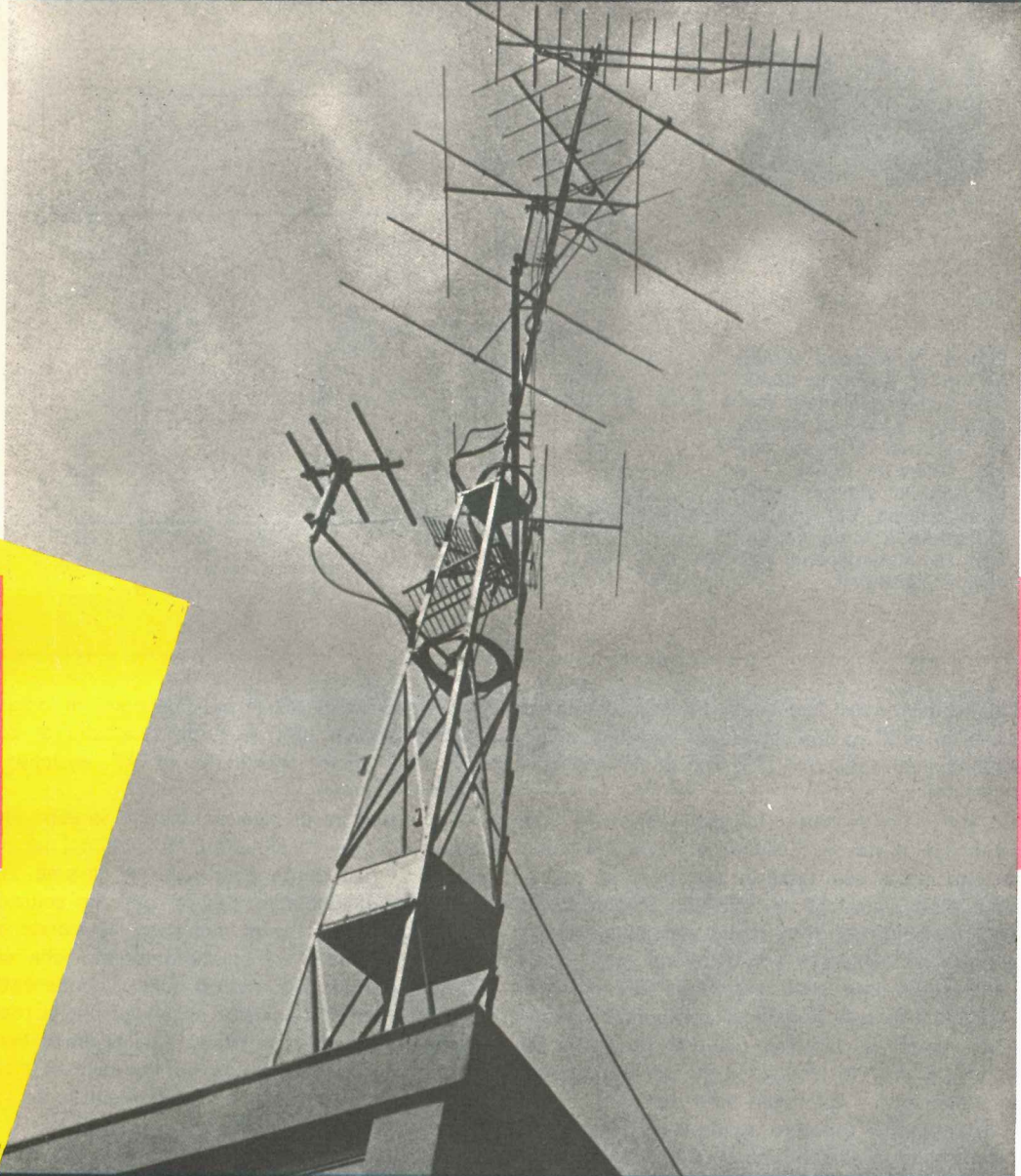
È risaputo che, per ottenere una buona immagine sullo schermo è necessario che il segnale che applichiamo al televisore abbia un'ampiezza di almeno 1.500 microvolt perché con segnali inferiori a 1.000 microvolt l'immagine è accompagnata da nevischio e al di sotto dei 500 microvolt molti televisori non riescono neppure a sincronizzare l'immagine stessa per cui potremo vedere al massimo qualche barra nera che scorre diagonalmente sullo schermo.

televisore, utilizzando questo preamplificatore applicherete all'ingresso del televisore un segnale che può aggirarsi da un minimo di $300 \times 6 = 1.800$ microvolt ad un massimo di $300 \times 8 = 2.400$ microvolt, cioè un segnale di ampiezza superiore al richiesto per un normale funzionamento.

Lo schema di un preamplificatore AF a larga banda in teoria è molto semplice: due o tre transistor del tipo UHF, sette o otto resistenze, cinque o sei condensatori, tre-quattro bobine e il gioco è fatto.

Tuttavia questi schemi anche se apparsi un po' dovunque su tutte le riviste, risultano **quasi impossibili** da realizzare e se qualcuno ha tentato di farlo, siamo certi che a montaggio ultimato il preamplificatore, anziché amplificare, attenuava il segnale applicato al suo ingresso.

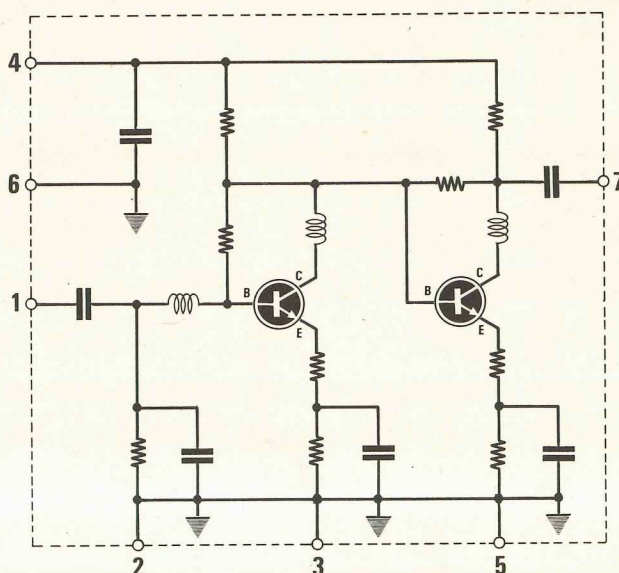
Infatti lavorando a tali frequenze è necessario innanzitutto acquistare transistor altamente selezionati, non solo ma disporli con i terminali lunghi 3-4 millimetri in più o in meno del necessario, oppure sistemare una resistenza o un



**PREAMPLIFICATORE
VHF - UHF a larga BANDA
per TV e RX - FM o 114 MHz**



Fig. 1 Il circuito ibrido SH.221 si presenta come una sottile piastrina rettangolare provvista di sette terminali disposti come vedesi in figura. Di lato, lo schema elettrico interno del preamplificatore a larga banda, con la numerazione dei relativi terminali.



condensatore sullo stampato in una posizione anziché in un'altra, può significare introdurre degli accoppiamenti capacitivi in grado di far autoscillare il circuito.

Se poi i condensatori utilizzati sono del tipo giapponese a bassa tensione di lavoro, potrete star certi che si realizzerà in ogni caso un ottimo «attenuatore» anziché un modesto amplificatore.

Non parliamo poi del circuito stampato il quale deve essere realizzato con tecniche tutte particolari perché una pista più lunga del normale si comporta a tale frequenza come una «induttanza» quindi il circuito risulterà in grado di amplificare solo la frequenza su cui si accorda tale «bobina» e attenuerà tutte le altre.

Tanto perché possiate rendervi un'idea delle difficoltà che si incontrano a questi livelli, abbiamo voluto montare nel nostro laboratorio qualche preamplificatore a larga banda cercando che i vari prototipi risultassero il più possibile uguali fra di loro.

Ebbene su 7 prototipi montati, al controllo finale, non ce n'è stato uno che abbia rivelato caratteristiche uguali ad un altro: uno per esempio amplificava 10 dB nella porzione di gamma compresa fra i 40 e i 160 MHz, poi attenuava 20 dB da 180 a 400 MHz, poi si otteneva ancora un guadagno di 5 dB sui 600 MHz e di 8 dB sui 700 MHz, un altro invece amplificava 5 dB da 30 a 100 MHz, 20 dB da 120 a 400 MHz e 10 dB da

500 a 900 MHz, un terzo disponeva di caratteristiche ancora diverse e da qualcuno si otteneva un ottimo oscillatore di AF anziché un preamplificatore.

A conoscenza di queste difficoltà sarebbe stato deleterio proporre al lettore di montarsi un preamplificatore a larga banda per le gamme VHF-UHF, quindi abbiamo deciso che la soluzione ideale per ottenere un successo assicurato era quella di cercare un «circuito ibrido» che contenesse già al suo interno tutti i condensatori, le resistenze e i transistor necessari per la realizzazione, lasciando al lettore l'unica incombenza di montare questo circuito ibrido sullo stampato e di effettuare quindi i collegamenti con l'antenna e con il ricevitore.

Tra i tanti collaudati abbiamo scelto il preamplificatore SH221 della SGS che a nostro avviso si è dimostrato il più idoneo e con caratteristiche corrispondenti a quelle dichiarate, cioè:

campo di frequenza amplificabile da 35 a 900 MHz
guadagno in potenza da 16 a 18 dB
fattore di rumore 5 dB massimi
impedenza d'ingresso e d'uscita 50-75 ohm
tensione di alimentazione 18-24 volt
corrente assorbita 30-31 mA.

Questo preamplificatore, come avrete ben compreso, non solo può servire per preamplificare tutta la gamma TV, ma può essere impiegato an-

che per tante altre applicazioni, ad esempio per preamplificare il segnale AF da applicare ad un ricevitore FM (da 88 a 108 MHz), per le gamme radiantistiche dei 144-146 MHz e dei 430-435 MHz e da ultimo per sensibilizzare il segnale AF per un qualsiasi frequenzimetro.

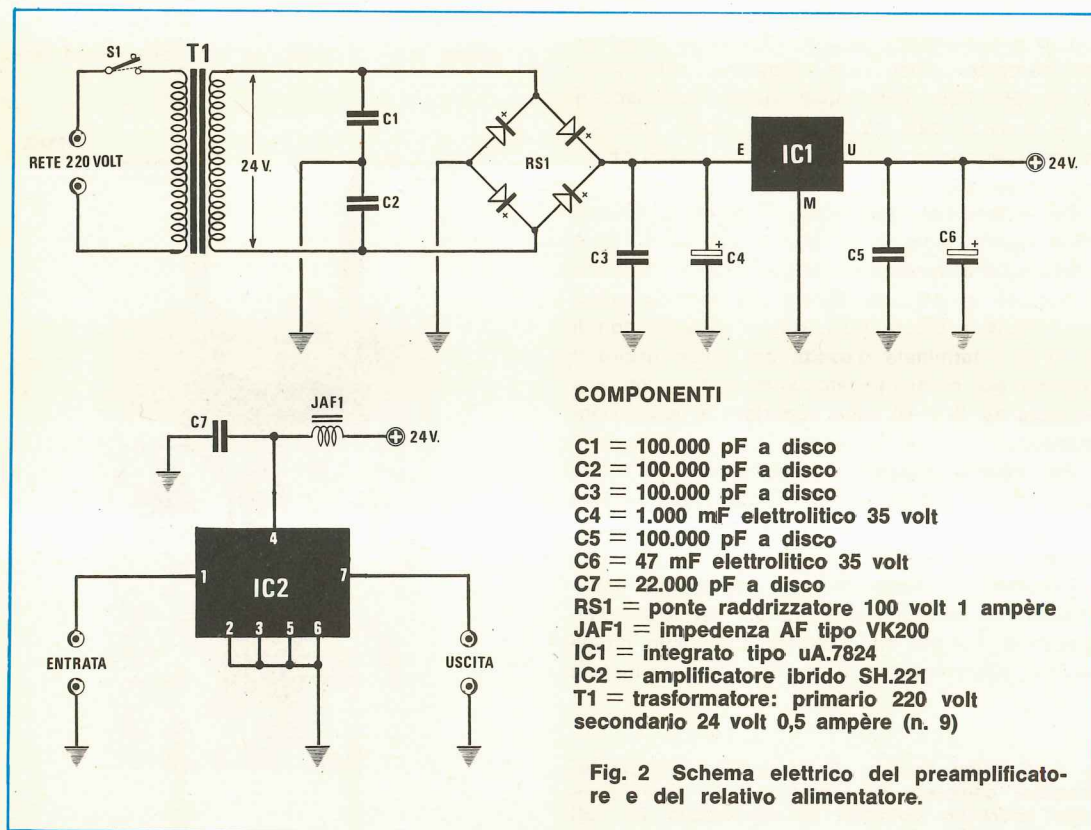
A questo punto, prevedendo l'interesse dei lettori, è doveroso fare alcune precisazioni e cioè che non è sufficiente applicare a questo circuito ibrido il segnale captato dall'antenna e prelevare poi in uscita per applicarlo al ricevitore, bensì occorre tener presente che si lavora nelle gamme VHF-UHF, quindi non si creda di poter montare il circuito ibrido su qualsiasi pezzo di stampato o addirittura « volante » per vederlo funzionare.

Infatti il circuito stampato deve essere realizzato tenendo conto delle frequenze a cui si lavora, cioè le piste (specialmente quelle di ingresso e di uscita) debbono risultare cortissime. La calza metallica del cavo coassiale da 52-75 ohm deve collegarsi alla massa vicino alla presa d'ingresso e corto deve pure risultare il collegamento (2 cm al massimo) tra il filo centrale del cavetto e la pista dello stampato a cui ri-

sultano applicati i terminali d'ingresso e d'uscita.

Infatti se questo collegamento risulta troppo lungo (superiore ai 4 cm.), quel piccolo spezzone di filo si comporta come una « linea risonante » quindi si ottiene la massima amplificazione sulla gamma di frequenza di questa linea e una marcata attenuazione di tutte le altre frequenze, cioè il circuito potrà amplificare, tanto per fare un esempio, tutte le frequenze comprese fra i 30 e i 160-200 MHz ed attenuare quelle comprese fra i 200 e i 900 MHz, quindi su queste ultime frequenze si preleverà in uscita un segnale più debole di quello in ingresso.

Ancora importante è l'alimentazione del circuito infatti per evitare autooscillazioni è necessario che risultino presenti sul filo positivo delle impedenze di AF e relativi condensatori di disaccoppiamento applicati nella posizione consigliata e indicata. Dobbiamo ancora prevenire quei lettori, che potrebbero avere la brillante idea di pensare: se un preamplificatore guadagna da 6 a 8 volte in tensione, applicandone due in serie dovrei ottenere un guadagno che va da un minimo di $6 \times 6 = 36$ volt ad un massimo di $8 \times 8 = 64$ volte.



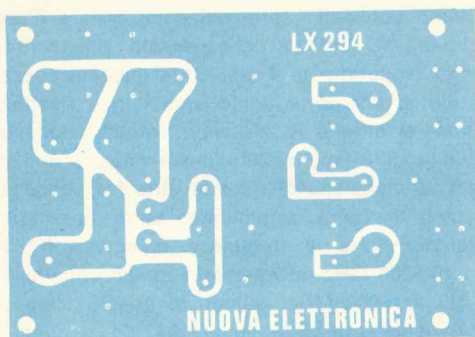


Fig. 3 Circuito stampato a grandezza naturale.

Infatti anche se in via teorica questo discorso non fa una piega, tentando di metterlo in pratica otterremmo solo un ottimo oscillatore VHF (provare per credere).

Accenniamo a questo particolare per evitare che qualcuno ci scriva ritenendo di aver « scoperto l'America » e ci rimproveri di non aver pensato ad una soluzione così ovvia.

COME SI PRESENTA IL PREAMPLIFICATORE

Il preamplificatore di AF SH221 si presenta esternamente come una piastrina rettangolare di 25 x 12,5 mm, dalla quale fuoriescono 7 terminali sfalsati fra di loro in modo tale che la piastrina stessa può essere inserita sullo stampato in un solo verso.

Dei 7 terminali disponibili, il primo a sinistra (cioè quello indicato in fig. 1, con il n. 1) è il **terminale d'ingresso** sul quale occorre applicare il segnale di AF proveniente dall'antenna, mentre l'ultimo a destra (cioè quello indicato con il n. 7) è il **terminale d'uscita** dal quale uscirà il segnale già preamplificato, vale a dire con una **potenza da 40 a 60 volte superiore** a quella d'ingresso.

Per quanto riguarda i restanti terminali noteremo che il 2-3-5-6 vanno collegati alla massa mentre il 4 va collegato al positivo di alimentazione.

Facciamo presente che se per errore applicassimo la tensione positiva sui terminali d'ingresso o d'uscita non causeremmo alcun danno perché internamente su questi due terminali è

presente un condensatore di disaccoppiamento come vedesi nello schema elettrico di fig. 1, quindi tale tensione positiva non potrebbe mai raggiungere la base del primo transistor oppure il collettore del secondo.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del nostro preamplificatore d'antenna a larga banda, come vedesi in fig. 2, è molto semplice in quanto si riduce in pratica al solo alimentatore stabilizzato più una cella di disaccoppiamento sulla tensione di alimentazione positiva.

La tensione di 24 volt disponibile sul secondario del trasformatore T1 (trasformatore n. 9 da 5-6 watt) viene raddrizzata da un ponte da 100 volt 1 ampère, quindi stabilizzata dall'integrato uA.7824.

La tensione continua così ottenuta, prima di raggiungere il terminale di alimentazione del preamplificatore (piedino 4), viene fatta passare attraverso un'impedenza di AF disaccoppiata dal condensatore di fuga C7.

Ricordiamo che l'impedenza d'ingresso e d'uscita del nostro circuito si aggira sui 75 ohm, cioè si adatta perfettamente all'impedenza caratteri-

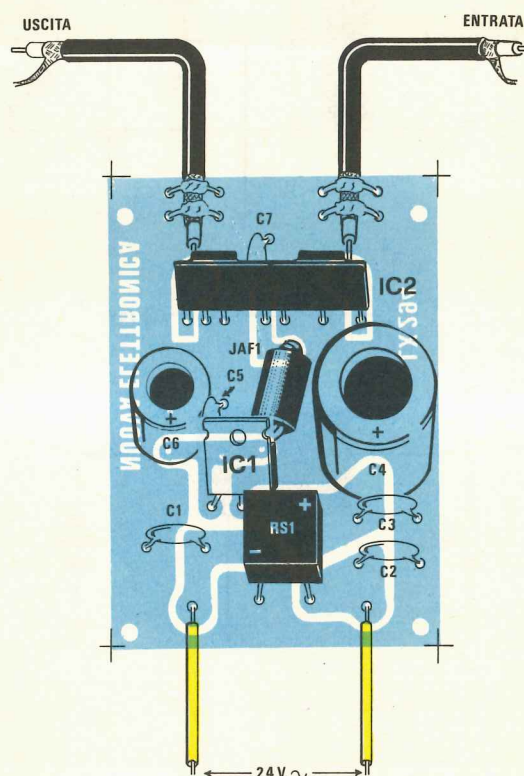


Fig. 4 Schema pratico di montaggio del preamplificatore completo di alimentatore. I due fili in basso andranno collegati al secondario 24 volt del trasformatore T1.

stica dei cavi coassiali per TV, comunque esso è in grado di accettare anche cavetti coassiali da 52 ohm del tipo di quelli impiegati nei ricetrasmittitori per uso dilettantistico senza che per questo il guadagno in potenza ne risenta notevolmente.

REALIZZAZIONE PRATICA

Tutti i componenti necessari per questo preamplificatore andranno montati sul circuito stampato LX294, visibile a grandezza naturale in fig. 3, seguendo fedelmente le indicazioni fornite dallo schema pratico di fig. 4.

Per l'ingresso e l'uscita dovremo utilizzare naturalmente del cavetto coassiale da 52 o da 75 ohm saldandone la calza metallica alla massa

corto possibile, diversamente si dovrà utilizzare per questo scopo uno spezzoncino di cavo coassiale.

Terminato il montaggio e fornita alimentazione il nostro circuito è già pronto per funzionare in quanto, come spiegato, sarà sufficiente applicargli in ingresso il segnale captato dall'antenna per prelevare in uscita lo stesso segnale amplificato in potenza da 40 a 60 volte e in tensione da 6 a 8 volte, idoneo quindi ad essere applicato al televisore.

Per gli installatori TV potremmo aggiungere che anziché collocare il nostro preamplificatore nelle immediate vicinanze del televisore, sarebbe consigliabile installarlo sotto il tetto, cioè il più vicino possibile all'antenna.

Perché si consiglia questa soluzione dovrebbe essere ovvio, infatti ammesso che dal tetto, per raggiungere la vostra TV, siano necessari 30-40 metri di cavo coassiale, è ovvio che se l'antenna capta un segnale ad esempio di 300 microvolt, sull'estremità opposta del cavo, cioè all'ingresso del TV, tale segnale non avrà più la medesima ampiezza, ma per le perdite inevitabilmente introdotte dal cavo stesso, si sarà ridotto per esempio a 220 microvolt.

Preamplificando tale segnale in prossimità del TV noi otterremo in uscita 1.300 - 1.700 microvolt, cioè un segnale più che sufficiente al nostro scopo però non bisogna dimenticare che se lungo il percorso il cavo capta dei disturbi, supponiamo 5 microvolt, questi purtroppo verranno anch'essi preamplificati, quindi ci ritroveremo con un segnale di 1.300-1.700 microvolt sul quale sono presenti 30-40 microvolt di disturbo.

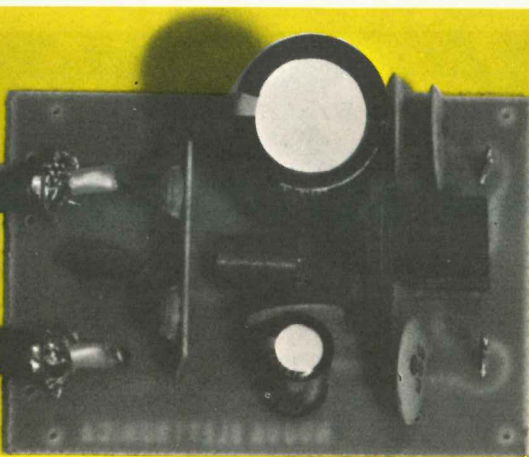
Applicando invece il preamplificatore sotto il tetto, cioè il più vicino possibile all'antenna, il segnale captato da 300 microvolt verrà subito amplificato e portato a 1.800-2.400 microvolt e se a questo punto teniamo in considerazione le immane perdite AF introdotte dal cavo coassiale, in prossimità del televisore ci ritroveremo sempre con i soliti 1.300-1.700 microvolt, però avremo il vantaggio di non aver preamplificato i disturbi i quali risulteranno pertanto di soli 5 microvolt.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX294 . . . L. 800

Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, condensatori, ponte raddrizzatore, impedenza, integrati e trasformatore L. 16.500

I prezzi sopra riportati non includono le spese postali.



Come si presenta un montaggio ultimato il preamplificatore VHF-UHF.

del circuito stampato e il filo centrale sulle piste relative all'ingresso e uscita del preamplificatore.

Una soluzione per effettuare meglio il collegamento a massa della calza metallica potrebbe essere quella di stringere il cavetto allo stampato con una squadretta metallica fissata sui due lati con delle viti oppure stagnando sulla calza un filo i cui estremi andranno stagnati al circuito stampato.

È ancora consigliabile racchiudere tutto il montaggio all'interno di una piccola scatola metallica in modo da schermarlo completamente, quindi far uscire i cavetti di entrata e di uscita attraverso dei fori praticati sulle pareti.

Chi volesse applicare sulla scatola due bocchettoni BNC dovrà ricordarsi di collegare il terminale di massa di questi bocchettoni alla massa del circuito stampato con un filo di rame il più

Continuando la presentazione dei flip-flop, dopo avervi illustrato il funzionamento dei:

- flip-flop SET/RESET
- flip-flop tipo D
- flip-flop tipo D Latch

vi parliamo oggi di quello che grazie alla sua versatilità e praticità d'impiego risulta il più diffuso, vale a dire il **flip-flop J-K**.

Se prendiamo l'ultimo flip-flop esaminato, vale a dire il tipo D (vedi pag. 152 del n. 50/51) e lo confrontiamo con un J-K (vedi fig. 1), noteremo immediatamente che il secondo si differenzia dal primo per avere **un terminale d'ingresso in più**.

Infatti nel flip-flop tipo D abbiamo un ingresso chiamato **data**, poi è presente il termine di **clock**,

abbiamo le due **uscite QA e QB**, infine i due terminali di controllo **preset** e **clear**.

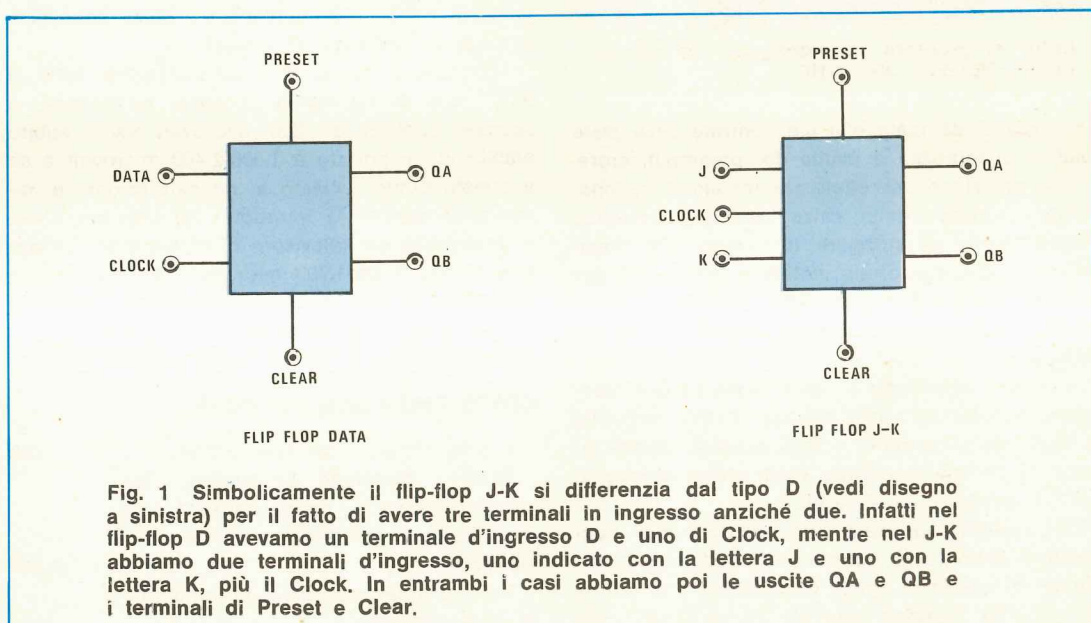
Nel flip-flop J-K abbiamo invece due ingressi contraddistinti dalle due lettere **J** e **K**, ritroviamo nuovamente il terminale di **clock**, le due uscite **QA** e **QB** e naturalmente i due terminali di controllo **preset** e **clear**.

Tralasciamo per ora i due terminali di controllo **preset** e **clear** in quanto non farebbero che complicare la descrizione e passiamo immediatamente ad analizzare il funzionamento di questo nuovo flip-flop.

Prima però vorremmo ricordare brevemente, per coloro che lo avessero dimenticato e non avessero sotto mano la rivista 50/51, il funzionamento di un flip-flop **tipo D** in modo che ciascuno di voi possa fare i debiti paragoni e rendersi conto me-

I FLIP-FLOP J-K

Quante volte avrete sentito parlare dei flip-flop J-K e quante volte vi sarete chiesti come questi funzionano senza riuscire ad ottenere una risposta chiara e soddisfacente: ebbene oggi cercheremo di chiarirvi anche questo interrogativo.





glio di quando è più vantaggioso utilizzare l'uno o l'altro tipo.

Ricorderemo allora che in un flip-flop tipo D si può avere un cambiamento di stato in uscita **solo ed esclusivamente** quando l'**ingresso di clock** passa da una condizione logica 0 a una condizione logica 1 e precisamente in questo istante l'**uscita QA** assume lo stesso stato logico presente sull'**ingresso data**, fig. 2.

Quindi se sull'**ingresso « data »** abbiamo uno **stato logico 1**, quando sull'**ingresso di clock** arriva un impulso positivo, anche l'**uscita QA** si porterà in uno stato **logico 1**. Vedi fig. 2.

Ricordiamo che per stato logico 1 si intende generalmente una tensione positiva superiore ai 2 volt e per stato logico 0 una tensione nulla.

Ovviamente, se quando arriva l'impulso sull'ingresso di clock, sull'ingresso « data » non si sono avute variazioni rispetto all'impulso precedente, anche l'uscita QA non cambierà di stato, vale

a dire che se si trovava in uno stato logico 0 rimarrà in uno stato logico 0 e se si trovava in uno stato logico 1 rimarrà in uno stato logico 1. Vedi fig. 3.

In pratica possiamo quindi affermare che in un flip-flop tipo D il segnale di clock serve per portare l'uscita QA nella stessa condizione logica presente sull'ingresso « data ».

Premesso questo, prendiamo ora in considerazione il flip-flop J-K e vediamo quali sono le differenze più sostanziali di funzionamento di questo flip-flop rispetto al tipo D.

Innanzitutto possiamo anticiparvi che anche in un flip-flop J-K le uscite QA e QB possono cambiare di stato solo ed esclusivamente in corrispondenza di un « fronte di salita » o di un « fronte di discesa » del segnale di clock, cioè solo quando l'ingresso di clock passa dalla condizione logica 0 alla condizione logica 1 o viceversa (dipende dal tipo di flip-flop utilizzato).

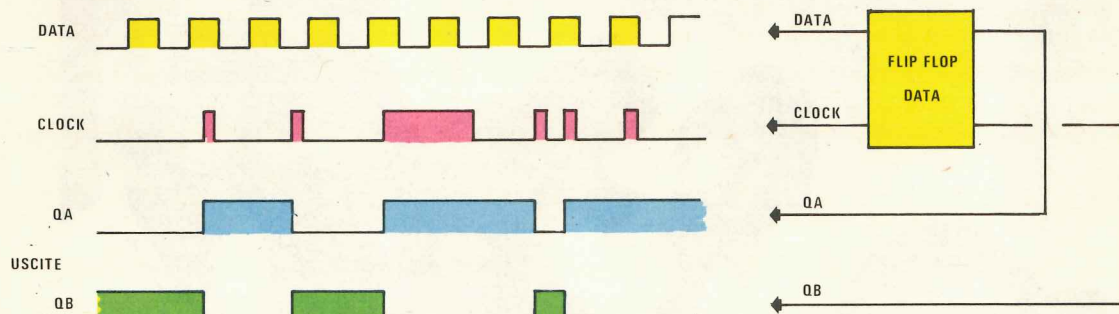


Fig. 2 Il funzionamento di un flip-flop tipo D può essere così riassunto: se sul terminale Data vengono applicati una serie di impulsi e così pure sull'ingresso di Clock, ogni volta che il segnale di clock passerà dalla condizione logica 0 alla condizione logica 1, sull'uscita QA ci ritroveremo la stessa condizione logica presente sull'ingresso D, mentre nessuna variazione in uscita avverrà quando il clock passerà dalla condizione 1 alla condizione 0. È ovvio che la condizione logica presente sull'uscita QB risulterà sempre opposta a quella presente sull'uscita QA, come vedesi dal grafico qui riportato.

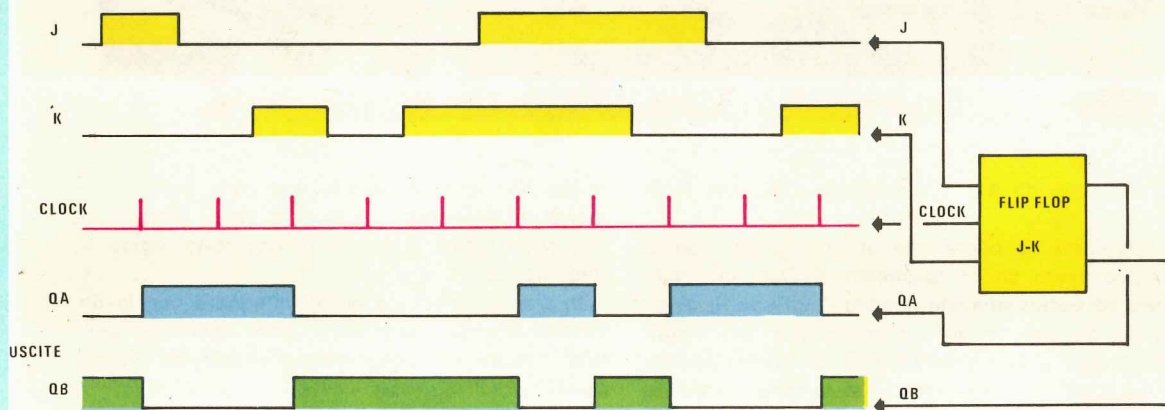


Fig. 3 Il funzionamento di un flip-flop J-K si può a grandi linee così riassumere (vedi grafico). Se all'ingresso J è presente una condizione logica 1, quando al clock giunge un impulso, l'uscita QA si porta alla stessa condizione logica, cioè 1. Se al sopraggiungere di un secondo impulso di clock, l'ingresso J ha modificato la sua condizione logica, passando da 1 a 0, l'uscita QA, come si nota, non viene modificata. Se vogliamo riportare QA in condizione logica 0 è necessario ora invertire la condizione dell'ingresso K da 0 a 1. Se l'ingresso K modifica in seguito la sua condizione logica passando da 1 a 0 le uscite QA-QB non invertono la loro condizione logica iniziale. Per ottenere che ad ogni impulso di clock si invertano le condizioni logiche sulle uscite, occorre che gli ingressi J e K si trovino entrambi in condizione logica 1.

Non solo ma sempre per avere un cambiamento di stato in uscita è assolutamente necessario che quando arriva l'impulso di clock, **almeno uno dei due ingressi J-K si trovi in condizione logica 1.**

Infatti se tutti e due gli ingressi J-K si trovano in condizione logica 0, il segnale di clock non ha nessuna influenza sulle uscite le quali rimarranno pertanto nello stato logico in cui si trovavano.

Supponiamo allora di porre il solo ingresso J in condizione logica 1 e di applicare quindi all'ingresso di clock una serie di impulsi: ebbene non appena arriverà il primo impulso di clock, l'uscita QA si porterà automaticamente in uno stato logico 1 ed in tale condizione rimarrà sempre anche se prima che arrivi il successivo impulso di clock, l'ingresso J si sarà portato in una condizione logica 0 (vedi fig. 3).

Infatti affinché l'uscita QA, una volta raggiunta questa condizione, possa cambiare nuovamente di stato, cioè riportarsi nella condizione logica 0, è indispensabile che l'ingresso K venga a trovarsi anch'esso in condizione logica 1: solo così l'impulso di clock sarà in grado di agire sul flip-flop modificando da 1 a 0 la condizione presente sull'uscita QA (vedi fig. 3).

A questo punto però, cioè una volta che l'uscita QA si è portata nello stato logico 0, se noi non torniamo ad applicare una condizione logica 1 sull'ingresso J, le uscite non potranno più cambiare di stato, cioè ci ritroveremo nella stessa situazione dell'esempio precedente però con le parti invertite.

Riassumendo possiamo quindi affermare che le uscite QA e QB di un flip-flop J-K possono cambiare il loro stato logico solo ed esclusivamente se si verificano due condizioni ben determinate e precisamente:

a) se l'ingresso J è in una condizione logica 1 e l'uscita QA in una condizione logica 0: in tal caso quando arriva l'impulso di clock l'uscita QA si porta nello stato logico 1 e l'uscita QB nello stato logico 0;

b) se l'ingresso K è in condizione logica 1 e l'uscita QB in condizione logica 0: in tal caso quando arriva il primo impulso di clock l'uscita QB passa nello stato logico 1 e l'uscita QA nello stato logico 0.

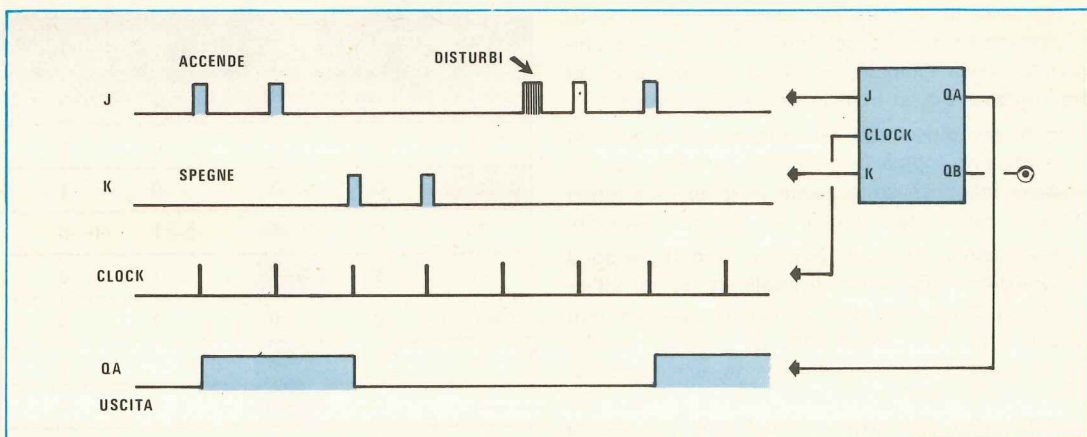
In tutti gli altri casi come è possibile vedere dalla seguente tabella, né l'ingresso di clock, né gli ingressi J e K hanno alcuna influenza sulle uscite.

Condizione presente sugli ingressi			Condizione in cui si portano le uscite	
J	K	CLOCK	QA	QB
0	0	0	0	1
0→1	0	0	0	1
1	0	0→1	0→1	1→0
1	0	1→0	1	0
1→0	0	0	1	0
0	0	0→1	1	0
0	0	1→0	1	0
0	0→1	0	1	0
0	1	0→1	1→0	0→1
0	1	1→0	0	1
0	1→0	0	0	1
0	0	0→1	0	1
0	0	1→0	0	1
0	0→1	0	0	1
0	1	0→1	0	1
0	1	1→0	0	1
0→1	1	0	0	1
1	1	0→1	0→1	1→0
1	1	1→0	1	0
1	1	0→1	1→0	0→1
1	1	1→0	0	1
1	1→0	0	0	1
1	0	0→1	0→1	1→0

Da notare che nel compilare questa tabella abbiamo preso come condizione di partenza quella in cui tutti gli ingressi si trovano in condizione 0 e così dicasi pure dell'uscita QA, mentre l'uscita QB si trova ovviamente in condizione logica opposta, cioè in condizione 1.

È ovvio tuttavia che qualsiasi altra condizione riportata in questa tabella avrebbe potuto essere una condizione iniziale.

Ricordiamo infine che i dati qui riportati corrispondono perfettamente alla successione di impulsi visibile in fig. 3 per cui confrontando tabella e figura potremo forse chiarire i punti oscuri che ancora rimangono.



Noteremo allora che se l'impulso di clock giunge al flip-flop quando l'ingresso J è in condizione 1, K in condizione 0, e l'uscita QA in condizione 0, automaticamente questa uscita si porterà in condizione 1 ed in tale condizione rimarrà anche quando, all'arrivo di un secondo impulso di clock, l'entrata J si è nel frattempo portata in condizione 0.

Solo quando l'entrata K invertirà a sua volta la condizione logica, cioè passerà da 0 a 1, allora e solo in questo caso, avendo $K=1$ e $QA=1$, l'impulso di clock sarà in grado di agire sul flip-flop modificando appunto l'uscita QA da 1 a 0.

Al quarto impulso di clock abbiamo $J=0$ e $K=0$ perciò, ricordando quanto affermato in precedenza, l'impulso stesso non avrà nessuna in-

Fig. 4 Se sul terminale di clock risulta applicato un treno d'impulsi, la prima volta che portiamo il terminale J a 1 in corrispondenza di uno di questi impulsi, l'uscita QA si porta anch'essa in condizione 1. A questo punto per riportare l'uscita QA a 0 è necessario che sia il terminale K a trovarsi in condizione 1 quando arriva l'impulso di clock. Se sui terminali J-K sono presenti degli impulsi spurii non in sincronismo con quelli di clock, questi non possono modificare la condizione presente sulle uscite.

fluenza sul flip-flop e così dicasi pure per il quinto impulso dal momento che, pur essendosi portato l'ingresso K nuovamente a 1, l'uscita QA è ancora in condizione logica 0, mentre per aversi una variazione dovrebbe trovarsi in condizione logica 1.

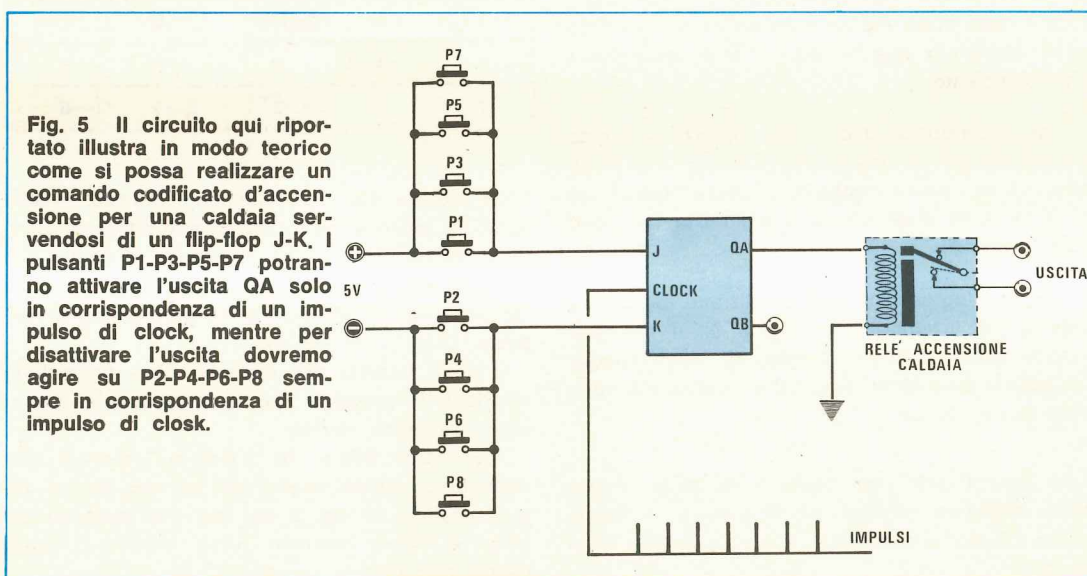


Fig. 5 Il circuito qui riportato illustra in modo teorico come si possa realizzare un comando codificato d'accensione per una caldaia servendosi di un flip-flop J-K. I pulsanti P1-P3-P5-P7 potranno attivare l'uscita QA solo in corrispondenza di un impulso di clock, mentre per disattivare l'uscita dovremo agire su P2-P4-P6-P8 sempre in corrispondenza di un impulso di clock.

Al sesto impulso di clock abbiamo una situazione nuova cui finora non avevamo accennato per non complicare eccessivamente la descrizione e precisamente abbiamo entrambi gli ingressi J-K contemporaneamente a 1.

Una situazione di questo genere avrebbe potuto mettere in crisi un flip-flop SET/RESET (ricordate quanto affermato sul n. 49 a proposito di questi flip-flop?), per un J-K invece è assolutamente normale e accettabile, non solo ma in questa condizione ogni impulso di clock che arriva farà cambiare di stato alle uscite, infatti vedete che l'uscita QA, la quale si trovava in condizione logica 0, si porta automaticamente in condizione logica 1.

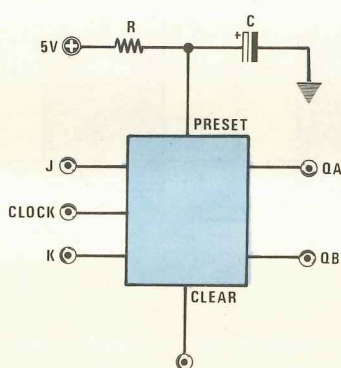


Fig. 6 Se desideriamo che nell'attimo in cui si fornisce alimentazione al circuito le uscite si portino sempre nella condizione $QA = 1$ $QB = 0$, potremo utilizzare il semplice accorgimento qui riportato.

a cui sono collegati pulsanti necessari per «spegnere» (vedi fig. 5).

Tutti i pulsanti di accensione risultano collegati fra di loro in parallelo (vedi P1-P3-P5-P7) e per motivi tecnici che a noi non interessano, posti ciascuno su dei banchi di controllo che si trovano a notevole distanza fra di loro in modo da consentire a diversi operatori di agire sulla centrale e così dicasi pure per i pulsanti di «spegnimento» (vedi P2-P4-P6-P8).

A questo punto facciamo un'ulteriore supposizione e precisamente supponiamo che ci occorra un dispositivo di sicurezza in quanto possono esistere dei «sabotatori» i quali hanno l'interesse di spegnere la centrale quando invece do-

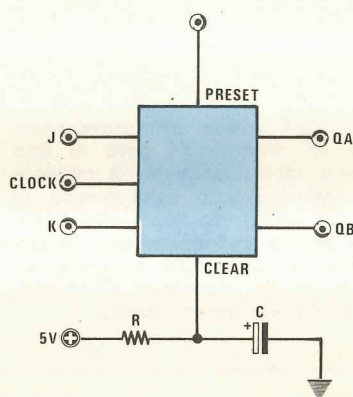


Fig. 7 Per imporre una condizione iniziale opposta a quella precedente, cioè $QA = 0$ $QB = 1$, la rete R-C di fig. 6 va applicata sull'ingresso di Clear del flip-flop, anziché sul terminale di Preset.

Analogamente, al successivo impulso di clock, avendosi ancora $J=1$ e $K=1$, l'uscita QA torna a commutare e si porta di nuovo nello stato logico 0.

A questo punto riteniamo sia inutile proseguire nella descrizione di tale grafico in quanto non faremmo che ripetere concetti già espressi: passeremo pertanto ad un esempio pratico.

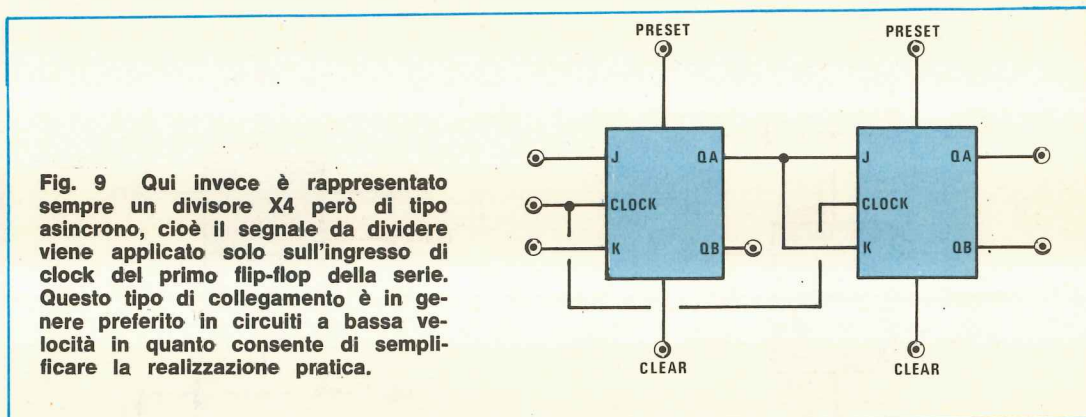
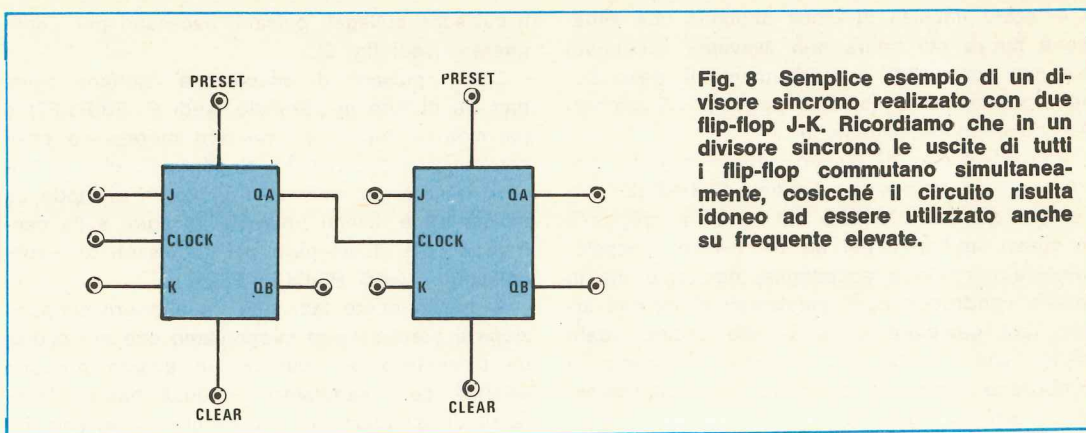
Supponiamo di voler utilizzare l'uscita QA di un flip-flop J-K per azionare un relè in grado di accendere o spegnere una centrale termica e supponiamo inoltre che l'ingresso J sia il terminale a cui sono collegati i pulsanti necessari per «accendere» mentre il terminale K quello

vrebbe risultare accesa e viceversa di accenderla quando dovrebbe risultare spenta.

Per prevenire tali atti di sabotaggio, noi possiamo sfruttare il **terminale di clock**.

Su questo terminale noi applicheremo pertanto degli impulsi intervallati di un tempo che possiamo prefissare a nostro piacimento, per esempio programmiamo un intervallo di **5 minuti** partendo dalle **7,23** di ogni mattino, quindi il primo impulso lo avremo alle 7,23, il secondo alle 7,28, il terzo alle 7,33 e così via.

Solo le persone autorizzate all'accensione o allo spegnimento conoscono questi intervalli di tempo, pertanto solo loro possono premere il



pulsante di accensione o spegnimento della centrale esattamente nell'istante voluto.

Ammettiamo ora che la centrale si debba accendere alla mattina dalle 7,23 alle 8 e si debba spegnere la sera dalle 19,30 alle 20.

Gli impulsi di clock arriveranno pertanto, intervallati di 5 minuti l'uno dall'altro, solo in questi due periodi di tempo perché fuori orario sulla caldaia non deve agire nessuno.

Alla mattina la prima persona autorizzata che entra nella sua stanza pigia il pulsante (ad esempio il P1) esattamente nell'istante voluto, cioè alle 7,23-7-28 ecc., e questo provoca l'accensione della centrale.

Se in un secondo tempo (ad esempio alle 7,33) un altro operatore autorizzato entra nella sua stanza e non sapendo che la centrale è già stata accesa pigia il pulsante P3 per accendere anch'esso la centrale, è ovvio che non provocherà alcuna variazione perché oramai l'uscita QA del flip-flop è nella condizione logica voluta.

Analogamente, se un sabotatore tentasse di spegnere la centrale premendo i pulsanti P2-P4-

P6, dal momento che lo stesso non può conoscere gli istanti in cui arriva il segnale di clock, non potrà mai riuscire nel suo intento.

Alla sera, quando si dovrà spegnere la centrale, uno degli operatori addetti pigierà il proprio pulsante ad esempio alle 19,30 cioè in uno di quegli istanti in cui esso sa che arriva il segnale di clock.

Il primo che pigierà provocherà lo spegnimento automatico della caldaia (cioè QA si porterà in 0 e QB in 1) e nello stesso tempo, se al successivo impulso di clock (cioè alle 19,35 o alle 19,40) un altro operatore, ignaro del fatto che la caldaia è già stata spenta, premesse il proprio pulsante per spegnerla a sua volta, non comporterebbe nessuna variazione di stato sulle uscite del flip-flop.

Inutile aggiungere che anche in questo caso, se un sabotatore tentasse di riaccendere la caldaia dopo che è stata spenta, non potrebbe riuscire nel suo intento in quanto ovviamente non potrebbe conoscere la sequenza di arrivo degli impulsi di clock.

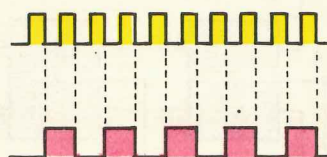
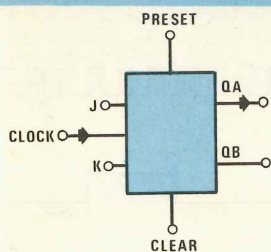


Fig. 10a Semplice divisore X2 e relative forme d'onda in ingresso e in uscita.

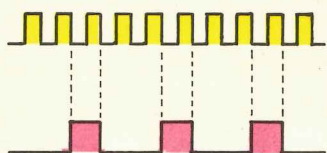
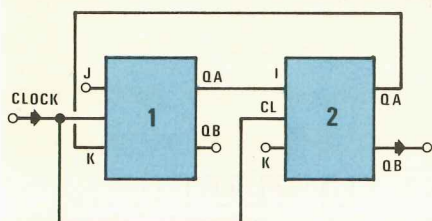


Fig. 10b Divisore X3 sincrono realizzato con due FF J-K.

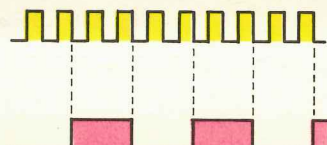
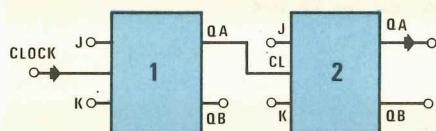


Fig. 10c Divisore X4 asincrono realizzato sempre con due FF J-K.

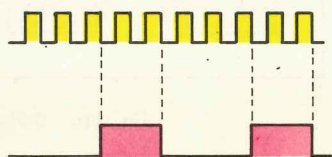
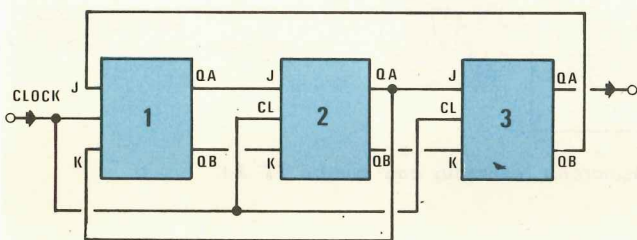


Fig. 10d Divisore X5 sincrono realizzato con tre FF J-K.

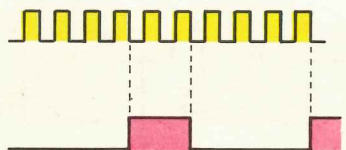
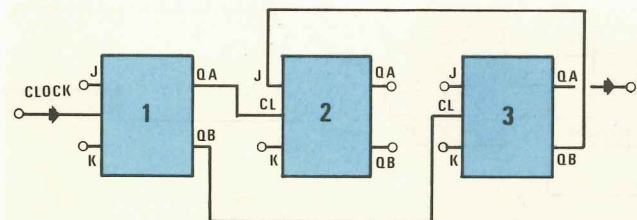


Fig. 10e Divisore X6 asincrono realizzato con tre FF J-K.

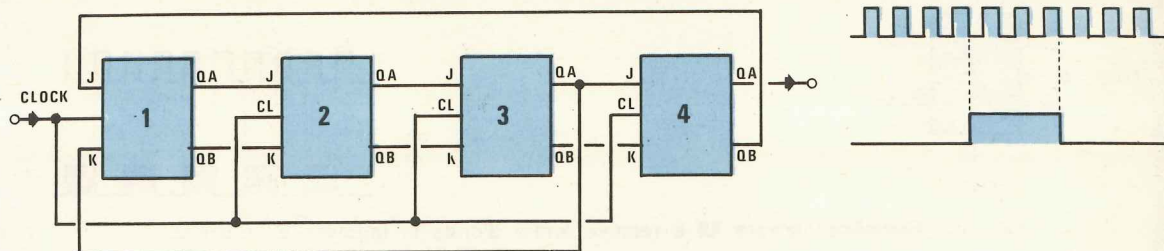


Fig. 11a Divisore X7 sincrono utilizzando quattro FF J-K.

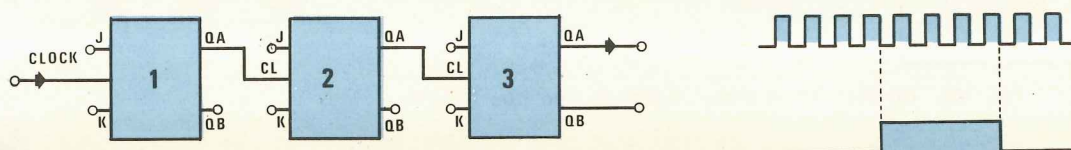


Fig. 11b Divisore X8 asincrono realizzato con soli tre FF J-K.

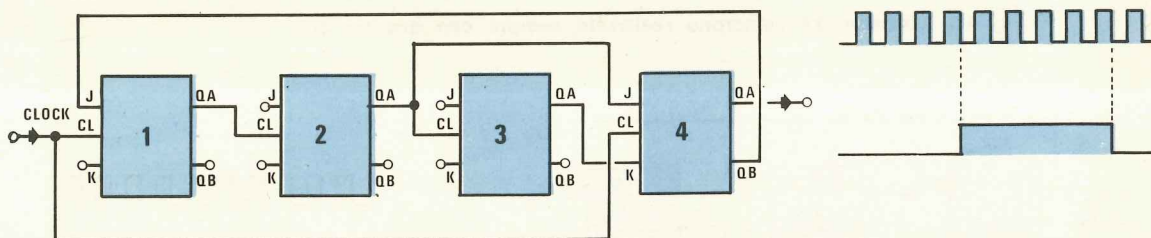


Fig. 11c Divisore X9 semisincrono realizzato con quattro FF J-K.

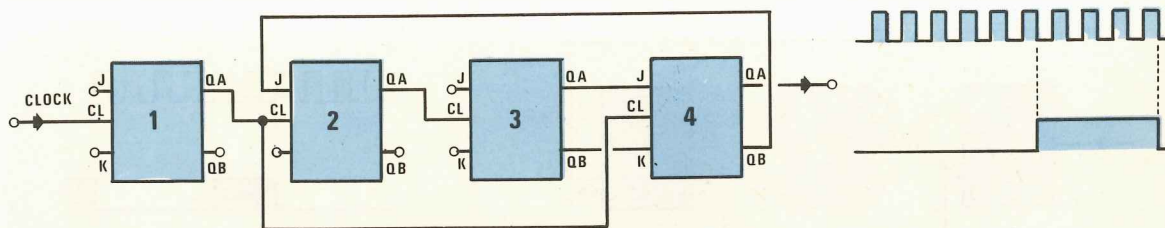


Fig. 11d Divisore X10 asincrono realizzato ancora con quattro FF J-K.

I COMANDI DI PRESET E DI CLEAR

Dopo aver visto come agiscono le due entrate J e K, possiamo ora parlare dei due terminali di controllo PRESET e CLEAR.

Come abbiamo già accennato per i flip-flop tipo D, questi due terminali servono per forzare le uscite QA e QB su un ben determinato stato logico.

In particolare se noi colleghiamo a massa (cioè poniamo in condizione logica 0) l'ingresso di PRESET, l'uscita QA si porterà automaticamente in condizione logica 1; se invece colleghiamo a massa il CLEAR, l'uscita QA si porterà istantaneamente in condizione logica 0.

Questi due terminali possono quindi essere sfruttati per ottenere diverse combinazioni che ora cercheremo di analizzare una per una.

PRESET e CLEAR entrambi in condizioni 1

È questa la condizione in cui **deve trovarsi il flip-flop per poter essere operante**, cioè affinché gli ingressi J-K e Clock possano agire sulle uscite modificandone lo stato. Quindi se si desidera che il flip-flop commuti le sue uscite in sincronismo col segnale di clock si dovrà collegare sempre sia il « preset » che il « clear » al positivo di alimentazione, cioè porli in condizione logica « 1 ».

PRESET = 0 CLEAR = 1

In questa situazione l'uscita QA si porta in condizione logica 0 e l'uscita QB in condizione logica 1, pertanto nel caso ci necessiti ad esempio che all'atto dell'accensione, cioè ogniqualvolta forniremo tensione al circuito, l'uscita QA si trovi in condizione logica 0, potremo ad esempio sfruttare lo schema riportato in fig. 6, cioè collegare il terminale di preset con una resistenza al positivo di alimentazione e con un condensatore alla massa.

Così facendo, quando forniremo tensione, il terminale di preset verrà a trovarsi in condizione logica 0 e questo forzerà appunto l'uscita QA a portarsi anch'essa in questa condizione.

Però, come abbiamo accennato in precedenza, affinché il flip-flop risulti operante, è necessario che il « preset » si porti in condizione logica 1, ma questo è proprio quanto avviene nel nostro

caso infatti, quando il condensatore si sarà caricato, sul terminale di preset avremo una condizione logica 1 e poiché anche sul terminale di clear abbiamo questa condizione, gli ingressi J-K e clock potranno agire liberamente sulle uscite.

PRESET = 1 CLEAR = 0

Quando gli ingressi preset e clear si trovano in questa condizione, l'uscita QA si porta automaticamente in uno stato logico 1, pertanto se all'accensione ci necessita ottenere questa condizione, non dovremo far altro che applicare la rete R-C vista in precedenza appunto sul terminale di « clear » (vedi fig. 7).

PRESET = 0 CLEAR = 0

È questa una condizione in cui il flip-flop non deve mai trovarsi perché dà luogo a una condizione di instabilità infatti collegando a massa sia l'ingresso di clear che quello di preset, le uscite QA e QB si porteranno entrambe nello stato logico 1 però nessuno è in grado di affermare, una volta che noi scollegassimo da massa questi due terminali, quale delle due uscite (cioè QA e QB) rimarrà nello stato logico 1 e quale invece si porterà nello stato 0.

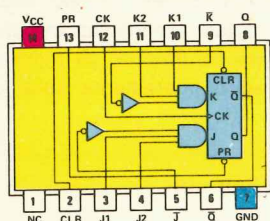
Proprio per questo, tale combinazione sugli ingressi di preset e di clear è assolutamente da evitarsi.

Si tenga presente che questi due terminali, cioè il preset e il clear, possono venir pilotati anche con gli impulsi disponibili sull'uscita di un altro integrato in modo da riportare in un qualsiasi momento l'uscita QA nella condizione logica da noi desiderata indipendentemente dalla condizione logica presente sulle entrate J-K e dagli impulsi di clock, pertanto abbiamo a disposizione un flip-flop estremamente versatile che potremo sfruttare indifferentemente per mille applicazioni diverse.

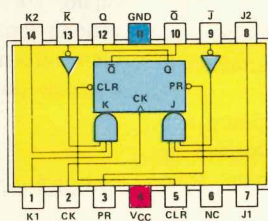
DIVISORI SINCRONI E ASINCRONI

Come avrete forse intuito, l'impiego più frequente a cui viene sottoposto un flip-flop J-K consiste nella realizzazione di contatori e divisori **sincroni** o **asincroni**.

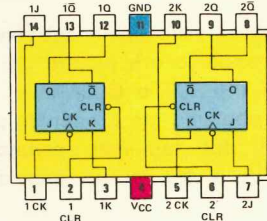
Che differenza passa tra un divisore sincrono e asincrono è presto detto: nel primo caso, cioè



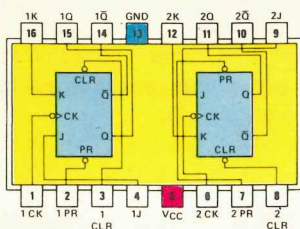
SN5470/SN7470(J, N)



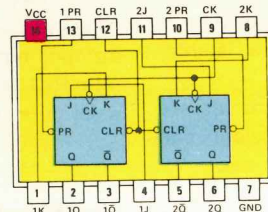
SN5470/SN7470(W)



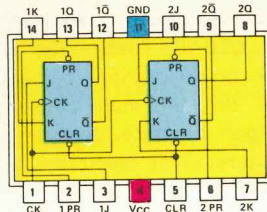
SN5473/SN7473(J, N, W)



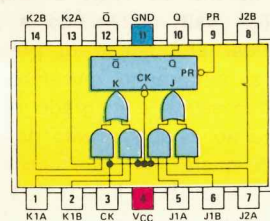
SN5476/SN7476(J, N, W)



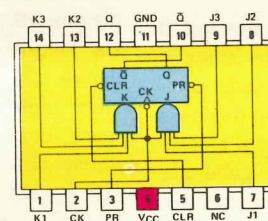
SN54H78/SN74H78(J, N, W)



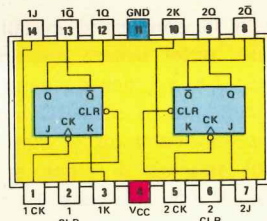
SN54L78/SN74L78(J, N, T)



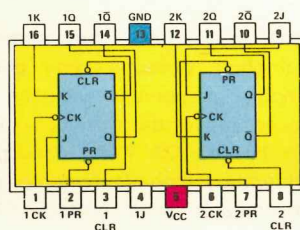
SN54H101/SN74H101(W)



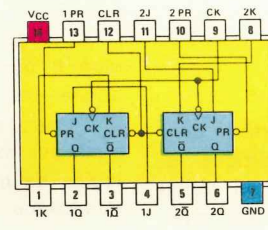
SN54H102/SN74H102(W)



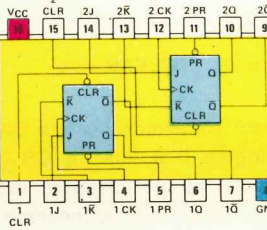
SN54H103/SN74H103(J, N, W)



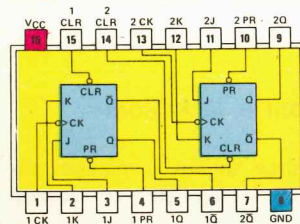
SN54H106/SN74H106(J, N, W)



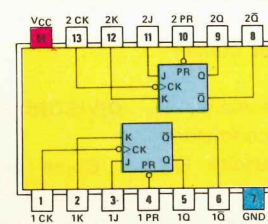
SN54H108/SN74H108(J, N, W)



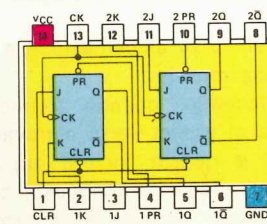
SN54109/SN74109(J, N, W)



SN54LS112/SN74LS112(J, N, W)



SN54LS113/SN74LS113(J, N, W)



SN54LS114/SN74LS114(J, N, W)

Fig. 13 Ricordiamo che alcuni flip-flop J-K, per esempio SN7470, dispongono di più ingressi J e più ingressi K che possono essere utilizzati come elementi logici funzionali. Nel caso del disegno, affinché l'ingresso J o l'ingresso K risulti in condizione logica 1, è assolutamente necessario che tutti e tre gli ingressi J1-J2-J3 oppure K1-K2-K3 si trovino in condizione 1.

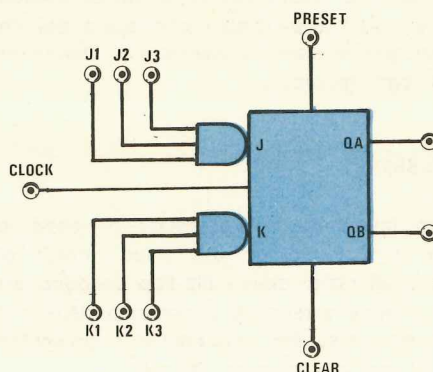


Fig. 12 Nella tavola qui di lato sono riportati diversi flip-flop J-K della serie TTL. I terminali contrassegnati con le lettere VCC è il terminale positivo di alimentazione e quello indicato con GND è il terminale negativo o di massa. Facciamo presente al lettore che il terminale 1 è quello posto a sinistra della tacca di riferimento guardando l'integrato da sopra.

quando il divisore è **sincrono**, gli ingressi di clock di tutti i flip-flop sono collegati insieme, quindi ogni impulso che arriva su questo ingresso interessa tutti i flip-flop del circuito i quali pertanto potranno cambiare lo stato logico sulle rispettive uscite contemporaneamente (vedi per esempio il circuito di fig. 8 in cui è rappresentato un divisore sincrono X4).

In un divisore **asincrono** invece il segnale di clock pilota solo il primo flip-flop della serie, questo a sua volta pilota con la propria uscita l'ingresso di clock del secondo, l'uscita del secondo pilota l'ingresso del terzo e così via (vedi fig. 9).

Ne consegue che i cambiamenti di stato sulle uscite non possono avvenire contemporaneamente proprio per il fatto che l'uscita di un flip-flop pilota l'ingresso dell'altro e se questo non porta grossi svantaggi quando si lavora in bassa frequenza, su frequenze elevate può produrre al contrario grosse complicazioni.

Infatti supponendo ad esempio che il divisore sia realizzato con 4 flip-flop J-K e che ogni flip-flop impieghi per commutare le uscite 5 nanosecondi, è ovvio che per ogni impulso di clock che arriva, prima che siano commutate tutte le

uscite passeranno almeno $5 \times 4 = 20$ nanosecondi ed è altrettanto ovvio che prima che sia trascorso questo intervallo di tempo generalmente non si possa applicare all'ingresso del primo flip-flop un nuovo impulso di clock.

Pertanto in questo caso la massima frequenza di lavoro del nostro divisore sarebbe 50 MHz, come si può dedurre dalla formula:

$$\text{Megahertz} = (1 : \text{nanosecondi}) \times 1.000$$

sostituendo al posto dei nanosecondi il valore di 20 che abbiamo appena trovato (avremo infatti $1 : 20 \times 1.000 = 50$ MHz).

Al contrario, se lo stesso divisore fosse stato realizzato in maniera sincrona, cioè se tutti e quattro i flip-flop fossero pilotati contemporaneamente dal segnale di clock, il massimo ritardo che avremmo sarebbe quello introdotto dalla commutazione di un solo flip-flop (vale a dire 5 nanosecondi) quindi la frequenza massima che potremmo raggiungere risulterebbe 4 volte superiore all'esempio precedente, vale a dire 200 MHz, infatti $(1 : 5) \times 100 = 200$ MHz.

Dal canto loro i divisori asincroni presentano il vantaggio di una più semplice realizzazione, pertanto quando vorremo lavorare a frequenze elevate complicheremo leggermente il nostro schema però realizzeremo un divisore sincrono, mentre quando lavoreremo a bassa frequenza potremo semplificare il circuito realizzando un divisore asincrono.

Nelle figure 10-11 vi abbiamo riportato diversi esempi di divisori realizzati con flip-flop J-K, esempi che voi stessi potrete sfruttare in pratica per i vostri circuiti quando avrete bisogno di un divisore X3 X5 X7 ecc.

Inutile dire che questi schemi sono solo una piccola parte di quelli che in realtà si possono realizzare, tuttavia pensiamo che siano più che sufficienti per aiutarvi a risolvere i vostri problemi di ogni giorno.

CONCLUSIONI

Quanto finora da noi precisato è valido ma non per tutti i flip-flop J-K infatti, come già accennato all'inizio, questi flip-flop vengono prodotti in diverse versioni e a seconda della sigla che recano incisa sul loro involucro presentano caratteristiche uno diverso dall'altro.

Per esempio abbiamo dei flip-flop le cui uscite commutano solo sul fronte di salita del segnale di clock (cioè quando questo passa dalla condizione 0 alla condizione 1) ed altri invece che commutano solo sul fronte di discesa (vale a dire quando il clock passa dalla condizione 1 alla condizione 0).

Proprio per questo riteniamo utile riportare qui di seguito un elenco degli integrati di uso più comune specificando uno per uno se commutano sul fronte di salita o sul fronte di discesa del segnale di clock:

Integrato	Fronte di commutazione
SN7470	0-1
SN7473	1-0
SN7476	1-0
SN7478	1-0
SN74101	1-0
SN74102	1-0
SN74103	1-0
SN74106	1-0
SN74108	1-0
SN74109	0-1
SN74112	1-0
SN74113	1-0
SN74114	1-0

Abbiamo inoltre dei flip-flop con più entrate J e con più entrate K (vedi ad esempio la fig. 13) in quanto questi terminali non risultano collegati direttamente al flip-flop, bensì a delle reti costituite da AND-OR-INVERTER ecc. che variano da integrato a integrato.

Pertanto in questi casi, per poter sfruttare gli ingressi J e K, occorre conoscere alla perfezione lo schema interno dell'integrato stesso.

Nel caso del nostro esempio, risultando i piedini J1-J2-J3 e K1-K2-K3 collegati agli ingressi di due AND, è ovvio che avremo il J in condizione logica 1 solo ed esclusivamente quando $J1 = 1$ $J2 = 1$ $J3 = 1$ e analogamente il K in condizione logica 1 solo quando $K1 = 1$ $K2 = 1$ $K3 = 1$.

Per tutte le altre combinazioni possibili sugli ingressi J1-J2-J3 e K1-K2-K3 noi avremo invece sempre gli ingressi J e K in condizione logica 0.

Ripetiamo ancora che questa affermazione è relativa solo al nostro esempio perché se la rete logica all'interno dell'integrato risultasse diversa, anche le combinazioni richieste per avere $J = 1$ e $K = 1$ sarebbero diverse.

Per esempio, nel flip-flop SN7470 (vedi fig. 12), abbiamo 3 ingressi J (vedi J1-J2-J3) e 3 ingressi K (K1-K2-K3) però questa volta, risultando presente un inverter sull'ingresso J3 e K3, è ovvio che per avere l'ingresso J in condizione logica «1», si dovranno verificare contemporaneamente le seguenti condizioni: $J1 = 1$ $J2 = 1$ $J3 = 0$ e viceversa per avere l'ingresso K in condizione 1, dovrà risultare $K1 = 1$ $K2 = 1$ $K3 = 0$.

Tenete inoltre presente che in un integrato possono essere racchiusi uno o due flip-flop: per esempio l'integrato SN7473 ne contiene due indipendenti privi però del terminale di « preset », mentre l'integrato SN7478 ne contiene ancora due però con il terminale di « clear » e di « clock » in comune, vale a dire che applicando un impulso di clock sul relativo piedino, noi faremo commutare le uscite di entrambi i flip-flop.

Infine l'integrato SN7470 contiene un unico flip-flop però dotato di 3 ingressi J e 3 ingressi K, quindi per agevolarvi nella scelta dell'integrato che maggiormente si addice ai vostri scopi riporteremo qui di seguito le connessioni e lo schema elettrico interno dei principali tipi di flip-flop J-K attualmente reperibili in commercio.

NOTA fig. 12 - Le sigle degli integrati, oltre alla numerazione vera e propria del tipo, cioè SN7473, SN74113 ecc., riportano anche delle lettere alfabetiche, J, N, W, oppure S, L, H, LS. Queste lettere stanno ad indicare:

- J, N, W una diversa disposizione dei terminali,
- S, H, una alta velocità di commutazione,
- L, LS, un basso consumo.

Si osservi ad esempio la differenza tra il flip-flop SN7470 (J, N) e il tipo SN7470 (W).



FILOSOFIA DI PROGETTO E REALIZZAZIONI DELLA « NIBO »

Il prodotto NIRO scaturisce dalla necessità di colmare una grossa lacuna nel campo della componentistica: la mancanza di apparecchiature che riproducono i suoni mantenendosi entro le norme DIN, CEI e VDE, le uniche che garantiscono un risultato in «alta fedeltà».

La progettazione, rispondendo a queste rigorose norme, è costretta a scegliere quanto di meglio offre la tecnica nel campo dei componenti attivi e passivi e ad usare circuitazioni professionali.

Queste premesse garantiscono alla realizzazione
grande qualità e affidabilità.

Impegno non indifferente si è posto, infine, nell'adattare apparecchiature così finemente concepite, ad un uso semplificato e duraturo quale quello richiesto dalla componentistica.

A questo scopo si è giunti dotando ogni singola apparecchiatura di una completa serie di dati, che, rivoluzionando il rapporto classico « industri-utilizzatore », consentono una completa conoscenza circuitale e d'uso.

Per la componentistica la NIRO propone:

**Filtri crossover a norme DIN 2-3 vie,
tagli con pendenza da 12 db per potenze
da 15 a 150 W RMS.**

**Kit di altoparlanti per diffusori per potenze
da 30 a 120 WATT RMS.**

audio dynamic system

via milanese, 11
200099 sesto s. giovanni
tel. (02) 2470.667-2488.983

[illegible]

Una modifica facoltativa per coloro che hanno realizzato il frequenzimetro a sette cifre LX275, presentato sul n. 56-57 a p. 50.

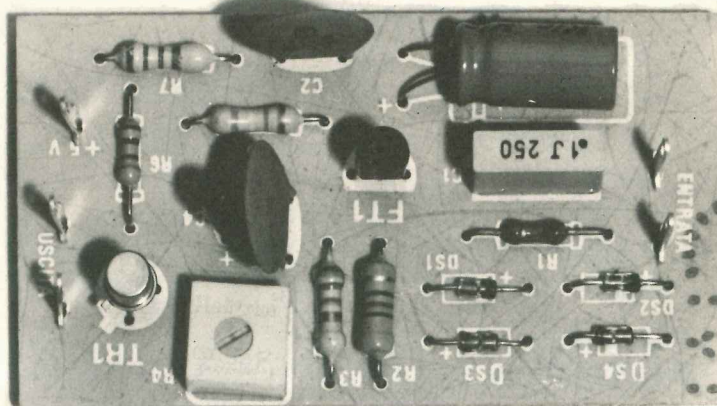


Foto del prototipo notevolmente ingrandito rispetto alle sue reali dimensioni.

PREAMPLIFICATORE

Nelle caratteristiche relative al frequenzimetro digitale a sette cifre riportate sulla rivista n. 56-57 a p. 51 viene indicata, per lo stadio d'ingresso BF, una sensibilità di 3 millivolt a 3 MHz, ma come già precisato nell'errata corrige del n. 58-59 questo è un errore in quanto la sensibilità di tale stadio a 3 MHz si aggira sui **30 millivolt**.

Premesso questo, passiamo ad illustrare in che cosa consiste la modifica che i lettori potrebbero effettuare sul loro montaggio per eliminare un inconveniente che talvolta si verifica.

Più precisamente, sulla portata **bassa frequenza**, in qualche montaggio sul display si leggono dei numeri a caso variabili da 3.000 a 4.500 Hz anche senza nessun segnale applicato in ingresso, particolare questo che ha indotto molti lettori a pensare che tale stadio autooscilli mentre in pratica questa lettura è dovuta al segnale di multiplex generato internamente dagli integrati IC12 e IC13 il quale viene captato dall'ingresso.

Questo inconveniente non si manifesta su tutti i montaggi, però su qualcuno, sia perché l'inte-

grato genera impulsi di intensità maggiore, sia perché il filtraggio della tensione di alimentazione risulta insufficiente, tali impulsi vengono captati dallo stadio preamplificatore di BF (che a questa frequenza presenta una sensibilità di 7-8 millivolt) quindi conteggiati dal frequenzimetro come fossero un segnale vero e proprio.

Precisiamo però che questo accade solo ed esclusivamente quando sull'**entrata BF** non viene applicato nessun segnale esterno perché quando si misura una qualsiasi frequenza, quella del multiplexer viene automaticamente cancellata e la misura stessa risulta perfetta. In altre parole non si può dire che questo inconveniente alteri la misura dello strumento, comunque è sempre un inconveniente detestato dal lettore il quale, senza alcun segnale in ingresso, preferirebbe veder apparire sui display degli 0 anziché dei numeri a caso.

Per risolvere questo problema esistono due soluzioni egualmente valide: applicare fra la pista di alimentazione del transistor TR2 e la massa nonché fra il piedino 18 e il piedino 9 del-

l'ingresso IC13 dei condensatori al tantalio da 47 mF, oppure alimentare lo stadio preamplificatore di BF con una tensione separata prelevata dall'integrato IC1 con un'altra impedenza VK200, applicando dopo questa impedenza un condensatore elettrolitico da 220 mF fra il positivo e la massa.

Comunque anche queste soluzioni non sempre risultano valide in quanto esistono dei multiplexer i quali generano dei segnali così forti che il fet riesce ancora a captarli induttivamente ed in tal caso, per chiudere definitivamente la questione, esiste un'unica via d'uscita, cioè montare a parte lo stadio di BF ed eventualmente racchiuderlo entro una scatolina di metallo che funga da schermo.

Proprio per questo noi abbiamo realizzato un circuito stampato di piccolissime dimensioni (cm 7 x 4) sul quale potrete montare lo stadio di BF visibile in fig. 1, stadio che risulta in tutto e per tutto simile al precedente (vedi p. 54 del n. 56-57) eccetto qualche piccola variante che

abbiamo ritenuto utile apportare per migliorare la sensibilità in particolar modo sulle frequenze inferiori ai 2 MHz.

Di tali modifiche la più importante è senz'altro quella di aver utilizzato, per polarizzare la base di TR1, un trimmer (vedi R4) anziché una resistenza fissa, in modo tale che si riesca sempre ad ottenere, per questo transistor, il punto di funzionamento ottimale anche nel caso in cui la resistenza R5 presenti una tolleranza eccessiva.

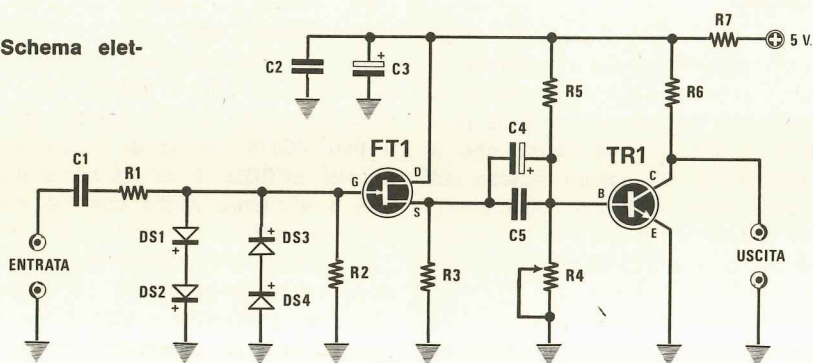
Abbiamo inoltre applicato in serie all'alimentazione dei 5 volt una resistenza da 56 ohm (vedi R7) onde evitare che eventuali impulsi spurii presenti sulla tensione di alimentazione possano raggiungere e influenzare questo stadio.

Nella tabella qui sotto riportata troverete indicata la sensibilità minima e massima di questo stadio alle varie frequenze in millivolt efficaci, pertanto per ottenere i millivolt picco-picco dovrete moltiplicare questi numeri per il coefficiente fisso 2,82.

Perché indichiamo due valori anziché uno so-

per FREQUENZIMETRO

Fig. 1 Schema elettrico.



COMPONENTI

R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
R2 = 2,2 megaohm 1/2 watt
R3 = 680 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm trimmer un giro
R5 = 33.000 ohm 1/4 watt
R6 = 1.000 ohm 1/4 watt
R7 = 56 ohm 1/4 watt

C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF a disco
C3 = 100 mF elettrolitico 16 volt
C4 = 39-47 mF al tantalio
C5 = 100.000 pF a disco
DS1 - DS4 = diodi al silicio 1N4148
FT1 = fet tipo BF244 mezzaluna
TR1 = transistor NPN tipo 2N2222

lo è presto detto, infatti il transistor ed il fet impiegati in questo stadio possono avere delle caratteristiche diverse da montaggio a montaggio e di questo dobbiamo tenerne conto, pertanto abbiamo preso una serie di fet e transistor **normalissimi** (cioè come quelli che voi potreste acquistare in un comunissimo negozio) e con questi abbiamo realizzato diversi prototipi sui quali abbiamo poi effettuato una serie di misure che ci hanno fornito i risultati qui riportati.

In altre parole abbiamo voluto indicare per ogni frequenza non solo la sensibilità minima che il lettore potrà ottenere, ma anche quella massima, onde evitare che se noi indichiamo a 500.000 Hz una sensibilità di 8 millivolt e qualcuno ne rivela sul suo montaggio solo 10, ci si accusi di aver voluto esagerare oppure si supponga che lo stadio risulti imperfetto.

Frequenza	Sensibilità minima	Sensibilità massima
20 Hz — 10.000 Hz	7 mV	8 mV
10.000 Hz — 400.000 Hz	7,5 mV	8,5 mV
400 KHz — 800 KHz	8,5 mV	12 mV
800 KHz — 1,5 MHz	12 mV	20 mV
1,5 MHz — 2 MHz	20 mV	25 mV
2 MHz — 3 MHz	25 mV	55 mV

MONTAGGIO TELAIO

Il montaggio dei componenti sul circuito stampato non presenta nessuna difficoltà purché ci si attenga alle indicazioni fornite dallo schema pratico di fig. 4. Si noterà, in tale figura, che il condensatore elettrolitico C3 appare disteso sul circuito stampato in modo tale che risulti possibile racchiudere il tutto entro una piccola scatola di lamiera per tenere totalmente schermato questo stadio.

Si noterà ancora che abbiamo utilizzato, per il condensatore elettrolitico C4, un tantalio da 39 mF in quanto presenta dimensioni più ridotte rispetto ad un normale elettrolitico, ed utilizzato per R4 un trimmer quadrato di precisione indispensabile per poter ottenere dal circuito la massima sensibilità.

Infatti questo trimmer, come già anticipato, provvede a compensare eventuali tolleranze del transistor 2N2222 e della resistenza R5, quindi deve possedere caratteristiche di stabilità di cui i normali trimmer verticali non dispongono.

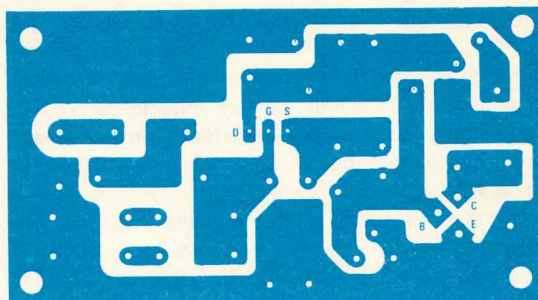


Fig. 2 Circuito stampato LX.303 riprodotto a grandezza naturale.

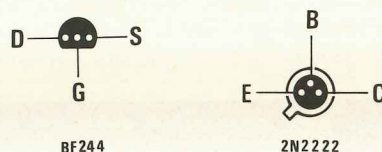


Fig. 3 Disposizione dei terminali del fet BF.244 (involucro mezzaluna) e del transistor 2N.2222 visti dal lato in cui fuoriescono dal corpo, cioè da sotto.

Per collegare l'ingresso del circuito stampato al bocchettone BNC posto sul pannello frontale dovremo necessariamente utilizzare del cavetto schermato di ottima qualità oppure anche del cavo coassiale, però in questo caso è preferibile il tipo RG174 perché di dimensioni più ridotte rispetto all'RG58. Il collegamento d'uscita si può invece effettuare anche con filo non schermato cercando tuttavia di tenerlo il più corto possibile.

La taratura del trimmer R4 è molto semplice: si applicherà un segnale di BF di frequenza compresa fra i 10.000 e i 100.000 Hz (la frequenza non ha nessuna importanza) sul bocchettone di ingresso e si ruoterà il cursore del trimmer fino a leggere stabilmente sui display la frequenza inserita.

Raggiunta questa condizione, agendo sull'attenuatore d'uscita dell'oscillatore di BF, si diminuirà l'ampiezza del segnale fino a far sparire la lettura dai display, dopodiché si cercherà di ruotare il trimmer R4 fino a leggere di nuovo la frequenza precedente, poi si tornerà ad abbassare l'ampiezza del segnale di BF appli-

cato in ingresso e a regolare di nuovo il trimmer fino a raggiungere quel minimo oltre il quale, anche ruotando R4, non si riuscirà a leggere nessun numero.

A questo punto il preamplificatore è pronto per svolgere le sue funzioni anche se sarebbe consigliabile ruotare leggermente (di 1-2 mm al massimo) il cursore del trimmer in senso contrario per riportarlo all'ultimo livello in cui si otteneva ancora la lettura.

Facciamo presente, affinché non lo riteniate un difetto, che alle minime sensibilità la frequenza indicata può risultare leggermente diversa da quella che invece si può leggere con una sensibilità media o forte (normalmente la frequenza risulta inferiore di qualche decina di Hertz a quella reale) poiché a tali livelli, se il cavetto capta dell'alternata a 50 Hz, questa si somma al segnale di BF il quale diventa pertanto «ondulante» cosicché in corrispondenza delle semionde negative dei 50 Hz, l'ampiezza del segnale stesso diviene insufficiente e il frequenzimetro non riesce più a leggere totalmente la frequenza. Questo inconveniente si manifesta però solo quando ci si avvicina al **limite inferiore** di ampiezza richiesta: se per esempio alla frequenza applicata la sensibilità minima dello stadio di BF risulta di 10 millivolt ed il segnale che noi vogliamo misurare ha un'ampiezza di 10-10,2 millivolt, questo inconveniente si può verificare, mentre se il segnale ha un'ampiezza di 11 millivolt, la frequenza verrà letta per intero.

COME SI MODIFICA IL FREQUENZIMETRO

Sul circuito stampato LX275 dovremo togliere i seguenti componenti:

R5 - R6 - R7 - R8 - R9 - R10

C13 - C14 - C15

DS2 - DS3 - DS4 - DS5

FT1 - TR2

cioè tutto lo stadio d'ingresso di BF.

Il nuovo circuito (provatelo prima di racchiuderlo in una scatolina) potremo fissarlo con una squadretta lateralmente sulla destra della piastra madre (cioè dalla parte su cui è riportata, dal lato stagnature, la scritta LX275).

Ricordatevi di collegare la massa del preamplificatore alla massa del circuito stampato LX275 così come alla massa dovreste collegare la scatola esterna che funge da schermo. Il filo di alimentazione +5 del nuovo preamplificatore potrete collegarlo alla pista dello stampato LX275, visibile nella parte superiore destra fra gli integrati IC8 e IC9, cioè alla pista che alimenta lo stadio VHF.

Il filo d'uscita del segnale lo collegheremo invece alla pista su cui prima risultavano stagnati il collettore del transistor TR2 e un terminale della resistenza R10 da 1.000 ohm, pista che trovatisi fra gli integrati IC2 e IC13.

Per evitare che il cavetto schermato che collega il bocchettone BNC d'ingresso ai terminali d'ingresso del nuovo circuito stampato capti dei

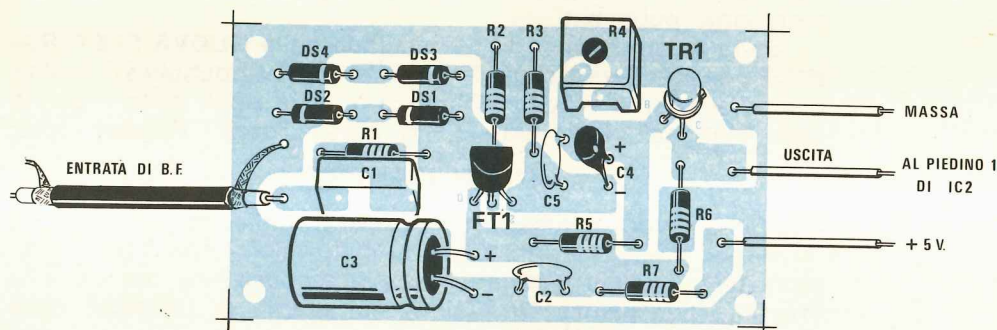


Fig. 4 Schema pratico di montaggio del preamplificatore. **IMPORTANTE:** questo circuito può essere utilizzato anche per sensibilizzare dei frequenzimetri analogici, per segnali di BF, fino ad un massimo di 3 megahertz.

segnali spurii, occorre che la calza metallica risultasse collegata alla massa su entrambi i lati, cioè sia sul BNC sia sul circuito stampato.

Effettuate queste operazioni, il vostro frequenzimetro è già modificato e pronto per l'uso.

NOTA IMPORTANTE

Tutti i componenti che toglierete dal circuito stampato LX275 possono essere impiegati sul nuovo circuito, eccezion fatta per il trimmer quadrato R4 e per il condensatore al tantalio C4 che prima non erano presenti.

Precisiamo che il **solo circuito stampato** del preamplificatore verrà da noi inviato in OMAGGIO, su richiesta, a tutti coloro che potranno dimostrare di aver acquistato presso di noi, oppure lo acquisteranno in futuro (in tal caso gli verrà consegnato insieme al resto senza nessun ulteriore addebito) il kit del frequenzimetro.

A tale proposito, per evitare spiacevoli contestazioni vi preghiamo di precisare, nella lettera con cui ci chiederete tale stampato, l'esatto **cognome, nome e città** a cui è stato inviato in precedenza il kit del frequenzimetro in modo

tale che possiamo effettuare i dovuti controlli chiedendolo al calcolatore elettronico entro il quale sono memorizzati tutti i dati relativi alla vostra prenotazione.

Non importa che ci indichiate l'importo pagato e nemmeno se assieme a questo kit ne avete ordinati altri, perché sarà il calcolatore stesso, una volta che gli avremo fornito i vostri connotati, a dirci se effettivamente avete acquistato un kit LX275, quindi se avete diritto al circuito stampato del preamplificatore **gratis oppure no**.

Ricordiamo infine che se qualcuno, oltre il circuito stampato, desidera anche i componenti, potrà richiederli al kit completo del preamplificatore ed in tal caso, se è suo diritto, il circuito stampato gli verrà ancora fornito gratuitamente.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX303	L. 700
Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, diodi, fet, transistor	L. 400
I prezzi sopra riportati non includono le spese postali	

LO RE CONFORIO

95129 CATANIA

Via Alberto Mario, 24-26 - Tel. 38 62 11

Il laboratorio elettronico **LO RE** Concessionaria di **NUOVA ELETTRONICA** per **CATANIA**, comunica a tutti i lettori della **NUOVA ELETTRONICA** che in Via Alberto Mario, 24 troverete l'attrezzatura necessaria per tutti i progetti e tutte le scatole di montaggio pubblicati.

Sono a disposizione tutti i fascicoli della **NUOVA ELETTRONICA** per prendere visione dei diversi progetti pubblicati. Inoltre disponiamo di una vasta biblioteca di Data Book delle seguenti case: National - Fairchild - S.G.S. Ates - Texas - Plessey - ecc.

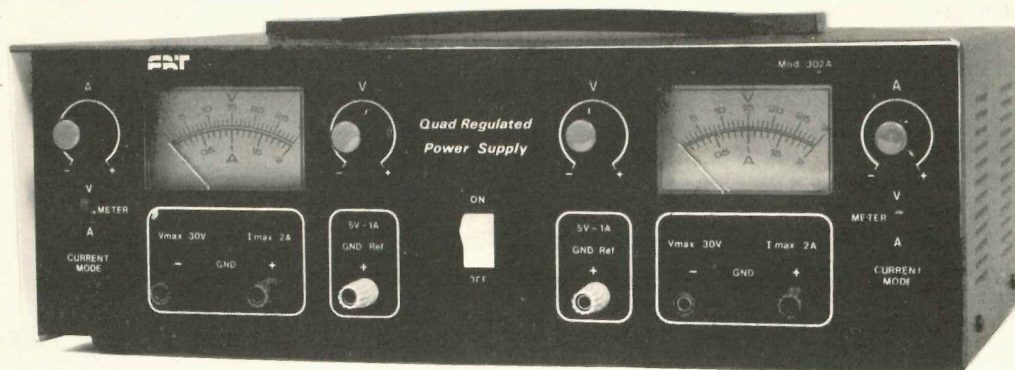
INFORMIAMO

che per tutti coloro che si trovassero in difficoltà per eventuali montaggi, progetti e vari problemi elettronici, i nostri tecnici altamente qualificati saranno a vostra disposizione per darvi la massima consulenza **GRATUITA** nel giorno di **GIOVEDÌ** dalle ore 16,30 alle ore 19,30.

Tutto per la C.B. Tutto per i video giochi (Videogames). Tutti i ricambi per le scatole di montaggio.

Sicuri di soddisfare ogni vostra esigenza tecnico-elettronica, vi attendiamo al più presto.

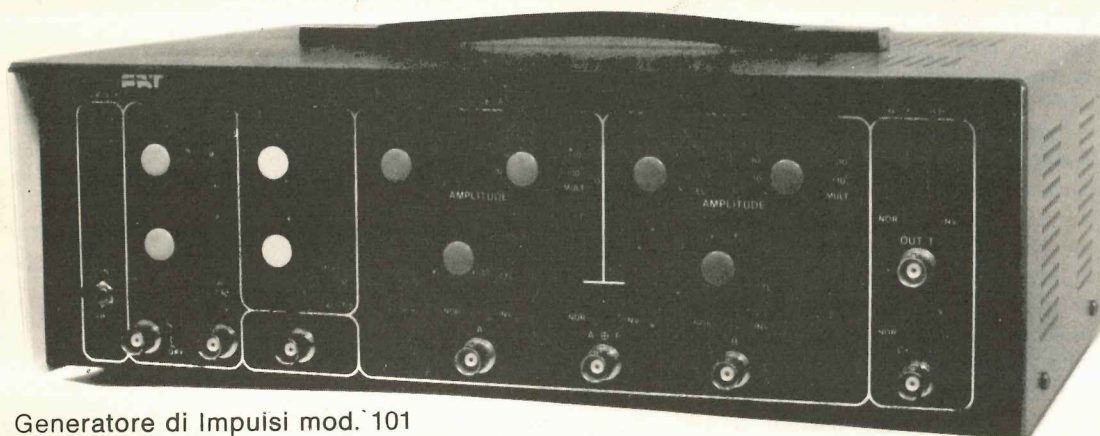
Strumentazione Elettronica da laboratorio F.B.T. - Italia



Alimentatore Stabilizzato a uscite multiple mod. 302A



Generatore di Funzioni mod. 202



Generatore di Impulsi mod. 101

**Elevate Prestazioni
Costruiti in Italia
Prezzi Contenuti
Consegna Pronta**



**romagnoli
elettronica**

**Via Firenze N. 130 - P.O. Box 704
57100 Livorno
Telefono (0586) 407301 - Telex 50375**

CERCHIAMO DISTRIBUTORI

La differenza principale che esiste tra un normale flash e un flash stroboscopico è che il flash che noi usiamo generalmente per scattare una foto in condizioni di luce inadeguate emette **un unico lampo** ogni qualvolta comandiamo la sua accensione mediante la macchina fotografica, mentre un flash stroboscopico emette **una serie di lampi** alla velocità da noi desiderata.

Le lampade necessarie per l'una o per l'altra applicazione si differenziano sostanzialmente fra di loro tanto che non è assolutamente pensabile utilizzare in un flash stroboscopico una lampada adatta per un flash normale e viceversa, infatti se inserissimo una lampada normale in un flash stroboscopico avremmo la sgradita sorpresa di vederla funzionare due o tre minuti al massimo, poi doverla buttare perché esaurita.

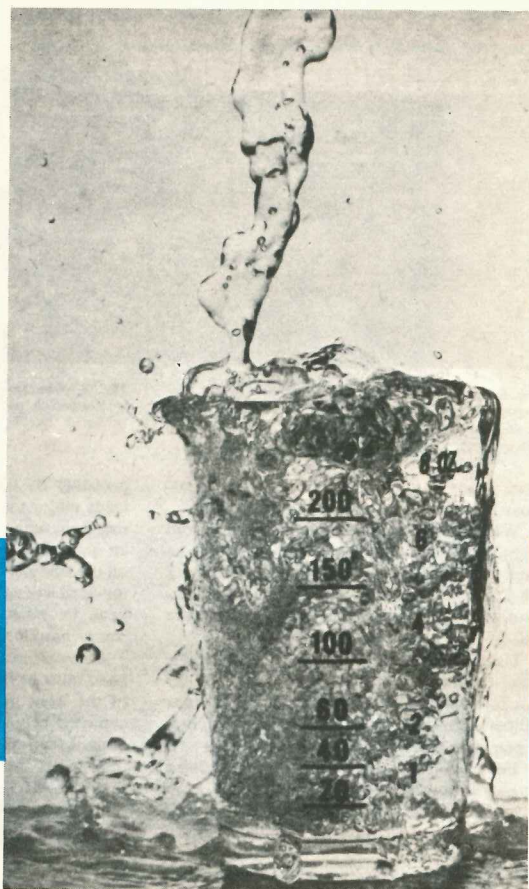
FLASH

Tutto questo non è dovuto al fatto che le lampade normali siano di qualità più scadente, bensì che le stesse non sono idonee per lampeggiare velocemente, mentre le lampade stroboscopiche hanno tale possibilità, cioè sono state costruite in modo da poter emettere diversi lampi al secondo per un lungo periodo di tempo.

Tanto per fare un paragone potremmo dire che fra questi due tipi di lampade esiste la stessa differenza che c'è tra un transistor di BF e un transistor di AF: il primo è idoneo a lavorare per frequenze massime di 1 MHz mentre il secondo può arrivare tranquillamente ai 200 MHz e anche più tuttavia non è detto che il secondo sia migliore del primo perché, se lo utilizzassimo in bassa frequenza, si rivelerebbe senz'altro non rispondente allo scopo.

La durata media di una lampada stroboscopica, nel caso venga utilizzata consecutivamente per un'ora ogni giorno, è di circa 1 anno e poiché difficilmente la si impiega tutti i giorni per tempi così elevati, possiamo considerare la sua vita media pari a 4-5 anni e anche più.

È ovvio però che per ottenere questi risultati occorre non superare mai la tensione massima di lavoro, né aumentare troppo la capacità del condensatore di scarica perché in tal caso la



vita della lampada si riduce notevolmente, proprio come la vita di un uomo sottoposto continuamente a stenti e a fatiche superiori alle sue forze.

Per quanto riguarda le applicazioni di un flash stroboscopico, esse sono veramente tante, sia in campo industriale che hobbistico.

Due foto sufficientemente ben riuscite di un vaso che trabocca, e di una goccia d'acqua lasciata cadere da una certa altezza che si infrange su una superficie.

Per esempio vi sarà senz'altro capitato di far mettere in fase il motore della vostra auto ed in tal caso, se avete fatto attenzione, vi sarete accorti che il tecnico ha utilizzato una lampada stroboscopica, così come una lampada stroboscopica utilizza il meccanico che esegue il bilanciamento delle ruote.

In campo fotografico invece il flash stroboscopico permette di ottenere, su un solo negativo, diverse immagini di un oggetto in movimento in modo da poterne determinare l'esatta posizione assunta in ogni istante.

Per esempio tutti sanno che un gatto, lasciato cadere con le zampe in alto, tocca sempre terra con i piedi, però è difficile spiegarsi come questo possa avvenire: ebbene utilizzando un flash stroboscopico potrete ottenere una fotografia in

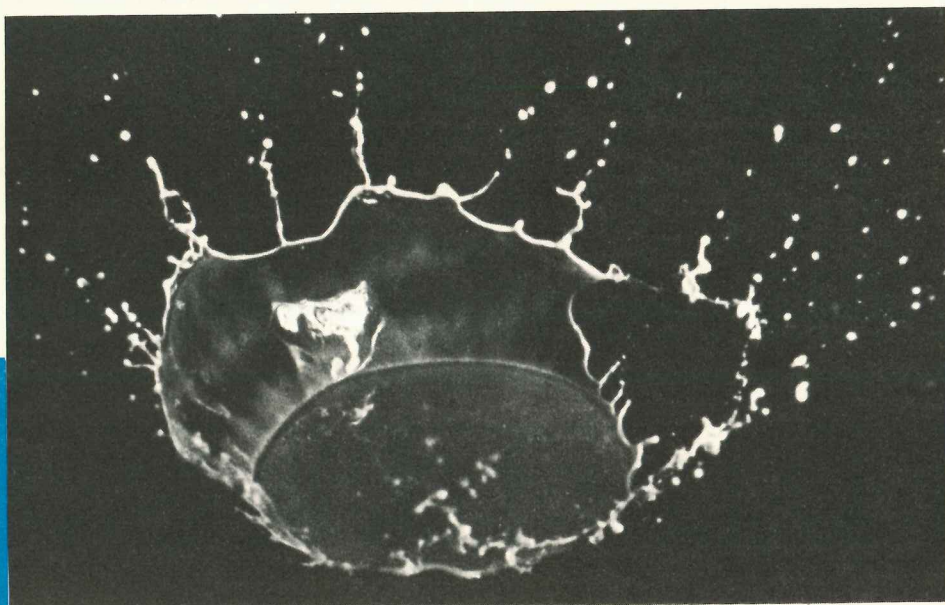
cui si vedono tutte le posizioni assunte dal felino durante la caduta e potrete così rendervi conto di come lo stesso riesca a cadere sempre « in piedi ».

Anche senza disporre di una macchina fotografica è tuttavia possibile ottenere lo stesso effetto illuminando per esempio una persona che cammina in una stanza buia: in tal caso noi avremo una visione a scatti del movimento, cioè una volta vedremo la persona immobile con un piede alzato, in un istante successivo la vedremo con entrambi i piedi a terra e il braccio destro in avanti, poi ancora con entrambe le braccia distese lungo il corpo e così di seguito.

In altre parole avremo ottenuto lo stesso effetto che avrete già visto sfruttato in numerosissime sale da ballo.

STROBOSCOPICO

Il problema più grosso che incontra chiunque decida di costruirsi un flash stroboscopico è quello di reperire la lampada e il relativo trasformatore d'innesco. Oggi però sia l'una che l'altro sono facilmente disponibili in questo nuovo kit da noi approntato per i nostri lettori.



CARATTERISTICHE

Potenza	4-5 watt
Tipo lampada	SU.401
Tensione alimentazione min.	400 volt
Tensione alimentazione max.	650 volt
Numero lampeggi 1ª portata	da 23 a 300 al secondo
Numero lampeggi 2ª portata	da 2 a 30 al secondo
Numero lampeggi 3ª portata	da 1 ogni 5 secondi a 2 al secondo
Sincronismo...	automatico oppure esterno

SCHEMA ELETTRICO

Per far funzionare una lampada flash è necessario alimentare i suoi elettrodi, rispettandone la polarità, con una tensione continua che nel nostro caso risulta compresa fra i 400 e i 650 volt ed ogni volta che si desidera ottenere un lampo occorre pilotare l'elettrodo d'innesco, costituito da un collare metallico avvolto intorno all'involucro di vetro, con un impulso di circa 12.000 volt.

Per ottenere i 400-600 volt continui necessari ad alimentare gli elettrodi noi preleviamo, come vedesi dallo schema elettrico di fig. 1, la tensione alternata di 350 volt presente su un secondario del trasformatore T1, la raddrizziamo con un ponte costituito da quattro diodi EM513 (vedi DS1-DS2-DS3-DS4), quindi la livelliamo con due condensatori elettrolitici da 32 mF 350 volt lavoro posti in serie fra di loro (vedi C1 e C2).

Il diodo al silicio DS6 e l'impedenza Z1 che troviamo applicati in serie al positivo di alimentazione, servono per impedire che si verifichi un «corto» sul secondario del trasformatore quando il diodo SCR si porta in conduzione e nello stesso tempo per consentire alla lampada flash di disinnescarsi dopo ogni lampo.

Infatti ogniqualvolta l'elettrodo d'innesco viene pilotato da un impulso, attraverso la lampada si ha un passaggio di corrente molto forte che scarica in breve tempo il condensatore C13 e che si interrompe solo ed esclusivamente quando la tensione ai capi di tale condensatore scende a 0 volt.

Quindi è ovvio che la durata utile di ogni lampo è direttamente proporzionale alla capacità del condensatore C13 (un condensatore a carta da 1 mF) che troviamo applicato fra l'anodo della lampada e la massa: per esempio con un solo

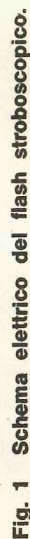
condensatore otterremo una durata di circa 1,2 millisecondi mentre applicandone un secondo in parallelo (vedi C14 tratteggiato) di identica capacità otterremo una durata doppia, pari cioè a circa 2,4 millisecondi, però in questo caso non potremo più raggiungere il limite superiore di 300 lampi al secondo, bensì ci fermeremo ad un massimo di 150.

Naturalmente è possibile anche ottenere l'effetto contrario, cioè diminuire la durata di ciascun lampo, e per far questo sarà sufficiente diminuire la capacità di C13, cioè utilizzare un condensatore di capacità inferiore a 1 mF.

La stessa tensione dei 500 volt che viene utilizzata per alimentare la lampada, viene pure sfruttata per generare l'impulso d'innesco, infatti quando il diodo SCR risulta interdetto, cioè nei tempi di pausa, il condensatore C12 (da 100.000 pF) posto in serie al primario del trasformatore d'innesco, si carica tramite la resistenza R15 e il diodo DS9.

Quando noi ecciteremo il gate dell'SCR per ottenere il lampo, il condensatore C12 si scaricherà rapidamente a massa tramite l'SCR stesso generando un impulso sul primario del trasformatore elevatore T2 e di conseguenza sul secondario di tale trasformatore otterremo per induzione il picco di tensione di 12.000 volt circa necessario a ionizzare il gas xeno contenuto all'interno della lampada e a provocare quindi l'innesco del lampo.

A questo punto è ovvio che se noi, anziché un unico lampo, vogliamo ottenere una serie di 50-100 lampi consecutivi o anche più, intervallati fra di loro di poche frazioni di secondo, dovremo eccitare il gate del diodo SCR con una serie di impulsi egualmente intervallati fra di loro e questo si ottiene nel nostro circuito tramite l'integrato IC1 di tipo NE.555.



R1	=	100.000 ohm	1 watt
R2	=	100.000 ohm	1 watt
R3	=	82 ohm	1 watt
R4	=	680 ohm	1/2 watt
R5	=	1 megaohm	potenz. lineare
R6	=	82.000 ohm	1/2 watt
R7	=	10.000 ohm	1/2 watt
R8	=	10.000 ohm	1/2 watt
R9	=	10.000 ohm	1/2 watt
R10	=	47.000 ohm	1/2 watt
R11	=	47.000 ohm	1/2 watt
R12	=	10.000 ohm	1/2 watt
R13	=	10.000 ohm	1/2 watt
R14	=	560 ohm	1/2 watt
R15	=	10.000 ohm	5-7 watt a filo

R16 = 1.000 ohm 7-10 watt a filo
C1 = 32 mF elettrol. 350 volt orizz.
C2 = 32 mF elettrol. 350 volt orizz.
C3 = 2.000 elettrol. 25 volt orizz.
C4 = 4,7 mF elettrolitico 25 volt
C5 = 470.000 pF poliestere
C6 = 100 mF elettrolitico 25 volt
C7 = 56.000 pF poliestere
C8 = 10.000 pF poliestere
C9 = 1.000 pF poliestere
C10 = 100.000 pF poliestere
C11 = 100.000 pF poliestere
C12 = 100.000 pF poliestere 1.000 volt
C13 = 1 mF antinduttivo 600 volt
C14 = 1 mF antinduttivo 600 volt
DS1-DS4 = diodi al silicio EM513
DS5 = diodo al silicio 1N4148-1N914
DS6 = diodo al silicio EM51

DS7-DS8 = diodi al silicio 1N4148
DS9 = diodo al silicio EM513
RS1 = ponte raddrizzatore 100 volt 1 ampère
DZ1 = diodo zener 12 volt 1 watt
DZ2 = diodo zener 4,7 volt 1 watt
IC1 = integrato tipo NE.555
TR1 = transistor PNP tipo BC.208
SCR1 = diodo SCR tipo BO246
T1 = trasformatore alimentazione
primario 220 volt; secondari:
T2 = trasformatore d'innescio per lampada
Z1 = impedenza 44 millihenry
Lampada stroboscopica SU.401 - 4 watt
S1 = deviatore a levetta
S2 = commutatore 1 via 3 posizioni
S3 = deviatore a levetta
S4 = deviatore a levetta

Tale integrato (vedi schema elettrico interno e articolo illustrativo sulla rivista 37) viene impiegato in due modi diversi a seconda del tipo di funzionamento che si vuole ottenere e precisamente viene impiegato come oscillatore astabile quando desideriamo ottenere una serie di lampi successivi indipendentemente da ciò che avviene all'esterno (sincronismo automatico), oppure come oscillatore monostabile controllato da un sincronismo esterno (per esempio, se volessimo controllare la messa in fase di un motore, dovremmo pilotare il circuito con gli impulsi di sincronismo prelevati dalle puntine dello spinterogeno ed in tal caso il numero di lampi al secondo verrebbe determinato dalla velocità del motore).

In particolare quando il deviatore S3 collega il piedino 2 dell'integrato al piedino 6, il circuito funziona da oscillatore astabile, pertanto possiamo generare degli impulsi di innesco alla frequenza da noi desiderata semplicemente agendo sul potenziometro R5 e sul commutatore S2 che serve per applicare diversi valori di capacità (vedi C4-C5-C7) fra il piedino 6 dell'integrato e la massa.

In altre parole, il commutatore S2 ci permetterà di fissare la «portata», cioè il campo di frequenze a cui vogliamo far lampeggiare il flash, mentre il potenziometro R5 servirà per variare da un minimo a un massimo la frequenza d'innesco.

Le frequenze di lampeggio più elevate si ottengono quando il commutatore S2 è ruotato sulla posizione 1; infatti in questo caso fra il piedino 6 e la massa si trova applicato il solo condensatore C7 da 56.000 pF, cioè il valore più basso possibile di capacità, quindi agendo sul poten-

ziometro R5 potremo ottenere da un minimo di 23 ad un massimo di 300 lampeggi al secondo.

La posizione 2 è quella che determina la portata intermedia, infatti risultando in questo caso applicati fra il piedino 6 e la massa il condensatore C7 da 56.000 pF e il condensatore C5 da 470.000 pF, otterremo una capacità totale di 526 mila pF che ci permetterà di variare il numero degli impulsi al secondo da un minimo di 2 ad un massimo di 30.

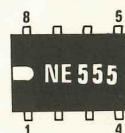
La posizione 3 infine determina la portata più bassa, infatti risultando in questo caso applicati fra il piedino 6 e la massa il condensatore C4 da 4,7 mF e il solito condensatore C7, otterremo una capacità totale di 4,75 mF, quindi potremo ricavare dal circuito da un minimo di 1 lampo ogni 5 secondi a un massimo di 2 lampi al secondo (quando R5 è completamente cortocircuitato).

È ovvio che modificando la capacità dei condensatori C4 e C5, nonché di C7, potremo ottenere campi di frequenza diversi da quelli indicati, tuttavia in nessun caso si potranno **superare i 300 lampi** al secondo in quanto questo è il tetto massimo raggiungibile. Precisiamo anzi che se invece di utilizzare il solo condensatore C13 da 1 mF, ne applicherete un secondo in parallelo sempre da 1 mF, non riuscirete neppure ad ottenere 300 lampi al secondo in quanto utilizzando due condensatori di scarica si prolunga la durata del lampo e tra un lampo ed il successivo bisogna pur permettere alla lampada di spegnersi, altrimenti si ottiene una luminosità continua.

Quando invece il deviatore S3 collega il terminale 2 dell'integrato al collettore del transistor



Il flash stroboscopico viene spesso usato nelle sale da ballo per ottenere effetti speciali.



TR1, l'oscillatore da astabile (cioè libero) diventa un monostabile, cioè genera in uscita un impulso solo ed esclusivamente quando sull'ingresso SINCRONISMO ESTERNO è presente a sua volta un impulso.

Il secondo deviatore S4 preleva gli impulsi di sincronismo dalla boccola «sincronismo esterno» e, a seconda della posizione su cui è ruotato, li applica direttamente tramite il condensatore C10 al piedino 2 di IC1, oppure alla base del transistor TR1 (tramite C11, R13, R12).

Nel primo caso l'integrato si eccita, se si tratta di un'onda quadra, quando la tensione dal livello positivo scende a zero, cioè sul fronte di discesa del segnale, mentre nel secondo caso, sempre riferendoci ad un'onda quadra, quando la tensione da 0 volt sale verso il positivo, cioè sul fronte di salita.

Gli impulsi generati dall'integrato IC1, disponibili in uscita sul piedino 3, andranno infine ad eccitare il gate del diodo SCR passando attraverso la rete costituita da R11 e C9. Tutto questo stadio funziona con una tensione stabilizzata di 12 volt che noi otteniamo raddrizzando i 12 volt alternati presenti sull'altro secondario del trasformatore T1 tramite il ponte RS1, filtrandoli con il condensatore C3 ed abbassando quindi la tensione di 17 volt così ottenuta con la rete stabilizzatrice costituita da R3 e DZ1.

REALIZZAZIONE PRATICA

Sul circuito stampato LX298, monteremo tutti i componenti richiesti escluso il solo trasformatore di alimentazione che andrà sistemato a parte entro il mobile che sceglieremo per il nostro flash.

Nel disegno del circuito, come potrete notare, è stato previsto lo spazio per applicare un secondo condensatore da 1 mF in parallelo a C13 nel caso in cui si desideri aumentare la durata del lampo tuttavia noi consigliamo di montare inizialmente uno solo di questi condensatori (cioè il C13 o il C14 indifferentemente) poi in seguito, in fase di collaudo del progetto, stabilire se per le vostre esigenze è conveniente applicare anche il secondo in parallelo oppure no.

Per il montaggio sarà utile fornirvi qualche consiglio, specialmente per quanto riguarda il diodo SCR, il trasformatore d'innescò e la lampada flash.

Per poter applicare sullo stampato il diodo SCR (un BS10246 della Siemens) è necessario ripiegare a L l'aletta metallica che funge da anodo

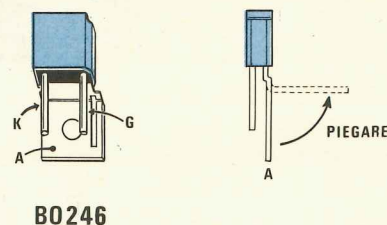


Fig. 3 Per fissare sul circuito stampato l'SCR richiesto per questo montaggio occorre piegare a L con una pinza l'aletta che funge da anodo come vedesi in figura.

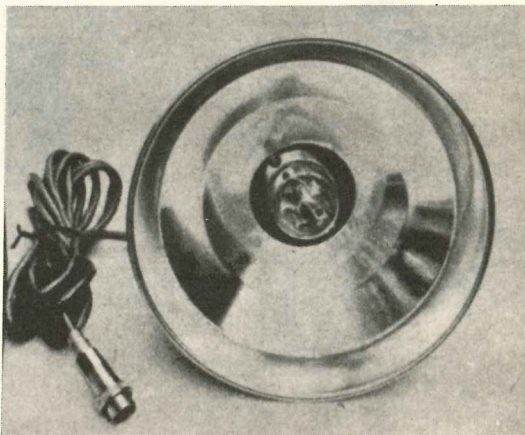
con un paio di pinze a becco, non troppo vicino all'involucro plastico, in modo che il foro di fissaggio presente su di essa vada a combaciare perfettamente con il relativo foro presente sullo stampato (vedi fig. 3).

A questo punto infileremo gli altri due terminali negli appositi fori e dopo aver fissato l'anodo con una vite, provvederemo a stagnarli alle relative piste.

Il trasformatore d'innescò, come vedesi anche nello schema pratico, dispone di tre fili: due posti su un lato e colorati in rosso e in blu ed un terzo uscente sul lato opposto di color marrone.

Il filo rosso è quello che dovremo collegare alla massa;

il filo bleu è quello che va collegato al condensatore C12;



Per migliorare il rendimento luminoso della lampada applicatela all'interno di un riflettore parabolico: a tale scopo può servire anche lo specchio parabolico di un fanale da auto che potremo reperire presso un qualsiasi demolitore.

il filo marrone è quello d'uscita dei **12.000 volt per l'innesco**.

Tali fili in genere risultano molto più lunghi del necessario per cui noi consigliamo senz'altro di accorciarli tagliandoli con una forbice e dopo averli spellati, stagnarli alle piste dello stampato.

Il corpo del trasformatore potremo incollarlo alla vetronite con del cementatutto in modo che non abbia a muoversi nel caso in cui i fili siano ancora troppo lunghi. Per quanto riguarda la lampada flash vi abbiamo già accennato che i suoi due terminali hanno una polarità che dovremo assolutamente rispettare se desideriamo che il tutto funzioni come richiesto.

Ricordiamo pertanto che il terminale su cui è presente il collare metallico che serve per l'innesco è il catodo e come tale va collegato alla massa del circuito stampato. L'estremo opposto invece è l'anodo e dovremo collegarlo sulla pista a cui fa capo un estremo del condensatore C13, cioè sulla pista dei 400-500 volt.

Per ottenere il massimo rendimento luminoso dalla lampada sarebbe consigliabile applicare dietro ad essa una lamiera riflettente che potremo ottenere con un pezzo di alluminio lucidato o di ottone cromato.

È ovvio che se questa superficie riflettente fosse parabolica come la si vede nei flash normali, il rendimento luminoso sarebbe ancora più elevato, tuttavia riteniamo che per i normali usi (an-

che in campo fotografico), una superficie riflettente piatta sia più che sufficiente.

Un'ottima soluzione sarebbe anche quella di alloggiare la lampada all'interno di un faro per auto ripescato ancora in buono stato da qualche demolitore.

Montato tutto il circuito potremo racchiuderlo all'interno di un mobile metallico lasciando però la lampada all'esterno.

Ricordiamo che per collegare la lampada allo stampato, soprattutto per il collegamento centrale relativo all'elettrodo d'innesco, è necessario utilizzare un filo ad alto isolamento; infatti non dobbiamo dimenticare che su questo filo abbiamo degli impulsi a 12.000 volt quindi se l'isolamento risultasse scarso potremmo avere delle scariche indesiderate tra filo e filo.

Terminato il montaggio potrete subito collaudare il vostro flash ponendo il deviatore S3 sulla posizione «sincronismo automatico» e ruotando il commutatore S2 per esempio sulla posizione centrale.

Così facendo il vostro flash inizierà subito ad emettere lampi (naturalmente se non avete commesso errori di montaggio oppure nei collegamenti con i commutatori) e potrete constatare come ruotando il potenziometro R5 da un estremo all'altro, la frequenza con cui questi lampi vengono emessi aumenti oppure diminuisca.

Logicamente se la frequenza risulterà superiore ai 30-40 Hz non potrete distinguere visiva-

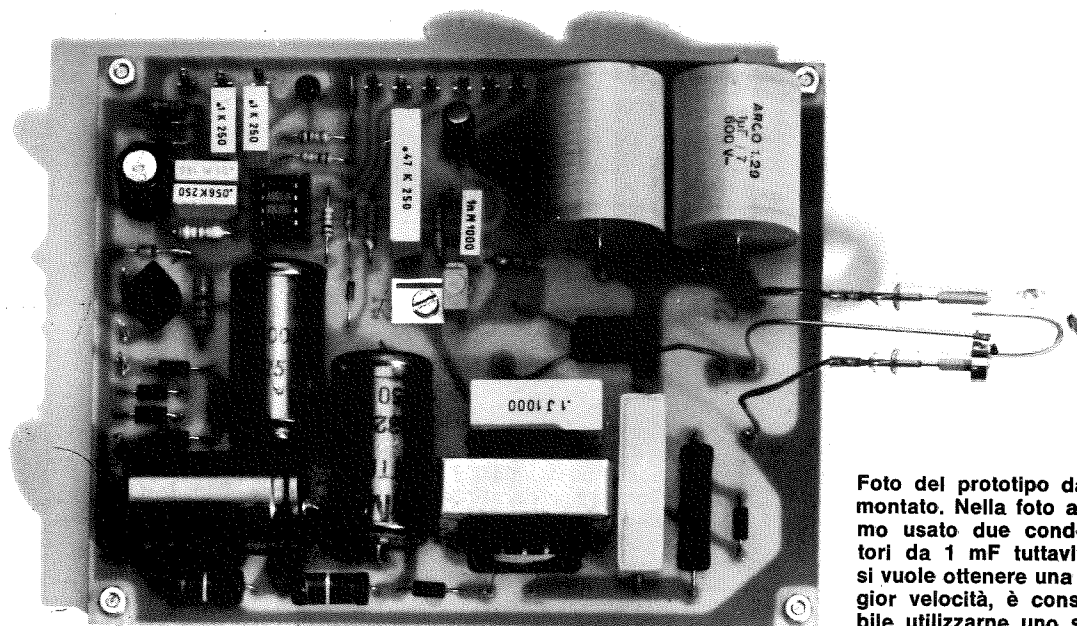


Foto del prototipo da noi montato. Nella foto abbiamo usato due condensatori da 1 mF tuttavia, se si vuole ottenere una maggior velocità, è consigliabile utilizzarne uno solo.

mente i vari lampi, poiché sappiamo tutti che il nostro occhio è molto lento a percepire le variazioni che avvengono di fronte ad esso, cioè vedrete in pratica la lampada sempre accesa, tuttavia il classico ticchettio di accompagnamento (sempre presente in questo circuito) vi confermerà che in effetti il flash svolge perfettamente le sue funzioni.

Potrete infine controllare il circuito di sincronismo esterno e per far questo dovrete spostare la levetta del deviatore S3 da « automatico » su « esterno » ed applicare sull'apposita presa un segnale ad onda quadra di frequenza inferiore ai 200 Hz e con un'ampiezza di circa 10-12 volt.

In tal modo constaterete che il flash emette un lampo in corrispondenza ad ogni impulso che arriva al suo ingresso.

Per esempio potrete collegare l'entrata sincronismo esterno ai morsetti dello spinterogeno della vostra vettura in modo da avere un lampo in corrispondenza ad ogni apertura delle puntine e questo vi permetterà di controllare, come spiegato all'inizio dell'articolo, la messa in fase del vostro motore.

NOTA IMPORTANTE: nell'eseguire i collaudi e la messa a punto di questo circuito, ricordatevi che diverse piste dello stampato (e precisamente l'anodo dell'SCR e della lampada flash) sono interessate da ALTA TENSIONE (oltre 500 volt continui), perciò quando vi avvicinerete al montaggio ricordatevi sempre di staccare la spina dalla rete luce e di cortocircuitare con un filo il condensatore C13 in modo da scaricarlo.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX298 . . . L. 4.000

Tutto il materiale occorrente cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, diodi, integrato e relativo zoccolo, transistor, SCR, impedenza, trasformatore d'ingresso, trasformatore di alimentazione, ponte raddrizzatore e lampada stroboscopica (con un solo condensatore antinduttivo da 1 mF) . . . L. 47.000

I prezzi sopra riportati non includono le spese postali



ITALSTRUMENTI

Via Accademia degli Agiati, 53 - ROMA - Tel. 54 06 222 - 54 20 045

divisione antifurto componenti

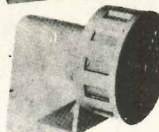
INFRAROSSI L. 120.000
0-10 mt. Raggio di protezione 90°



BATTERIE RICARICABILI A SECCO POWER SONIC
12 V da 1 Ah a 20 Ah
12 V da 4,5 Ah L. 19.000
12 V da 20 Ah L. 52.000
Garanzia 24 mesi



SIRENE ELETTROMECCANICHE
120 dB
12 V o 220 V L. 12.000



CONTATTI REED DA INCASSO L. 1350
Lunghezza: 38 mm
Diametro: 7 mm
Portata max: 500 mA
Durata: 108 operazioni
Tolleranza: 2 cm



TELEALLARME - TDL - 8 messaggi. Doppia pista - Visualizzatore elettronico numerico L. 105.000



MICROONDE SSM L. 78.000
Freq. lavoro 10,5 GHz
Protezione vertic. 90°
Protezione orizz. 120°
Prof. orizz. 120°
Garanzia 24 mesi



SIRENE ELETTRONICHE 12 V 20 W
118 dB L. 13.500



CONTATTI CORAZZATI L. 1350
Particolarmente indicato per la sua robustezza per portoni ferro e cancellate.
Dimensioni: 80 x 20 x 10 mm
Portata max: 500 mA
Durata: 108 operazioni
Tolleranza: 2 cm

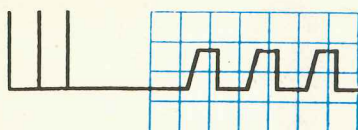


GIRANTI LUMINOSE INTERMITTENZA L. 30.000
12-220 V

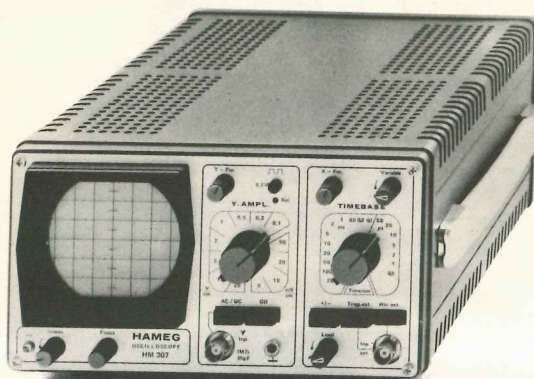


TELEALLARME TDL-8 messaggi. Doppia pista - Visualizzatore elettronico numerico L. 105.000
Contatto a vibrazione L. 1.800
Rivelatore incendio 70 mq L. 48.000
Vibrosensori inerziali L. 7.000
Contatti per porte basculanti L. 7.000

RICHIEDETE CATALOGO - ordine minimo L. 50.000 spese a carico acquirente



HAMEG



OSCILLOSCOPIO
PORTATILE
TRIGGERATO DA 3"

modello HM 307

Schermo da 3" (7 cm)
Banda passante: 10 MHz
Sensibilità verticale: 5mV-20V/cm in 12 passi
Base tempi: 0,2 sec.-0,5 S/cm in 18 passi
Trigger: Interno, Esterno, Positivo, Negativo,
Automatico o Manuale
Calibratore: 1 KHz onda quadra 0,2 Vpp.



TECNICHE ELETTRONICHE AVANZATE S.p.A.

20141 Milano - via S. Anatolone, 15
00187 Roma - via di Porta
Pinciana, 4 - tel. 4757171-4756631

CEA elettronica

C.E.A. - Largo Scalabrini, 6 - tel. 4227814 - MILANO

C.E.A. - Via Maiocchi, 8 - tel. 2715767 - MILANO

La ELETTRONICA « CEA » concessionaria di Nuova Elettronica per Milano Est-Ovest-Sud e Distributrice Autorizzata delle ditte FEME e CLAITRON (prodotti FAIRCHILD) comunica a tutti i lettori che, nella nuova Sede in Largo Scalabrini 6 tra le vie Lorenteggio, Giambellino e p.za Frattini). Troverete un LABORATORIO particolarmente attrezzato per i progetti di Nuova Elettronica. In questo nuovo e più grande negozio due tecnici altamente qualificati saranno a vostra disposizione per darVi la massima consulenza **GRATUITA** nei giorni di LUNEDÌ e VENERDÌ dalle ore 15 alle 19, per consigliarVi nel migliore dei modi sulla realizzazione di qualsiasi Vostro montaggio. Potrete inoltre prendere visione di diversi progetti di Nuova Elettronica montati e funzionanti.

Vi attendiamo quindi, certi di poterVi offrire sempre le ultime novità del mercato e prezzi di assoluta concorrenza.



COSTRUITEVI il vostro

Lo schema di organo elettronico che abbiamo studiato e realizzato per i nostri lettori rientra nella categoria dei « professionals », cioè di quegli strumenti in grado di soddisfare le esigenze anche dei più raffinati musicisti, infatti esso risulta egualmente valido per suonare musiche beat oppure sinfonie di Beethoven o Chopin e può essere portato tranquillamente sul palco di un'orchestra senza paura di sfigurare.

Per essere certi che quanto affermiamo corrisponde a realtà abbiamo voluto che il « collaudatore » di questo nostro progetto non fosse un dilettante qualsiasi, bensì un musicista affermato perché solo chi vive nella musica poteva essere in grado di rilevarne le deficienze sonore e portarci nelle condizioni di correggerle per ottenere alla fine il non-plus-ultra delle prestazioni.

In altre parole il ritardo con cui questo pro-



getto appare sulla rivista è dovuto a quei piccoli perfezionamenti tecnici che di volta in volta ci venivano suggeriti per aggiungere particolari effetti sonori che in genere mancano nei normali organi elettronici e che solo una collaborazione diretta fra i nostri tecnici e i maestri della musica poteva consentire di ottenere.

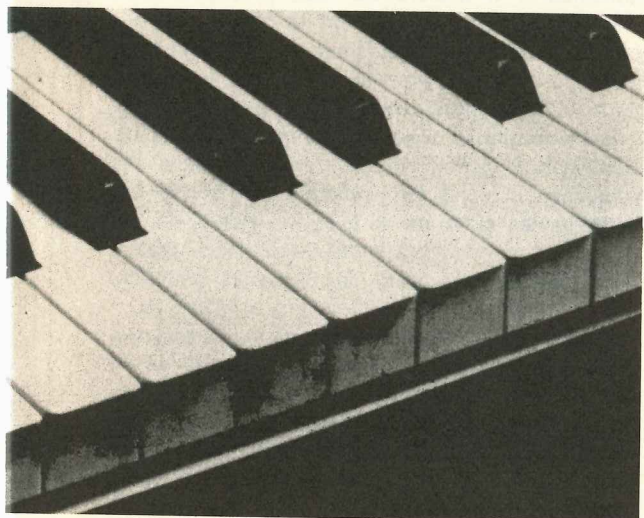
Non vogliamo qui riportare le critiche favorevoli di cui questo organo è stato oggetto da parte di chi ha potuto provarlo né precisare a quali organi professionali è stato paragonato perché sappiamo già che non ci credereste e ci accusereste di immodestia, tuttavia siamo sicuri che dopo

averlo costruito converrete con noi che ne valeva veramente la pena e se avete qualche dubbio in proposito, passate dalla nostra redazione dove non solo avrete modo di ammirarlo, ma potrete anche suonarlo ed ascoltarlo.

A questo punto, se qualcuno sentenzia che più di così una rivista non può fare per i suoi lettori, si sbaglia di grosso perché noi abbiamo fatto ancora qualcosa di più, cioè abbiamo cercato di semplificare al massimo la realizzazione pratica in modo che chiunque abbia la certezza, a meno di imprevedibili errori durante il montaggio o nella scelta dei componenti, che il suo organo gli fun-

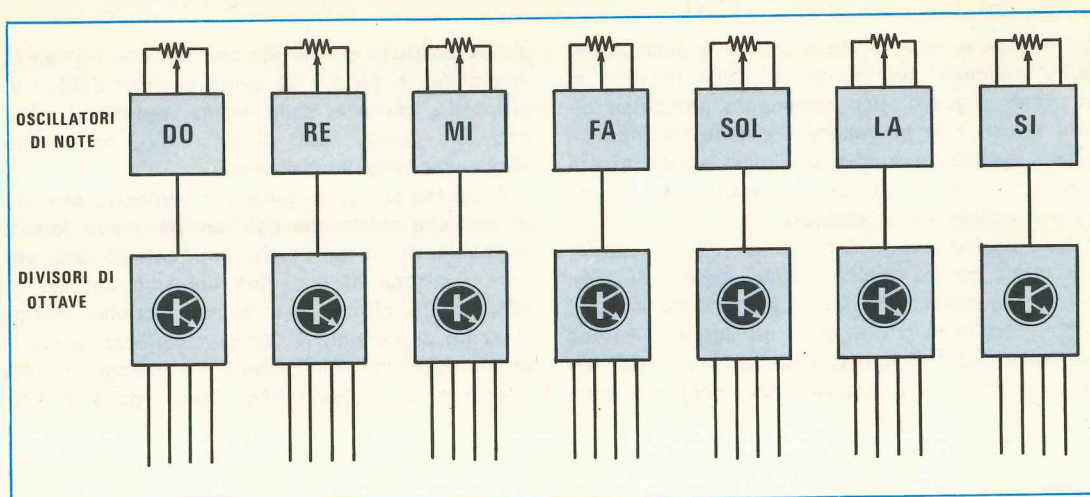
Per acquistare un organo elettronico professionale potete rivolgervi ad un negozio specializzato ed in tal caso dovreste sborsare una cifra sicuramente superiore al mezzo milione oppure, se volete spendere un po' meno, rivolgervi ad un negozio di giocattoli, ma questo strumento potrà risultare valido al massimo per vostro figlio. Oggi però, voi che desiderate sempre il meglio del meglio, avete disponibile anche una terza soluzione, cioè autocostruirvelo con lo schema che vi proponiamo.

ORGANO elettronico



zionerà esattamente come i nostri prototipi. Non solo, ma a differenza di altri che non si prendono la responsabilità degli schemi che pubblicano proprio perché sono schemi teorici mai provati in pratica, noi siamo in grado di assicurarvi come al solito una valida assistenza tecnica sia telefonica (il n. 051-461109 è sempre a vostra disposizione nelle giornate di lunedì e di sabato mattina), sia dal punto di vista delle riparazioni che, ricordiamo, vengono effettuate anche presso i nostri concessionari dislocati nelle varie città.

Proprio per questo possiamo senz'altro garantirvi che chiunque si accinga alla realizzazione di questo come di tutti gli altri progetti da noi pubblicati, otterrà alla fine dell'opera un successo certamente superiore ad ogni sua più rosea aspettativa.



SCHEMA ELETTRICO

Poiché è nostro intendimento che il lettore, prima di costruirselo, comprenda chiaramente le funzioni dei vari stadi che compongono un organo elettronico, cercheremo in questa parte dell'articolo di descrivervi tali funzioni con un linguaggio che sia facilmente assimilabile anche da chi fino ad oggi non ha mai avuto nulla a che vedere con la musica.

Inizieremo pertanto ricordandovi che ogni nota musicale (do-re-mi-fa-sol ecc.) si può ottenere elettronicamente generando un segnale sinusoidale ad una ben determinata frequenza. Per esempio, nel nostro organo, le frequenze corrispondenti alle note musicali dell'ottava più « alta » (note degli acuti) sono le seguenti:

DO.4 = 523,19 Hz
DO diesis 4 = 554,05 Hz
RE.4 = 587,01 Hz
RE diesis 4 = 621,66 Hz
MI.4 = 659,21 Hz
FA.4 = 698,44 Hz
FA diesis 4 = 739,64 Hz
SOL.4 = 783,73 Hz
SOL diesis 4 = 829,97 Hz
LA.4 = 880 Hz
LA diesis 4 = 931,92 Hz
SI.4 = 987,57 Hz
DO.5 = 1.046,37 Hz

In altre parole abbiamo sette note fondamentali (tasti bianchi) e cinque **alterazioni** chiamate **diesis** o **bemolle** (tasti neri), cioè in totale 12 note (infatti il DO.5 presente in uscita dall'inte-

Fig. 1 Un comune organo per generare le frequenze delle 12 note base (7 note fondamentali più 5 diesis) utilizza dodici oscillatori distinti, ognuno dei quali andrà poi tarato sulla relativa frequenza di accordo, perciò già su tale stadio si presenterebbe per il lettore un problema insormontabile. Seguono poi tanti stadi divisori X2 per ottenere le frequenze delle quattro ottave richieste dalla tastiera.

grato MK.50240, serve esclusivamente per « chiudere » la tastiera in DO e viene chiamato « risoluzione » della tastiera), però se guardiamo la tastiera di un pianoforte qualsiasi o del nostro organo, noteremo che i tasti non sono solo 12+1, bensì molti di più.

Perché allora questa differenza fra le note fondamentali e il numero dei tasti presenti? Semplicemente per poter ottenere le stesse note ad una frequenza diversa, cioè ognuna di queste sette note più cinque alterazioni noi la possiamo ottenere sul nostro organo con quattro tonalità diverse.

Per esempio se pigiamo il primo DO a sinistra (toni bassi), generiamo una nota musicale alla frequenza di 65,39 Hz; pigiando il secondo DO la frequenza generata sarà pari a 130,79 Hz; pigiando il terzo risulterà di 261,59 Hz; infine pigiando il quarto (toni acuti), la frequenza generata, come abbiamo visto, risulterà pari a 523,19 Hz.

Ebbene se confrontate attentamente queste frequenze fra di loro, noterete che passando da un DO a quello immediatamente successivo la frequenza automaticamente si raddoppia e così avviene anche per tutte le altre note, come è possibile vedere dalla seguente tabella in cui i valori sono approssimati sugli ultimi due decimali.

	I ottava	II ottava	III ottava	IV ottava	V ottava
DO	65,39	130,79	261,59	523,19	1.046,37
DO diesis	69,25	138,50	277,02	554,05	
RE	73,37	146,78	293,56	587,01	
RE diesis	77,70	155,44	310,88	621,66	
MI	82,39	164,80	329,60	659,21	
FA	87,30	174,61	349,22	698,44	
FA diesis	92,45	184,91	369,82	739,64	
SOL	97,96	195,93	391,86	783,73	
SOL diesis	103,74	207,48	414,97	829,97	
LA	110,00	220,00	440,00	880,00	
LA diesis	116,49	232,98	465,96	931,92	
SI	123,46	246,94	493,88	987,57	

Quindi per ottenere un organo elettronico, occorre un circuito in grado di generare tutte queste frequenze, cioè se si dispone di una tastiera a 4 **ottave** come nel nostro caso, si avrà bisogno di un oscillatore di BF in grado di generare

$$12 \times 4 + 1 = 49 \text{ frequenze}$$

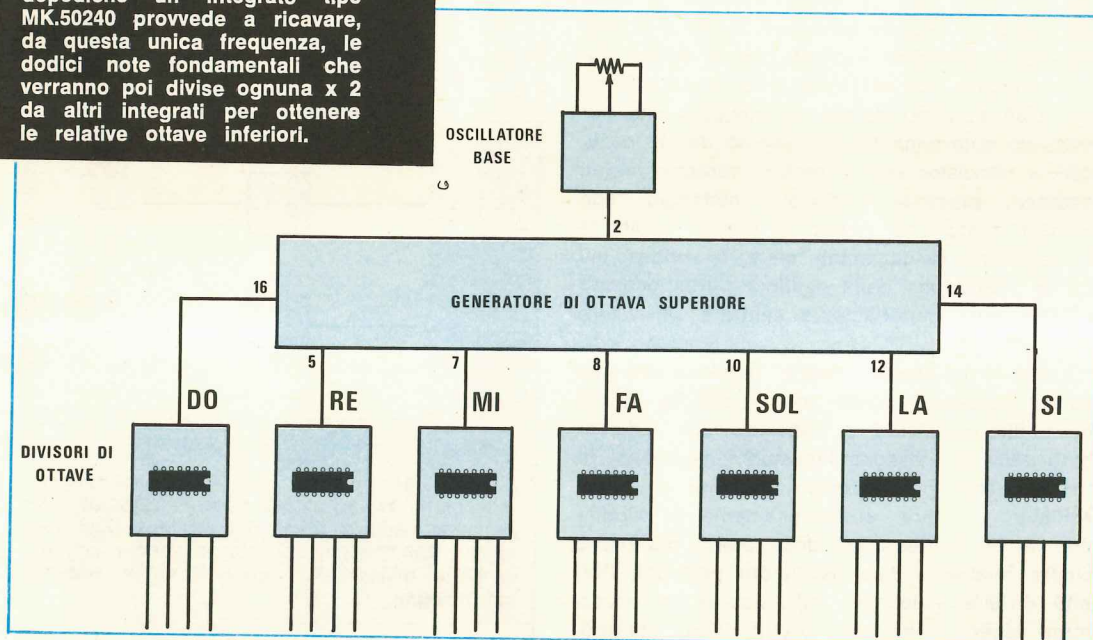
dove il + 1 si riferisce appunto al DO finale

di risoluzione, mentre se disponessimo di una tastiera a 5 **ottave** avremmo bisogno di

$$12 \times 5 + 1 = 61 \text{ frequenze}$$

In pratica fino ad oggi si è adottata la soluzione di realizzare 12 **oscillatori base** tarati ciascuno esattamente sulle frequenze corrispondenti all'ottava più alta (per esempio la quarta) e di

Fig. 2 Nel nostro organo si utilizza un solo oscillatore base, dopodiché un integrato tipo MK.50240 provvede a ricavare, da questa unica frequenza, le dodici note fondamentali che verranno poi divise ognuna x 2 da altri integrati per ottenere le relative ottave inferiori.



MASSA	□ 1	16	□ DO	(÷ 478)
ENTRATA	□ 2	15	□ DO	(÷ 239)
+ V.	□ 3	14	□ SI	(÷ 253)
DO # (÷ 451)	□ 4	13	□ LA #	(÷ 268)
RE (÷ 426)	□ 5	12	□ LA	(÷ 284)
RE # (÷ 402)	□ 6	11	□ SOL #	(÷ 301)
MI (÷ 379)	□ 7	10	□ SOL	(÷ 319)
FA (÷ 358)	□ 8	9	□ FA #	(÷ 338)

Fig. 3 Applicando sul piedino 2 dell'integrato MK.50240 la frequenza dell'oscillatore base, questo integrato provvede a dividere la frequenza applicata nelle esatte proporzioni per ricavare dalle uscite indicate tutte le note dell'ottava superiore, compreso il DO di chiusura (piedino 15) e i diesis. Pertanto, anche senza tarare l'oscillatore base, l'organo risulta sempre accordato.

dividere quindi tali frequenze X2 in modo da ottenere le note corrispondenti alla 3ª ottava, poi ancora X2 per ottenere le note della 2ª ottava, infine un'ultima divisione X2 permette di ottenere le note incluse nella 1ª ottava (vedi fig. 1).

Questa è la tecnica che quasi tutti i costruttori utilizzano anche ai nostri giorni, tuttavia il lettore giustamente si chiederà: «una volta realizzati tutti questi oscillatori, come faccio a tararli esattamente sulla frequenza richiesta per la 4ª ottava, cioè a 523,19 Hz oppure a 698,44 Hz?»

Niente paura, infatti anche noi ci siamo posti questo problema e poiché sapevamo benissimo che il lettore non avrebbe potuto disporre di tutta la strumentazione necessaria per la taratura, quindi si sarebbe trovato di fronte a grosse difficoltà se avessimo adottato questa strada, abbiamo cercato una soluzione diversa dalle industrie, cioè abbiamo trovato un integrato che pur risultando notevolmente più costoso dei 12 oscillatori a transistor che altrimenti sarebbero stati necessari, presenta l'indubbio vantaggio, con un'unica taratura, di poterci fornire in uscita le 12 frequenze fondamentali della 4ª ottava più una di risoluzione della tastiera corrispondente al DO.5, tutte perfettamente centrate sul valore voluto (fig. 2).

Questo rappresenta anche tecnicamente un enorme vantaggio infatti non è difficile intuire che dodici oscillatori a transistor uno indipendente dall'altro possono facilmente modificare la loro frequenza e se accade che uno di questi oscillatori si stori, automaticamente si modificano anche le frequenze delle ottave più basse sempre relative a tale oscillatore cosicché l'organo diviene «stonato» ed occorre un accordatore esperto come per i pianoforti per ritarlo.

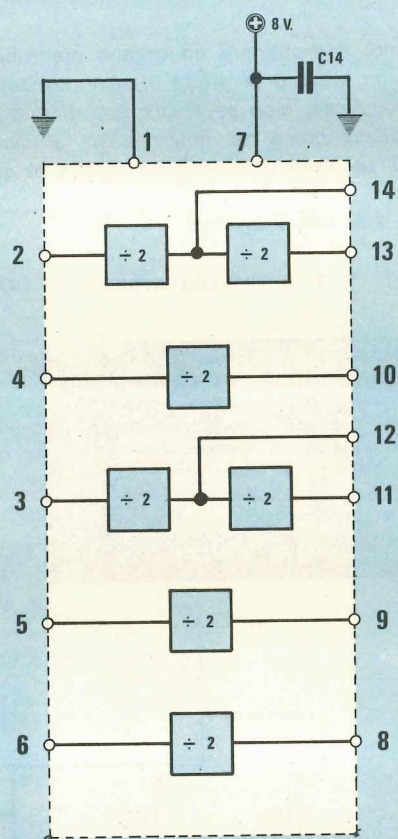


Fig. 4 Per ricavare dall'ottava disponibile sull'uscita del MK.50240 tutte le altre ottave richieste dalla tastiera, si utilizzano degli integrati SAJ.110 nel cui interno sono racchiusi sette divisori X2 collegati come vedesi nel disegno.

Nel nostro progetto invece questo non avviene poiché abbiamo un solo «oscillatore base» e la frequenza da esso generata, applicata sul piedino d'ingresso (piedino 2) dell'integrato MK.50240, viene da questo divisa nelle esatte proporzioni (vedi fig. 3), dimodoché sui 13 terminali d'uscita potremo prelevare direttamente le 12 frequenze relative alla 4ª ottava, già tarate nel giusto rapporto, più la frequenza di risoluzione relativa all'ottava superiore.

Più precisamente la frequenza originaria di circa 250.000 Hz uscirà sempre da questi piedini divisa come indicato nella seguente tabella:

Piedino d'uscita	frequenza divisa x	Nota corrispondente
16	478	DO
4	451	DO diesis
5	426	RE
6	402	RE diesis
7	379	MI
8	358	FA
9	338	FA diesis
10	319	SOL
11	301	SOL diesis
12	284	LA
13	268	LA diesis
14	253	SI
15	239	DO ottava superiore

Pertanto anche se l'oscillatore base dovesse per un qualsiasi motivo variare la propria frequenza, non si verificherebbe alcun inconveniente, cioè tutte le **49 frequenze** relative alle **49 note** dell'organo rimarrebbero in passo fra di loro e l'or-

gano sarebbe sempre accordato senza nessuna nota che stona.

L'unico problema in questo caso può essere rappresentato dal fatto che se si utilizza l'organo in un'orchestra in cui sono presenti altri strumenti musicali, il LA da esso generato potrebbe non avere la stessa identica frequenza del LA generato dal pianoforte o dalla tromba, ma anche ammesso che questo si verifici (in pratica è un'eventualità molto remota in quanto il nostro oscillatore, una volta tarato, risulta stabilissimo), per portare il vostro LA all'unisono con il LA del pianoforte o della tromba non dovrete fare altro che dare una piccola ritoccatura ad un solo trimmer, non a 12 trimmer come è necessario negli organi tradizionali.

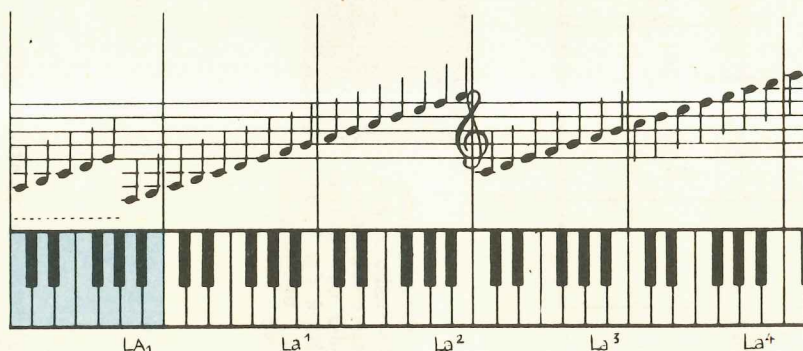
Risolto questo primo problema, cioè quello di generare, partendo da una frequenza base, tutte le frequenze relative all'ottava superiore, resta da risolverne un secondo, vale a dire quello di generare, partendo da queste 12 frequenze, le frequenze relative alle ottave più basse, ma a questo pensa l'integrato SAJ.110 nel cui interno sono contenuti 7 divisori X2 (vedi fig. 4).

Quindi applicando in ingresso a tale integrato per esempio la frequenza del DO relativa alla 4ª ottava sulle sue uscite avremo disponibile rispettivamente la frequenza del DO relativa alla 3ª ottava, alla 2ª ottava e alla 1ª ottava, senza problemi di sorta.

Di questi integrati nel nostro circuito ne vengono utilizzati 6 in quanto, come vedremo più avanti, ognuno di essi è in grado di servire due note.

Giunti a questo punto crediamo di poter iniziare a descrivere particolareggiatamente quella che è senza dubbio la parte più delicata di un organo elettronico, vale a dire l'**oscillatore** e il relativo **stadio generatore di ottava superiore**.

Fig. 5 Nel disegno le note della scala musicale corrispondenti ai tasti del nostro organo. La prima ottava a sinistra si raggiunge chiudendo l'interruttore di trasposizione.



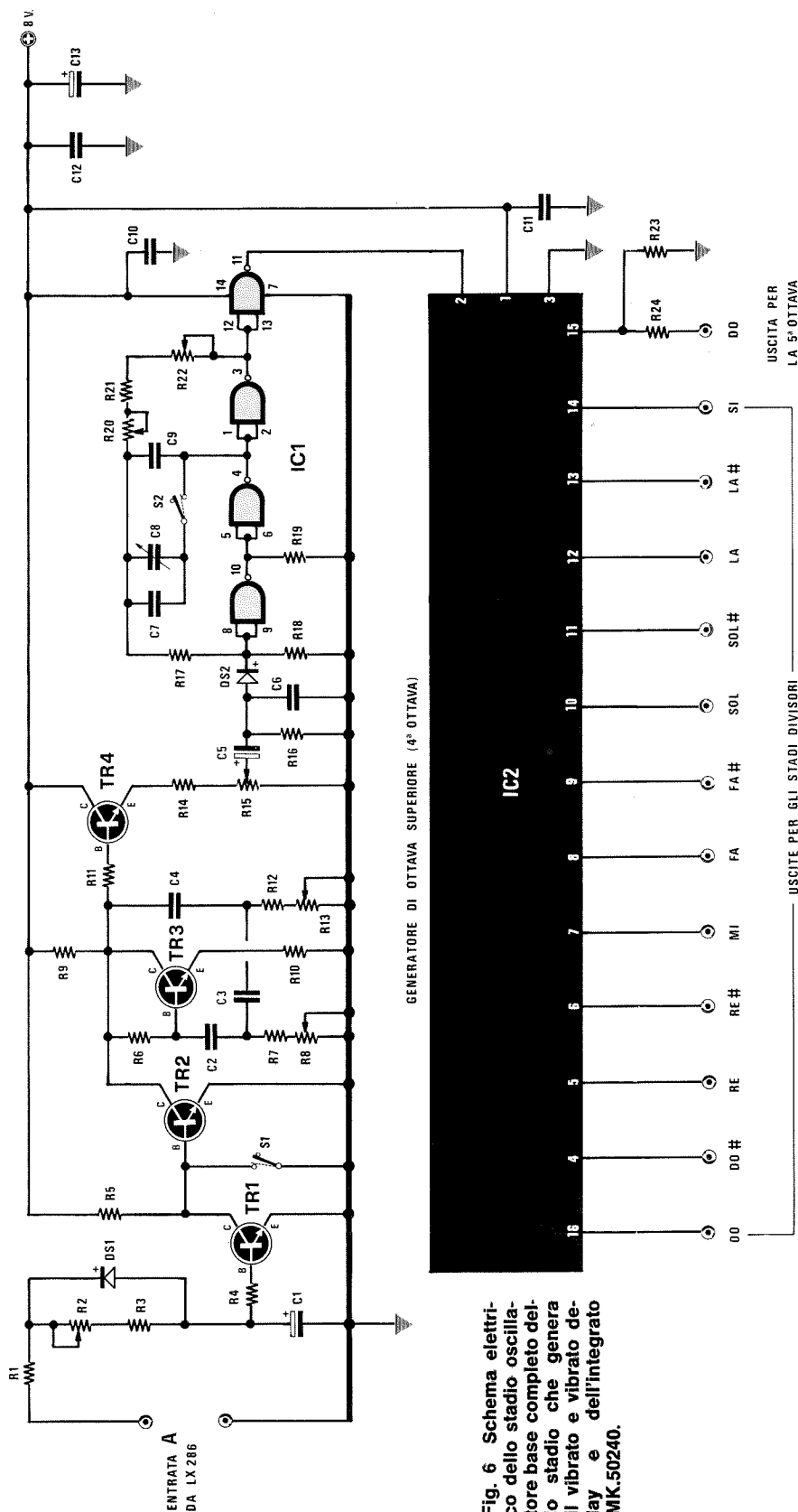


Fig. 6 Schema elettrico dello stadio oscillatore base completo dello stadio che genera il vibrato e vibrato delay e dell'integrato MK.50240.

STADIO LX285 - OSCILLATORE BASE

R1 = 120 ohm 1/4 watt
R2 = 100.000 ohm potenz. lin.
R3 = 10.000 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
R6 = 2,2 megaohm 1/2 watt
R7 = 6.800 ohm 1/4 watt
R8-R13 = 47.000 + 47.000 ohm pot. lin.
R9 = 8.200 ohm 1/4 watt
R10 = 56 ohm 1/4 watt
R11 = 330.000 ohm 1/4 watt
R12 = 6.800 ohm 1/4 watt
R13 = vedi R8
R14 = 18.000 ohm 1/4 watt
R15 = 47.000 ohm potenz. lin.
R16 = 47.000 ohm 1/4 watt

R17 = 10.000 ohm 1/4 watt
R18 = 220.000 ohm 1/4 watt
R19 = 1.000 ohm 1/4 watt
R20 = 5.000 ohm trimmer multigiri
R21 = 680 ohm 1/4 watt
R22 = 50.000 ohm trimmer multigiri
R23 = 49 resist. da 2.700 ohm 1/4 watt
R24 = 49 resist. da 47.000 ohm 1/4 watt
R25 = 36 resist. da 82.000 ohm 1/4 watt
R26 = 24 res. da 180.000 ohm 1/4 watt
C1 = 47 mF elettrolitico 25 volt
C2 = 390.000 pF poliestere
C3 = 390.000 pF poliestere
C4 = 390.000 pF poliestere
C5 = 47 mF elettrolitico 25 volt
C6 = 220 pF a disco
C7 = 180 pF a disco

Vedi Fig. 7

C8 = 10-60 pF compensatore ceramico
C9 = 220 pF a disco
C10 = 47.000 pF a disco
C11 = 47.000 pF a disco
C12 = 100.000 pF poliestere
C13 = 22 mF elettrolitico 25 volt
C14 = 6 condens. da 47.000 pF a disco
DS1 = diodo al silicio 1N4148-1N914
DS2 = diodo al silicio 1N4148-1N914
TR1-TR4 = transistor NPN tipo BC209
IC1 = integrato tipo CD.4011
IC2 = integrati tipo MK.50240
= 6 integrati tipo SAJ.110
S1 = deviatore a levetta
S2 = deviatore a levetta
= un connettore da stampato a 50 poli

OSCILLATORE BASE

La parte principale di un organo elettronico è costituita dall'oscillatore che deve generare le note fondamentali e proprio per questo su tale stadio noi abbiamo concentrato tutta la nostra attenzione.

Come vedesi in fig. 6, l'oscillatore della frequenza base è stato realizzato utilizzando quattro NAND C/MOS (indicati nello schema elettrico con la sigla IC1) contenuti all'interno di un integrato CD.4011.

Agendo sul trimmer R20 noi abbiamo la possibilità di variare la frequenza dell'oscillatore entro un campo abbastanza ampio, mentre R22 serve per una taratura più fine.

In pratica la frequenza generata da tale oscillatore risulta notevolmente superiore rispetto a quella della nota più alta che noi vogliamo ricavare (DO.5 a 1.046,37 Hz), tuttavia questo è quanto si richiede per un corretto funzionamento dell'integrato IC2 il quale altro non è che una catena di divisori in grado di ricavare tutte le note da un'unica frequenza fondamentale più alta.

È intuibile che la caratteristica principale che deve possedere l'oscillatore base è la STABILITÀ in FREQUENZA e questo circuito è stato da noi adottato proprio perché, nella sua semplicità, dispone di una stabilità eccezionale.

Sempre in questo stadio potremo ancora notare la presenza del deviatore S2 il quale, a seconda di come viene spostato, provvede ad inserire oppure ad escludere in parallelo a C9 altri due condensatori e precisamente il condensatore C7 e il compensatore C8.

A cosa serve questa rete è presto detto, infatti aggiungendo in parallelo a C9 un'altra capacità noi obblighiamo l'oscillatore a generare una frequenza più bassa e questo ci consente di aumentare le caratteristiche dell'organo, cioè di ottenere in pratica un organo con **5 ottave** pur disponendo la tastiera di sole 4 ottave.

Basti pensare che agendo su tale deviatore noi dimezziamo la frequenza dell'oscillatore base quindi le note che avremo disponibili in uscita dall'integrato IC1 non saranno più quelle della 4ª ottava, bensì quelle dell'ottava immediatamente inferiore, cioè della 3ª ottava.

Analogamente sui tasti relativi alla 3ª ottava, noi troveremo in pratica disponibili le frequenze relative alla 2ª ottava, sui tasti della 2ª ottava avremo disponibili le frequenze della 1ª ottava, infine sui tasti della 1ª ottava risulteranno presenti delle frequenze ancora più basse, cioè il DO zero, il RE zero, il FA zero ecc. ecc.

In altre parole questo deviatore ci permette di realizzare quella particolare funzione non prevista negli organi commerciali, che viene indicata con il nome di «trasposizione» e che ci permette di suonare, pur possedendo solo 4 ottave, anche brani in cui si richieda la disponibilità di 5 ottave.

Nella seguente tabella riportiamo le frequenze corrispondenti all'ottava più bassa nel caso di funzionamento normale oppure trasposto:

Frequenza dell'ottava più bassa		
Nota	Normale (S2 disinserito)	Trasposto (S2 inserito)
DO	65,39 Hz	32,69 Hz
DO diesis	69,25 Hz	34,62 Hz
RE	73,37 Hz	36,68 Hz
RE diesis	77,70 Hz	38,84 Hz
MI	82,39 Hz	41,20 Hz
FA	87,30 Hz	43,64 Hz
FA diesis	92,45 Hz	46,21 Hz
SOL	97,96 Hz	48,98 Hz
SOL diesis	103,74 Hz	51,87 Hz
LA	110,00 Hz	55,00 Hz
LA diesis	116,49 Hz	58,24 Hz
SI	123,46 Hz	61,73 Hz

In pratica, inserendo la trasposizione, si sposta tutta la tastiera su frequenze più basse di un'ottava, eliminando l'ottava superiore.

Per esempio, se in un pezzo di musica è richiesto un DO a 1.046,37 Hz (DO.5 acuti) e un DO a 32,69 Hz (DO.0 bassi), con sole quattro ottave non potreste coprire questa gamma di frequenze, invece inserendo la trasposizione con il deviatore S2 potrete ampliare la tastiera di un'ottava supplementare che userete ogni qualvolta il pezzo suonato lo richiede.

Il compensatore C8, come è facilmente intuibile, ci permetterà di ritoccare finemente la frequenza dell'oscillatore pilota in modo che si possa ottenere esattamente la trasposizione di un'ottava, cioè per far sì che sul tasto relativo al DO.5, agendo su S2, risulti presente la frequenza esattamente corrispondente al DO.4.

Sempre sullo stadio oscillatore noteremo poi la presenza di quattro transistor (vedi TR1-TR2-TR3-TR4) i quali ci serviranno per ampliare ulteriormente le caratteristiche del nostro organo introducendo due effetti sonori molto richiesti e precisamente:

- = **effetto vibrato**
- = **effetto vibrato DELAY**

(quest'ultimo serve per imitare l'effetto glissato di alcuni strumenti musicali tipo ad esempio la chitarra hawaiana).

In particolare, l'effetto «vibrato» lo si ottiene tramite il transistor TR3 utilizzato come oscillatore a bassissima frequenza (da 2 Hz ad un massimo di 10-12 Hz a seconda di come verrà regolato il doppio potenziometro R8-R13), frequenza che utilizzeremo per modulare, tramite il transistor TR4, l'oscillatore base dell'organo (vedi C5-DS2).

L'effetto «vibrato delay» lo si ottiene invece tramite i transistor TR1 e TR2 i quali fanno in modo che l'effetto vibrato venga inserito con un certo ritardo (variabile agendo su R2), ogni volta che una o più note vengono suonate sulla tastiera.

L'intensità di questi due effetti può essere «dosata» a piacimento agendo sul potenziometro di modulazione R15 il quale serve anche per escludere l'effetto stesso.

La frequenza generata dall'oscillatore base, disponibile sul terminale 11 dell'ultimo NAND di IC1, viene applicata direttamente all'ingresso (piedino 2) dell'integrato MK.50240 e dalle uscite di quest'ultimo noi possiamo prelevare tutte le 13 frequenze che vanno dal DO.4 (piedino 16) al DO.5 (piedino 15) oppure, se S2 risulta «chiuso», tutte le frequenze che vanno dal DO.3 al DO.4, con la matematica certezza che esse risultino perfettamente accordate fra di loro e con la possibilità di ottenere i due effetti che abbiamo appena descritto, cioè l'effetto «vibrato» e l'effetto «vibrato delay».

Ovviamente le tredici uscite andranno a pilotare gli stadi divisori per le ottave di cui parleremo dettagliatamente nel prossimo paragrafo.

STADI DIVISORI OTTAVE

Sappiamo già, per averlo appreso all'inizio dell'articolo, che la nostra tastiera è composta di 4 ottave e che passando da un'ottava a quella

immediatamente precedente, la frequenza di ciascuna delle 12 note si dimezza.

Ricordiamo per esempio che il DO della 4ª ottava ha una frequenza di 523,19 Hz, quello della 3ª ottava una frequenza di 261,59 Hz, quello della 2ª di 130,79 Hz e quello della 1ª di 65,39 Hz, e questo avviene anche per tutte le altre note, cioè il RE, il MI, il FA ecc. compresi i diesis.

Perciò lo stadio che segue l'oscillatore base risulterà composto in pratica da tre divisori X2, infatti la frequenza della 4ª ottava l'abbiamo già disponibile, quindi divideremo una prima volta X2 per ottenere la frequenza della 3ª ottava, poi ancora X2 per ottenere quella della seconda, infine ancora X2 per ottenere quella della 1ª ottava.

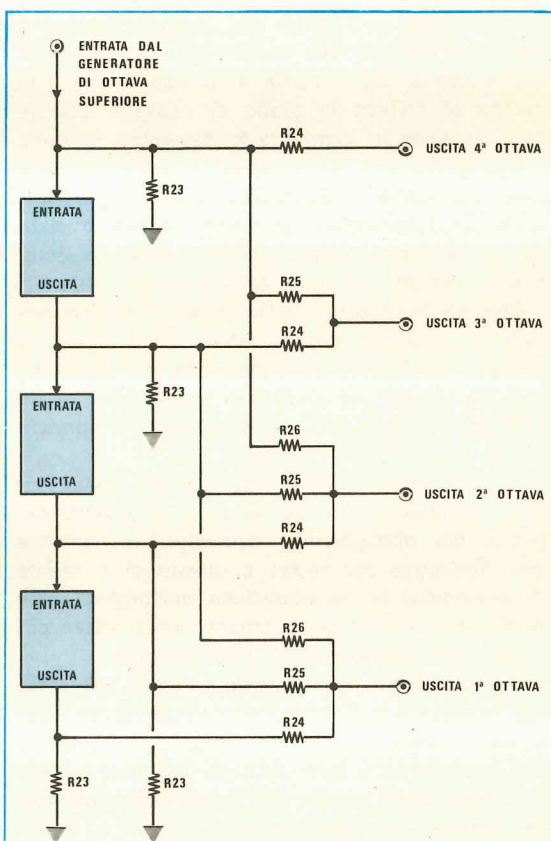


Fig. 7 Per ottenere dall'organo un suono ricco sia di armoniche dispari che pari, tutte le uscite dei divisori di ottava vengono miscelate tra di loro tramite un gruppo di resistenze, come vedesi in questo schema elettrico.

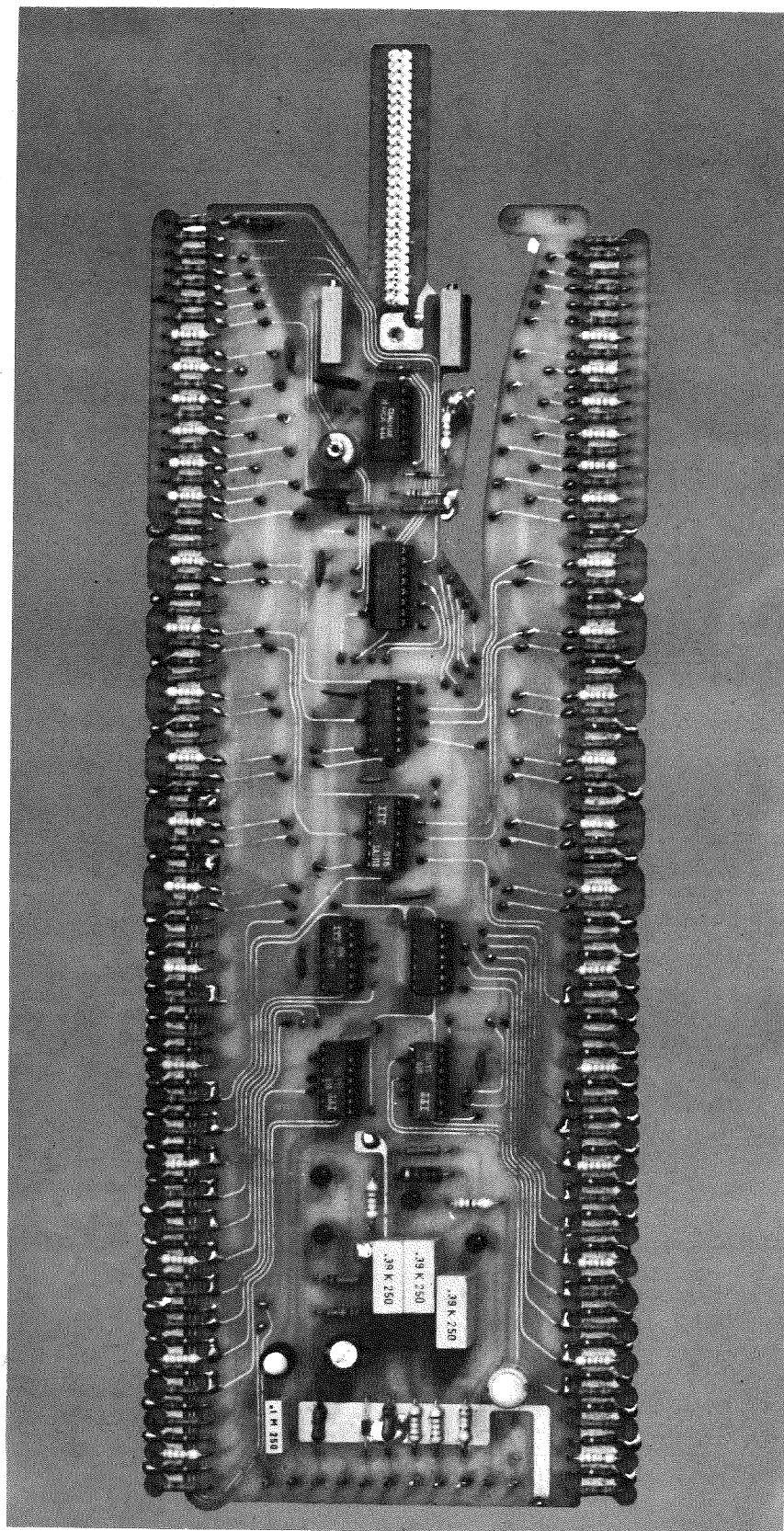
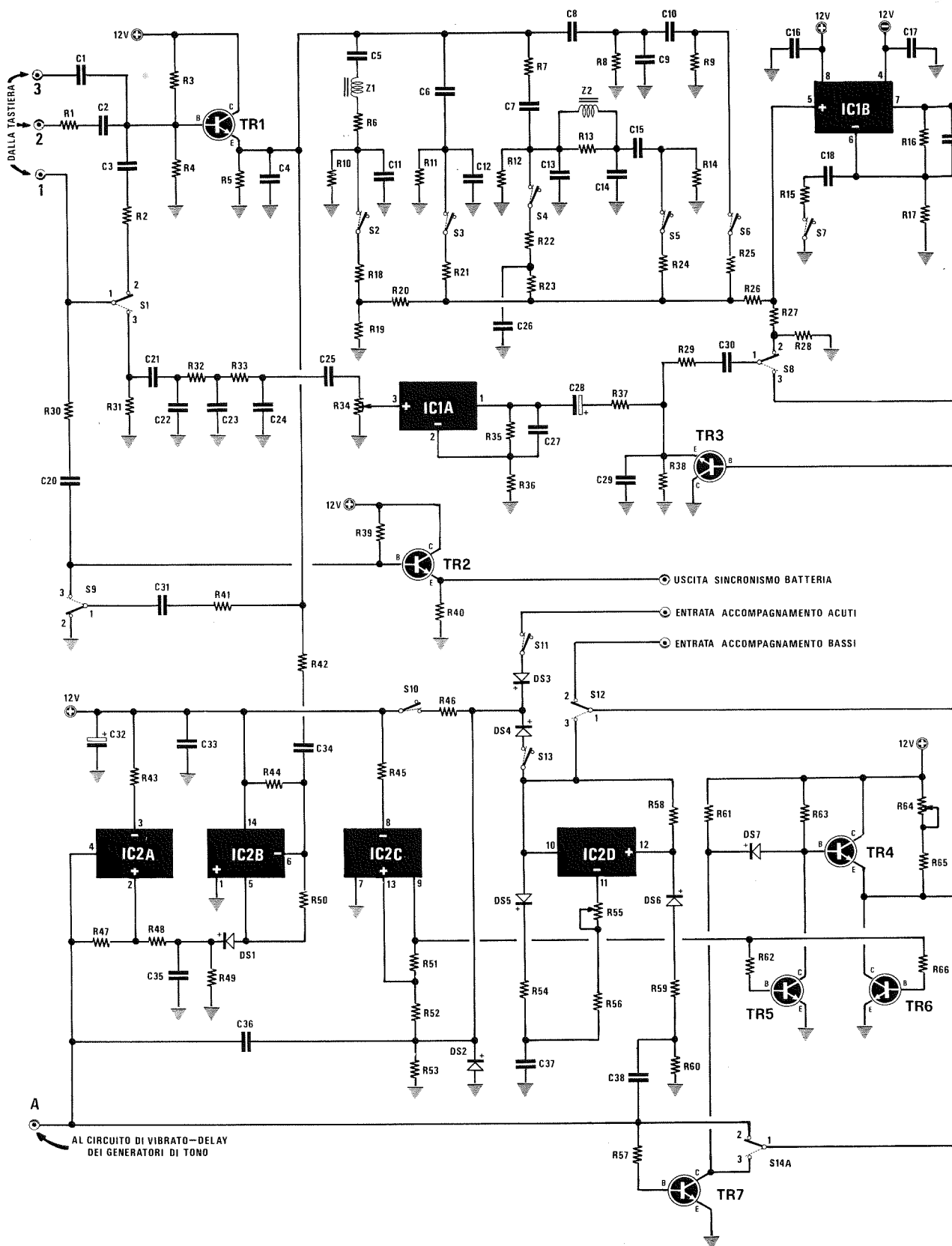


Fig. 8 Foto del circuito stampato LX.285 come si presenta a costruzione ultimata. Facciamo presente al lettore che collegando questa piastra tramite la pattina a 50 fili (vedi fig. 14) alla tastiera, e collegando quindi le tre piste siglate 1-2-3 (presenti sul circuito stampato della tastiera) in entrata ad un amplificatore, si ha a disposizione un organo elettronico simile a quelli di tipo economico venduti in ogni negozio. Quindi chi desidera risparmiare può rimandare ad un secondo tempo il montaggio della piastra LX.286 degli effetti speciali.



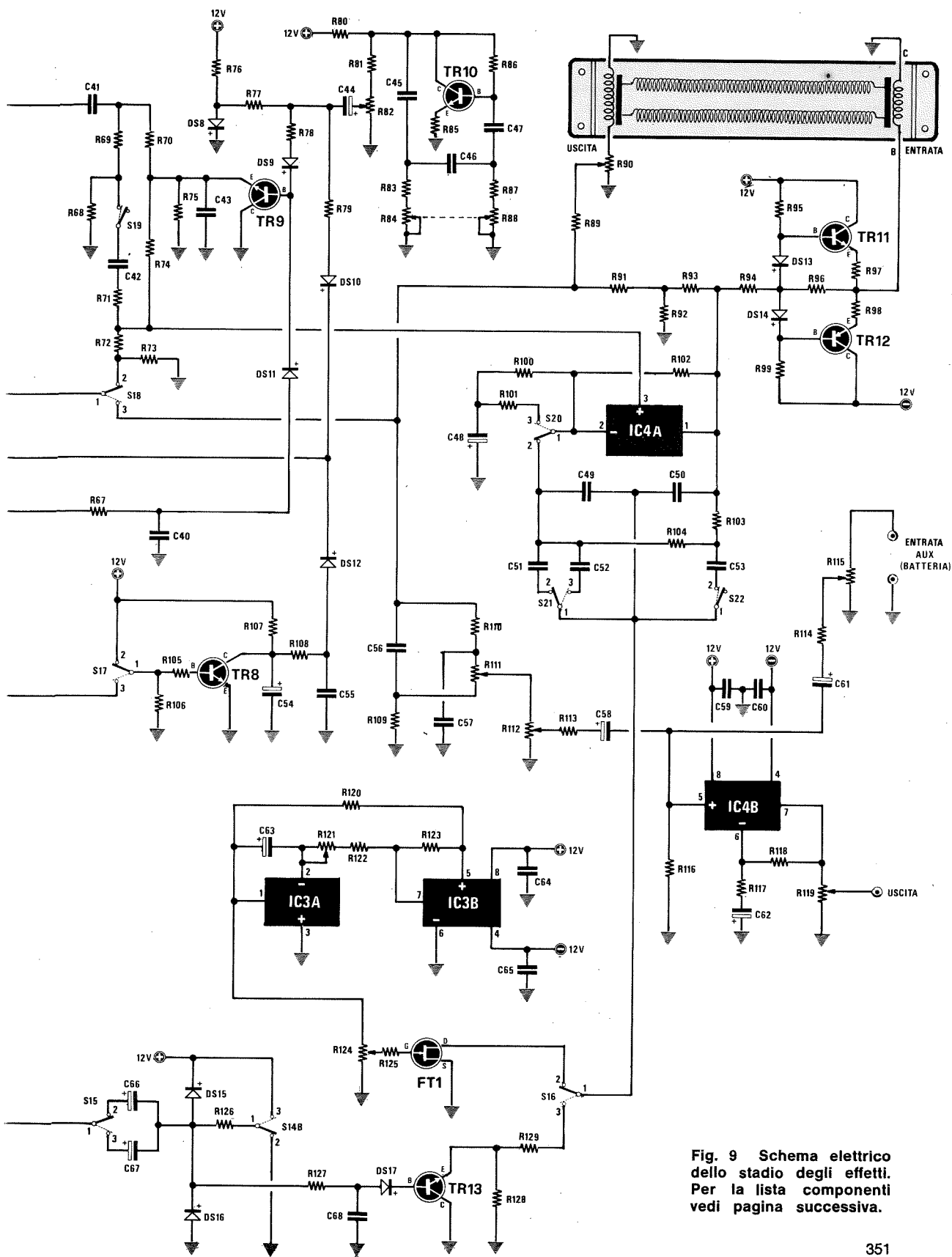


Fig. 9 Schema elettrico dello stadio degli effetti. Per la lista componenti vedi pagina successiva.

Anche per questa funzione si utilizza un integrato progettato espressamente per questo scopo e cioè l'integrato SAJ.110, perfettamente compatibile e sostituibile senza alcuna variante con l'SA.1004.

Come vedesi in fig. 4, all'interno di questo integrato sono racchiusi 7 divisori X2 dei quali 3 sono singoli e gli altri quattro collegati fra di loro in cascata a due a due.

Poiché a noi interessano, come abbiamo visto, tre divisori X2 per ogni nota, in quanto sono tre le ottave che dobbiamo ancora ottenere, è ovvio che ognuno di questi integrati potrà servire per ricavare le ottave di **due note**, lasciando inutilizzato un divisore, quindi in totale ci occorreranno:

12 : 2 = 6 integrati SAJ.110

In fig. 7 abbiamo schematizzato come vengono impiegati i divisori per ciascuna nota in modo da poter ottenere le tre ottave che ancora ci mancano per completare la tastiera.

A questo punto si potrebbe pensare che è molto facile, disponendo di una frequenza base, ricavare da questa le frequenze di tutte le altre ottave della tastiera, in quanto sembrerebbe sufficiente operare delle normalissime divisioni.

In pratica però, anche se viene comunemente usata negli organi più semplici, questa non è una soluzione ottimale in quanto limitandosi a dividere un'onda quadra, si ottiene in uscita un suono con un elevato contenuto di armoniche **DISPARI** ma che difetta di armoniche **PARI**, e un suono che difetta di armoniche pari è un suono stridulo, poco gradevole da ascoltarsi.

Infatti per poter equilibrare il contenuto di armoniche, è necessario trasformare l'onda quadra disponibile in uscita dai divisori in una rampa a gradino decrescente e questo tipo di trasformazione la si ottiene miscelando alla frequenza più bassa tutte le corrispondenti frequenze delle ottave superiori, in proporzione decrescente.

Come vedesi in fig. 7, l'uscita della nota della 3ª ottava viene miscelata, tramite la resistenza R25, a parte della nota della 4ª ottava, l'uscita della 2ª ottava viene miscelata, tramite R25 e R26, rispettivamente alla 4ª e alla 3ª ottava, infine l'uscita della 1ª ottava preleva, sempre tramite le resistenze R25 ed R26, parte del segnale presente sull'uscita della 2ª e della 3ª ottava.

In questa figura, come noterete, abbiamo utilizzato la stessa sigla per contraddistinguere le resistenze che hanno lo stesso valore ohmico.

Ovviamente la figura si riferisce ad una sola nota, per esempio al DO, e poiché le note di ogni ottava sono 12, ne consegue che lo stadio dei divisori si comporrà in pratica di 12 circuiti identici a questo, per un totale di 48 resistenze R23, 48 resistenze R24 ecc.

A questo punto l'organo potrebbe già considerarsi completo in quanto abbiamo disponibili tutte le 49 frequenze richieste, ma poiché riteniamo che al lettore non interessi un giocattolo che potrebbe acquistare già funzionante presso qualsiasi negozio con modica spesa, abbiamo pensato di completare il tutto con dei filtri idonei a riprodurre il suono di determinati strumenti musicali ed abbiamo inoltre previsto la possibilità di ottenere innumerevoli altri effetti particolari in modo da ottenere, a realizzazione ultimata, un organo veramente professionale come crediamo sia l'aspirazione di chiunque intenda lanciarsi in questa avventura.

STADIO DEGLI EFFETTI

Una volta generate tutte le frequenze necessarie per determinare le varie note, dovremo completare il nostro organo con un circuito in grado di elaborare queste frequenze in modo da ottenere il maggior numero possibile di «suoni» e effetti particolari.

Anzi possiamo affermare senza paura di sbagliarci che la parte di gran lunga più importante di tutto l'organo, almeno dal punto di vista della «resa» sonora, è proprio questa in quanto ci permette di ottenere i seguenti effetti:

- = tremolo
- = percussione
- = repeat (percussione ripetuta)
- = sustain
- = cattedrale
- = leslie
- = wa-wa
- = synthesizer
- = accompagnamento pilotato acuti
- = accompagnamento pilotato bassi

COMPONENTI LX286

R1 = 5.600 ohm 1/4 watt
 R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 8.200 ohm 1/4 watt
 R4 = 8.200 ohm 1/4 watt
 R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R6 = 18.000 ohm 1/4 watt
 R7 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R8 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R9 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R10 = 150.000 ohm 1/4 watt
 R11 = 180.000 ohm 1/4 watt
 R12 = 150.000 ohm 1/4 watt
 R13 = 39.000 ohm 1/4 watt
 R14 = 150.000 ohm 1/4 watt
 R15 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R16 = 1 megaohm 1/4 watt
 R17 = 120.000 ohm 1/4 watt
 R18 = 68.000 ohm 1/4 watt
 R19 = 33.000 ohm 1/4 watt
 R20 = 27.000 ohm 1/4 watt
 R21 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R22 = 68.000 ohm 1/4 watt
 R23 = 39.000 ohm 1/4 watt
 R24 = 68.000 ohm 1/4 watt
 R25 = 68.000 ohm 1/4 watt
 R26 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R27 = 390.000 ohm 1/4 watt
 R28 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R29 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R30 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R31 = 5.600 ohm 1/4 watt
 R32 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R33 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R34 = 470.000 ohm potenz. lin.
 R35 = 1,5 megaohm 1/4 watt
 R36 = 18.000 ohm 1/4 watt
 R37 = 33.000 ohm 1/4 watt
 R38 = 33.000 ohm 1/4 watt
 R39 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R40 = 1.500 ohm 1/4 watt
 R41 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R42 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R43 = 1,5 megaohm 1/4 watt
 R44 = 22 megaohm 1/2 watt
 R45 = 1 megaohm 1/4 watt
 R46 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R47 = 1,5 megaohm 1/4 watt
 R48 = 1 megaohm 1/4 watt
 R49 = 680.000 ohm 1/4 watt
 R50 = 22 megaohm 1/4 watt
 R51 = 1,5 megaohm 1/4 watt
 R52 = 220.000 ohm 1/4 watt
 R53 = 1 megaohm 1/4 watt
 R54 = 33.000 ohm 1/4 watt
 R55 = 1 megaohm potenz. lin.
 R56 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R57 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R58 = 1 megaohm 1/4 watt
 R59 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R60 = 15.000 ohm 1/4 watt
 R61 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R62 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R63 = 12.000 ohm 1/4 watt
 R64 = 100.000 ohm potenz. lin.
 R65 = 12.000 ohm 1/4 watt
 R66 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R67 = 18.000 ohm 1/4 watt
 R68 = 15.000 ohm 1/4 watt
 R69 = 270.000 ohm 1/4 watt
 R70 = 150.000 ohm 1/4 watt
 R71 = 68.000 ohm 1/4 watt

R72 = 390.000 ohm 1/4 watt
 R73 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R74 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R75 = 18.000 ohm 1/4 watt
 R76 = 3.300 ohm 1/4 watt
 R77 = 1 megaohm 1/4 watt
 R78 = 470.000 ohm 1/4 watt
 R79 = 470.000 ohm 1/4 watt
 R80 = 8.200 ohm 1/4 watt
 R81 = 390.000 ohm 1/4 watt
 R82 = 100.000 ohm potenz. lin.
 R83 = 6.800 ohm 1/4 watt
 R84-R88 = 22.000 + 22.000 ohm
 doppio potenz. lineare
 R85 = 56 ohm 1/4 watt
 R86 = 2,2 megaohm 1/2 watt
 R87 = 6.800 ohm 1/4 watt
 R88 = vedi R84
 R89 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R90 = 100.000 ohm potenz. lin.
 R91 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R92 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R93 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R94 = 180 ohm 1/4 watt
 R95 = 2.200 ohm 1/4 watt
 R96 = 680 ohm 1/4 watt
 R97 = 4,7 ohm 1/2 watt
 R98 = 4,7 ohm 1/2 watt
 R99 = 2.200 ohm 1/4 watt
 R100 = 39.000 ohm 1/4 watt
 R101 = 18.000 ohm 1/4 watt
 R102 = 1 megaohm 1/4 watt
 R103 = 390.000 ohm 1/4 watt
 R104 = 390.000 ohm 1/4 watt
 R105 = 150.000 ohm 1/4 watt
 R106 = 1 megaohm 1/4 watt
 R107 = 180.000 ohm 1/4 watt
 R108 = 18.000 ohm 1/4 watt
 R109 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R110 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R111 = 100.000 ohm potenz. lin.
 R112 = 100.000 ohm potenz. log.
 R113 = 82.000 ohm 1/4 watt
 R114 = 150.000 ohm 1/4 watt
 R115 = 100.000 potenz. log.
 R116 = 1 megaohm 1/4 watt
 R117 = 18.000 ohm 1/4 watt
 R118 = 1 megaohm 1/4 watt
 R119 = 10.000 ohm potenz. log.
 R120 = 2.200 ohm 1/4 watt
 R121 = 100.000 ohm potenz. lin.
 R122 = 3.900 ohm 1/4 watt
 R123 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R124 = 10.000 ohm potenz. lin.
 R125 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R126 = 150.000 ohm 1/4 watt
 R127 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R128 = 1.200 ohm 1/4 watt
 R129 = 150 ohm 1/4 watt
 C1 = 330.000 pF poliestere
 C2 = 330.000 pF poliestere
 C3 = 330.000 pF poliestere
 C4 = 18.000 pF poliestere
 C5 = 39.000 pF poliestere
 C6 = 22.000 pF poliestere
 C7 = 47.000 pF poliestere
 C8 = 2.200 pF poliestere
 C9 = 4.700 pF poliestere
 C10 = 1.500 pF poliestere
 C11 = 56.000 pF poliestere
 C12 = 100.000 pF poliestere
 C13 = 27.000 pF poliestere

C14 = 56.000 pF poliestere
 C15 = 68.000 pF poliestere
 C16 = 100.000 pF a disco
 C17 = 100.000 pF a disco
 C18 = 1.500 pF poliestere
 C19 = 4,7 pF a disco
 C20 = 100.000 pF poliestere
 C21 = 12.000 pF poliestere
 C22 = 100.000 pF poliestere
 C23 = 4.700 pF poliestere
 C24 = 4.700 pF poliestere
 C25 = 100.000 pF poliestere
 C26 = 1.000 pF poliestere
 C27 = 22 pF a disco
 C28 = 4,7 mF elettrolitico 35 volt
 C29 = 2.200 pF poliestere
 C30 = 330.000 pF poliestere
 C31 = 100.000 pF poliestere
 C32 = 22 mF elettrolitico 35 volt
 C33 = 100.000 pF poliestere
 C34 = 100.000 pF poliestere
 C35 = 4.700 pF poliestere
 C36 = 33.000 pF poliestere
 C37 = 100.000 pF poliestere
 C38 = 5.600 pF poliestere
 C39 = 33 mF elettrolitico 35 volt
 C40 = 47.000 pF poliestere
 C41 = 330.000 pF poliestere
 C42 = 330.000 pF poliestere
 C43 = 2.200 pF poliestere
 C44 = 10 mF elettrolitico 35 volt
 C45 = 470.000 pF poliestere
 C46 = 470.000 pF poliestere
 C47 = 470.000 pF poliestere
 C48 = 47 mF elettrolitico 35 volt
 C49 = 3.300 pF poliestere
 C50 = 4.700 pF poliestere
 C51 = 3.900 pF poliestere
 C52 = 15.000 pF poliestere
 C53 = 39.000 pF poliestere
 C54 = 4,7 mF elettrolitico 35 volt
 C55 = 22.000 pF poliestere
 C56 = 1.800 pF poliestere
 C57 = 2.700 pF poliestere
 C58 = 10 mF elettrolitico 35 volt
 C59 = 100.000 pF a disco
 C60 = 100.000 pF a disco
 C61 = 10 mF elettrolitico 35 volt
 C62 = 47 mF elettrolitico 35 volt
 C63 = 47 mF elettrolitico 35 volt
 C64 = 100.000 pF a disco
 C65 = 100.000 pF a disco
 C66 = 10 mF elettrolitico 35 volt
 C67 = 1 mF elettrolitico 35 volt
 C68 = 47.000 pF poliestere
 DS1-DS17 = diodi al silicio 1N4148-1N914
 TR1-TR10 = transistor NPN tipo BC209
 TR11 = transistor NPN tipo 2N1613
 TR12 = transistor PNP tipo 2N2905
 TR13 = transistor NPN tipo BC209
 FT1 = fet tipo BF244 mezzaluna
 IC1 = integrato tipo MC.1458
 IC2 = integrato tipo LM.3900
 IC3 = integrato tipo MC.1458
 IC4 = integrato tipo MC.1458
 Z1-Z2 = impedenze da 1 henry
 S1-S13 = deviatori a levetta MX1
 S14 = deviatore a levetta MX2
 S15-S22 = deviatori a levetta MX1
 1 = molla riverbero cm 42

Non solo ma in questa stessa parte di circuito sono presenti:

- = 5 registri voce
- = 1 controllo brillanza
- = 1 filtro bassi
- = 1 controllo toni
- = 2 controlli volume

Comunque procediamo con ordine e seguiamo punto per punto il nostro schema visibile in fig. 9.

In alto a sinistra abbiamo le tre prese contraddistinte dai numeri 1 = bassi, 2 = medi, 3 = acuti che dovranno essere collegate alla tastiera la quale, come vedremo in seguito, è stata suddivisa in tre settori.

Per ora ci limitiamo a ricordare che tutte le note che vanno dal DO.1 al MI.2 verranno convogliate sulla **presa 1**, cioè sulla presa dei **bassi**, le note che vanno dal FA.2 al SI.3 sulla **presa 2**, cioè sulla presa dei **medi**, infine le note comprese fra il DO.4 e il DO.5 sulla **presa 3**, cioè sulla presa degli **acuti**.

Questa distinzione si è resa necessaria per compensare le diverse attenuazioni introdotte dai filtri che realizzano i timbri a seconda della frequenza applicata in ingresso.

Naturalmente per raggiungere questo scopo si potevano scegliere anche altre soluzioni, tuttavia a noi sembra che questa sia la più idonea anche e soprattutto perché permette di non complicare eccessivamente lo schema.

I tre segnali dosati in ampiezza da R1-R2 per i medi-bassi oppure ad ampiezza naturale per gli acuti vengono quindi applicati sulla base del transistor TR1 il quale funge da stadio separatore d'ingresso.

Si noterà osservando lo schema che il segnale applicato sulla presa 1 = bassi, a seconda di come viene commutato il deviatore S1, può essere fatto confluire sulla base di TR1, quindi inviato ai **filtri acuti** posti dopo tale transistor, oppure filtrato autonomamente tramite la rete passa-basso che termina con IC1A per simulare un **BASSO ELETTRICO**.

Per ora comunque limitiamoci a considerare il solo filtro degli acuti, cioè quella parte di circuito visibile in alto a sinistra fra il transistor TR1 e gli integrati IC1A e IC1B.

Esso è costituito da una serie di filtri passivi R-L-C le cui uscite possono essere selezionate e miscelate fra di loro a seconda delle esigenze agendo sui deviatori S2-S3-S4-S5-S6.

Sull'uso di questi deviatori ci soffermeremo più dettagliatamente in seguito quando esamineremo uno per uno i vari effetti che si possono ottenere dal nostro organo.

L'uscita del filtro acuti risulta collegata, tramite la resistenza R26, all'ingresso (piedino 5) di un integrato CA.1458 (vedi IC1B), un operazionale sulla cui rete di reazione troviamo un controllo di **BRILLANZA** (esalta gli acuti) che si può inserire o escludere tramite il deviatore S7.

Dal piedino 7 d'uscita di IC1B il segnale viene quindi trasferito, tramite il condensatore C41, ad uno stadio modulatore d'ampiezza costituito dal transistor TR9 il quale ci permetterà in pratica di ottenere i vari effetti di percussione, sustain, tremolo, accompagnamento acuti, ripetizione di percussione.

Come si generano questi effetti lo vedremo comunque più avanti: per ora limitiamoci a seguire il cammino del nostro segnale il quale dall'uscita del modulatore d'ampiezza (punto comune a R74-R71) viene applicato all'ingresso (piedino 3) dell'integrato IC4A (ancora un CA.1458) il quale svolge tre importanti funzioni:

- = semplice amplificatore
- = pilota per l'amplificatore costituito da TR11-TR12 nell'effetto cattedrale
- = filtro pilotato in tensione per simulare l'effetto **LESLIE** che esasperando il controllo si può trasformare in un efficace **wa-wa**.

In pratica una parte del segnale disponibile sull'uscita (piedino 1) di questo amplificatore va a pilotare le basi dei transistor TR11-TR12 i quali svolgono come abbiamo detto il compito di amplificatori per l'effetto cattedrale, mentre una seconda parte, attenuata da R93-R92, dopo essersi sommata tramite R89-R91 al segnale d'uscita del riverbero, viene mandata allo stadio finale costituito dall'integrato IC4B che funge ovviamente da amplificatore d'uscita.

In questo percorso il segnale passa attraverso i potenziometri R111 e R112 il primo dei quali permette di ottenere un **controllo di tonalità** mentre il secondo serve come **primo controllo del volume**, infatti il potenziometro vero e proprio

del volume (MASTER VOLUME) è quello da cui si preleva l'uscita, cioè R119.

Da notare che il segnale stesso, prima di entrare nell'amplificatore finale, può essere miscelato al segnale proveniente da una fonte esterna, per esempio dalla batteria elettronica: in questo caso l'ampiezza del segnale della batteria o di qualsiasi altro strumento può essere dosata agendo sul potenziometro R115.

Questo è a grandi linee il percorso dei segnali che vengono applicati sulle prese d'ingresso 2 e 3 (medi-acuti); al contrario i segnali applicati sulla presa 1 (presa dei bassi) possono seguire una strada diversa a seconda di come risultano commutati i deviatori S1-S8 e S18.

Infatti se S1 è spostato sulla posizione 3, il segnale anziché attraversare il filtro degli acuti viene applicato ad un secondo filtro costituito da R31-C21-C22-R32-C23-R33-C24, seguito dall'amplificatore IC1A. In uscita da tale filtro troviamo il transistor TR3 il quale realizza un modulatore d'ampiezza che ci servirà in seguito per ottenere l'accompagnamento bassi pilotato sia ESTERNO (cioè pilotato per esempio dalla batteria) che INTERNO (REPEAT) oppure l'effetto TREMOLO.

Il segnale già modulato in ampiezza disponibile sull'emettitore di TR3 (a proposito ricordiamo che questo transistor si comporta in pratica come una resistenza variabile in parallelo alla R38), può a questo punto seguire due strade diverse e precisamente, se S8 risulta commutato sulla posizione 2, tale segnale verrà applicato tramite R29, C30, R27, all'ingresso (piedino 5) dell'integrato IC1B (quello che abbiamo visto permette di realizzare il controllo di brillantezza) quindi proseguirà come il segnale dei medi-acuti, mentre se S8 è spostato sulla posizione 3, il segnale verrà applicato direttamente al centrale di S18.

A questo punto si hanno ancora due possibilità e cioè se S18 è commutato sulla posizione 2, il segnale dei bassi verrà applicato, tramite R72, all'ingresso 3 dell'integrato IC4 sulle cui funzioni ci siamo già soffermati in precedenza e ci soffermeremo più dettagliatamente in seguito, oppure, se S18 è commutato sulla posizione 3, questo stadio verrà totalmente « saltato » dal segnale il quale verrà invece applicato direttamente sullo stadio d'uscita, cioè sui potenziometri R111 e R112 che servono come abbiamo visto per il controllo dei toni e del volume.

Quindi al contrario del segnale applicato sulle prese d'ingresso 2 e 3 che deve seguire un percorso quasi obbligato per raggiungere l'uscita, quello applicato sulla presa 1 (segnale dei bassi) ha davanti a sé un maggior numero di possibilità.

Sempre a proposito di questo segnale noteremo poi che una porzione del medesimo viene prelevata tramite R30-C20 ed applicata sulla base del transistor TR2 il quale funge da stadio separatore; dall'emettitore di tale transistor noi potremo prelevare gli impulsi di sincronismo da applicare all'ingresso di sincronismo esterno della batteria (vedi a tale proposito quanto scritto a pag. 469-470 del n. 54-55).

Restano da vedere le funzioni svolte dalla parte di circuito costituita dall'integrato IC2 (un LM.3900 il quale contiene al suo interno 4 operazioni Norton contraddistinti nello schema con le sigle IC2A-IC2B-IC2C-IC2D) nonché dello stadio relativo all'integrato IC3 (un CA.1458).

Noteremo pertanto che una parte del segnale disponibile sull'emettitore di TR1 viene prelevata tramite R42 e C34 ed applicata all'ingresso invertente (piedino 6) dell'operazionale IC2B sulla cui uscita (piedino 5) troviamo una rete rettificatrice costituita da DS1-R49-C35 che provvede in pratica a trasformare la tensione alternata relativa al segnale in una tensione continua.

Questa tensione continua viene quindi applicata all'ingresso (piedino 2) di IC2A collegato come trigger di Schmitt sulla cui uscita (piedino 4) è normalmente presente una tensione nulla però ogni volta che noi pigiamo un tasto dei medi-acuti, oppure anche il tasto dei bassi se S1 è commutato sulla posizione 2, l'uscita stessa assume un livello positivo e tale rimane finché non cessa il suono.

In altre parole, controllando la tensione presente su questa uscita, noi possiamo sapere se ci sono dei tasti pigiati oppure no, infatti se qualche tasto è pigiato avremo una tensione positiva mentre in caso contrario (cioè nessun tasto pigiato) avremo una tensione nulla.

Questa tensione viene sfruttata nel nostro circuito per tre scopi diversi.

Innanzitutto viene inviata direttamente a pilotare il circuito di VIBRATO DELAY (vedi schema elettrico di fig. 6) in modo tale che il relativo oscillatore possa entrare in funzione solo ed esclusivamente quando un tasto è pigiato, cioè se nessun tasto viene pigiato, l'oscillatore che genera l'effetto « vibrato » risulta inibito dal transistor TR2.

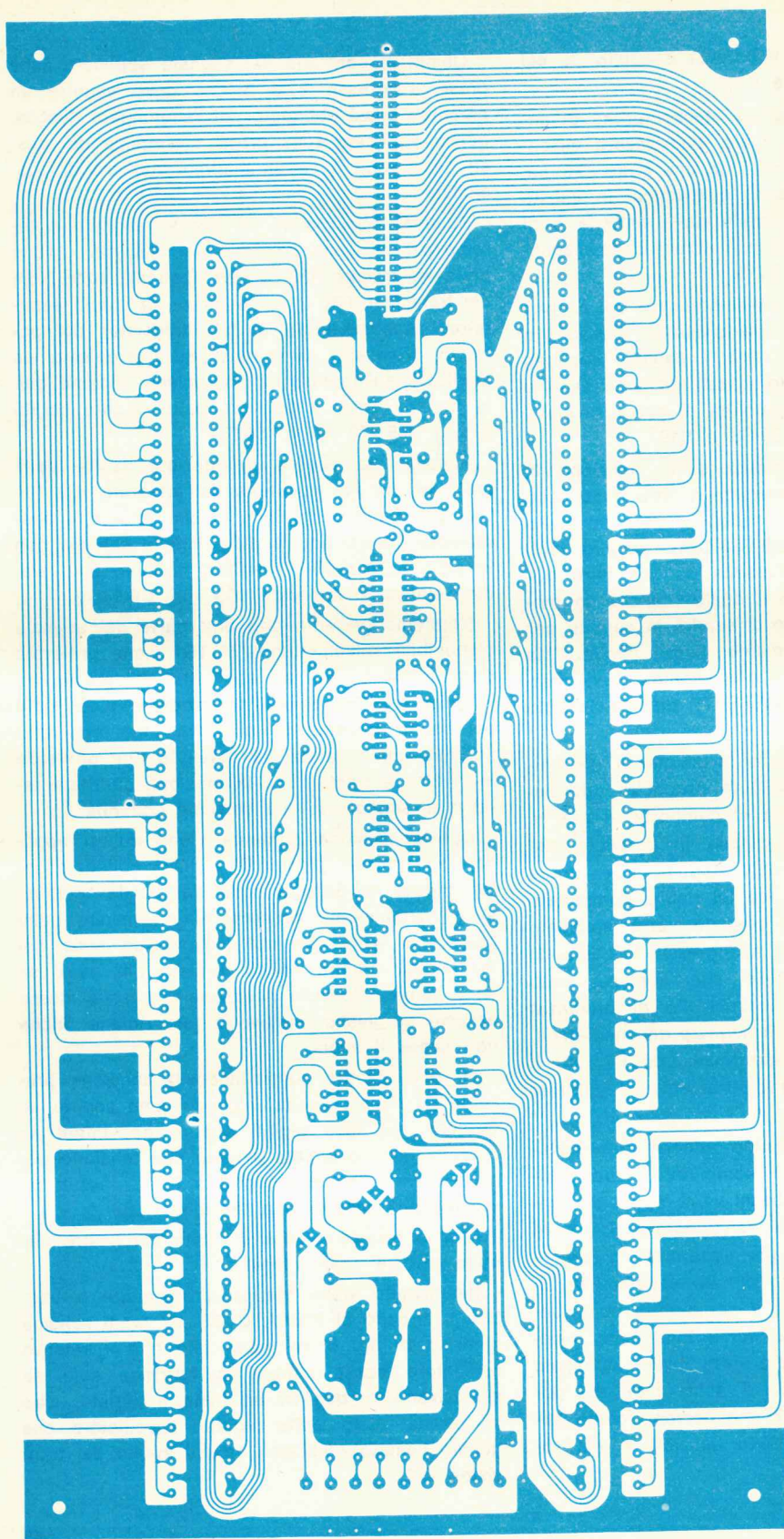


Fig. 10 Lato saldature del circuito stampato LX285, necessario per la realizzazione dello stadio generatore di note, ridotto quasi a metà per poterlo contenere nella pagina della rivista. Questo circuito stampato, in fibra di vetro, è a doppia faccia e viene fornito già forato e completo di serigrafia per agevolare il lettore nella sua realizzazione.

Contemporaneamente lo stesso segnale disponibile sull'uscita 4 di IC2A viene derivato dalla rete costituita da C36-R53 in modo da ottenere un impulso molto breve solo in corrispondenza del fronte di salita, impulso che viene applicato, tramite R52, sull'ingresso non invertente di IC2C impiegato anch'esso come trigger di Schmitt.

In pratica questo trigger ci serve per squadrare perfettamente l'impulso in modo da poter pilotare con esso lo stadio costituito da TR4-TR5-TR6.

In particolare, quando sul piedino 9 di IC2C è presente una tensione positiva, cioè per tutta la durata di questo impulso, entrambe le basi di TR5 e TR6 risultano polarizzate, cioè entrambi questi transistor conducono e mentre TR6 scarica il condensatore C39 applicato fra il suo collettore e la massa, TR5 impedisce a TR4 di ricaricarlo.

Terminato l'impulso, la tensione sull'uscita 9 di IC2C ritorna a 0 volt quindi TR5 e TR6 si interdicono e così pure risulta interdetto il transistor TR4 in quanto la tensione sulla sua base viene mantenuta a 0 volt dal collettore del transistor TR7 il quale non fa altro che invertire il segnale disponibile sull'uscita 4 di IC2A.

Risultando interdetti TR4-TR5 e TR6, è ovvio che il condensatore C39 inizierà a caricarsi di nuovo tramite R64-R65 e la durata di questa ricarica sarà determinata appunto dai valori di R64 e R65 nonché dalla capacità del condensatore stesso.

In particolare, agendo sul potenziometro R64, noi avremo la possibilità di aumentare o ridurre a piacimento la durata della ricarica, cioè come vedremo di aumentare o ridurre a piacimento il tempo di RELEASE.

Infatti tutta questa rete più la resistenza R67 e il condensatore C40 servono in pratica per ottenere un inviluppo del segnale di tipo ATTACK-RELEASE, cioè non appena noi pigiamo il tasto, l'ampiezza del segnale relativo alla nota prescelta aumenta velocemente fino ad un massimo seguendo una legge dettata dalla scarica del condensatore C40 sulla resistenza R67, poi raggiunto questo massimo, inizia a diminuire gradualmente fino a zero pilotato questa volta dalla carica del condensatore C39 attraverso R64-R65.

Raggiunto il livello zero, corrispondente in pratica alla massima carica del condensatore C39, è ovvio che anche se noi continuassimo a tenere pigiato il tasto, in altoparlante non udremo più nulla perché il transistor TR9 cortocircuita a massa tutto il segnale.

Se noi invece volessimo ancora un inviluppo di tipo ATTACK-RELEASE però volessimo anche che il segnale non vada a zero dopo un po' che teniamo pigiato il tasto, dovremmo introdurre l'effetto SOUSTAIN chiudendo il deviatore S19.

In questo modo infatti una parte del segnale proveniente dal filtro degli acuti potrebbe riuscire a bypassare lo stadio modulatore costituito da TR9 e raggiungere così, tramite R69, C42-R71, l'ingresso (piedino 3) di IC4A, anche quando il condensatore C39 si è completamente ricaricato.

Una funzione analoga a quella che abbiamo appena visto viene svolta, per la parte bassi, dai transistor TR8 e TR3.

Infatti applicata al collettore di TR8 troviamo una rete in tutto e per tutto simile a quella applicata al collettore di TR6, costituita da R107-C54-R108-C55, e ancora troviamo il solito diodo che si collega alla base di un transistor con il collettore a massa (prima avevamo DS11 e TR9, adesso abbiamo DS12 e TR3).

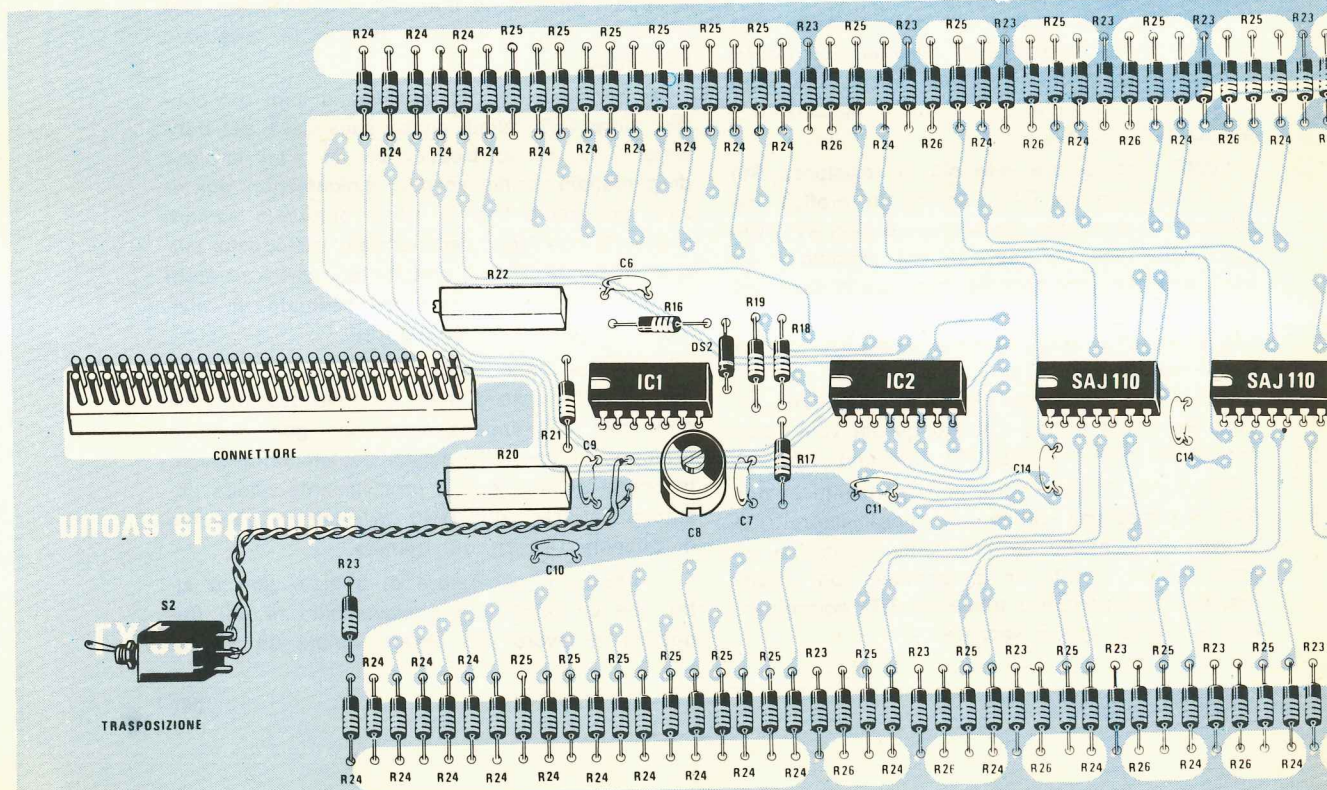
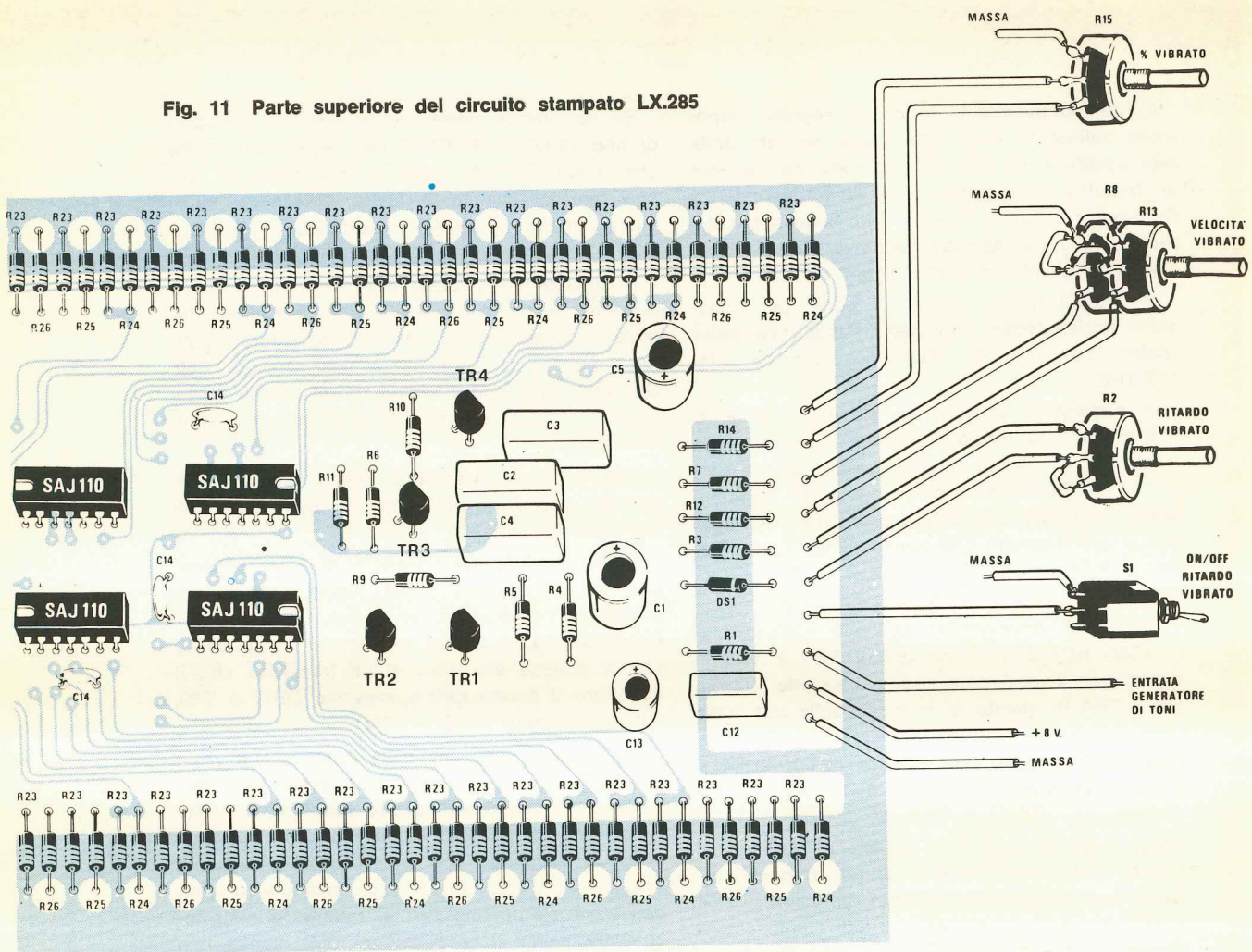
Quindi ogni volta che sulla base di TR8 viene applicato un impulso positivo proveniente dall'**entrata di accompagnamento bassi** oppure dall'**oscillatore di REPEAT** realizzato con l'integrato IC2D, il transistor TR8 entra in conduzione e scarica a massa con il suo collettore il condensatore elettrolitico C54 e, tramite la resistenza R108, anche il condensatore C55, mentre non appena l'impulso ha termine, i condensatori C54 e C55 tornano a caricarsi tramite le resistenze R107-R108.

Ne consegue che la tensione ai capi del condensatore C55, quindi anche sulla base del transistor TR3, in corrispondenza ad ogni impulso di pilotaggio, prima scende rapidamente, poi risale lentamente fino al valore originario sempre seguendo una legge esponenziale, dimodoché sull'emettitore di TR3 il segnale dei bassi risulterà ancora modulato in ampiezza secondo un inviluppo di tipo ATTACK-RELEASE.

A questo punto però è opportuno far notare che sia sulla base di TR9, sia sulla base di TR3, oltre alle reti appena viste che generano un inviluppo di tipo A/R, agisce contemporaneamente anche un'altra rete e precisamente quella costituita dal transistor TR10, la quale ci permette di ottenere l'effetto del **tremolo**.

In pratica il generatore di tremolo non è altro che un oscillatore a sfasamento la cui frequenza di lavoro può essere variata da un mi-

Fig. 11 Parte superiore del circuito stampato LX.285



nimo di pochi hertz ad un massimo di 10-15 Hz semplicemente agendo sul doppio potenziometro R84-R88.

L'uscita di tale oscillatore viene prelevata dal cursore del potenziometro R82 mediante il quale avremo la possibilità di regolare la profondità di modulazione sia del segnale acuti che del segnale bassi.

La rete costituita da R76-R77-DS8 realizza in pratica una polarizzazione in continua necessaria per compensare le cadute di tensione che si hanno su DS9 e DS10.

Inutile aggiungere che il segnale sinusoidale generato da TR10 si somma in pratica a quello presente ai capi dei condensatori C40 e C55, quindi generalmente la modulazione introdotta sul segnale della nota da TR3 e TR9 darà luogo a un inviluppo di tipo A/R con sovrapposto l'effetto di tremolo.

Se invece non si desidera l'effetto di tremolo sarà sufficiente ruotare tutto verso massa il cursore del potenziometro R82.

Tornando alla rete di sincronismo costituita dall'integrato IC2 noteremo che lo stadio realizzato intorno a IC2D altro non è che un oscillatore a bassissima frequenza il quale ci servirà per ottenere la « percussione ripetuta », infatti noi chiudendo S13 possiamo pilotare con l'uscita di questo oscillatore, l'ingresso del trigger di Schmitt IC2C, quindi ottenere una serie di impulsi di « percussione » alla frequenza che sceglieremo agendo sul potenziometro R55.

Grazie ai diodi DS3-DS4 i quali realizzano in pratica una porta OR, noi possiamo inoltre pilotare lo stesso trigger con un segnale proveniente dall'esterno applicato sulla boccia AC-COMPAGNAMENTO ACUTI.

Quindi in definitiva abbiamo tre possibili modi di funzionamento:

- = percussione semplice (quando IC2C viene pilotato solo dall'uscita di IC2A)
- = percussione ripetuta (quando viene pilotato dall'uscita di IC2D)
- = percussione comandata dall'esterno (quando viene pilotato dal segnale applicato sull'entrata « accompagnamento acuti »)

Il deviatore S10 inserito in questa rete serve per inserire o escludere la percussione.

Resta da analizzare la parte di circuito costituita da FT1-TR13-IC3A-IC3B.

A tale proposito ricordiamo che IC3A-IC3B realizzano in pratica un oscillatore ad onda triangolare la cui frequenza può essere variata, agen-

do sul potenziometro R121, da un minimo di 0,1 Hz ad un massimo di 3-4 Hz.

Questo segnale viene applicato, tramite il potenziometro R124 e la resistenza R125, sul gate del fet FT1 il cui drain pilota il VCF (filtro controllato in tensione) costituito dall'integrato IC4A e dal doppio T inserito sulla sua rete di reazione in modo da ottenere l'effetto LESLIE.

Come già anticipato, se noi esasperassimo questo effetto ruotando al massimo il potenziometro R124 che regola l'ampiezza del segnale modulante, otterremmo in pratica un efficace WA-WA.

Infine il transistor TR13 che vediamo in basso sulla destra dello schema elettrico, ci permetterà di ottenere il cosiddetto effetto « synthetizer » intervenendo sul filtro a doppio T ogni volta che pigieremo un tasto.

Infatti tale transistor è pilotato in pratica dall'uscita dell'integrato IC2A e, se ben ricordate, questa uscita si porta ad un livello alto solo ed esclusivamente quando si pigia un tasto.

A questo punto pensiamo di avervi fornito una piccola idea delle funzioni svolte da ciascuna parte di questo circuito, tuttavia siamo certi che non tutti avranno capito come si debbono utilizzare i vari deviatori e potenziometri presenti e proprio per questo, cioè per facilitarvi l'utilizzazione pratica del nostro organo, abbiamo pensato di riportare qui di seguito un elenco dei vari effetti ottenibili e dei relativi deviatori e potenziometri su cui è necessario agire di volta in volta.

Stadio oscillatore LX285

TRASPOSIZIONE

S2 = per ottenere la trasposizione della tastiera, cioè per spostare tutte le note più in basso di un'ottava, chiudere questo deviatore in modo da applicare le capacità C7 e C8 in parallelo a C9.

C8 = per tarare la frequenza delle note « trasposte » agire su questo compensatore applicando un frequenzimetro sull'uscita 11 di IC1.

EFFETTO VIBRATO e VIBRATO DELAY

R15 = per inserire l'effetto e per regolare la profondità di modulazione agire su questo potenziometro: ruotandolo tutto verso massa si esclude il vibrato.

R8-R13 = doppio potenziometro agendo sul qua-

le è possibile regolare a piacimento la «velocità» del vibrato.

S1 = se si chiude questo deviatore in modo da cortocircuitare a massa la base di TR2 si ottiene il «vibrato» normale mentre se lo si lascia aperto in modo che la base di TR2 possa essere pilotata dal collettore di TR1 si ottiene il «vibrato delay».

R2 = questo potenziometro permette di regolare il ritardo con cui entra in funzione il vibrato qualora si commuti S1 per ottenere il «vibrato delay».

Stadio degli effetti LX286

SELEZIONE DEI BASSI

S1 = spostando questo deviatore sulla posizione 2, le note generate dalla 1ª ottava e mezzo della tastiera vengono convogliate sulla sezione acuti escludendo così tutta la linea di elaborazione dei bassi. Spostandolo invece sulla posizione 3, queste note vengono elaborate a parte sull'apposita rete dei bassi che, come abbiamo detto serve a simulare il «basso elettrico».

R34 = questo potenziometro permette di dosare il livello dei bassi qualora si sia spostato S1 sulla posizione 3.

S8 = se all'uscita del filtro si desidera ancora rimiscelare i bassi con gli acuti, spostare questo deviatore sulla posizione 2; se invece si desidera scavalcare lo stadio di brillantezza e di percussione acuti, spostare il deviatore sulla posizione 3.

S18 = ammesso di avere spostato S8 sulla posizione 3, possiamo miscelare i bassi agli acuti sull'uscita dello stadio di percussione (quindi sfruttare gli effetti leslie, wa-wa, synth e cattedrale) spostando questo deviatore sulla posizione 2; se invece lo spostiamo sulla posizione 3, i bassi vengono mandati direttamente in uscita.

ACCOMPAGNAMENTO e RIPETIZIONE BASSI

S17 = spostando questo deviatore sulla posizione 2 l'accompagnamento bassi risulta escluso; per inserirlo occorre spostare il deviatore sulla posizione 3.

S12 = spostando questo deviatore sulla posizione 2 è possibile realizzare l'accompagnamento bassi dall'esterno sfruttando l'apposita presa disponibile sulla nostra batteria elettronica; se in-

vece lo si sposta sulla posizione 3 si ottiene l'accompagnamento ripetuto (REPEAT BASSI).

R55 = per variare la velocità di ripetizione nell'accompagnamento bassi agire su questo potenziometro.

USCITA SINCRONISMO BATTERIA

S9 = spostando questo deviatore sulla posizione 2 la batteria viene sincronizzata solo dall'ottava «bassi» della tastiera; al contrario, spostandolo sulla posizione 3, la batteria viene sincronizzata da tutta la tastiera.

SEZIONE ACUTI

S2-S3-S4-S5-S6 = questi deviatori permettono di inserire o escludere a piacimento i filtri mediante i quali si simula il suono di determinati strumenti musicali e precisamente:

S2 = flauto

S3 = brass

S4 = oboe

S5 = horn

S6 = reed

naturalmente per ottenere il suono occorre chiudere il deviatore.

Come già anticipato è possibile agire contemporaneamente su più deviatori per ottenere altri suoni.

BRILLANZA

S7 = chiudendo questo deviatore in modo da cortocircuitare a massa l'estremo di R15 si ottiene un'esaltazione degli acuti su tutti i suoni.

TREMOLO

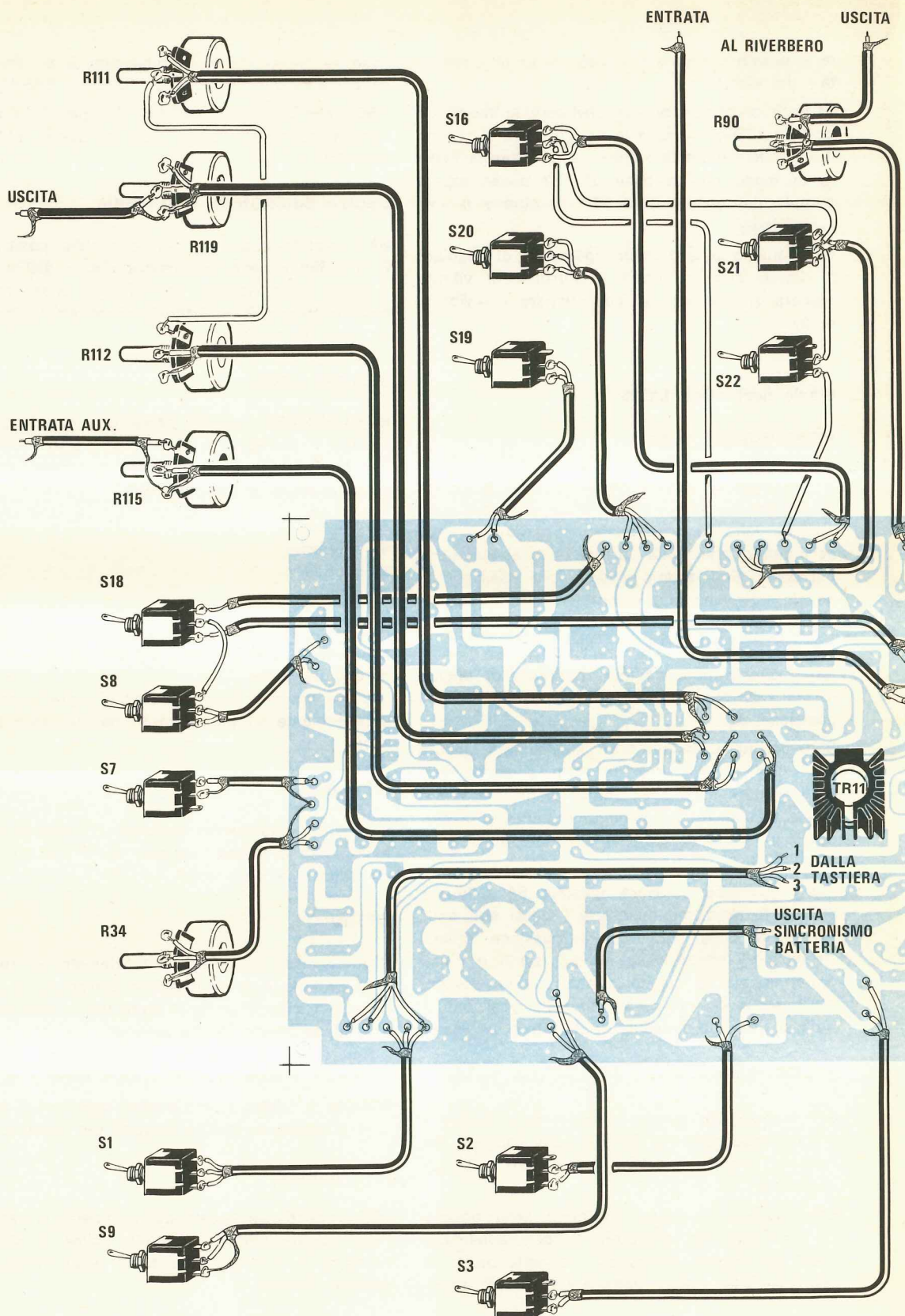
R82 = agendo su questo potenziometro si regola la profondità di modulazione dell'effetto di tremolo; ovviamente se lo si ruota tutto verso massa l'effetto stesso risulta escluso.

Ricordiamo che questo potenziometro agisce contemporaneamente sulla sezione bassi e acuti.

R84-R88 = doppio potenziometro agendo sul quale è possibile variare la velocità del tremolo.

CATTEDRALE

R90 = agendo su questo potenziometro si regola l'intensità dell'effetto cattedrale; come al solito, ruotando il potenziometro tutto verso massa si esclude l'effetto.



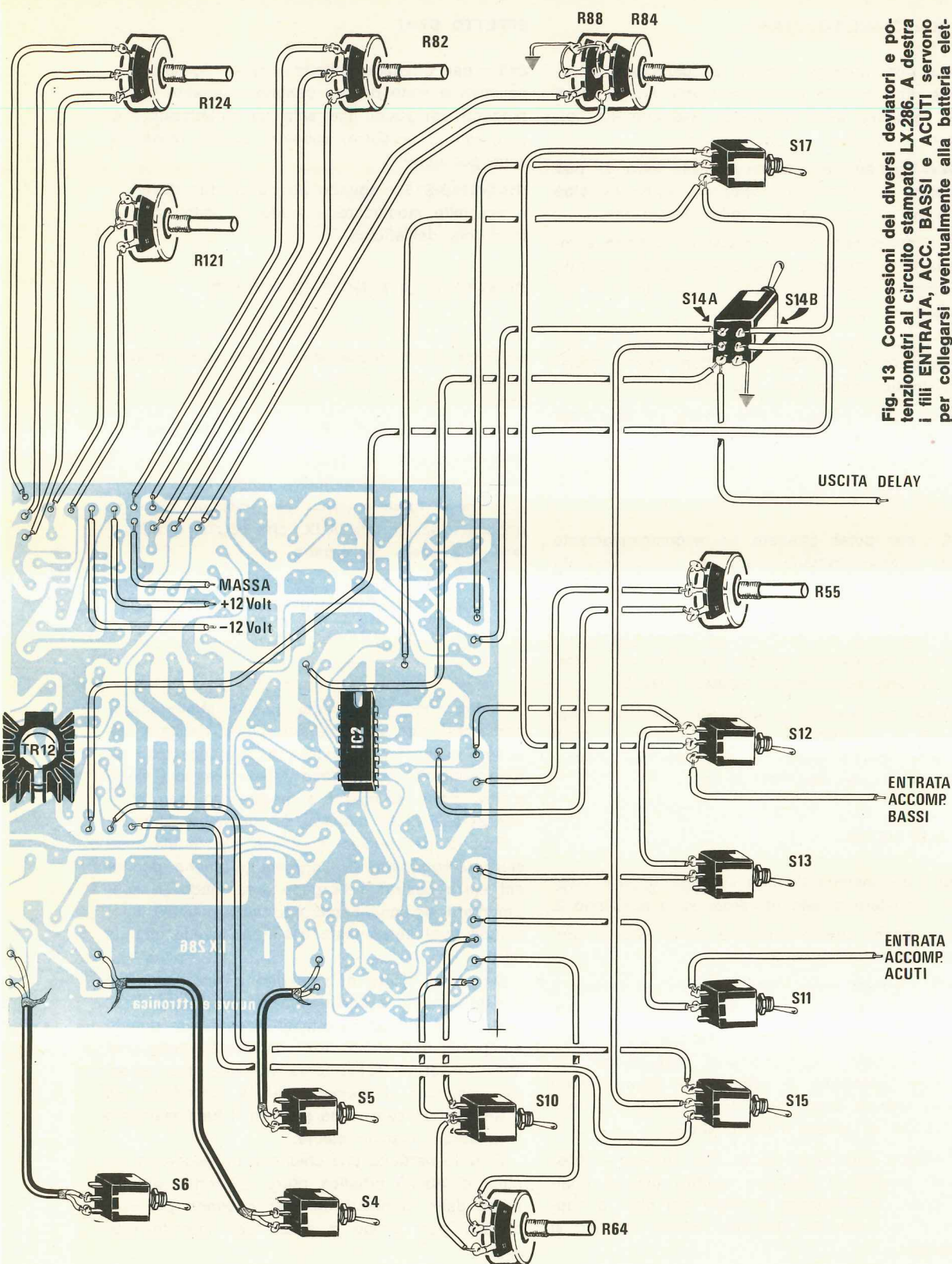


Fig. 13 Connessioni dei diversi deviatori e potenziometri al circuito stampato LX.286. A destra i fili ENTRATA, ACC. BASSI e ACUTI servono per collegarsi eventualmente alla batteria elettronica, come spiegato nell'articolo.

PERCUSSIONE-SOUSTAIN

S10 = per ottenere l'effetto di percussione occorre che questo deviatore risulti aperto, cioè che l'estremo della resistenza R46 non sia collegato al positivo di alimentazione.

R64 = agendo su questo potenziometro si può regolare a piacimento il tempo di « decay », cioè il tempo di smorzamento della percussione.

S19 = chiudendo questo deviatore, quando è inserita la percussione (cioè quando S10 è aperto), si ottiene l'effetto « sustain » di cui abbiamo già parlato nel corso dell'articolo.

S13 = per ottenere la ripetizione automatica della percussione (REPEAT), chiudere questo deviatore (naturalmente con S10 aperto).

R55 = questo potenziometro, come già sappiamo, regola la velocità di ripetizione.

ACCOMPAGNAMENTO ACUTI

S10 = per poter ottenere un accompagnamento acuti esterno sfruttando l'apposita uscita presente sulla nostra batteria elettronica, aprire innanzi tutto questo deviatore.

S11 = sempre per ottenere un accompagnamento acuti dall'esterno, questo deviatore, al contrario di S10, deve invece risultare chiuso.

Nota: non è possibile utilizzare contemporaneamente il « repeat » e l'accompagnamento acuti esterno; evitare quindi di chiudere contemporaneamente e deviatori S11 e S13.

LESLIE-WA WA

S20 = per inserire l'effetto « leslie » oppure « wa-wa » spostare questo deviatore sulla posizione 2.

S16 = anche questo deviatore, come S20, va spostato sulla posizione 2.

R121 = questo potenziometro serve per variare a piacimento la velocità dell'effetto leslie e wa-wa.

R124 = agendo su questo potenziometro è possibile regolare la profondità di modulazione: per piccole profondità si ottiene un ottimo effetto leslie, mentre aumentando la percentuale di modulazione si ottiene l'effetto wa-wa.

S21-S22 = agendo su questi due deviatori è possibile modificare secondo quattro diverse combinazioni la frequenza centrale del filtro a doppio T in modo da ottenere l'effetto che più si desidera.

EFFETTO SYNT

S16 = per ottenere l'effetto « synt » (questo appellativo è stato da noi coniato in quanto si ottengono dei suoni che solo un sintetizzatore è in grado di produrre) spostare questo deviatore sulla posizione 3.

S14A-S14B-S15 = agendo su questi due deviatori è possibile modificare il modo di esecuzione e la durata dell'effetto.

CONTROLLI DI TONO E DI VOLUME

R111 — ruotando questo potenziometro tutto verso R109 si ha un'esaltazione degli acuti, mentre ruotandolo verso R110 si ha un'esaltazione dei bassi.

R112 = questo potenziometro regola il volume dell'organo.

R115 = questo potenziometro regola invece il volume della fonte esterna (per esempio batteria) applicata sull'entrata AUX, che vogliamo miscelare al segnale dell'organo.

R119 = master volume: regola il volume d'uscita del segnale miscelato oppure solo dell'organo.

Anche dopo aver stilato questa tabella siamo certi che per molti lettori potrà risultare aiquanto oscuro comprendere la differenza tra « effetto sustain » o « effetto repeat » e così via e d'altra parte spiegarlo a parole, se non si è conoscitori della materia, è veramente difficile.

Proprio per questo riteniamo sia inutile insistere ulteriormente sull'argomento anche perché chi vorrà costruirsi l'organo avrà modo di sperimentare personalmente che cosa cambia spostando quel determinato deviatore invece che un altro.

Da parte nostra ci limitiamo a ricordarvi che questo organo è completamente polifonico, cioè permette di realizzare tutti gli accordi per quanto complessi essi siano, non solo ma è anche possibile inserire contemporaneamente più effetti (per esempio il tremolo più la cattedrale più il leslie ecc.) senza che si alteri il funzionamento o si saturi qualche stadio.

È ovvio pertanto che chiunque possenga un minimo di abilità artistica potrà sbizzarrirsi alla ricerca delle combinazioni che risultano più valide per ogni brano musicale che intende suonare.

REALIZZAZIONE PRATICA

Come constaterete montando i diversi circuiti stampati, la realizzazione pratica di questo organo elettronico non è affatto complessa come invece si potrebbe supporre osservando gli schemi elettrici.

Infatti le parti più complesse, quali potrebbero essere ad esempio i particolari resistivi necessari per trasformare l'onda quadra in una rampa a gradino (vedi fig. 7), sono state da noi semplificate sistemando tutti i componenti sul circuito stampato e questo, anche se ci ha obbligato a realizzare una piastra di dimensioni considerevoli, quindi piuttosto costosa, eviterà tuttavia al lettore di commettere errori nei collegamenti.

Lo stesso dicasi per i 50 fili che dalla tastiera debbono collegarsi al circuito stampato: all'inizio, nell'intento di far risparmiare al lettore una cifra non indifferente, avevamo disegnato il circuito stampato senza prevedere l'attuale connettore, cioè pensavamo di utilizzare per questo scopo dei fili singoli colorati da stagnare sui due estremi, però ci siamo accorti che questo sistema causava un sacco di guai: infatti fra tanti fili qualcuno risultava sempre collegato in maniera sbagliata ed anche quando si riusciva a risolvere questo problema, se ne presentavano subito altri poiché nel fissare le due piastre entro il mobile qualche filo si spezzava oppure veniva a contatto con quello adiacente tanto che qualche volta abbiamo avuto la tentazione di mandare al diavolo tutta la nostra opera.

Perciò, constatando che una delle parti più complesse del circuito era proprio questa, dato che era molto facile commettere errori e per

individuareli si dovevano perdere ore su ore, abbiamo preferito optare per una piastrina flessibile a 50 fili già completa di connettore femmina sui due estremi.

Tale connettore femmina andrà innestato, al termine del montaggio, sul relativo connettore maschio che avremo preventivamente stagnato nell'apposita sede sul circuito stampato ed automaticamente tutti i 50 collegamenti fra piastra e piastra risulteranno effettuati senza possibilità di errore.

Per il montaggio consigliamo di iniziare dalla piastra LX285 (visibile a grandezza ridotta in fig. 10) la quale, come vedesi in fig. 11, è predisposta per ricevere l'integrato MK.50240 (IC2), l'integrato CD.4011 (IC1), i divisori di frequenza SAJ.110, il connettore maschio d'uscita per i 50 fili, i transistor TR1-TR2-TR3-TR4 ecc. ecc., cioè tutto quanto riportato nello schema elettrico di fig. 6 più 12 stadi divisori simili a quello di fig. 7.

Come indicato in quest'ultima figura, ad ogni stadio divisore risultano applicate 13 resistenze di cui 4 vengono contraddistinte con la sigla R23, 4 con la sigla R24, 3 con la sigla R25 e 2 con la sigla R26.

Questo gruppo di resistenze si ripete con gli stessi identici valori per tutti i dodici stadi divisori, pertanto sullo stampato ci ritroveremo 12 gruppi con la sigla R23-R24-R25-R26.

Per agevolarvi nel montaggio vi ricordiamo, anche se lo troverete riportato accanto allo schema elettrico, che il valore di dette resistenze è il seguente:

R23 = 2.700 ohm

R24 = 47.000 ohm

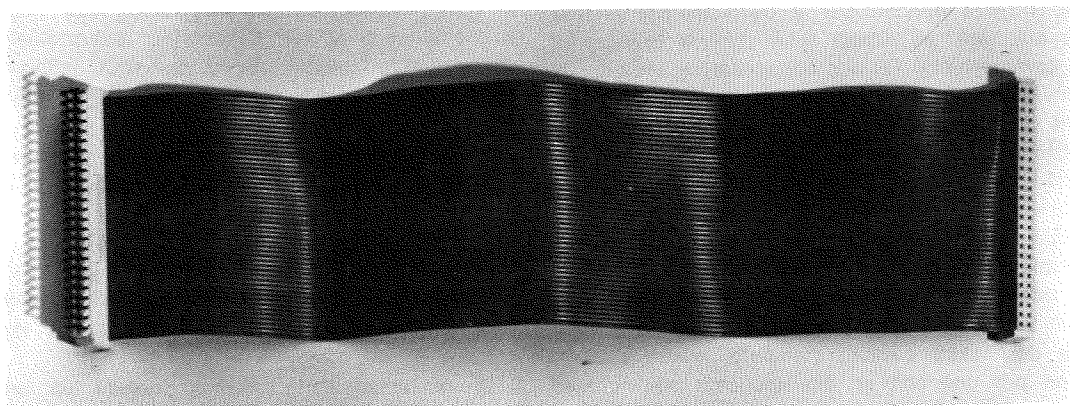


Fig. 14 Per evitare al lettore qualsiasi errore nelle connessioni dei 50 fili necessari per collegare il circuito stampato LX.285 alla tastiera si è pensato di utilizzare una piastrina completa ai suoi estremi di due connettori femmina, che s'innesteranno sui relativi maschi applicati ai circuiti stampati.

R25 = 82.000 ohm
R26 = 180.000 ohm

Come avrete già intuito, risultando il circuito stampato a doppia faccia, dovremo effettuare dei ponticelli per collegare le piste inferiori con quelle superiori, anzi vi anticipiamo che molti dei terminali delle resistenze R23-R24-R25-R26 vengono sfruttati proprio per effettuare questi ponticelli di collegamento.

Perciò ricordatevi, quando vedrete che in corrispondenza del foro in cui infilate il terminale della resistenza è presente un bollino di rame sia sopra che sotto, di effettuare la stagnatura su entrambe le parti diversamente il circuito non potrebbe funzionare in quanto verrebbe a mancare il necessario collegamento elettrico fra le piste dello stampato.

Nell'eseguire le stagnature fate in modo che queste non risultino «fredde», cioè tenete lo stagnatore appoggiato sul filo di rame finché lo stagno non si è ben liquefatto a goccia d'olio attorno al terminale della resistenza o di qualsiasi altro componente e ricordatevi di non stagnare gli integrati direttamente sullo stampato bensì di utilizzare per ognuno di essi il relativo zoccolo.

Per ultimo ricordiamo che questo circuito deve essere alimentato con una tensione continua di 8 volt 0,2 ampère che applicheremo sui due terminali presenti sul circuito stampato accanto alla presa «ENTRATA GENERATORE DI TONI» la quale a sua volta va collegata alla relativa presa «USCITA DELAY» presente sul circuito stampato LX286.

Le altre prese disponibili accanto a queste tre serviranno invece per i potenziometri R2-R8-R13-R16 nonché per il deviatore S1 mentre ai due terminali visibili sullo schema pratico fra il compensatore C8 e il condensatore a disco C9 dovremo collegare il deviatore S2 il quale, come già sappiamo, ci servirà per ottenere la trasposizione di un'ottava sulla tastiera.

Terminato il montaggio della piastra LX285, alimentandola con una tensione di 8 volt, possiamo subito controllare se il nostro organo funziona a dovere.

Infatti sarà sufficiente prendere un piccolo amplificatore, collegare la massa di questo alla massa del nostro circuito stampato, quindi toccare uno per uno con un filo applicato sull'ingresso del preamplificatore tutti i 49 poli del connettore in quanto su questi sono già disponibili tutte le 49 frequenze delle note che in seguito dovremo portare alla tastiera.

Se possedete un oscilloscopio potrete anche constatare come su questi terminali risultino presenti le forme d'onda a gradini discendenti precedentemente descritte.

Avrete a questo punto compreso che con la sola piastra LX285 si ha già la possibilità di realizzare un semplice organo elettronico, perciò se vi interessa realizzare uno di quegli organi economici reperibili in qualsiasi negozio, non dovrete far altro che collegare questa piastra alla tastiera con l'apposito connettore a 50 fili, poi unire insieme fra di loro i tre fili d'uscita presenti sul circuito stampato LX285 B della tastiera ed applicarli quindi all'ingresso di un amplificatore di BF: avrete così ottenuto quanto desideravate.

Chi invece vorrà realizzare un vero organo professionale, dovrà completarlo montando anche il circuito stampato LX286, visibile in fig. 12, sul quale trovano alloggio tutti i vari filtri, gli stadi che generano gli effetti speciali, nonché i comandi di sincronismo per la batteria elettronica presentata sul n. 54/55 della nostra rivista.

Poiché un disegno in prospettiva di questo montaggio non avrebbe permesso al lettore di vedere distintamente la posizione di tutti i componenti, abbiamo deciso in via eccezionale di riportare il solo disegno serigrafico.

Ricordiamo che anche questo circuito è a doppia faccia, quindi prima di iniziare il montaggio dei componenti il lettore dovrà collegare tutte le piste superiori con quelle inferiori (sono circa 25 ponticelli di cui uno effettuato mediante un terminale della resistenza R52) in modo da stabilire il necessario contatto elettrico.

Si monteranno successivamente i terminali capicorda necessari per stagnarvi i fili che vanno a congiungersi ai vari deviatori e potenziometri, poi i quattro zoccoli per gli integrati, infine le resistenze e i diodi cercando per questi ultimi di non invertirne la polarità.

A questo punto potremo proseguire montando i condensatori, le due impedenze di BF Z1 e Z2 e i transistor facendo attenzione a non scambiare fra di loro i terminali E-B-C.

Per ultimo applicheremo sui due transistor TR11 e TR12, come è chiaramente visibile nel disegno, l'apposita aletta di raffreddamento a raggi.

Ci raccomandiamo, essendo questo un progetto di un certo pregio, di non eseguire delle stagnature fredde perché sarebbe un vero peccato non riuscire ad ottenere dal circuito le prestazioni eccezionali che è in grado di fornire

a causa dell'eccessiva fretta di completare il montaggio.

Perciò munitevi innanzitutto di uno stagnatore a punta fine (diametro 1,5-2 mm max) ben caldo, appoggiatelo sul punto da stagnare, poi avvicinate a questo il filo di stagno, fate fondere una goccia ed aspettate finché lo stagno non si è ben distribuito sul bollino di rame ed ha lambito in modo perfetto il terminale della resistenza, del condensatore o del transistor.

Non preoccupatevi se da qualche parte avete letto o vi è stato consigliato di tenere poco il saldatore sui terminali dei transistor perché non è vero che questi se ne vadano fuori uso, anzi è sempre preferibile tenerlo appoggiato uno o due secondi in più del necessario piuttosto che toglierlo un secondo prima.

Poiché siamo sull'argomento transistor vi consigliamo, per ragioni estetiche ma anche pratiche, di non appoggiarli al circuito stampato come fanno certuni, bensì di tenerli sollevati da questo di circa 6-7 mm e soprattutto di stagnarli ben verticali (solo a chi abita a Pisa potremmo concedere di tenerli inclinati per rispettare le caratteristiche della propria città).

Se curerete tutti questi particolari, possiamo assicurarvi al 100% che il vostro montaggio, appena completato, potrà essere subito utilizzato nel pieno rispetto delle caratteristiche enunciate.

Se invece tralascierete qualche ponticello oppure eseguirete qualche stagnatura fredda, è ovvio che potrà «mancarvi» qualche effetto sonoro se non vi capiterà addirittura di ottenere un organo «muto» nel caso in cui il ponticello stesso serva per alimentare uno degli stadi principali.

Però sapete anche che poiché tutti i nostri progetti funzionano, siamo sempre a vostra disposizione per riparare a eventuali «magagne» (termine bolognese molto significativo per indicare un lavoro eseguito con trascuratezza e con scarsa competenza anziché con la necessaria cura e precisione).

Terminato il montaggio dei componenti, per completare questa piastra dovremo necessariamente eseguire, come vedesi in fig. 13, i collegamenti con i vari potenziometri e deviatori presenti.

Per semplicità in questo disegno abbiamo riportato solo le connessioni dei terminali con qualche componente di riferimento affinché questi collegamenti risultino i più chiari possibili.

Tutti i potenziometri e deviatori richiesti dal circuito stampato LX286 verranno applicati su un pannello frontale che dovremo fissare sopra alla

tastiera in modo da averli tutti a portata di mano.

Per i collegamenti tra circuito stampato e potenziometri o interruttori in cui si richiede l'uso di cavetto schermato, consigliamo di sceglierlo a 2 o 3 fili interni in modo da semplificare il cablaggio.

La calza metallica esterna andrà collegata alla massa ovviamente solo dalla parte del circuito stampato, altrimenti potremo ottenere del ronzio di alternata in altoparlante (vedi apposito articolo sulla rivista 58/59).

Anche i due pannelli frontali di alluminio dovranno risultare collegati a massa e per questo sarà sufficiente un filo che stagneremo da una parte alla carcassa metallica di un potenziometro qualsiasi (esiste sempre una linguetta di massa sul corpo del potenziometro) e dalla parte opposta alla massa del circuito stampato LX286.

Dallo stesso circuito stampato partono anche i fili 1-2-3 che dovremo congiungere alla tastiera e i tre fili di sincronismo della batteria elettronica, se la volete includere, diversamente questi terminali rimarranno liberi e così dicasi pure per i fili che dovranno collegarsi alle **molle del riverbero** per ottenere l'effetto «cattedrale», infatti l'uso di questa molla è facoltativo: se non la si collega l'organo funziona egualmente.

Il filo che parte da S14A, indicato con la scritta USCITA DELAY dovremo collegarlo, come già anticipato, alla presa ENTRATA GENERATORE DI TONI disponibile sul circuito stampato LX285.

Abbiamo infine l'uscita di BF che dovremo logicamente collegare all'entrata di un amplificatore di BF la cui potenza è subordinata all'uso a cui vorremo adibire il nostro organo.

Per un uso domestico è sufficiente un amplificatore da 8-30 watt mentre per un'orchestra occorreranno almeno 60-100 watt.

Il terminale ENTRATA AUX BATTERIA serve per prelevare il segnale dalla batteria elettronica e miscelarlo con quello dell'organo in modo da sfruttare un unico amplificatore per le due funzioni.

Questo telaio necessita per la sua alimentazione di una tensione duale di + 12 volt e — 12 volt riferiti a massa.

ALIMENTAZIONE

Per alimentare le due piastre LX285 e LX286 è necessario, come vi abbiamo già anticipato, disporre di un alimentatore che eroghi una tensione duale di 12 + 12 volt e una tensione singola di 8 volt.

A tale proposito, se avete già realizzato la batteria elettronica presentata sul n. 54/55, potrete utilizzare lo stesso alimentatore anche per l'organo, infatti manca solo la tensione di 8 volt che potremo ottenere in due modi diversi ma egualmente validi.

Prendere i 12 volt positivi ed applicarli all'ingresso di un integrato stabilizzatore uA.7808 collegando sulla sua uscita un condensatore elettrolitico da 100 mF 25 volt lavoro, oppure prelevare in uscita dal ponte RS2 (vedi schema elettrico presentato sulla rivista 54-55 a pag. 484) la tensione già raddrizzata e stabilizzarla sempre con un integrato uA.7808.

Se invece non avete realizzato la batteria elettronica e non vi interessa costruirla, potrete sempre utilizzare lo schema presentato in fig. 1 a pag. 484 del n. 54-55 sostituendo l'integrato IC3 (attualmente un uA.7805) con un uA.7808 in modo da ottenere in uscita 8 volt invece dei 5 volt attuali.

TARATURA

Se il nostro fosse un organo, composto da 13 oscillatori di nota base, vi diremmo subito che la taratura sarebbe per voi un grosso problema perché dovrete disporre di strumenti reperibili solo nel laboratorio di un'industria specializzata, oppure dovrete ricorrere ad un'accordatore di pianoforti, cioè ad un tecnico che vi costerebbe da solo più di tutto il montaggio.

Come già vi abbiamo accennato, per il nostro organo questo problema non esiste, infatti voi potete terminare il montaggio, collegare la spina alla rete luce e subito suonare qualsiasi motivo con la matematica certezza che l'organo non risulta stonato in quanto l'integrato MK.50240 ci garantisce che la differenza di frequenza fra una nota e la successiva è sempre pari esattamente al valore richiesto.

Ci chiederete allora perché abbiamo inserito i trimmer R20 e R22 per accordarlo.

Il motivo è molto semplice infatti se voi utilizzate l'organo da solo per dilettarvi a suonare, non ha nessuna importanza che la nota LA.3, che deve oscillare alla frequenza di 440 Hz, oscilli invece a 460 oppure a 390 Hz, poiché in tal caso tutte le note dell'organo risulteranno più acute o più gravi, però la distanza in frequenza tra ogni nota e la successiva risulterà sempre perfetta.

Il problema invece sussiste se voi utilizzate l'organo in un complesso dove sono presenti

altri strumenti musicali: in tal caso infatti è assolutamente necessario che il vostro LA.3 risulti accordato alla stessa frequenza del LA.3 degli altri strumenti e questo si ottiene, come vedremo in maniera molto semplice.

Se disponete di un frequenzimetro, applicatelo alla pista del circuito stampato LX285 che si congiunge al piedino 2 dell'integrato IC2 (cioè del MK.50240), aprite l'interruttore S2 (quello che inserisce o disinserisce il compensatore C8) quindi ruotate prima il trimmer R20 fino a leggere una frequenza all'incirca di 250.080-250.090 Hz, poi successivamente il trimmer R22 della taratura fine in modo da leggere esattamente 250.082 Hz e a questo punto l'organo è già perfettamente **accordato e tarato**.

Come vedete le operazioni da compiere sono molto semplici e alla portata di tutti.

Certo, ci risponderete, ma se non si possiede un frequenzimetro?

Ebbene abbiamo pensato anche a questo e vedrete che anche senza disporre di tale strumento riuscirete facilmente a raggiungere lo scopo.

Infatti accendendo il televisore nell'orario in cui la RAI trasmette il monoscopio, vi sarete certamente accorti che questo è sempre accompagnato da una nota di bassa frequenza, nota che dispone della stessa identica frequenza del LA.3, cioè 440 Hz.

Pertanto dopo aver acceso il vostro televisore, pigiate il tasto n. 34 iniziando da sinistra e contando bianchi e neri e con un cacciavite ruotate prima il trimmer R20 poi R22 finché non rileverete ad orecchio che la nota del vostro LA ha un suono perfettamente analogo a quella del monoscopio.

Se temete di non avere un orecchio tanto raffinato da distinguere quando due note risultano all'unisono, mentre tarate questi trimmer provate a pigiare il tasto immediatamente precedente e quello immediatamente successivo a quello da noi indicato, cioè rispettivamente il tasto del SOL diesis 3 e del LA diesis 3: così facendo vi accorgerete subito se l'accordo è perfetto perché se avrete tarato il LA troppo in basso la nota del monoscopio assomiglierà di più al LA diesis che non al LA stesso, mentre se lo avrete tarato troppo in alto, tale nota assomiglierà di più al SOL diesis.

Solo quando la taratura risulterà perfetta, pigiando uno dopo l'altro questi tre tasti, potrete riscontrare che il SOL diesis ha una frequenza più bassa di quella del monoscopio e il LA diesis una frequenza più alta.

Come abbiamo già avuto modo di accennare, la precisione nella taratura è indispensabile solo se dovrete suonare assieme ad altri strumenti, diversamente il fatto che il vostro LA.3 oscilli a 440-445 o 395 Hz non riveste nessuna importanza.

A questo punto rimane un altro componente da tarare e precisamente il compensatore C8.

Per far questo, se disponete di un frequenzimetro, applicatelo sempre sulla pista del circuito stampato LX285 che si congiunge al piedino 2 dell'integrato MK.50240, quindi chiudete l'interruttore S2 in modo da inserire nell'oscillatore il condensatore C7 e il compensatore C8.

Ruotate infine tale compensatore fino a leggere la frequenza di 125.041 Hz, cioè metà della frequenza letta in precedenza.

Se non avete il frequenzimetro, servitevi sempre del monoscopio della RAI ricordando però che questa volta il tasto da pigiare è il numero 46 a partire da sinistra.

Come avrete constatato tarare questo organo è facilissimo: basta disporre di un televisore, un apparecchio cioè che tutti posseggono.

TASTIERA

Anche se pochi lo sanno, le tastiere degli organi non solo vengono fornite smontate a pezzetti, ma anche sprovviste dei relativi accessori, vedi supporti, molle di contatto, argentate, distanziali ecc. che si debbono reperire a parte da altri costruttori. Questo particolare ha colto di sorpresa anche noi quando da incompetenti siamo andati ad acquistarle ritenendo che queste ci giungessero già complete e pronte per essere utilizzate.

Illusione: nemmeno il circuito stampato che è parte essenziale per potergli saldare le molle di contatto risulta compreso nel prezzo.

A questo punto per completare la tastiera abbiamo dovuto innanzitutto preparare un apposito circuito stampato dopodiché, quando siamo andati per montarlo, ci siamo accorti che tale operazione non era poi semplice come supponevamo e notando le difficoltà imposte dall'assemblaggio dei vari componenti, cioè molle di contatto, supporti, barre argentate ecc., per avere comunque una tastiera perfetta abbiamo preferito farle montare da personale specializzato in modo che al lettore non rimanga altro compito che quello di innestare la piattina visibile in fig. 14 sull'apposito connettore per avere la tastiera pronta per l'uso.

UN PO' DI SPAZIO ANCHE PER ME

Vorrei che il lettore sapesse che ogni progetto che appare sulla rivista viene prima studiato da uno o due ingegneri, poi montato dai tecnici del laboratorio che lo collaudano, infine passato al redattore con tutte le note tecniche in modo che quest'ultimo possa redigere l'articolo.

A me è capitato appunto quest'organo.

Premetto che io non conosco la musica per cui spesso ho dovuto chiedere ai tecnici, ai progettisti e ai musicisti delle delucidazioni onde poter fornire al lettore delle spiegazioni facilmente comprensibili e spero di avere raggiunto lo scopo.

Confesso che non avendo mai avuto fra le mani uno strumento musicale e ricordandomi a mala pena, per averlo sentito dire alle scuole elementari, che le note erano 7, mi sono chiesto più volte quanti saranno i lettori che come me, pur desiderando internamente di saper suonare un organo, non possono farlo perché non ce l'hanno a disposizione, quindi sono torturati dal dilemma: « saprò mai suonarlo? »

Orbene, avendo a disposizione sul banco di lavoro l'organo già montato e funzionante, una sera che mi trovavo solo soletto in redazione mi ci sono avvicinato ed ho provato a suonare qualche cosa.

Naturalmente la mia prima esibizione non è stata esaltante però è servita a farmi comprendere che suonare un organo elettronico non è poi così difficile come si potrebbe supporre, anzi a me è sembrato così facile e divertente che la sera successiva sono ritornato alla carica poi anche la sera dopo e così via con risultati sempre più soddisfacenti.

Proprio per questo, cioè per incoraggiare quanti si trovano nelle mie stesse condizioni, ho pensato di fare un'aggiunta personale a questo articolo sperando che non mi venga dall'alto censurata perché la mia teoria in fatto di musica può far sorridere chi di musica è già un esperto.

Ad esempio, con la batteria elettronica inserita, mi sono accorto che non è indispensabile conoscere le note perché pigiando con tre dita sui tasti bianchi uno SI uno NO uno SI uno NO uno SI, poi spostandosi sulla tastiera e pigiando ancora altri tre tasti SI-NO-SI-NO-SI e così di seguito un po' giù un po' su, con la batteria elettronica che fa da accompagnamento, si può ottenere della musica moderna (i musicisti a sentire questo si metteranno a ridere però posso assicurarvi che la mia ragazza, quando ha sen-

tito queste mie creazioni, si è molto meravigliata di sapere che io ero un musicista — in confidenza, se avessi dovuto ripetere il motivo precedentemente suonato, non ci sarei riuscito).

Naturalmente questo è stato solo l'inizio perché in seguito mi sono talmente appassionato che di nascosto agli altri redattori ho acquistato in un negozio un libretto di musica per principianti sul quale al posto dei DO e dei RE ci sono dei numeri, poi ho segnato i tasti con tali numeri e con mia meraviglia, dopo un paio di settimane, provando un'ora tutte le sere, ho imparato a suonare diversi brani.

Ora non vado veloce come Keith Emerson, però posso assicurarvi che me la cavo abbastanza bene.

IL REDATTORE

N.B. Non mi firmo perché non vorrei mi inviate a casa vostra per farvi una suonata.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il lettore può richiederci, per la realizzazione di questo organo, anche parti sfuse come la tastiera ed il solo stadio oscillatore, se desidera un organo semplice ed economico, poi in seguito potrà acquistare, sempre che lo desideri, lo stadio degli effetti e la molla del riverbero ai prezzi qui sotto indicati.

Stadio oscillatore base e dei divisori LX285

Il solo circuito stampato LX285 a doppia faccia, già forato e completo di disegno serigrafico L. 24.500

Tutto il materiale occorrente per questo stadio, cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, diodi, transistor, integrati e relativi zoccoli, deviatori e connettore maschio per lo stampato più la piastrina a 50 poli completa di due connettori femmina già pinzati L. 70.000

Stadio degli effetti LX286

Il solo circuito stampato LX286 a doppia faccia già forato e completo di disegno serigrafico L. 9.500

Tutto il materiale necessario alla realizzazione di questo stadio, cioè circuito

stampato, resistenze, condensatori, diodi, transistor, fet, integrati completi di zoccolo, impedenze, deviatori, potenziometri, cavetti schermati (esclusa la molla del riverbero)

L. 63.000

Tastiera 4 ottave

Una tastiera 4 ottave passo pianoforte (particolare questo da tenere in debita considerazione in quanto una volta imparato a suonare su questa tastiera si può passare tranquillamente al pianoforte senza che si scombussoli la posizione dei tasti) così come viene normalmente fornita in commercio, cioè senza circuito stampato, completa di molle di contatto ed accessori da montare

L. 26.000

La stessa tastiera già montata e collaudata (basta solo innestare il connettore della piastrina a 50 fili proveniente dallo stadio LX285 e l'organo è già funzionante)

L. 50.000

Nota: nella tastiera montata risulta incluso il circuito stampato a doppia faccia di cm. 9x68 con applicato il connettore maschio a 50 poli, completo inoltre di distanziatori in plastica, barre argentate già sezionate per ottenere i necessari contatti elettrici.

Molla riverbero

Una molla riverbero lunga 42 cm. per ottenere dall'organo l'effetto cattedrale L. 15.300

Spese postali

Per la spedizione della sola tastiera, essendo questo un pacco ingombrante che richiede un imballaggio particolare, occorre aggiungere L. 2.500.

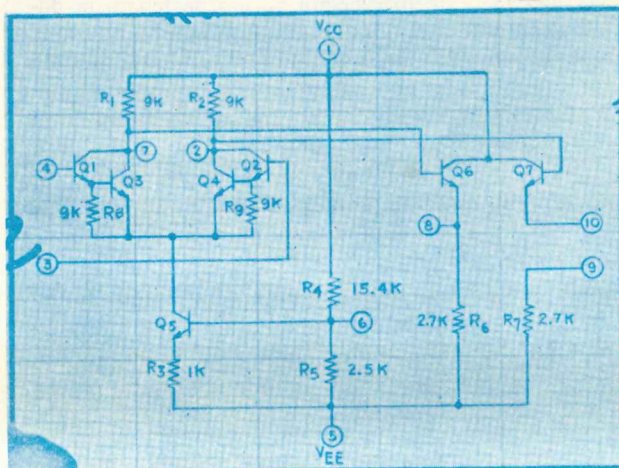
Per l'altro materiale le spese postali si limitano invece a L. 1.500.

Nota: vogliamo precisare al lettore che un normale organo commerciale transistorizzato che disponga di tutti gli «effetti» che può fornirci questo nostro organo non costa meno di 700-800.000 lire, quindi autocostruendolo si può risparmiare un qualcosa come mezzo milione e forse più.

PROGETTI



in



RADIOMICROFONO IN FM Sig. Mallaguida Plero - Terni

Il radiomicrofono in FM che presento all'attenzione dei lettori ha la caratteristica di poter essere realizzato con transistor PNP al germanio, vale a dire con quei transistor che ognuno di noi ha ormai relegato nel fondo del cassetto in quanto non vengono più utilizzati nei moderni circuiti.

Il progetto non è critico infatti i transistor TR1 e TR2 (vedi fig. 1) possono essere sostituiti con altri tipi, anche se con sigle diverse, purché sempre PNP e di BF.

Per quanto riguarda il transistor TR3 occorre invece utilizzare un AF.125 oppure un altro transistor di AF che abbia una frequenza di taglio superiore ai 150 MHz.

Il funzionamento del circuito è molto semplice: i due transistor TR1 e TR2 collegati fra di loro in configurazione darlington servono per amplificare il segnale microfonico mentre il trimmer R1 presente in ingresso ci permetterà di variare a piacimento la profondità di modulazione.

Per la realizzazione pratica dovremo ricordarci di montare la bobina L1 sufficientemente vicina al transistor TR3 altrimenti potrebbero aversi anomalie di funzionamento.

Tale bobina risulta composta di 10 spire con filo argentato da 1 mm avvolte in aria su un diametro di 6 mm. e spaziate fra di loro di circa 1 mm. l'una dall'altra.

La presa da collegare al negativo di alimentazione dovrà essere effettuata sulla 3° spira dal lato dell'antenna, cioè avremo in pratica 3 spire per l'antenna e 7 spire per la sintonia.

Per sintonizzare l'emittente sulla frequenza desiderata collegheremo un ricevitore FM acceso a una distanza di circa 4-5 metri, ne porteremo al massimo la sensibilità, quindi ruoteremo lentamente il compensatore C7, presente sul radiomicrofono fino a udire un forte fischio in altoparlante.

L'antenna può essere realizzata con uno stilo lungo 40-50 cm, oppure con un pezzo di filo qualsiasi di uguale lunghezza.

NOTE REDAZIONALI

Precisiamo al lettore che il circuito modula in frequenza agendo sulla polarizzazione del transistor oscillatore e questo sistema, ancorché anormale, può in effetti permettere di raggiungere lo scopo prefissato.

In questa rubrica presenteremo quegli schemi, fra i tanti che i lettori giornalmente ci inviano, che ci sembreranno più validi e interessanti sia dal lato tecnico che divulgativo. Tali schemi, per ovvii motivi di tempo, non possiamo provarli uno per uno e proprio per questo ci affidiamo alla serietà di chi ce li invia limitandoci da parte nostra a controllare se il circuito è valido teoricamente e completandolo sempre con una nota redazionale, cioè con consigli tecnici e critiche utili ad evitare insuccessi a chi eventualmente ne tentasse la realizzazione.

Certamente fra questi circuiti ve ne potrà essere qualcuno che non funziona come indicato dall'autore, però ne troverete anche di quelli che supereranno le caratteristiche enunciate ed è proprio questo lo spirito della rubrica, presentare cioè un cocktail di progetti vari che possano consentire allo sperimentatore di utilizzare componenti già in suo possesso che diversamente non saprebbe come utilizzare.

SINTONIA

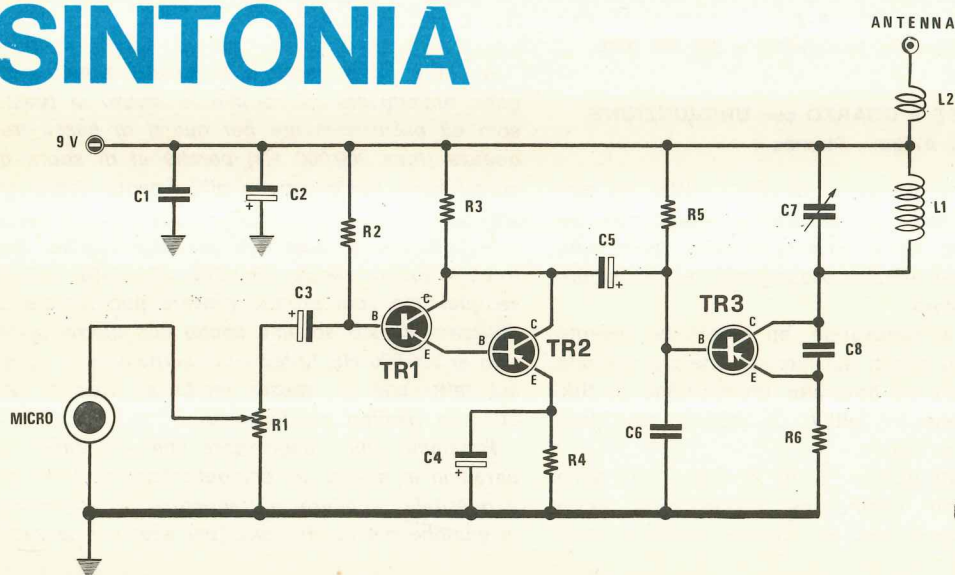


Fig. 1

Radiomicrofono in FM.

R1 = 100.000 ohm trimmer
R2 = 56.000 ohm 1/4 watt
R3 = 1.200 ohm 1/4 watt
R4 = 3.300 ohm 1/4 watt
R5 = 82.000 ohm 1/4 watt
R6 = 470 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF a disco
C2 = 220 mF elettrolitico 16 volt
C3 = 10 mF elettrolitico 16 volt
C4 = 33 mF elettrolitico 16 volt
C5 = 4,7 mF elettrolitico 16 volt
C6 = 1.200 pF a disco
C7 = 3÷18 pF compensatore
C8 = 5 pF a disco
TR1-TR2 = transistor PNP al germanio AC126
TR3 = transistor PNP al germanio AF.125
L1-L2 = vedi articolo
microfono piezo

La portata di questo radiomicrofono tuttavia non può essere elevata tanto che a nostro parere difficilmente si potranno superare i 200-300 metri, anche tenendo presente l'affollamento di questa gamma da parte delle emittenti private che in genere «escono» con una potenza molto più elevata.

Chi realizzerà questo circuito dovrà ricordarsi di effettuare dei collegamenti molto corti per quanto concerne la bobina L1, il compensatore C7 e il transistor TR3, infatti a queste frequenze, un solo centimetro di filo in più del richiesto può portare l'oscillatore a lavorare su frequenze inferiori agli 88 MHz, quindi ad uscire dalla gamma FM.

Questo circuito lo si può realizzare anche con

transistor NPN al silicio; tal caso per TR1-TR2 utilizzeremo dei BC107-BCà08 o equivalenti, mentre per TR3 dovremo utilizzare dei 2N2222-BSX26 ecc.).

Utilizzando dei transistor NPN anziché dei PNP, dovremo logicamente invertire nel circuito la polarità di tutti gli elettrolitici, cioè collegare il terminale positivo dove ora è collegato il negativo e viceversa e così dicasi pure per la pila di alimentazione, il cui positivo andrà collegato alle resistenze che alimentano i collettori dei transistor ed il negativo a massa.

L'assorbimento del transistor oscillatore è bene non superi i 10-15 milliampère: in caso contrario aumentare il valore della resistenza di base R5, portandolo a 100.000 ohm, oppure di quella di emettitore R6, portandolo a 560 ohm.

Se l'assorbimento risultasse invece inferiore ai 10-15 milliampère, ridurre solo il valore della resistenza di emettitore portandolo a 390-330 ohm.

OSCILLATORE A QUARZO con UNIGIUNZIONE Sig. Bacilieri Attilio - Firenze

In possesso di quarzi da 50-100 KHz ho tentato di realizzare un oscillatore impiegando dei transistor ma ho sempre incontrato delle difficoltà che mi hanno sconsigliato a proseguire nella mia opera.

Provando e riprovando, un giorno ho inserito uno di questi quarzi nel circuito che qui accludo e che utilizza un transistor unigiunzione di tipo 2N2646, ottenendo subito un ottimo oscillatore perfettamente stabile.

Per la realizzazione, come noterete, non sono necessarie ne' bobine, ne' condensatori, bensì solo tre resistenze ed un trimmer, pertanto il cir-

cuito può essere facilmente provato da chiunque desideri costruirsi un semplice oscillatore a quarzo.

La tensione di alimentazione può variare da un minimo di 10-12 volt ad un massimo di 20 volt.

L'uscita può essere indifferentemente prelevata o dall'emettitore dell'unigiunzione (in tal caso avremo disponibile una forma d'onda a dente di sega però ad alta impedenza), oppure ai capi della resistenza R4, (dove sono disponibili negli impulsi a bassa impedenza).

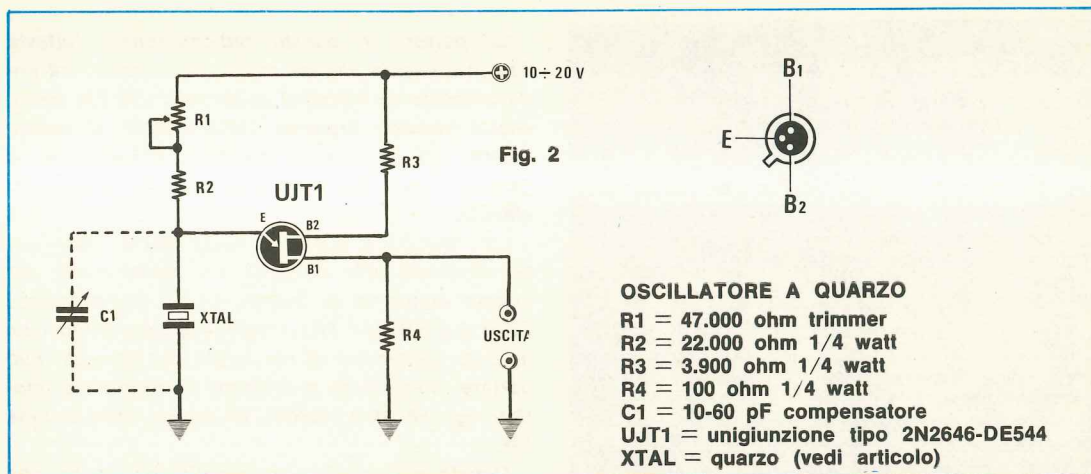
Per innescare l'oscillazione è sufficiente ruotare da un estremo all'altro il trimmer R1 finché non si vede comparire sullo schermo dell'oscilloscopio la forma d'onda desiderata, oppure finché non si legge sul frequenzimetro applicato ai capi di R4 la frequenza di oscillazione del quarzo.

NOTE REDAZIONALI

A chi è intenzionato a realizzare questo progetto anticipiamo subito che lo stesso si presta solo ed esclusivamente per quarzi di bassa frequenza (max 300.000 Hz) perché al di sopra di questi limiti l'unigiunzione difficilmente riesce ad oscillare.

È chiaro che questa nostra affermazione potrebbe anche venire smentita dai fatti, quindi se qualcuno vuol proprio provare può tentare di utilizzare questo schema anche con quarzi superiori ai 500.000 Hz, tuttavia noi nutriamo seri dubbi sul fatto che in questo modo si riescano ad ottenere risultati soddisfacenti.

Possiamo infine aggiungere che applicando in parallelo al quarzo un compensatore da 10-60 pF è possibile ritoccare la frequenza di oscillazione di qualche decina di Hertz (per esempio se avete



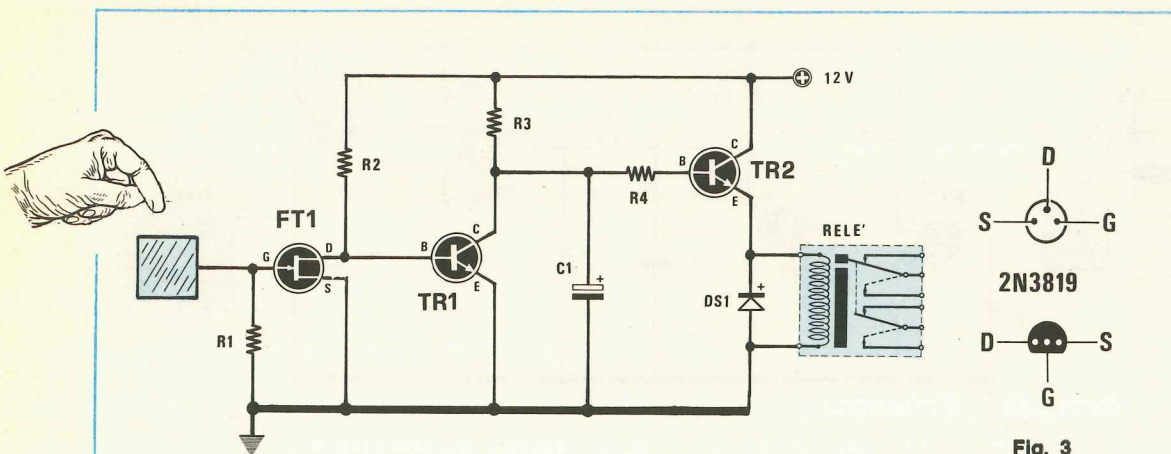


Fig. 3

UN RELÉ AL TOCCO

R1 = 10 megaohm 1/4 watt
 R2 = 56.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R4 = 470 ohm 1/4 watt
 C1 = 10 mF elettrolitico 16 volt

FT1 = fet tipo 2N3819
 TR1 = transistor NPN tipo BC107
 TR2 = transistor NPN tipo 2N1711
 DS1 = diodo al silicio tipo 1N4148
 Relé 12 volt

UN RELÉ A TOCCO

Sig. Taraborrelli Corrado - Casoli (CH)

Ho ideato un circuito che permette di diseccitare un relè toccando con un dito un piccolo dischetto o una piastrina metallica e l'ho utilizzato nel mio appartamento come circuito di allarme per evitare che qualcuno tenti di aprire la porta quando io sono assente.

Per ottenere questo ho sfruttato come elemento sensibile la maniglia metallica della porta cosicché se qualcuno tentasse di entrare a mia insaputa attraverso tale porta, subito la sirena che ho applicato ai contatti del relè entrerebbe in funzione.

Il circuito comunque si presta anche per altre applicazioni per cui lo sottopongo alla vostra attenzione sperando di vederlo pubblicato nella rubrica dedicata ai progetti dei lettori.

Come vedesi nella fig. 3, tale circuito si compone in pratica di un fet tipo 2N3819, un transistor BC107, un transistor 2N1711 e un relé da 12 volt, tutti componenti questi che si possono facilmente trovare nel cassetto di qualsiasi sperimentatore elettronico.

Per quanto riguarda il funzionamento, se nessuno tocca la placchetta o la maniglia collegata al gate del fet, questo conduce, pertanto sul drain avremo una tensione nulla e il transistor TR1 risulterà interdetto.

Sul collettore di TR1 sarà invece presente la massima tensione positiva che, polarizzando la base di TR2, lo porterà in conduzione eccitando di conseguenza la bobina del relé.

Al contrario se con una mano si tocca la placchetta metallica, la tensione presente sul drain del fet automaticamente aumenta di valore permettendo a TR1 di entrare in conduzione e di cortocircuitare a massa col suo collettore la base di TR2.

Ne consegue che TR2 si interdice e la bobina del relé si diseccita.

Inutile aggiungere che non appena si toglie il dito dalla placchetta metallica il relé torna ad eccitarsi, però a questo punto fa sentire la sua importanza il condensatore elettrolitico C1, aumentando o diminuendo la capacità del quale noi abbiamo la possibilità di fare in modo che il relé resti eccitato per un tempo più o meno lungo.

NOTE REDAZIONALI

Il circuito presentato dal sig. Taraborrelli è senz'altro interessante però noi avremmo diverse osservazioni da fare al riguardo.

1) Innanzitutto ci sembra che la resistenza R3, applicata sul collettore di TR1, risulti di valore troppo elevato tanto che in taluni casi potrebbe

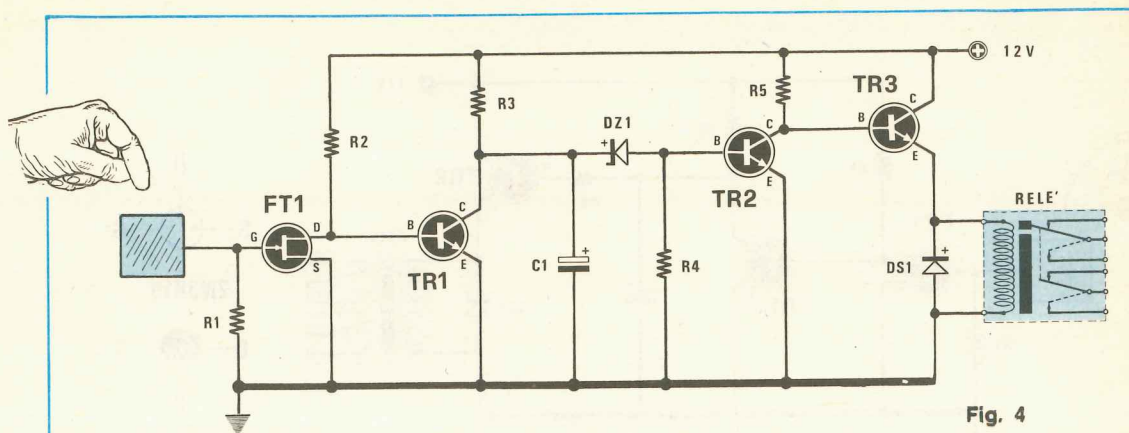


Fig. 4

UN RELÉ AL TOCCO

R1 = 10 megaohm 1/4 watt
 R2 = 56.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R5 = 100.000 ohm 1/4 watt
 C1 = 10 mF elettrolitico 16 volt

DZ1 = diodo zener da 3,3 volt 1/2 watt
 DS1 = diodo al silicio tipo 1N4148
 FT1 = fet tipo 2N3819
 TR1-TR2 = transistor NPN tipo BC107
 TR3 = transistor NPN tipo 2N1711
 Relé da 12 volt

impedire l'eccitazione della bobina del relé anche quando non si tocca la piastrina.

Suggeriamo pertanto di diminuire tale resistenza a 10.000 ohm.

2) Se si usa questo circuito come antifurto e per un qualsiasi motivo viene a mancare la tensione dei 12 volt, il relé automaticamente si diseccita, quindi fa scattare l'allarme, cosa questa che deve essere evitata.

Per risolvere tale problema suggeriamo di modificare il circuito come indicato in fig. 4, cioè di aggiungere in pratica uno stadio invertitore realizzato con un transistor BC107 (vedi TR2).

Così facendo il relé si ecciterà solo quando toccheremo la piastrina metallica e nel caso venisse a mancare l'alimentazione non succederà un bel niente.

Inoltre utilizzando questo schema abbiamo la possibilità di ottenere dei tempi di ritardo molto più elevati e questo grazie all'adozione dello zener DZ1 (da 3,3 volt) che impedisce a TR2 di condurre finché la tensione sul collettore di TR1 non supera i 3,9-4 volt.

Inoltre in parallelo alla bobina del relé occorre sempre applicare un diodo al silicio con l'anodo rivolto verso massa in modo da impedire che picchi di tensione indesiderati possano mettere fuori uso il transistor TR3.

Vorremmo infine aggiungere, visto che l'autore non l'ha precisato, che la massa di questo circuito è bene risulti collegata, tramite un condensatore da 10.000 pF 400 volt lavoro, ad un capo della

rete luce, in modo tale che toccando la placca metallica si chiuda il circuito rete-terra (in questo caso però in serie all'ingresso occorre applicare una resistenza almeno da 10 Megahom per evitare che toccando la placchetta si prenda la scossa.

Se toccando la placca non si eccita il relé, significa che il condensatore da 10.000 pF è stato collegato al filo neutro della rete, quindi sarà sufficiente collegarlo sul filo opposto, cioè tale condensatore va applicato al filo « caldo » della linea a 220 volt che potremo subito individuare con un cacciavite cercafase.

GENERATORE DI ONDE TRIANGOLARI

Sig. Cuppini Mauro - Molinella (BO)

Vorrei anch'io collaborare con la vostra rivista innanzitutto perché ritengo che sia la migliore in campo nazionale e secondariamente per un motivo di pura vanità personale: desidero infatti veder apparire il mio nome stampato su Nuova Elettronica in modo da poter dimostrare ai miei amici le mie qualità e di questo spero mi perdonerete.

Il progetto che sottopongo al vostro giudizio è un circuito in grado di generare onde perfettamente triangolari le quali, come tutti saprete, sono più utili di quelle sinusoidali per controllare stadi di BF in amplificatori Hi-Fi.

Tale progetto può inoltre essere utilizzato come

GENERATORE DI ONDE TRIANGOLARI

R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
R3 = 1 megaohm potenz.
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
R6 = 100.000 ohm 1/4 watt
R7 = 47.000 ohm potenz. lin.
C1 = 10 mF elettrolitico 16 volt
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 47.000 pF poliestere
C4 = 10 mF elettrolitico 16 volt
C5 = 100 mF elettrolitico 16 volt
C6 = 100 mF elettrolitico 16 volt
IC1 = Integrato tipo MC1458

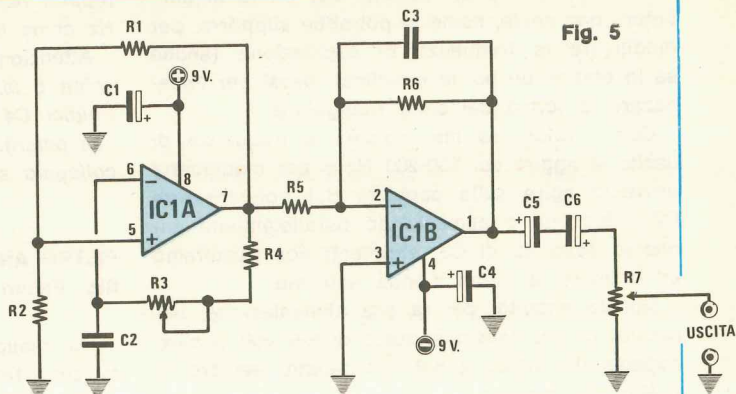


Fig. 5

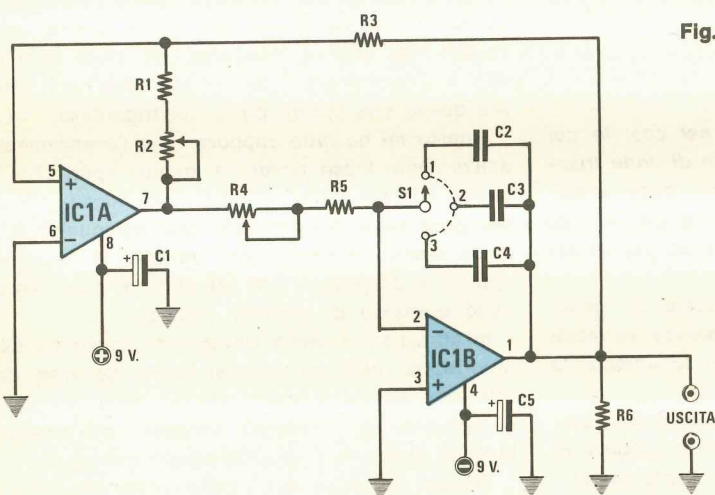


Fig. 6

GENERATORE DI ONDE TRIANGOLARI

R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 1 megaohm trimmer
R3 = 8.200 ohm 1/4 watt
R4 = 22.000 ohm potenz.
R5 = 1.500 ohm 1/4 watt
R6 = 47.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettr. 16 volt
C2 = 2.200 pF poliestere
C3 = 22.000 pF poliestere
C4 = 220.000 pF poliestere
C5 = 10 mF elettr. 16 volt
IC1 = integrato MC1458

semplice e preciso oscillatore di BF e con l'aggiunta di pochi componenti non certo costosissimi, permette a qualsiasi dilettante di entrare in possesso di un generatore di BF senza spendere cifre esorbitanti per acquistarne uno commerciale.

Il circuito, come vedesi dalla fig. 5, utilizza un solo integrato di tipo MC.1458 o LM.358 il quale contiene al suo interno due amplificatori operazionali di tipo uA.741, quindi è possibile raggiungere gli stessi risultati anche con due uA.741 singoli.

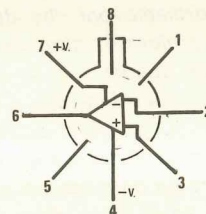
Il primo di questi due amplificatori operazionali viene sfruttato per generare un segnale ad onda quadra, mentre il secondo funge da integratore per trasformare le onde quadre in onde triangolari.

Il potenziometro da 1 megaohm che troviamo



MC 1458

Fig. 7



uA741

inserito nella rete di reazione del primo amplificatore non serve, come si potrebbe supporre, per modificare la frequenza di oscillazione (anche se in pratica un po' la modifica), bensì per linearizzare la forma dell'onda triangolare.

Con i valori da me indicati la frequenza di uscita si aggira sui 100-200 Hz e per modificarla dovremo agire sulla capacità del condensatore C2, riducendo o aumentando parallelamente anche la capacità di C3, altrimenti non riusciremo ad ottenere la forma d'onda richiesta.

Questo circuito, per la sua alimentazione, necessita di una tensione duale di 8-9 volt positivi rispetto alla massa e 8-9 volt negativi sempre rispetto alla massa.

Io per esempio ho utilizzato il vostro alimentatore LX155 presentato sul n. 42-43, sostituendo gli integrati stabilizzatori rispettivamente con un uA.7808 e un uA.7908.

NOTE REDAZIONALI

Il circuito presentato è valido nei casi in cui si desideri realizzare un generatore di onde triangolari a frequenza fissa, in quanto come precisato dall'autore la frequenza stessa si può variare solo entro limiti molto ristretti agendo sul potenziometro R3.

Per coloro che volessero realizzare un generatore di onde triangolari a frequenza variabile consigliamo pertanto di modificare totalmente lo schema come indicato in fig. 6.

Quest'ultimo circuito, a differenza del primo, presenta il vantaggio che per cambiare gamma di frequenze è sufficiente modificare un solo condensatore anziché due, inoltre dispone di un potenziometro (vedi R4) per variare la frequenza da (vedi R2) per variare l'ampiezza del segnale generato.

Ricordiamo poi che da questo circuito si possono prelevare, oltre le onde triangolari, anche le onde quadre.

Precisiamo che con i valori di capacità da noi indicati è possibile coprire, in linea di massima, un campo di frequenza compreso fra un minimo di 5 Hz ed un massimo di 10.000 Hz.

Tali valori però sono stati calcolati in via teorica, quindi potrebbe risultare necessario, anziché utilizzare 220.000-22.000-2.200-220 pF, sostituire questi valori con 180.000-18.000-1.800-180 pF oppure con 270.000-27.000-2.700-270 pF, cioè il valore esatto di queste capacità dovrà essere determinato sperimentalmente.

Ricordiamo infine che questo tipo di generatore difficilmente riesce a superare i 12-15.000 Hz e

proprio per questo noi abbiamo indicato i 10.000 Hz come limite massimo.

Attenzione: nel momento di andare in macchina ci siamo accorti che i condensatori elettrolitici C4 (fig. 5) e C5 (fig. 6) sono disegnati con polarità invertita, cioè il positivo deve essere collegato alla massa e non a 9 volt.

FILTRO ANTIDISTURBO PER OROLOGI DIGITALI Sig. Fabbri Luigi - Roma

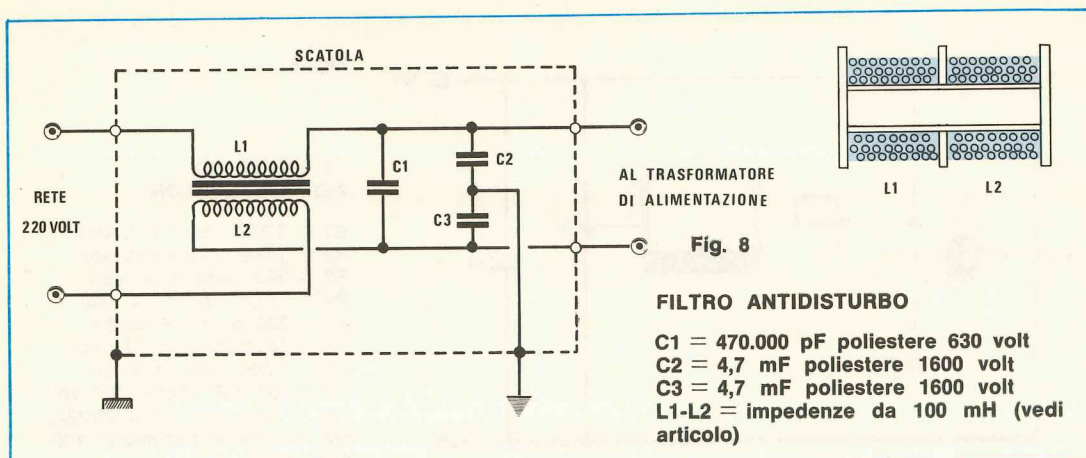
Ho realizzato diversi vostri orologi digitali e mi sono trovato a constatare che questi avanzavano irregolarmente e inspiegabilmente di 20-30 secondi al giorno: ad esempio quello della camera da letto avanzava meno di quello posto in cucina sul mobile del frigorifero, però provando a portare in cucina quello che prima tenevo nella camera da letto e viceversa, mi sono accorto che a «camminare» più velocemente era sempre quello che veniva posto sul frigorifero.

Questo mi ha fatto supporre che l'avanzamento dell'orologio fosse dovuto a impulsi spuri che lo stesso captava dalle rete ed in effetti un giorno, per puro caso, ho scoperto che ogniquale volta il compressore del frigorifero entrava in funzione, oppure si accendeva una lampada al neon, l'orologio avanzava di qualche secondo.

In altre parole avevo trovato una conferma alla mia teoria, cioè gli impulsi spurii generati dal relè del motore e dallo starter della lampada, giungevano agli integrati contatori dell'orologio facendo avanzare inopinatamente il conteggio.

Trovata la causa del «male» che affliggeva i miei orologi mi sono subito dato da fare per eliminarla ed ho così ideato e realizzato un filtro antidisturbo per la rete il quale mi ha subito fornito risultati così entusiasmanti che ho pensato senz'altro di proporlo anche agli altri lettori sperando che possa contribuire a risolvere i loro problemi.

I miei orologi infatti, dopo l'adozione di tale filtro, «spaccano» letteralmente il secondo. Per la realizzazione mi sono servito di un nucleo di ferrite tondo sopra il quale ho avvolto due bobine (vedi L1-L2) composte ciascuna di 120 spire con filo di rame smaltato da 0,25 mm (questo filo sopporta una corrente di oltre 0,1 ampère quindi è più che sufficiente per un orologio digitale). Importante ricordarsi di avvolgere le due bobine nello stesso senso, poiché come vedesi nel disegno, i 220 volt di rete vanno applicati su una bobina all'inizio dell'avvolgimento e sull'altra bobina dalla parte opposta.



All'uscita, cioè fra i due capi che andranno ad alimentare il primario del trasformatore contenuto nell'orologio, dovremo applicare tre condensatori in poliestere da 600 volt lavoro e anche più.

Nel punto comune ai condensatori C2-C3 dovremo stagnare un filo di rame che collegheremo poi al metallo della scatola entro cui racchiuderemo il filtro quindi dovremo collegare la scatola stessa alla terra, cioè a un tubo dell'acqua.

Normalmente negli impianti elettrici è già prevista questa presa di terra, per cui sarà sufficiente utilizzare una spina con tre spinotti collegando il centrale al metallo del contenitore.

Il filtro dovrà essere sistemato all'esterno del mobile dell'orologio altrimenti potrebbero ottenersi effetti indesiderati e potrà essere utilizzato anche per altre apparecchiature digitali sensibili ai disturbi di rete che non siano un semplice orologio.

NOTE REDAZIONALI

Il filtro che lei ci ha inviato è assolutamente indispensabile in quei locali in cui esistono apparecchiature elettriche che producono impulsi spurii.

In una casa moderna per esempio, tra ventilatore, lucidatrice, frigorifero, accendigas, lampade al neon e lavatrice, si generano una infinità di impulsi spurii che raggiungendo gli integrati contatori dell'orologio, si sommano ai 50 Hz facendolo pertanto avanzare.

Sempre abbiamo precisato che la frequenza di rete è stabilissima e che mai un orologio digitale ritarda, bensì anticipa sempre e questo anticipare è dovuto solo ed esclusivamente agli impulsi spurii.

Inserendo questo filtro il difetto comunque si elimina.

Precisiamo che in commercio esistono già costruiti dei filtri antidisturbo per motorini elettrici che possono essere egregiamente utilizzati per questo scopo.

UN TERMOMETRO per TRANSISTOR

Sig. Bernardini Franco - Pistoia

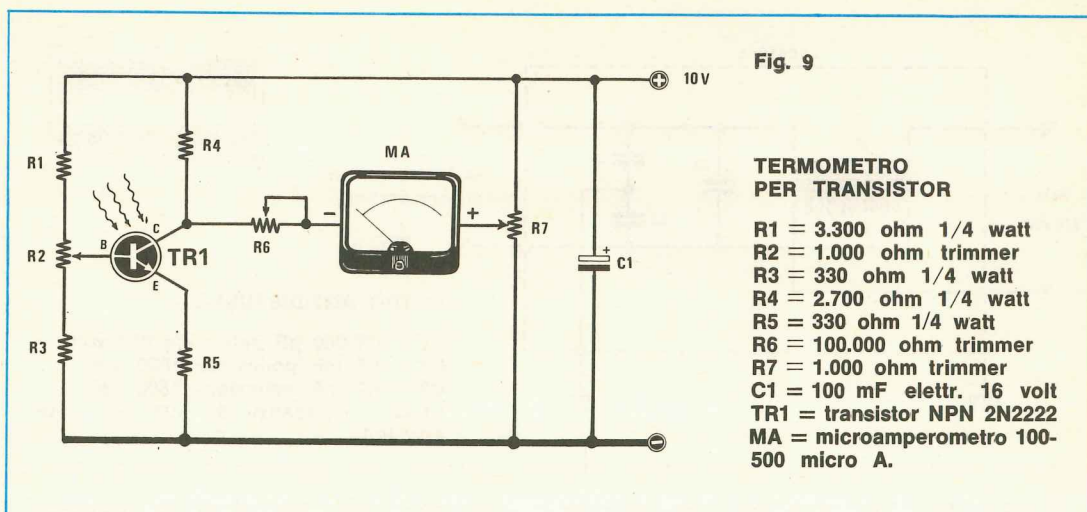
Seguo da anni la vostra rivista perché è la sola che mi dà la certezza, montando un progetto in essa pubblicato, di ottenere un immediato funzionamento e proprio per questa ammirazione che godo nei vostri confronti vi mando un mio progetto che da tempo impiego per controllare la temperatura dei transistor e delle alette di raffreddamento e che penso possa servire (però per quest'ultima applicazione non ho avuto la possibilità di controllarlo) anche per controllare la temperatura di qualche forno, purché essa non superi i 200 gradi centigradi.

Lo schema di questo mio termometro (visibile in fig. 9) è molto semplice, infatti utilizza un solo transistor NPN metallico ad alto «beta», quale per esempio un 2N2222.

Il corpo del transistor lo appoggio sull'aletta di raffreddamento che voglio tenere sotto controllo ed immediatamente sullo strumentino leggo la sua temperatura.

Lo strumentino è in grado di coprire un campo che va da un minimo di 0 gradi a un massimo di 100-150 gradi e può essere regolato in modo da coprire una gamma più ristretta agendo sui due trimmer R6 e R7.

Il primo di questi due trimmer (cioè R6) ci servirà per tarare il fondo scala, cioè la massima



temperatura che si desidera leggere sullo strumento, mentre il trimmer R7 ci servirà per fissare la temperatura minima di inizio scala, cioè la minima temperatura che ci interessa rilevare.

Come strumento si può utilizzare un milliamperometro da 250-500 mA fondo scala oppure il proprio tester commutato su una di queste portate.

È ovvio che più sensibile risulterà lo strumento, più precisa risulterà la misura anche se il campo di temperatura su cui potremo spaziare diverrà più ristretto.

Per la taratura dei due trimmer si procede in questo modo: si scalda il transistor TR1 fino alla temperatura minima che si vuole leggere sullo strumento (per esempio se si vuole che la lettura inizi a 20-25 gradi, si potrà lasciare il transistor alla temperatura ambiente la quale si aggira in genere su questi valori) e dopo aver ruotato il trimmer R2 a metà corsa, si agisce sul cursore di R7 fino a portare la lancetta dello strumento esattamente sullo 0.

A questo punto riscaldiamo il transistor fino alla temperatura massima e regoleremo quindi il trimmer R6 fino a portare la lancetta al fondo scala.

NOTE REDAZIONALI

Per questo progetto noi consigliamo di utilizzare come R6 un potenziometro invece che un trimmer in modo da poterlo utilizzare per il bilanciamento e per variare entro certi limiti la portata al fondo scala.

Chi dispone di un voltmetro elettronico potrà ancora semplificare il circuito togliendo il trimmer di taratura R7 e misurando direttamente la

tensione presente tra il collettore del transistor e la massa.

In questo caso però è ovvio che otterremo una lettura alla rovescia infatti con 0 gradi, se il transistor ha un buon « beta », potremo leggere una tensione di circa 5 volt, mentre a 100 gradi leggeremo 1-2 volt.

CONTROLLO DI VELOCITÀ PER MOTORINI DA GIRADISCO

Ing. Baroni Aldo - Modena

Tutti i controlli di velocità dei motorini inseriti nei giradischi e mangianastri sono realizzati utilizzando due o tre transistor di basso costo: nessun costruttore ha mai pensato di utilizzare per questo scopo degli integrati anche se in commercio ne esistono diversi che sfruttati come si deve, sono in grado di fornire prestazioni e stabilità di tensione notevolmente superiori.

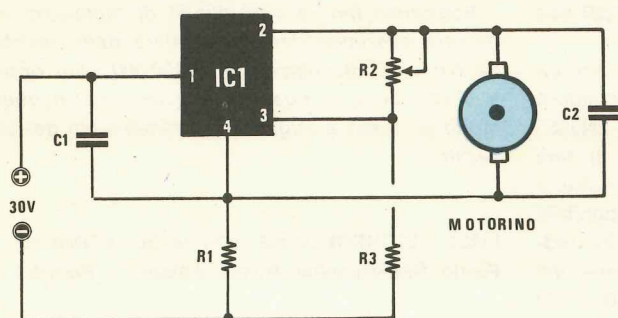
Io ad esempio ho realizzato ed utilizzato tuttora un circuito per regolare la velocità dei motorini a corrente continua che sfrutta un integrato stabilizzatore della Fairchild (un uA.78 MG) e richiede l'impiego di sole due resistenze, un trimmer e due condensatori.

In entrata a tale integrato si può applicare una tensione compresa fra i 25 e i 30 volt ed in uscita, agendo sul trimmer, possiamo regolare la tensione da un minimo di 10 volt ad un massimo di 20 volt.

NOTE REDAZIONALI

Il lettore non ha precisato che il massimo assorbimento ammesso per questo tipo di integrato

Fig. 10



78 MG
79 MG

CONTROLLO DI VELOCITÀ PER MOTORINI

R1 = 10 ohm 1 watt
R2 = 22.000 ohm trimmer
R3 = 4.700 ohm 1/2 watt
C1 = 330.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
IC1 = integrato tipo uA.78 MG

si aggira sui 500 milliampère quindi è consigliabile utilizzarlo per motorini che assorbano al massimo 300-400 milliampère altrimenti se ne va subito fuori uso.

Aggiungiamo ancora che l'integrato uA.78 MG è reperibile in commercio in due versioni: con involucro dual-in-line e con involucro plastico a 4 piedini.

UN GENERATORE DI ALTA TENSIONE Sig. Ferri Massimo - Reggio Emilia

Vi sarà senzaltro qualche lettore della rivista che come me avrà avuto bisogno di una tensione di 800-1.000 volt a bassa corrente per poter provare con essa il tubo di un oscilloscopio o un tubo geiger e di non trovare in commercio un trasformatore idoneo.

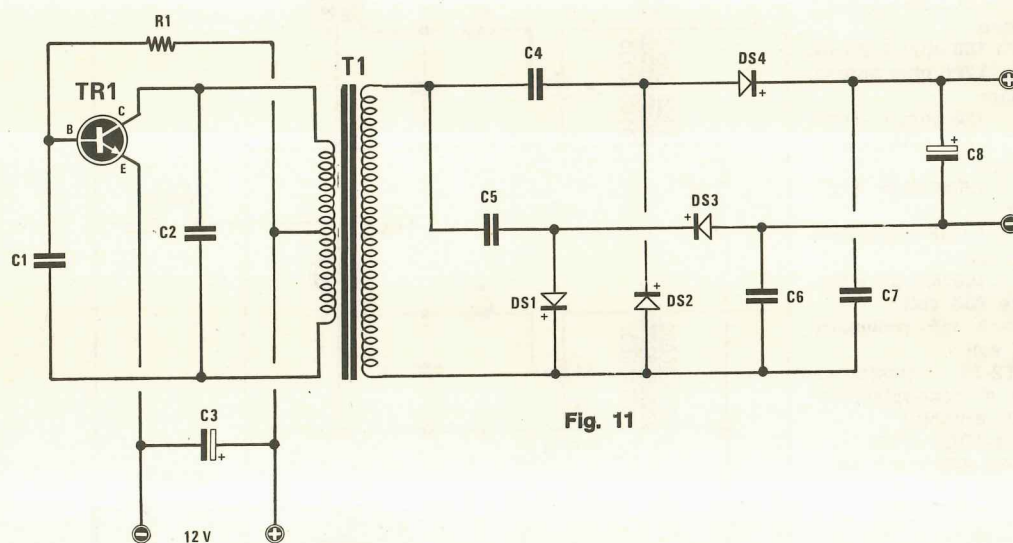


Fig. 11

GENERATORE AD ALTA TENSIONE

R1 = 120.000 ohm 1/2 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 100 mF elettrolitico 16 volt
C4-C7 = 470.000 pF poliestere 1500 volt

C8 = 1 mF poliestere 1500 volt
TR1 = transistor NPN tipo 2N3055
DS1-DS4 = diodi al silicio EM513
T1 = vedi articolo

Proprio per questo voglio proporvi una soluzione di emergenza da me ideata che sfrutta un trasformatore da 20-25 watt con primario da 220 volt e secondario da 12+12 volt.

Come vedesi in fig. 11, ho utilizzato il secondario a 12+12 volt per realizzare un oscillatore ad onda quadra sfruttando un transistor 2N3055 alimentato a 9 volt, quindi sul primario di tale trasformatore, che nel caso di questo circuito diventa ovviamente il secondario, ho disponibile una tensione alternata di circa 300 volt che raddrizzata con un quadruplicatore di tensione, mi permette di ottenere in uscita circa 1.100-1.200 volt continui.

NOTE REDAZIONALI

Nel realizzare questo circuito si consiglia di impiegare dei condensatori da 0,47 mF che abbiano una tensione di lavoro di almeno 600-1.000 volt e, come consiglia l'autore, dei diodi raddriz-

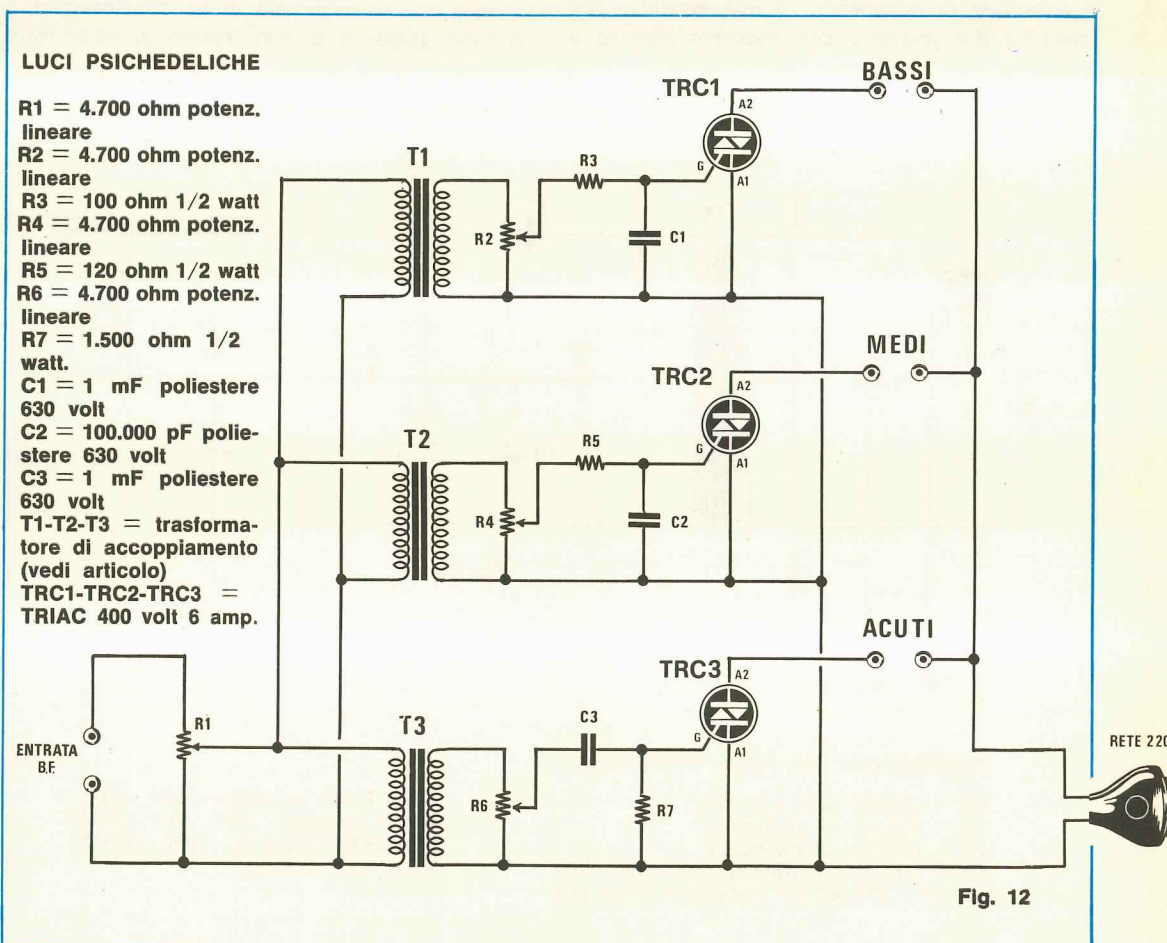
zatori di tipo 1N4007 oppure EM513, in grado cioè di sopportare le alte tensioni in gioco.

Potremmo inoltre consigliarvi di tentare di modificare sperimentalmente il valore della resistenza R1, cioè di abbassarla a 100.000 ohm oppure a 82.000 ohm, in quanto riteniamo che in questo modo si riesca a migliorare il rendimento del convertitore.

LUCI PSICHEDELICHE ULTRA-ECONOMICHE Perito Radiotecnico Rosati Antonio - Parma

Tra i tanti schemi di luci psichedeliche che capita di vedere pubblicati sulle varie riviste, penso che il mio risulti senz'altro il più semplice ed economico.

Infatti in questo circuito non esistono transistor, né c'è bisogno di alcuna alimentazione esterna, bensì è sufficiente prelevare il segnale d' BF dall'altoparlante dell'amplificatore per avere su-



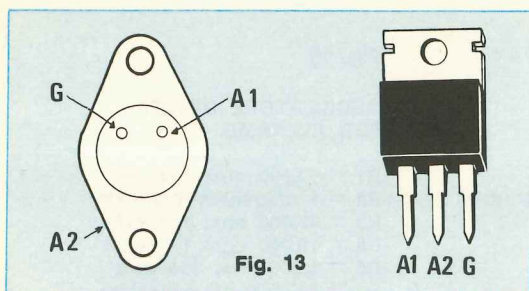


Fig. 13

bito un impianto di luci psichedeliche senza troppe pretese ma tuttavia abbastanza efficace per un uso casalingo.

Lo schema di tale circuito è visibile in fig. 12.

Il segnale prelevato ai capi dell'altoparlante viene applicato sui terminali estremi di un potenziometro lineare da 5.000 ohm, il cui cursore è collegato al primario di tre trasformatori di accoppiamento di BF.

Tali trasformatori servono per separare lo stadio dell'amplificatore dalla tensione alternata dei 220 volt.

Personalmente questi trasformatori li ho recuperati da una vecchia radio a transistor dove svolgevano il compito di trasformatori d'uscita adatti per due AC128 e per un altoparlante da 8 ohm.

L'avvolgimento da 8 ohm l'ho sfruttato come primario e l'altro avvolgimento, cioè quello con tre prese, come secondario lasciando inutilizzata la presa centrale.

In parallelo a questo avvolgimento ho applicato un trimmer da 10.000 ohm (vedi R2-R3-R4) che serve per dosare la sensibilità.

I filtri che servono per isolare le varie frequenze (bassi-medi-acuti) sono molto semplici in quanto si riducono in pratica ad una sola resistenza più un condensatore.

Come triac se ne possono utilizzare di qualsiasi tipo purché in grado di sopportare una tensione di 400 volt con una corrente di 5-6 ampère, in modo tale che si possano applicare a questo impianto delle lampade fino a 1.000 watt per canale.

NOTE REDAZIONALI

Nella sua semplicità il circuito risulta valido: dobbiamo solo precisare al lettore che come trasformatori di accoppiamento T1-T2-T3 è possibile utilizzare, oltre ai trasformatori d'uscita in push-pull, come consigliato dal lettore, anche dei trasformatori intertransistoriali di qualsiasi tipo e marca.

Un particolare da tener presente è quello della separazione fra i canali, infatti utilizzando dei filtri così semplicistici, la massima separazione che si può ottenere non supera i 6 dB per ottava.

Nel montaggio ricordatevi di non confondere fra di loro i terminali ANODO 1 e ANODO 2 dei triac altrimenti il circuito non vi funzionerà.

Ricordiamo che il terminale che deve collegarsi alle lampadine è l'ANODO 2 e per evitarvi errori, in fig. 13 vi riportiamo le connessioni dei triac nelle due zoccolature in cui è possibile trovarli in commercio.

PREAMPLIFICATORE PER AURICOLARI MAGNETICI

Sig. Bini Mario - Genova

Ho realizzato un semplice preamplificatore per auricolari magnetici con due soli transistor e ritenendolo valido ve lo invio sperando di vederlo pubblicato nella rubrica «progetti in sintonia».

Come constaterete il circuito utilizza due soli transistor collegati in darlington fra di loro e necessita per la sua alimentazione di una tensione di 9 volt prelevabile da una comunissima pila per radioline.

NOTE REDAZIONALI

Considerata la semplicità di questo circuito, crediamo che non sia necessario fornire nessuna delucidazione in proposito.

Possiamo solo aggiungere che questo schema è senz'altro valido anche per piccoli altoparlanti con impedenza compresa fra gli 8 e i 16 ohm.

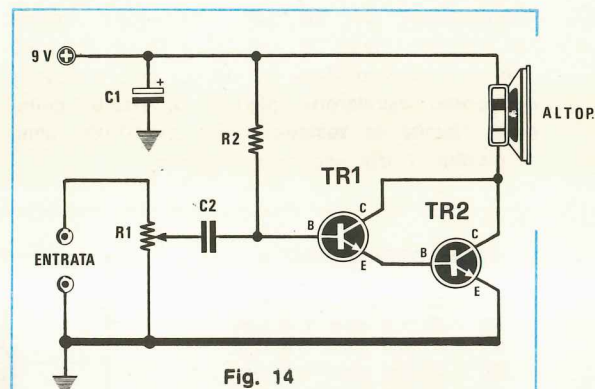
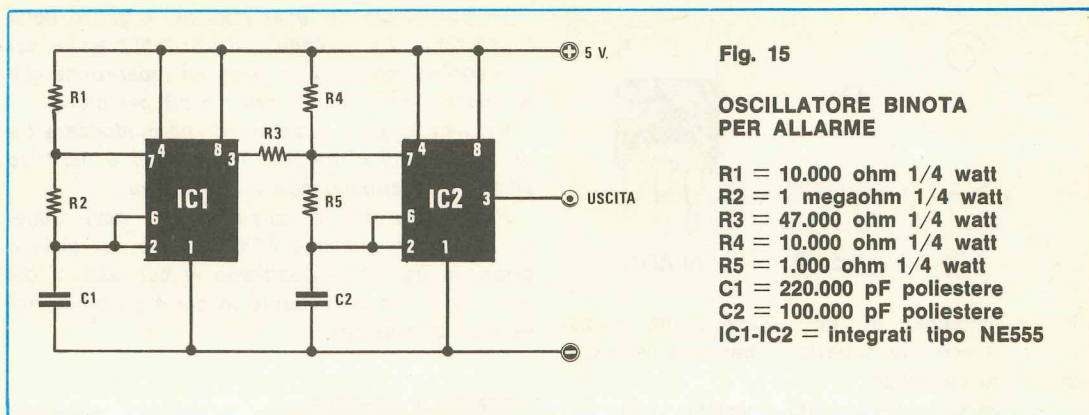


Fig. 14

PREAMPLIFICATORE PER AURICOLARI

R1 = 1 megaohm potenz. lin.
R2 = 1,8 megaohm 1/4 watt
C1 = 100 mF elettrolitico 16 volt
C2 = 100.000 pF poliestere
TR1 = transistor NPN tipo BC109
TR2 = transistor NPN tipo 2N1711



OSCILLATORE BINOTA per ALLARME Sig. Montagnini Mauro - Padova

Appartengo a quella categoria di lettori che qualsiasi circuito gli capiti sotto mano, desidera provarlo per constatarne l'efficienza ed eventualmente modificarlo per migliorarne le caratteristiche.

Così in possesso di due NE.555, copiando un po' a destra e un po' a sinistra, sono riuscito a realizzare un generatore bi-nota che può essere impiegato come campanello oppure come sirena in un sistema di antifurto, previa amplificazione del segnale generato.

Come vedesi in fig. 15, con i due NE.555 ho realizzato due oscillatori che generano ciascuno una frequenza diversa dall'altro (infatti nel primo stadio la resistenza R2 è da 1 megaohm e il condensatore C1, da 0,22 microfarad, mentre nel secondo stadio la resistenza R5 è da 1.000 ohm e il condensatore C2 da 0,1 mF) e l'uscita del primo oscillatore (piedino 3) risulta collegata, tramite la resistenza R3 da 47.000 ohm, al piedino 7 del secondo integrato.

In tal modo si ottiene in uscita un suono paragonabile a quello della sirena della polizia francese, cioè sul tipo TI-TUU-TI-TUU ecc.

È ovvio che il segnale disponibile sul piedino 3 del secondo integrato dovrà essere applicato in ingresso ad un qualsiasi amplificatore di potenza.

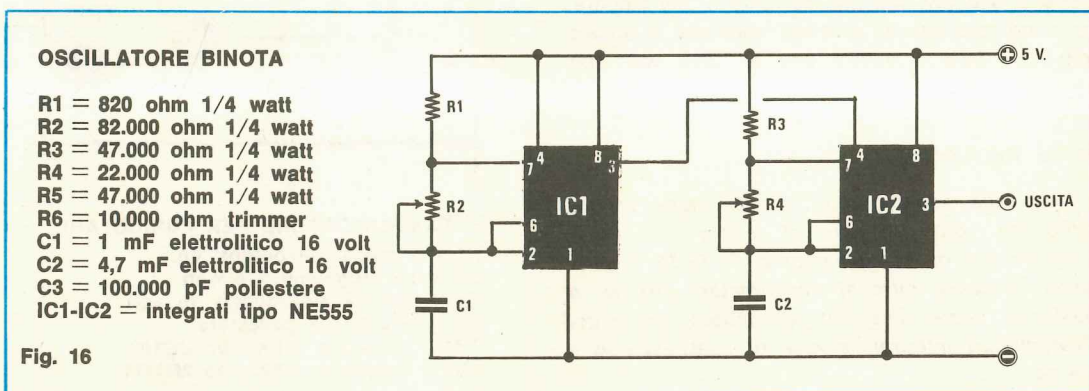
Per alimentare il circuito ho utilizzato una tensione di 5 volt.

NOTE REDAZIONALI

Il circuito che il lettore ci propone è molto interessante e lo consigliamo senz'altro a tutti quanti si dedicano alla sperimentazione di nuove soluzioni nel campo dell'elettronica.

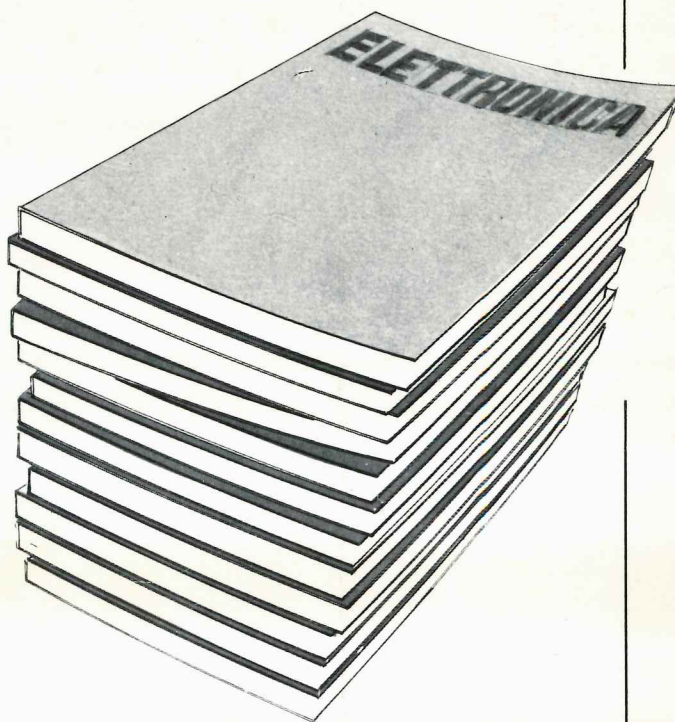
In tal caso consigliamo senz'altro di sostituire le resistenze R2 e R5, con due trimmer in modo da poterli regolare a piacimento scegliendo così la tonalità che ciascuno preferisce.

Si potrà ancora collegare il piedino 3 d'uscita del primo NE.555 al piedino 4 del secondo NE.555, dopo aver scollegato quest'ultimo dall'alimentazione positiva (fig. 16).



IN TUTTA ITALIA CON LA MELCHIONI

La MELCHIONI s.p.a. e
NUOVA ELETTRONICA sono
liete di annunciare che la
rivista Nuova Elettronica
e le relative
annate sono disponibili
presso i punti di vendita della
organizzazione MELCHIONI
elencati in calce



PIEMONTE

Torino - C.so Vercelli, 129
Novara - Via Nino Oxilia,
4

Casale M. - C.so Giovane
Italia, 59

Novi L. - Via Garibaldi, 11

Alba - Via S. Teobaldo, 4

Mondovì - C.so Italia, 13

Orbassano - Via Nino Bi-
xio, 20

Pinerolo - Via del Pino,
38

Biella - Via Candelo, 54

Borgosesia - P.za Parroc-
chiale, 3

LIGURIA

Genova - Via Archimede,
117/R

La Spezia - V.le Italia,
481

Sanremo - P.za Eroi San-
remesi, 59

Albenga - Via Mazzini, 20

Savona - Via Monti, 15/R

LOMBARDIA

Milano - Via Friuli, 16/18

Milano - Via Plana, 6

Varese - Via Molina, 10

Varese - Via Veratti, 7

Brescia - Via Galilei, 85

Brescia - Via Chiassi, 12/B

Cremona - Via Pedone, 3

Mantova - Via D. Fernel-
li, 20

Cassano d'Adda - Via Gio-
berti, 5/A

Abbiategrosso - Via Om-
boni, 11

Monza - Via Visconti, 37

Usmate V. - V.le Lombar-
dia, 38

Como - Via Anzani, 52

Voghera - Via F.lli Ros-
sellii, 76

Bergamo - Via Baschenis,
7/B

Barzanò - Via IV Novem-
bre, 1

Busto Arsizio - Via Ma-
genta, 7

Saronno - Via Mazzini, 23

3 VENEZIE

Padova - Via Giotto, 15

Montebelluna - Via Garibal-
di, 6

Bolzano - Via Virgilio, 8

Silea (TV) - Via Callalta,
23

Trieste - Galleria Fenice,
8/10

Udine - Via Martignacco,
62

Bolzano - V.le Druso, 313

Vicenza - V.le Ferrarin,
1/3

Verona - V.le Sicilia, 27/B

EMILIA ROMAGNA

Bologna - Via Gobetti,
39/41

Casalecchio sul Reno -
Via Porrettana, 462/3

Modena - Via Rainusso,
58

Imola - Via del Lavoro,
65

Sassuolo - Via Matteot-
ti, 127

Rimini - Via Pertile, 1

Parma - Via Spezia, 5

Ferrara - Via Mulinetto,
109/111

Ravenna - V.le Baracca,
56

TOSCANA

Firenze - Via Buonvicini,
10/16

Firenze - Via Maragliano,
29/C

Livorno - Via Vecchia Ca-
sina, 7

Arezzo - Via Po, 9/11

Empoli - Via Ridolfi, 49

Lucca - Borgo Gianotti,
120

Massa - P.za Garibaldi,
15

Pistoia - Via Borgognoni,
12/16

Siena - P.za Mazzini, 33/
35

Piombino - V.le Michelan-
gelo, 6/8

Pontedera - Via V. Vene-
to, 141

Grosseto - Via Centro, 10

MARCHE UMBRIA

Ancona - Via Barilati, 23

Ascoli Piceno - Via Ken-
nedy, 11

Pesaro - Via Postumo, 16

Foligno - C.so Cavour, 123

Perugia - Via Campo di
Marte, 158

LAZIO

Roma - L.go Frassinetti,
12/14

Roma - Via L. Traversi,
29/35

Frosinone - Via Maritti-
ma, 139

Sora - Via XX Settembre,
25/27

Formia - Via 24 Maggio,
29

Viterbo - Via Vicenza, 59

Latina - P.le Prampolini, 7

Civitavecchia - Via Naza-
rio Sauro, 9

Tivoli - Viale Tomei, 95

ABRUZZO

Avezzano - Via M. Bagno-
li, 130/ABCD

L'Aquila - Via Persichetti,
32

Lanciano - Via Mancinello

PUGLIA CALABRIA

Fasano - Via Nazionale, 9

Crotone - Via G. Manna,
28/30

Vibo Valentia - V.le Af-
faccio, 27

SICILIA

Palermo - Via Noto, 40/A

Palermo - Via Malaspina,
213/AB

Catania - Via O. da Por-
denone, 5/F

Messina - Via G. Vene-
ziani, IS 307

Trapani - Via Orti, 33

Alcamo - Via F. Crispi, 74

Barcellona - Via V. Alfie-
ri, 18

SARDEGNA

Cagliari - Via S. Mauro,
40/A

Carbonia - Via Trieste, 45

Sassari - C.so V. Emanuele,
135

