



Selezione articoli

1981: gennaio - marzo

## sommario

- 12 **I LIBRI DELL'ELETTRONICA**
- 13 **ABBONAMENTI 1981 con omaggio**
- 35 **offerte e richieste**
- 36 **W il suono!**
- 39 **modulo per inserzione gratuita**
- 40 **pagella del mese**
- 41 **Indice degli inserzionisti**
- 43 **Il PICO, microcomputer minimo per tutte le tasche** (Forlani)
- 49 **Automatismo per telescopio astronomico** (Erra)
- 59 **"Gadget 3" (Cattò)**
- 64 **sperimentare** (Ugliano)  
**PAPOCCHIOSCOPIO PANORAMICO** (Odino)
- 71 **ricetrasmittitore avanzato per SSB** (Bryant/Marchetti)
- 86 **Come NON leggere le caratteristiche di un integrato** (Mussano per **ELETTRONICA 2000**)
- 90 **sintoamplificatore stereo** (Nesi)
- 97 **Voltmetro ad alta impedenza con 2 OpAmp** (Di Pietro)
- 104 **La misura relativa della intensità di campo - qualcosa di diverso** (Paganelli)

**EDITORE** s.n.c. edizioni CD  
**DIRETTORE RESPONSABILE** Giorgio Totti

**REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE**  
**ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ**  
40121 Bologna - via C. Boldrini, 22 - ☎ 55 27 06 - 55 12 02

Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1969  
Diritti riprod. traduzione riservati a termine di legge

**STAMPA:** Tipo-Lito Lama - Bologna - via Zanardi, 506/B

Spedizione in abbonamento postale - gruppo III  
Pubblicità Inferiore al 70%

**DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA**  
SODIP - 20126 Milano - via Zuretti, 25 - ☎ 6967  
00197 Roma - via Serpieri, 11/5 - ☎ 87 49 37

**DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO**  
Messaggerie Internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano  
Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli  
Manoscritti, disegni, fotografie,  
anche se non pubblicati, non si restituiscono

**ABBONAMENTO Italia a 12 mesi** L. 18.000 (nuovi)  
L. 17.000 (rinnovi)  
**ARRETRATI** L. 1.500 cadauno  
Raccoglitori per annate L. 6.500 (abbonati L. 6.000).

**TUTTI I PREZZI INDICATI** comprendono tutte le voci di spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto all'Editore.

SI PUO' PAGARE inviando assegni personali e circolari, vaglia postali, o a mezzo conto corrente postale 343400, o versare gli importi direttamente presso la nostra Sede. Per piccoli importi si possono inviare anche francobolli da L. 100.

A **TUTTI** gli abbonati, nuovi e rinnovi, sconto di L. 500 su tutti i volumi delle edizioni CD.

**ABBONAMENTI ESTERO** L. 21.000

Mandat de Poste International  
Postanweisung für das Ausland  
payable à / zahlbar an

edizioni CD  
40121 Bologna  
via Boldrini, 22  
Italia

**il microprocessore finalmente accessibile**

---

# **il PICO**

## **microcomputer minimo**

### **per tutte le tasche**

---

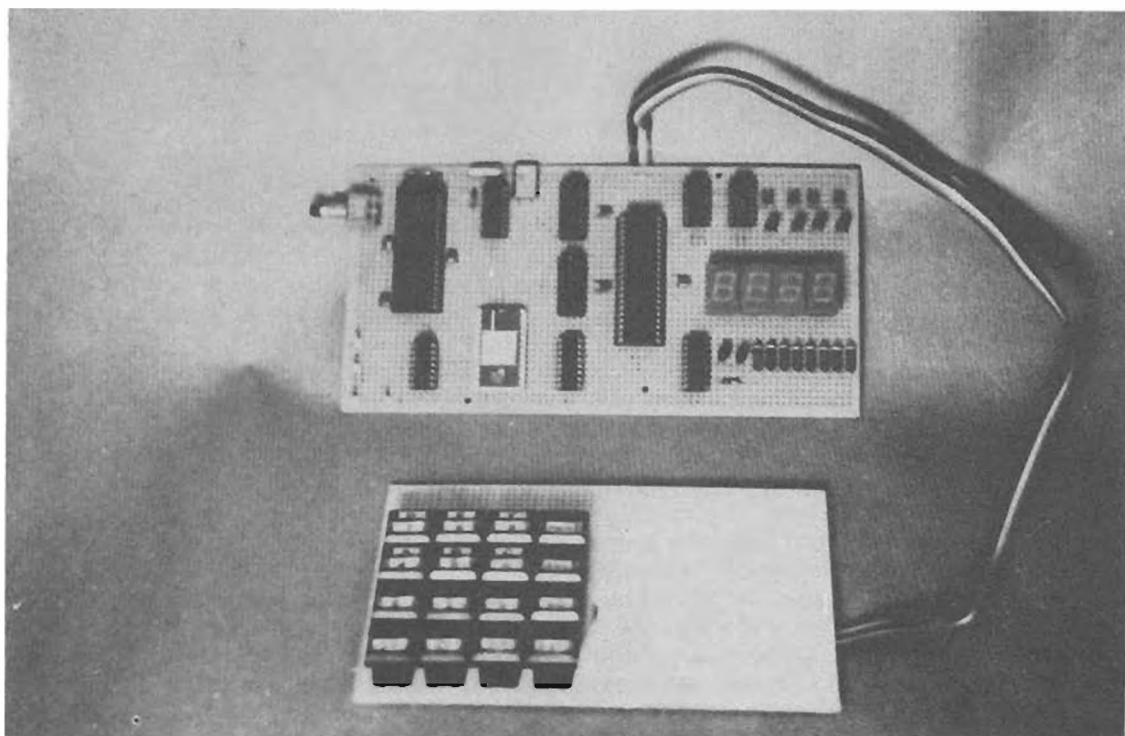
*Paolo Forlani*

---

*(segue da cq elettronica 12/80)*

#### **COSTRUZIONE**

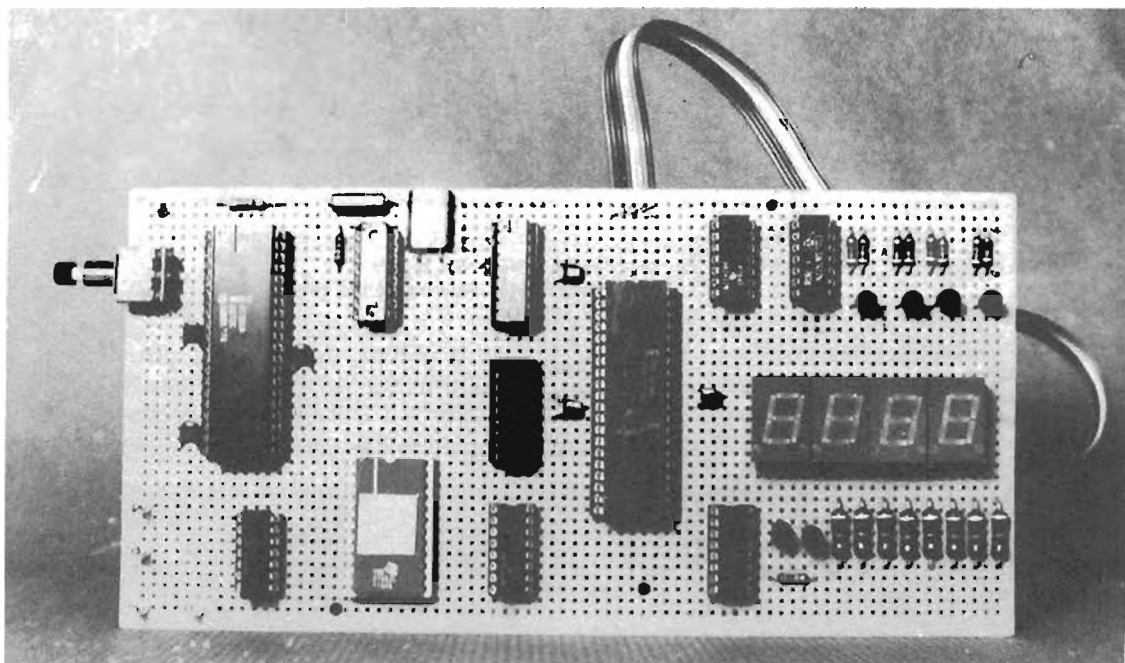
Ho preferito la costruzione filata, su piastra a bollini, perché costruire un circuito stampato al grado di finezza necessario per un microcomputer è difficile per un principiante; d'altra parte, facendo il cablaggio, si pensa alla funzione dei collegamenti e si impara qualcosa.



E' necessario procurarsi, oltre a tutti i componenti e agli zoccoli per tutti gli integrati:

- una piastra a bollini, già forata, di circa 20 x 10 cm, del tipo con foratura a passo integrati (2,54 mm);
- due fotocopie dello schema;
- filo isolato sottilissimo (il migliore è il filo per mini wire-wrap), comunque del tipo a un solo conduttore e non a treccia.

Invece del filo isolato si può usare filo nudo stagnato molto sottile, ricorrendo ogni collegamento con tubetto isolante sterling del diametro di circa 1 mm.



Dopo avere inserito e saldato gli zoccoli e gli altri componenti (ispiratevi alla mia disposizione, figura 2), sarà bene scrivere dal lato saldature, con un pennarello indelebile, la sigla di ognuno di essi e identificare, a scanso di errori, il piedino 1 per gli integrati, come pure e-b-c per i transistor e la polarità per gli elettrolitici.

Ora si può iniziare il cablaggio, segnando col pennarello, sulla prima fotocopia, i collegamenti man mano che vengono effettuati.

Raccomando saldatore piccolo e pulito, attenzione ai baffi di stagno e a non fare corti tra i piedini degli integrati. I fili non debbono essere tesi perché si romperebbero, e nemmeno troppo lunghi.

E' bene cominciare una maglia chiusa; poi si fanno tutte le alimentazioni, quindi si mettono tutti i fili che toccano più integrati (ad esempio  $D_0 \div D_7$ ) e infine tutti i collegamenti singoli.

Quando dalla fotocopia risulterà che abbiamo fatto tutti i collegamenti, voltiamo la piastra (ancora senza gli integrati) e prendiamo un tester e la seconda fotocopia. Controlliamo uno a uno tutti i collegamenti (se non si riescono a inserire i puntali del tester negli zoccoli, basterà prolungarli con due fili sottili) e segniamoli man mano sullo schema.

# è facile!... con cq

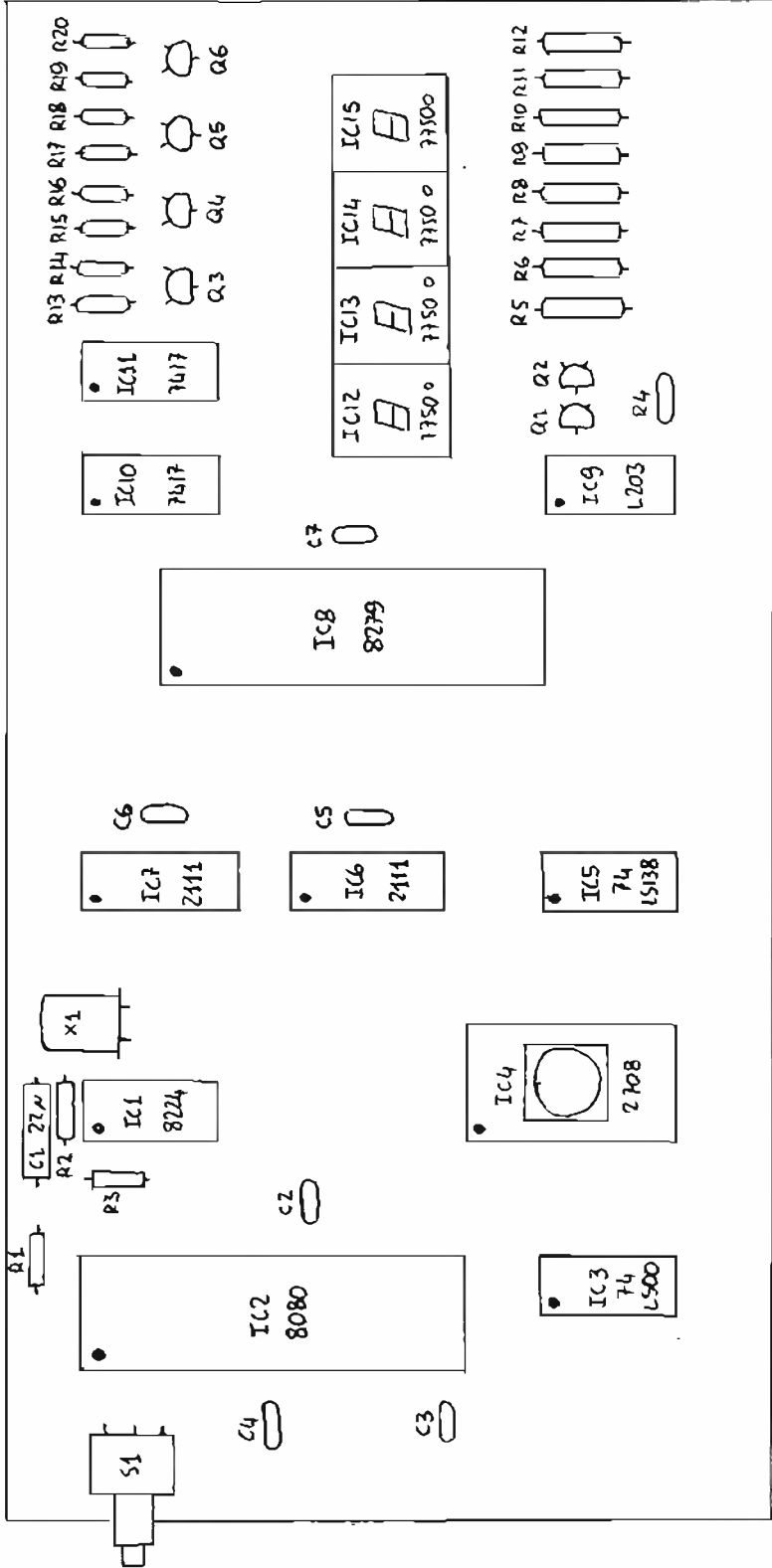
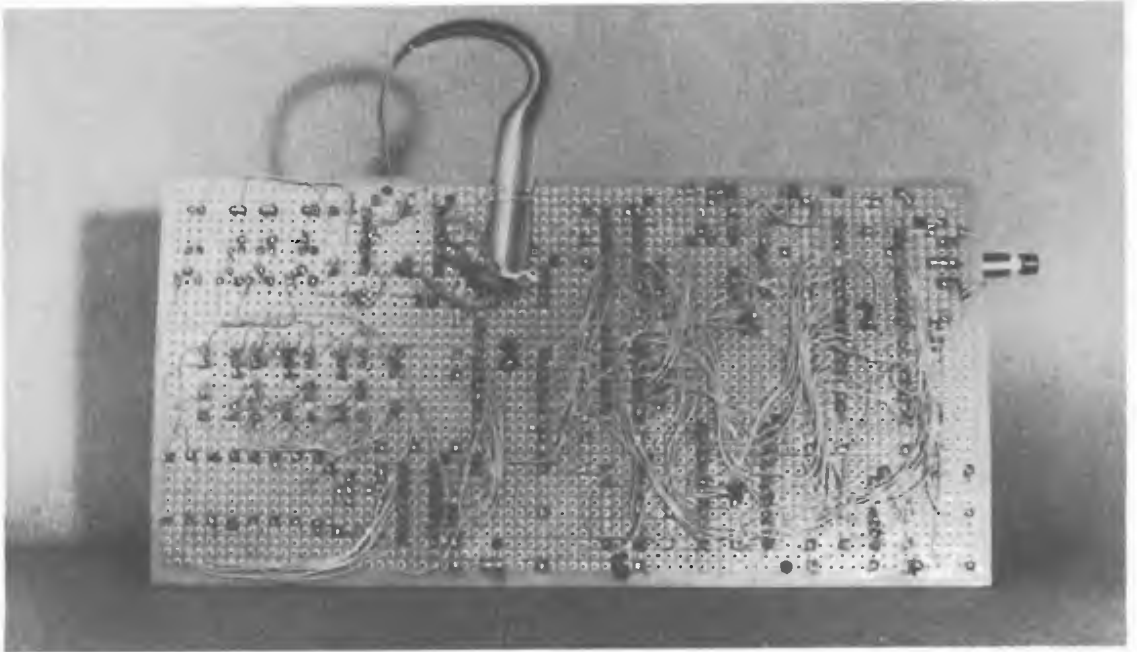
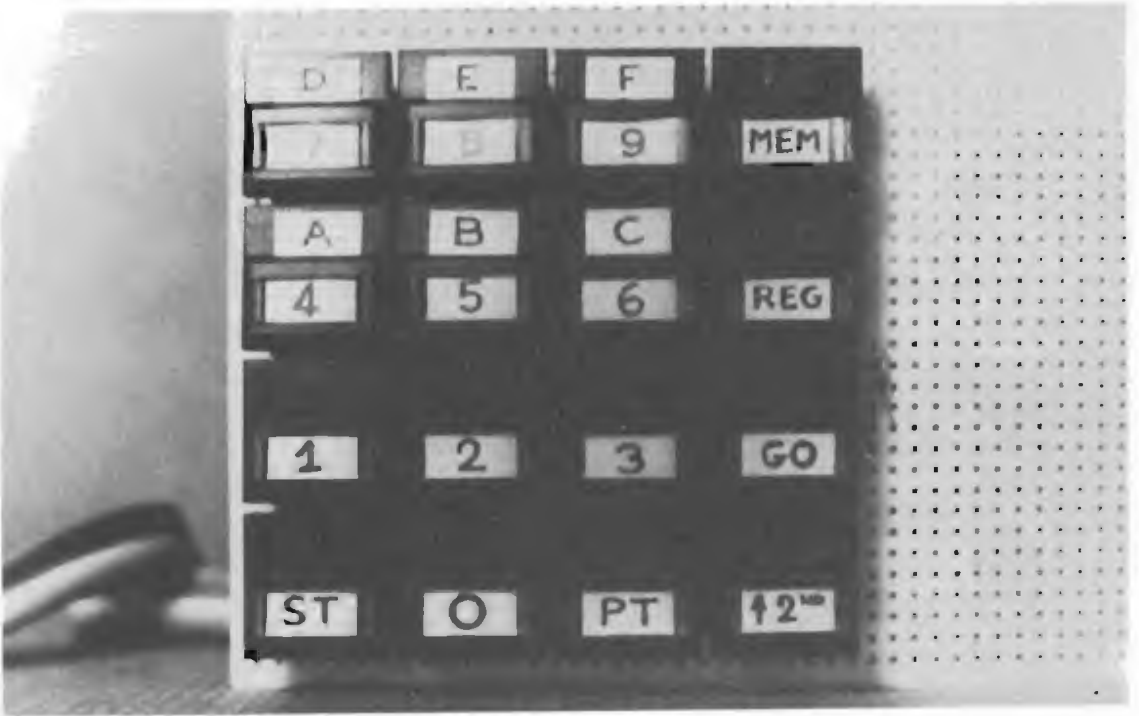


Figura 2  
Disposizione.



Adesso bisogna verificare, con calma e metodo, che non esistano corti tra i piedini adiacenti degli integrati provandoli a due a due col tester. Tutte queste verifiche possono sembrare eccessivamente pignole, ma vi assicuro che sono utili per proteggerci da spiacevoli sorprese.

A questo punto si può dare tensione, senza integrati però!  
 Sia che usiate alimentatori di cui già disponete (i consumi sono: circa 500 mA a + 5 V, 300 mA a + 12 V, 50 mA a - 5 V), sia che realiziate l'alimentatore di cui vi do lo schema in figura 3, occorre verificare l'esattezza delle tensioni (debbono essere precise al  $\pm 5\%$ ) e, zoccolo per zoccolo, verificare che arrivino ai piedini giusti.

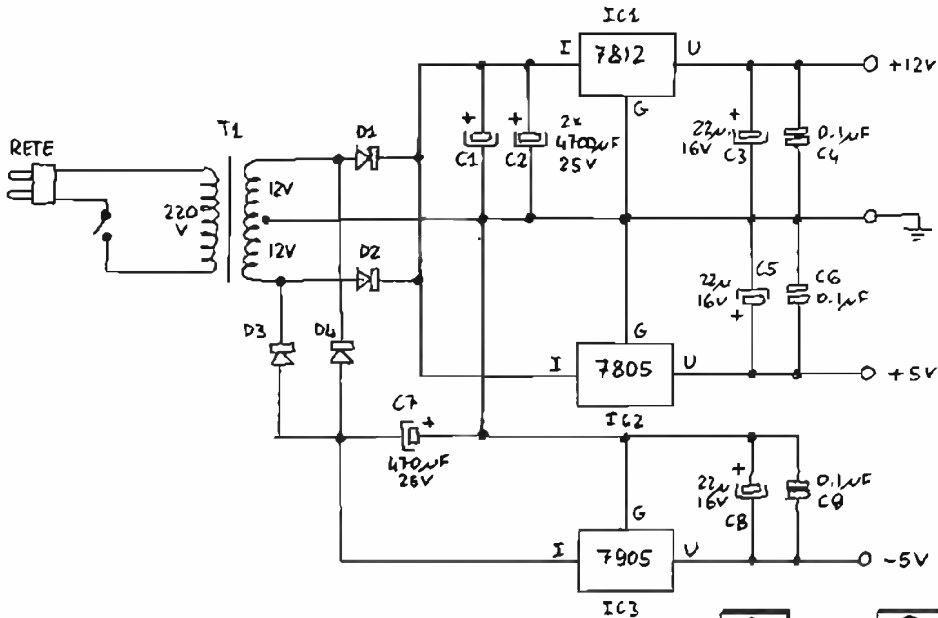
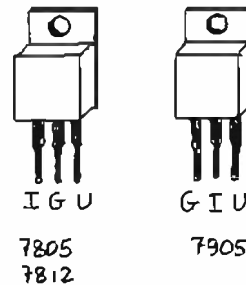


Figura 3

Alimentatore.

- $T_1$  trasformatore con secondario (12 + 12) V, 1 A
- $D_1, D_2, D_3, D_4$  diodi 100 V, 1 A
- $C_1, C_2$  4.700  $\mu$ F, 25 V
- $C_3, C_5, C_6, C_7, C_8, C_9$  22  $\mu$ F, 16 V
- $C_4, C_9$  0,1  $\mu$ F, 50 V, ceramici
- $C_7$  470  $\mu$ F, 25 V
- $IC_1$  7812 con dissipatore a U
- $IC_2$  7805 con dissipatore ad alette
- $IC_3$  7905 senza dissipatore



Tutto a posto, siete sicuri?

Introducendo tutti gli integrati e data infine tensione, premendo il tasto ST (in basso a sinistra) debbono apparire nel display quattro barrette, segno che il MASTER MIND è pronto a ricevere il vostro primo numero. Se questo non si verifica, vi darò il prossimo mese una piccola diagnostica, per cercare di individuare l'inconveniente.

\* \* \*

Il prossimo mese, dunque, faremo giocare PICO a MASTER MIND. Certo, il gioco è molto noto e, tra l'altro, esiste da tempo in commercio un MASTER MIND elettronico, che costa forse meno di PICO; ma volete mettere la soddisfazione di farlo con una macchina costruita da noi, e poi... beh, ne parliamo fra trenta giorni...

\*\*\*\*\*

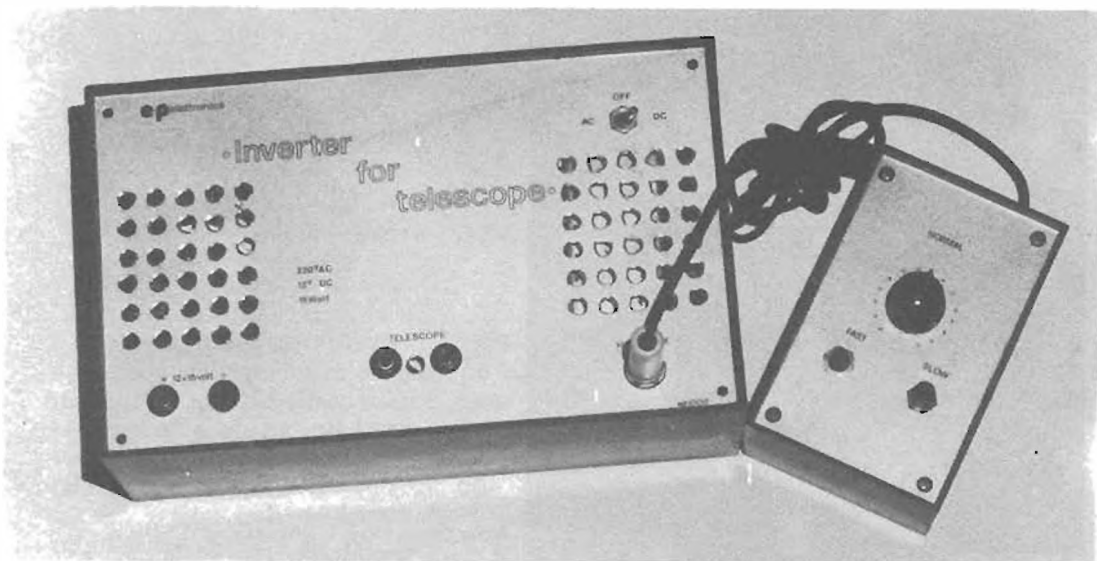
# Automatismo per telescopio astronomico

Piero Erra

consulenza astronomica e foto: Gian Piero Meneganti

Si tratta di un « inverter » di precisione, realizzabile facilmente a un costo dieci volte inferiore a quello di similari strumenti del commercio.

Brevemente, vediamo a cosa serve e di quali caratteristiche deve disporre questa apparecchiatura di tipo piuttosto insolito.



Le « montature » tipiche di un telescopio sono di due tipi: l'azimutale e l'equatoriale.

La montatura di tipo « azimutale » è adatta a osservazioni di tipo terrestre, perché consente al telescopio due movimenti: verticale e orizzontale.

Se, con questo tipo di montatura, noi volessimo « seguire » un corpo celeste, stella o pianeta, nel suo moto « apparente » (apparente: si ricorda, a causa della rotazione terrestre) dovremmo variare nel tempo la posizione



del telescopio in due direzioni, la verticale e l'orizzontale. Ciò è scomodo oltre che molto difficoltoso, per cui per osservazioni di tipo astronomico viene adottata la montatura detta « equatoriale ». In questo tipo di montatura, l'asse verticale del telescopio è inclinato di un certo angolo, il cui valore è determinato dalla latitudine del luogo in cui è installato il telescopio stesso, in modo che lo strumento risulti quindi parallelo all'Asse Terrestre, attorno al quale i corpi celesti « sembrano » ruotare. Questo asse viene denominato Asse Polare o Asse Orario. Il secondo asse, perpendicolare al primo, è quindi automaticamente parallelo all'Equatore Terrestre e prende il nome di Asse Equatoriale o Asse di Declinazione.

Con questo tipo di montatura è evidente che, centrata una stella (ad esempio « in declinazione » (che è la sua distanza angolare dall'Equatore), noi potremo seguire il moto apparente della stessa semplicemente ruotando il telescopio attorno all'asse orario

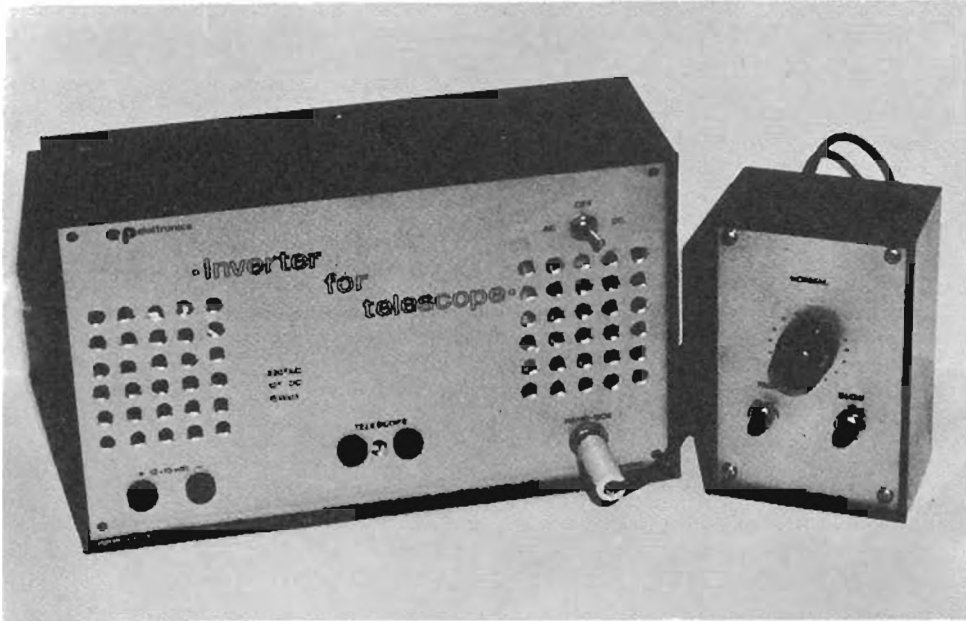


*Telescopio a specchio Schmidt-Cassegrain.  
Ø 20 cm, focale 200 mm.  
Nella base, sotto la « forcella »,  
il motore sincrono per il moto orario.*

Ora, se colleghiamo all'asse orario un motore elettrico di tipo sincrono che, a **velocità rigorosamente costante**, faccia compiere al telescopio un giro completo ogni 23 ore, 56 minuti e 4 secondi, durata del giorno « siderale », tempo cioè che la Terra impiega a compiere un giro su se

stessa, in senso contrario alla rotazione terrestre, e cioè da Est a Ovest, noi otterremo il risultato di mantenere « ferma » (nel senso di « centrata »), la nostra Stella, nel campo visivo del telescopio.

Ciò, se è molto comodo nelle « osservazioni », è indispensabile nella fotografia astronomica, sia attraverso il telescopio (cioè applicando a questi il solo « magazzino »), sia montando sullo strumento una comune macchina fotografica reflex. E questo perché, dati i notevolmente lunghi tempi di esposizione occorrenti (sino a un'ora e oltre, per galassie e nebulose), è praticamente impossibile seguire manualmente e correttamente l'oggetto in osservazione per tutto il tempo necessario, per cui la relativa foto risulterebbe « mossa » o, nel caso l'oggetto fotografato fosse una Stella, non puntiforme.



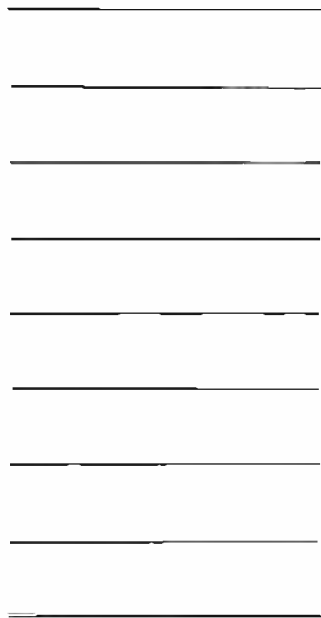
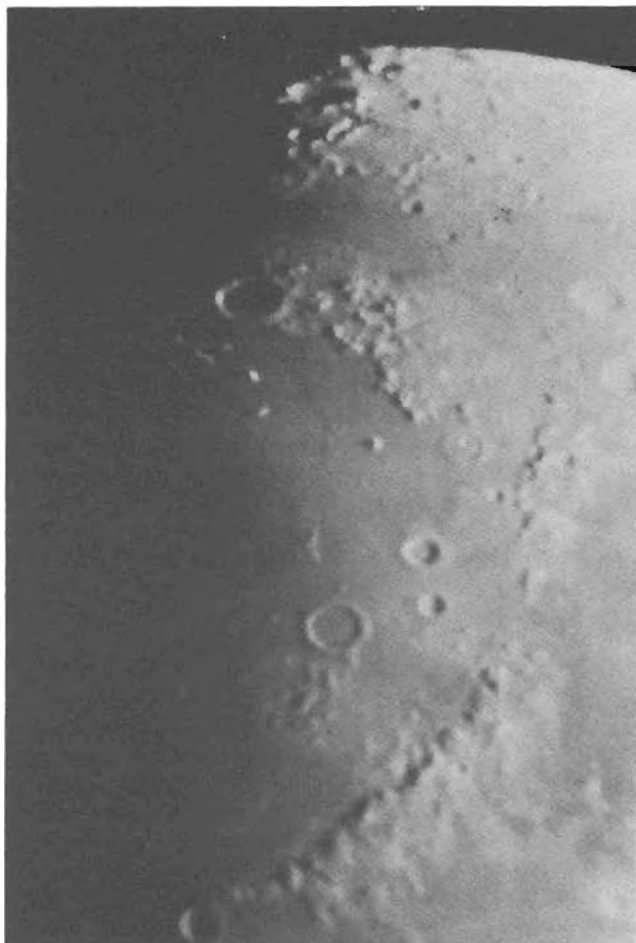
Il problema della rotazione elettrica di un telescopio sembrerebbe di facile soluzione, infatti: motore sincrono con la frequenza della rete ENEL, 50 Hz; ingranaggi di demoltiplica con rapporto di riduzione opportuno... in teoria! In pratica le cose, come quasi sempre del resto, vanno diversamente.

Prendendo ad esempio lo strumento col quale sono state eseguite le foto che corredano questo scritto: uno Schmidt-Cassegrain con specchio da 20 cm e 200 mm di focale; uno strumento di classe professionale, con moto equipaggiato da un motore sincrono da 6 W, 220 V, 50 Hz; si è constatato come, in condizioni particolarmente sfavorevoli, lo strumento non seguiva perfettamente l'oggetto in osservazione; anticipava o ritardava, anche di alcuni primi di arco, rendendo impossibile la fotografia dell'oggetto stesso.

Le cause che determinano l'anticipo o il ritardo del movimento del telescopio sono molteplici: una imperfetta equilibratura dei pesi in gioco, variabili a seconda dell'accessoriamento montato sul telescopio, macchina fotografica - filtri - oculari - ecc., porta a favorire o ad opporsi al moto e

quindi ad anticiparlo o a ritardarlo; variazioni seppur minime della frequenza della rete ENEL.

A tale proposito, faccio notare che il massimo scostamento angolare ammissibile durante un'ora di posa deve essere inferiore al potere « risolutore », separatore, del telescopio; nel nostro caso di circa un « secondo d'arco ». Dato che in un'ora lo strumento alimentato a 50 Hz ruota di circa 15" d'arco, si avrà che la massima variazione di frequenza ammissibile sarà  $\pm 0,0009$  Hz!!!



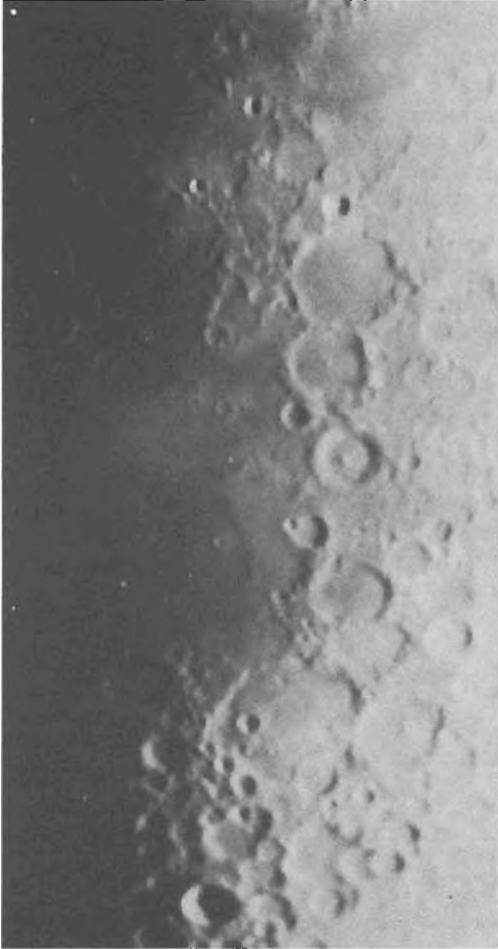
*Limbo nord occidentale.  
Sul bordo settentrionale  
del Mare Imbrium,  
Il cratere Plato  
di  $\approx 100$  km.  
Ripresa al telescopio  
a  $\approx 250$  ingrandimenti.  
Tempo d'esposizione 2 sec.*

Anche il non perfetto allineamento dell'Asse Orario dello strumento con il Polo, inconveniente questo che è un po' la regola per tutti gli strumenti portatili, ha un suo peso nell'analisi del problema.

Stando così le cose, si intuisce come sia indispensabile poter variare la velocità di rotazione del telescopio in modo da poter compensare gli « anticipi » o i « ritardi » dello stesso. Per raggiungere il nostro scopo, possiamo alimentare il motore di trascinamento dello strumento per il tramite di un alimentatore che abbia la possibilità di variare in più o in meno, in modo istantaneo, la frequenza di base di 50 Hz della tensione di alimenta-

zione, in modo semplice e pratico: passare cioè da 50 a circa 80 Hz, avanzamento veloce, FAST, o a circa 25 Hz, rallentamento veloce, SLOW, tramite due pulsanti.

Oltre alla frequenza base 50 Hz, frequenza « siderale », occorrerebbero altre due frequenze base, rispettivamente di 49.86 Hz, frequenza « solare », e 48.1 Hz, frequenza « lunare », in quanto questi due corpi celesti sono più « lenti » delle Stelle a causa dei loro moti propri verso Est contrari al moto apparente verso Ovest. Infatti il Sole impiega mediamente 24 ore a compiere un giro apparente (giorno civile) mentre la Luna impiega 24 ore · 50 minuti · 30 secondi.



Al confine sud-occidentale del Mare Nubium si nota il « Muro Dritto », una formazione rocciosa lunga  $\approx 100$  km e alta 250 m. Ripresa al telescopio a  $\approx 250$  ingrandimenti. Tempo d'esposizione 2 sec.

Queste due ultime frequenze base che servirebbero ovviamente per osservazioni solari e lunari, non sono comunque strettamente necessarie, in quanto i brevi tempi di esposizione occorrenti al rilevamento fotografico di questi corpi celesti, non oltre alcuni secondi, rendono minime e inapprezzabili le inesattezze dovute a eventuali variazioni di velocità.

Anziché tre frequenze basi, in pratica, è preferibile avere la possibilità di variare in modo continuo la frequenza base, da 40 a 60 Hz circa per una impostazione iniziale approssimata della velocità dell'oggetto in osserva-

zione. Successivamente sarà cura dell'operatore tenere centrato nel reticolo di guida inciso sull'apposito oculare, l'oggetto in osservazione, agendo sui pulsanti FAST o SLOW.

Un po' di pratica è naturalmente indispensabile al controllo corretto di tutto il macinato.

E con questo si è tentato di chiarire, seppur in modo non perfettamente ortodosso e completo, per ovvi motivi, i termini del problema.

Ricapitolando:

- tensione in uscita circa 220 V
- frequenza base impostabile tramite potenziometro, a piacere da circa 40 a circa 60 Hz, massima stabilità
- frequenza FAST circa 80 Hz con comando a pulsante
- frequenza SLOW circa 25 Hz con comando a pulsante
- alimentazione } in corrente alternata 220 V  
} in corrente continua 12 ÷ 15 V
- potenza resa 15 W

\* \* \*

E passiamo allo schema elettrico.

Nelle figure 1 e 2 quelli dell'inverter e del relativo box di controllo.

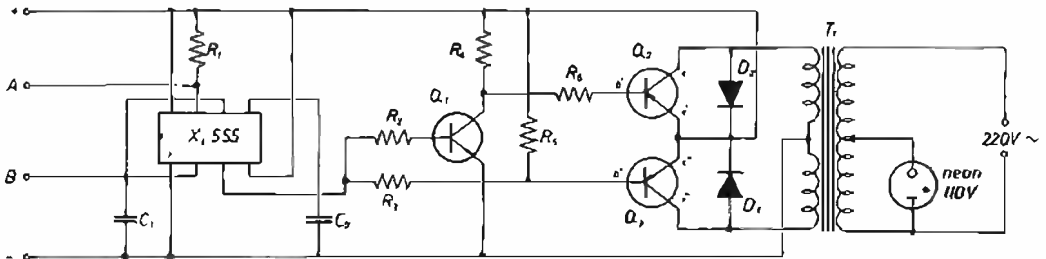


figura 1

Schema elettrico Inverter.

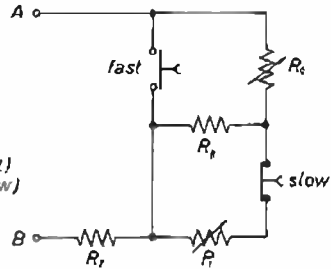
# cq vi dà di più

figura 2

Hand Box.

$R_1$ , 330  $\Omega$   
 $R_2$ , 10 k $\Omega$   
 $R_3$ , 330  $\Omega$   
 $R_4$ , 5,6 k $\Omega$   
 $R_5$ , 220  $\Omega$   
 $R_6$ , 330  $\Omega$   
 $R_7$ , 10 k $\Omega$   
 $R_8$ , 8,2 k $\Omega$   
 $R_9$ , 10 k $\Omega$ , trimmer  
 $R_{10}$ , 4,7 k $\Omega$ , potenziometro

$C_1$ , 1  $\mu$ F, mylar  
 $C_2$ , 10 nF  
 Pulsante normalmente aperto (fast)  
 Pulsante normalmente chiuso (slow)  
 $O_1$ , 2N4401, NPN  
 $O_2$ ,  $O_3$ , TIP32, PNP  
 $X$ , 555 timer  
 $D_1$ ,  $D_2$ , diodi Silicio  
 $T_1$ , trasformatore d'alimentazione  
 12 + 12 V, 20 W



Circuito classicissimo, nel quale come multivibratore astabile è stato impiegato l'integrato 555 (col quale ormai ci faccio anche il brodo) a motivo, in primis, dell'alta stabilità di funzionamento, poi del basso costo e della facile reperibilità. Alta stabilità, dicevo, in particolar modo per quanto riguarda le variazioni di temperatura, presentando una variazione di frequenza del solo 0,005%/°C.

Infine, non necessiterebbe di alimentazione stabilizzata; prove pratiche hanno però consigliato la stabilizzazione della tensione d'alimentazione, come visibile nello schema dell'alimentatore di figura 3, dall'analisi del quale si vede come sia stata prevista anche l'alimentazione in corrente continua, con protezione a diodo contro l'eventuale inversione di polarità, utile quest'ultima nell'impiego del dispositivo ad esempio in montagna, alimentato da una batteria d'auto, nel tentativo di sfuggire a quello che gli astronomi definiscono inquinamento « da luce », e cioè il disturbo che arreca alle osservazioni astronomiche l'illuminazione notturna della Città.

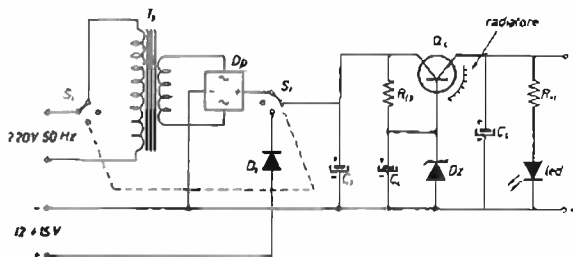
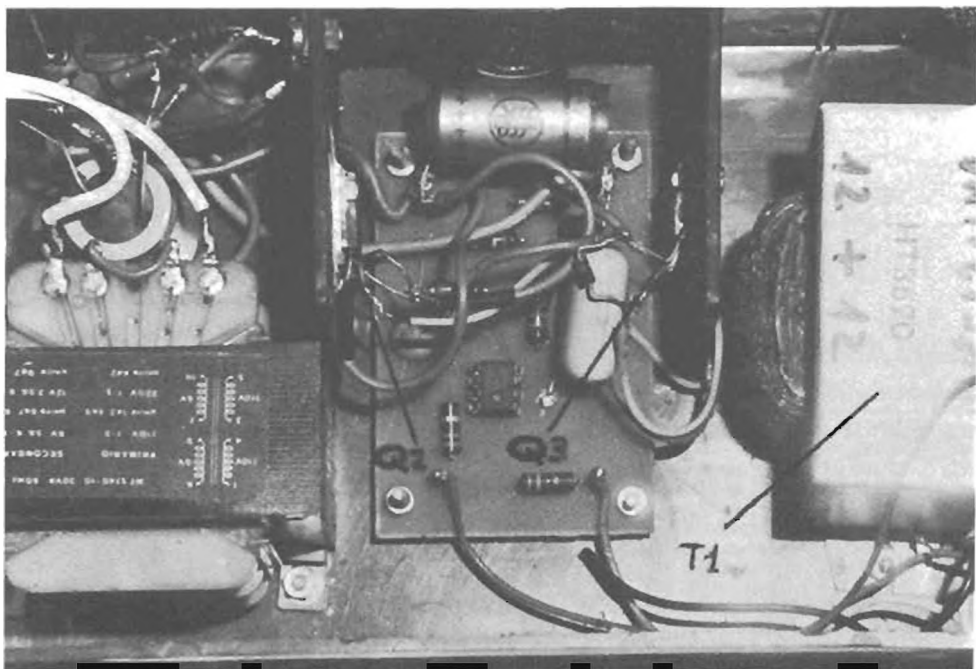
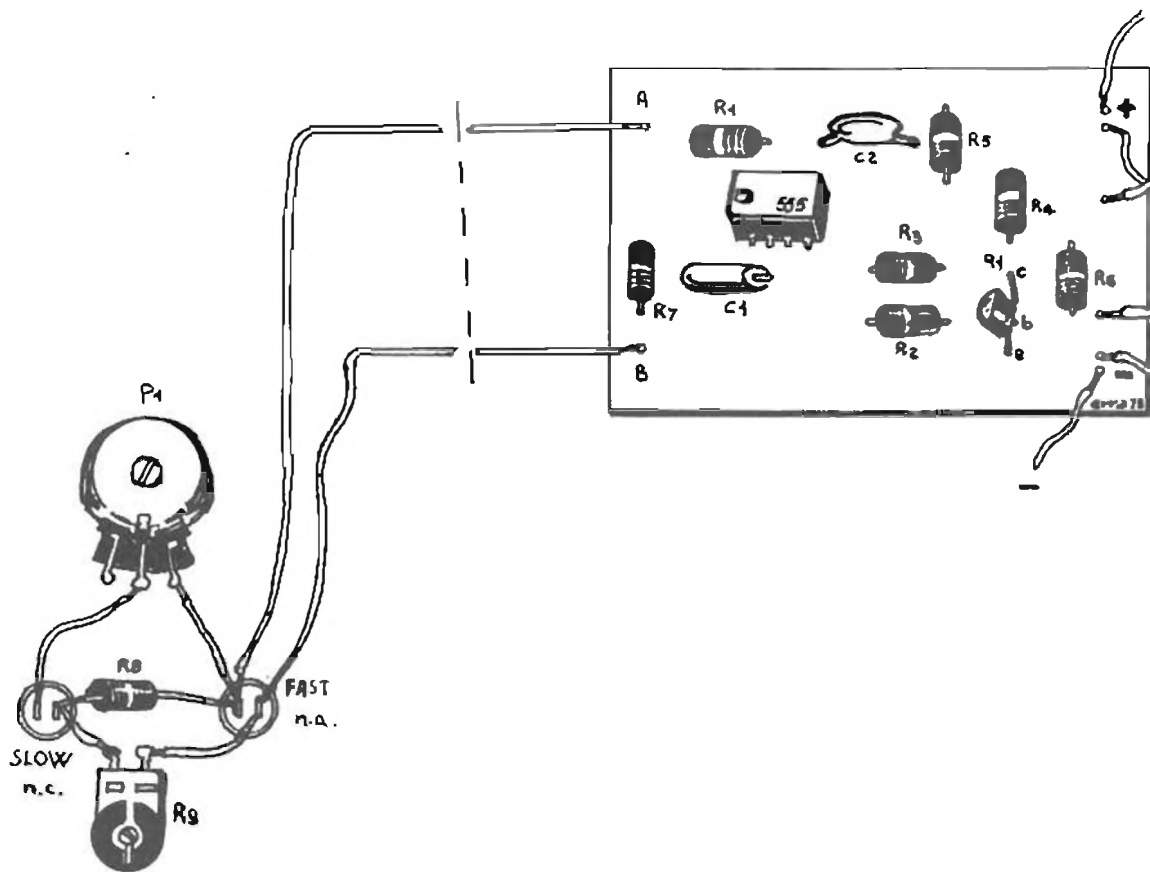


figura 3

Schema elettrico alimentatore.

$R_{10}$ , 270  $\Omega$ , 0,5 W  
 $R_{11}$ , 1 k $\Omega$   
 $C_1$ , 2.200  $\mu$ F, 25 V, elettrolitico  
 $C_2$ , 10  $\mu$ F, 12 V, elettrolitico  
 $C_3$ , 1.000  $\mu$ F, 15 V, elettrolitico  
 $D_1$ , 2 A al Silicio, raddrizzatore  
 $D_2$ , 30 V, 2 A, diodi a ponte raddrizzatore  
 $D_3$ , 12 V, 400 mW, zener  
 $D_4$ , led rosso di qualsiasi tipo  
 $O_1$ , 2N3055 o equivalente  
 $S_1$ , commutatore due vie, tre posizioni  
 $T_1$ , trasformatore d'alimentazione, 20 + 30 W, 12 V, 2 A



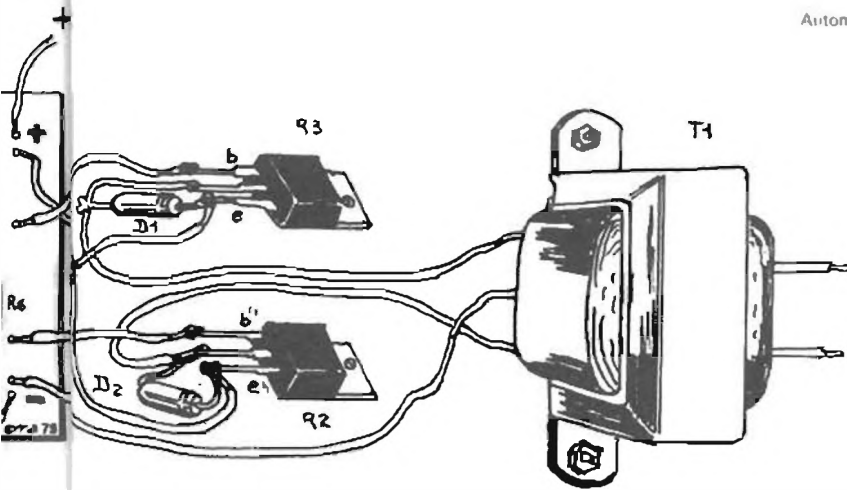


figura 4

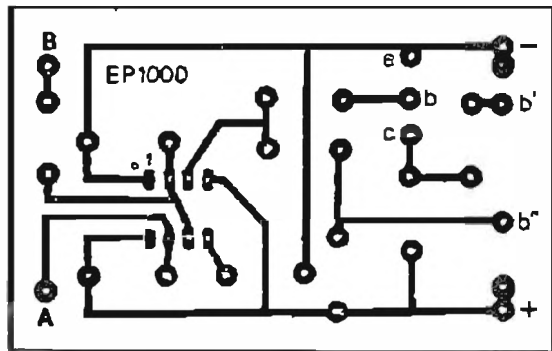
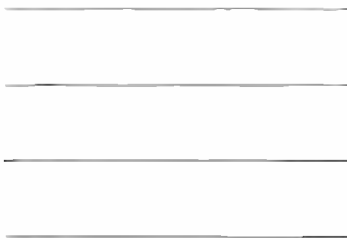


figura 5

lato rame

In figura 4 un esempio di montaggio pratico, in figura 5 il circuito stampato dell'inverter in scala 1 : 1.

Nessuna criticità di montaggio; prevedere un dissipatore per i due transistori finali.

Tutti i semiconduttori sono sostituibili con equivalenti.

Per la taratura: regolare  $R_6$  in modo da avere 50 Hz con  $P_1$  circa a metà corsa.

Sull'alimentatore non c'è niente da dire, è un classico;  $S_1$  è un doppio commutatore due vie, tre posizioni, oppure un doppio deviatore a levetta con posizione neutra centrale.

Prevedere un dissipatore per  $Q_4$ .

$D_3$  è a protezione contro le inverzioni accidentali di polarità.

a risentirci presto  
piero





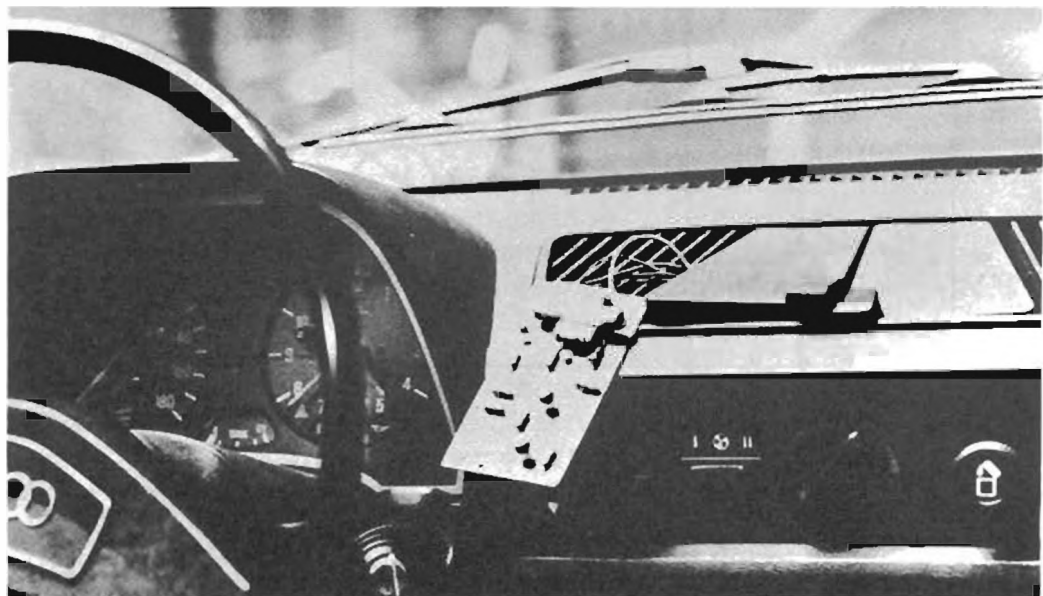
# “Gadget 3”

(precedenti Gadgets pubblicati: n. 1 nel 8/79; n. 2 nel 2/80)

---

Sergio Cattò

---



*Esempio di montaggio di doppio circuito per test di controllo luci di stop e di posizione.*



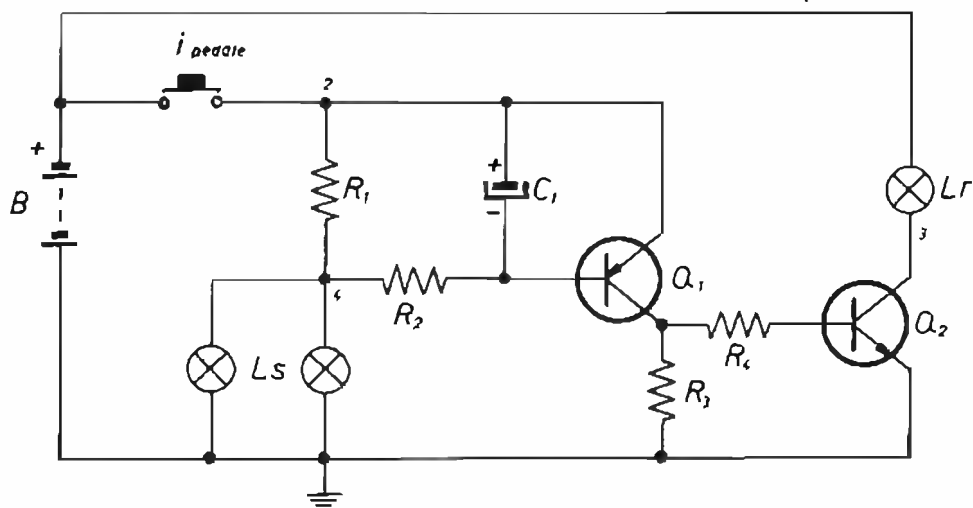
**Test di controllo  
per le lampadine  
del circuito di stop o di posizione  
di una autovettura**

Particolarmente nella cattiva stagione, la bruciatura di una lampadina dello stop o di posizione può essere fonte di inconvenienti spiacevoli, vuoi ai fini della sicurezza, vuoi per le possibili multe in cui possiamo incorrere.

Pur non essendo strettamente indispensabile, certamente sarà utile e divertente al tempo stesso.

Naturalmente nel caso si desiderasse controllare sia il circuito di stop sia quello delle luci di posizione i circuiti dovranno essere ovviamente due.

Il circuito, semplicissimo, è tanto piccolo che può essere alloggiato anche nel cruscotto.



Parti già esistenti

- B batteria autoveettura  
*i<sub>pedale</sub>* interruttore pedale di stop  
L<sub>s</sub> luci di stop

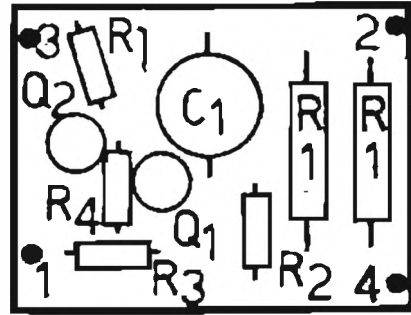
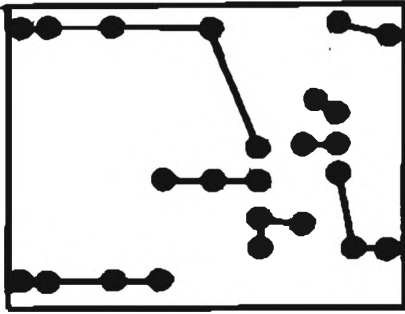
**G. Lanzoni** IZVO IZLAG **KENWOOD**  
 20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 569075-544744

Componenti nuovi

- R<sub>1</sub> due resistenze in parallelo da 0,5 Ω, 5 W, a filo  
R<sub>2</sub>, R<sub>c</sub> 100 Ω, 1/2 W, 10%  
R<sub>1</sub> 10 kΩ, 1/2 W, 10%  
C<sub>1</sub> 100 μF, 25 V, elettrolitico  
Q<sub>1</sub> BCY38, o similare PNP  
Q<sub>2</sub> BC108, o similare NPN  
L lampadina ripetitrice 12 V, 2,2 W

Nota bene: per la versione con positivo a massa i due transistori vanno scambiati fra di loro, così Q<sub>1</sub> è un NPN e Q<sub>2</sub> un PNP.

Inoltre nello schema compaiono dei numeri che fanno riferimento al circuito stampato lato componenti.



*Nota bene: sul lato componenti compaiono due resistenze in parallelo  $R_1$ , inoltre è disegnata la resistenza  $R_1$  che va messa solo nel caso si utilizzi un led al posto della lampadina  $L_r$ . Vedi testo.*

*Analizzandolo più attentamente si vedrà che concettualmente si basa sul fatto che un transistor al silicio necessita di circa 0,7 V tra base ed emittore per passare in conduzione.*

*A chi ne volesse sapere di più consiglio il volume « Dal transistor ai circuiti integrati » di E. Accenti, edizioni CD.*

*Un resistore di valore piuttosto basso è posto in serie alle lampadine del circuito di stop, la  $R_1$  dello schema da 0,25  $\Omega$ .*

*La caduta di tensione ai capi di questo resistore quando le luci di stop sono accese è quanto ci serve per portare in conduzione  $Q_1$ . Le lampadine usate per gli stop normalmente hanno una dissipazione di 20 W; con una tensione di batteria di 12 V consumano quindi 1,7 A.*

*Con entrambe le lampade accese la corrente totale sarà di 3,7 A e la caduta di tensione su  $R_1$  di 0,85 V sufficienti a far passare in conduzione  $Q_1$  e  $Q_2$  e ad accendere la lampadina di segnalazione  $L_r$ .*

*Se invece una lampadina è bruciata, la corrente che scorre attraverso  $R_1$  produrrà una caduta di tensione di solo 0,42 V, insufficienti a far passare in conduzione  $Q_1$ , mantenendo spenta la lampada spia.*

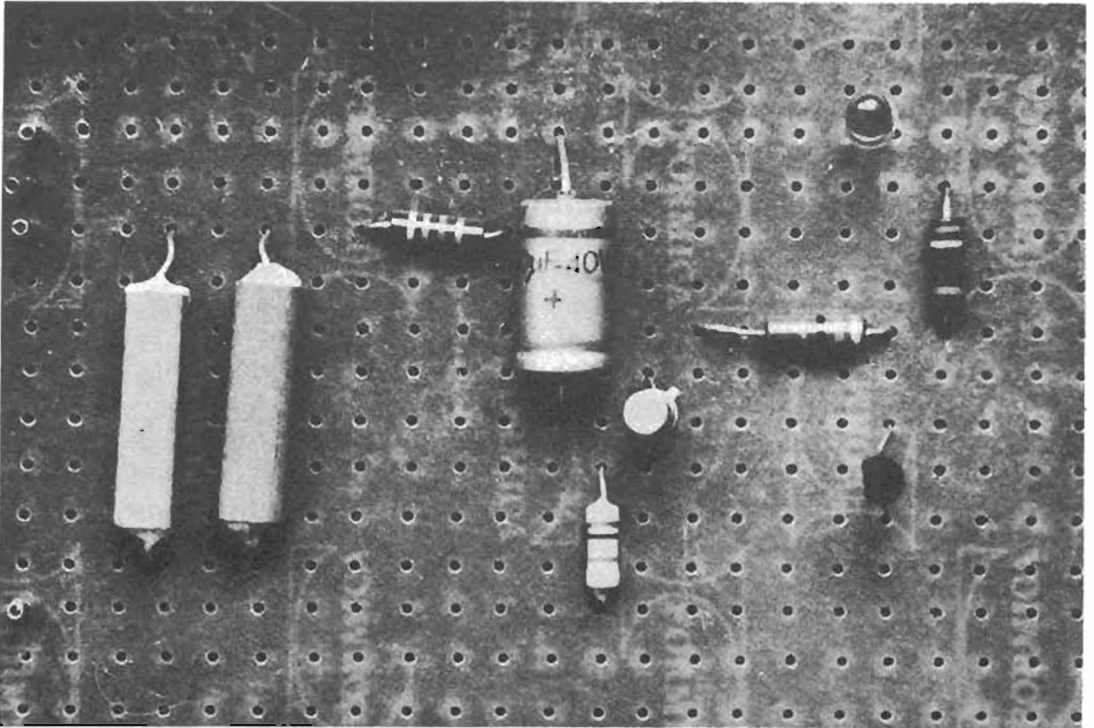
*Il valore di  $R_1$  consigliato va bene con lampadine di stop con dissipazione compresa tra 17 e 30 W che rappresenta la quasi totalità dei casi. Nelle lampade con doppio filamento (stop + posizione) si fa riferimento alla dissipazione del solo filamento di stop.*

$C_1$  e  $R_2$  servono a limitare il picco dovuto al maggior assorbimento iniziale delle lampade, cosa che si rende necessaria come protezione dei transistori.

Per chi lo desiderasse è possibile sostituire la lampadina  $L_r$  con un led.

In serie al led è necessario mettere un resistore da 0,5 W con valore compreso tra 330  $\Omega$  e 820  $\Omega$ : il valore del resistore determina la luminosità del diodo, più è basso più è luminoso; un valore ottimale può essere 470  $\Omega$ .

Questa soluzione di utilizzare il led può essere interessante quanto si voglia realizzare più circuiti di controllo e riunire poi tutte le lampade di segnalazione in un unico punto magari costruendo un piccolo pannello.



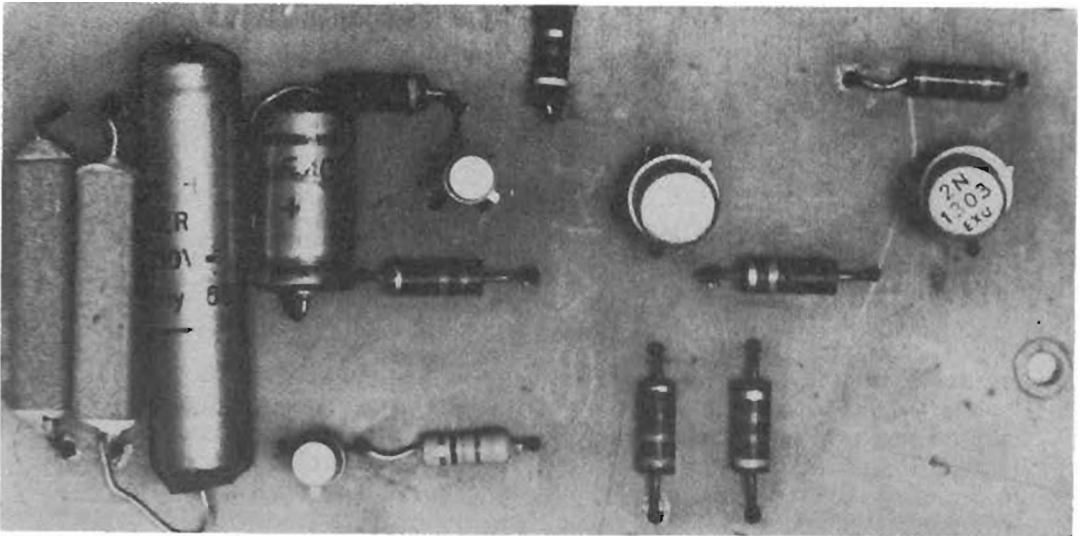
Esecuzione sperimentale su piastra TEYStone.  
Notate l'utilizzazione del led.

Una volta montato sull'autoveicolo il dispositivo dovrebbe essere provato, malgrado non ci siano delle operazioni di taratura vera e propria.

La tensione di alimentazione di un'auto è compresa normalmente, a seconda delle condizioni di funzionamento tra i 12 e i 15 V. Così è necessario controllare che la lampada  $L_r$  sia accesa con le due lampade dello stop alla minima tensione e che non si accenda alla massima tensione con una sola lampada di stop. Un modo per simulare queste due condizioni limite può essere questo: minima tensione con chiave inserita, fari abbaglianti, lunotto termico, tergicristalli e ogni altro apparato elettrico in funzione; massima tensione con il motore che gira ad almeno 2.500 giri/minuto con tutte le apparecchiature elettriche spente. Se non riuscite, è opportuno cambiare il valore di  $R_1$  che va aumentato se il carico diminuisce e che al contrario va diminuito quando il carico aumenta.

Bisogna solo rammentare che la caduta di tensione su questa resistenza porta in conduzione i transistori quando essa è superiore a 0,7 V. Siccome è abbastanza difficile trovare resistenze con bassi valori ohmici, l'unico sistema comodo è quello di utilizzarne alcuni da 1  $\Omega$ , o meno, in parallelo.

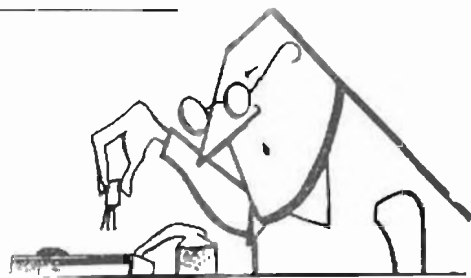
I più fortunati che posseggono un tester con portata « LOW OHM » possono autocostruirsele con del normalissimo filo di nickel cromo avvolto su un supporto ceramico (la resistenza dissipa parecchio).



Esecuzione di un doppio circuito su supporto in circuito stampato.

Arrivederci al « Gadget 4 ». \* \* \* \* \*

18YZC, Antonio Ugliano  
corso De Gasperi 70  
CASTELLI ANIMARE DI STABIA



## Tempus fugit, « sperimentare » manet

Mentre un nuovo anno si è affacciato alle porte, sperimentare continua imperterrita a sfornare progetti.

Gli anni si accumulano agli anni, il tempo passa ma sperimentare resta, resta per la gioia dei suoi Collaboratori, dei suoi Lettori; a loro va il mio grazie.

Grazie anche alle Ditte che hanno inteso collaborare offrendo un premio ai vari Collaboratori.

Augurando a tutti i Lettori un felice Nuovo Anno, estendo lo stesso augurio alla **AZ Elettronica** di Milano, alla **LAREL** di Limite, a **Gianni VECCHIETTI** e alla sua organizzazione, alla **General Processor** di Firenze nonché a quel simpaticone di **Giovanni LANZONI**, nonché a tutte le Ditte che hanno già o vorranno in futuro rendere la collaborazione alla rubrica più gradevole dal punto di vista dell'utile.

\* \* \*

La puntata di questo mese è dedicata a un progetto che sarà molto gradito sia agli OM che ai CB: **Giovanni ODINO**, via G. Verne 2, NOVI LIGURE, Vi presenta un progetto di:

## PAPOCCHIOSCOPIO PANORAMICO

Cominciamo con:

### Adattatori panoramici e analizzatori di spettro

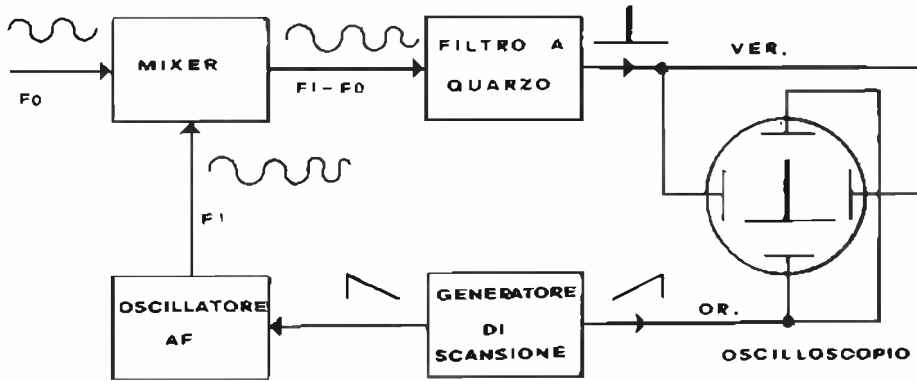
Gli analizzatori di spettro (il mio amico Pasquale credeva che servisse a fare le analisi del sangue ai fantasmi!) altro non sono che particolari tipi di oscilloscopi atti a non visualizzare su di uno schermo una singola frequenza bensì tutta una banda di frequenze con tutti i parametri che le caratterizzano. In figura 1 abbiamo lo schema a blocchi di un analizzatore di spettro.

Il funzionamento di quest'apparato si basa sulla miscelazione della frequenza da analizzare con una frequenza costantemente variabile generata da un oscillatore wobulato e dalla successiva amplificazione a banda stretta e visualizzazione dei battimenti delle frequenze miscelate.

Il primo blocco dello schema è costituito da un miscelatore più o meno complicato a secondo dei casi, il quale provvede a sottrarre la frequenza in ingresso da quella generata dall'oscillatore wobulato. Questo per mezzo di varicap varia in modo costante la sua frequenza da un minimo a un

massimo. L'ampiezza e la velocità di questa variazione sono determinate da un oscillatore a dente di sega che provvede, inoltre, debitamente amplificato, a deflettere in senso orizzontale il fascetto di elettroni di un tubo catodico che funziona da schermo visualizzatore. All'uscita del miscelatore avremo una frequenza anch'essa variabile pari alla differenza fra quella generata e quella in ingresso. Questa frequenza viene inviata a un amplificatore a banda stretta, che amplifica una banda di pochi hertz nell'intorno della frequenza per la quale è stato progettato. Tutte le volte che la frequenza di battimento, variando, eguaglia quella dell'amplificatore a banda stretta, all'uscita di questo si ha un impulso ad ago.

figura 1



Quest'impulso è più o meno pronunciato a seconda dell'intensità della frequenza in ingresso e più o meno largo a seconda della larghezza di banda del filtro a quarzo. Se la frequenza è invece modulata in ampiezza, sullo schermo appaiono tre impulsi corrispondenti il più alto alla frequenza portante, e gli altri due alle frequenze laterali modulate, una inferiore e l'altra superiore; l'oscillogramma è quello di figura 3. In figura 4 invece è

figura 2

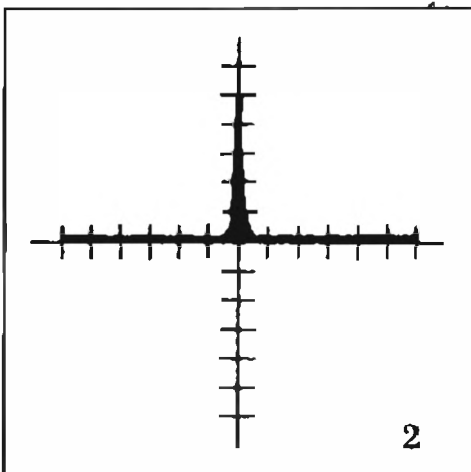
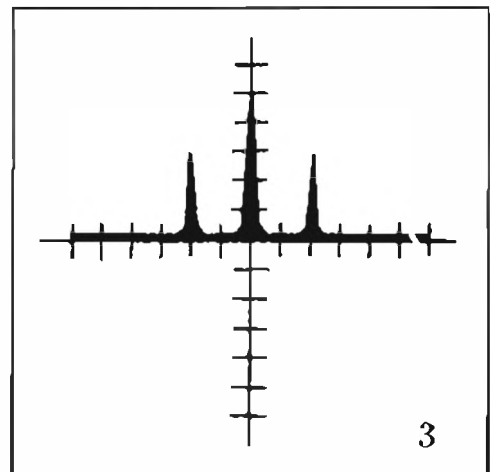


figura 3



In figura 4 invece è riprodotto l'oscillogramma di un segnale modulato in frequenza. L'impulso ad ago si sposta a destra e a sinistra in modo più o meno pronunciato a secondo dell'intensità del segnale modulante. In figura 5, invece, si ha la spazzata di una larga banda di frequenza. Gli impulsi sono dovuti a frequenze più o meno distanziate tra di loro e più o meno intense.

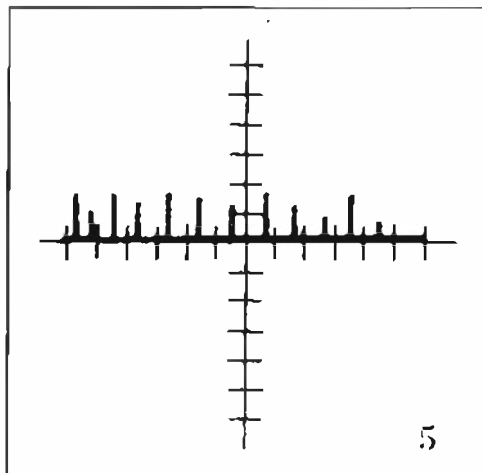
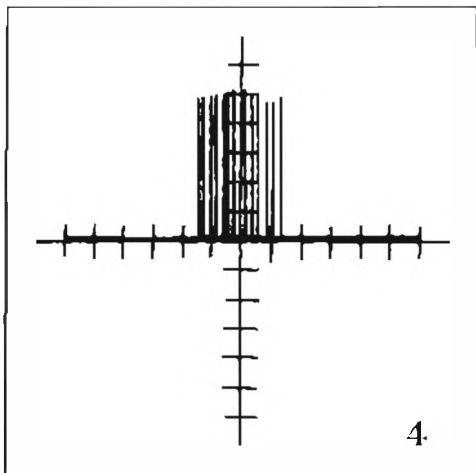


figura 4

figura 5

Quello di figura 5 è un tipico esempio di oscillogramma generato da un analizzatore di spettro, mentre quelli delle figure 2, 3 e 4, sono oscillogrammi di adattatori panoramici.

La differenza tra i due strumenti è data dal fatto che, mentre l'adattatore panoramico può funzionare solo in unione a un ricevitore e per bande di frequenze limitate, l'analizzatore di spettro è autonomo, quindi più complesso e perfezionato, e copre estese bande di frequenza. L'adattatore panoramico viene collegato alla prima media frequenza del ricevitore e permette di visualizzare i segnali ricevuti pur se convertiti a media frequenza.

Riassumendo, in pratica, gli adattatori panoramici vengono usati in comunione a ricevitori e forniscono informazioni sui segnali ricevuti, esempio: canale libero, canale occupato da portante, tipo di modulazione della portante (AM, FM, SSB), disturbi su canale libero, splatters, anomalie dei segnali ricevuti, ronzii, banda di trasmissione troppo larga o presenza di segnali spurii.

L'analizzatore di spettro può invece dare le stesse informazioni ma su larghe bande prelevando il segnale, ad esempio, da trasmettitori o sintetizzatori di frequenza.

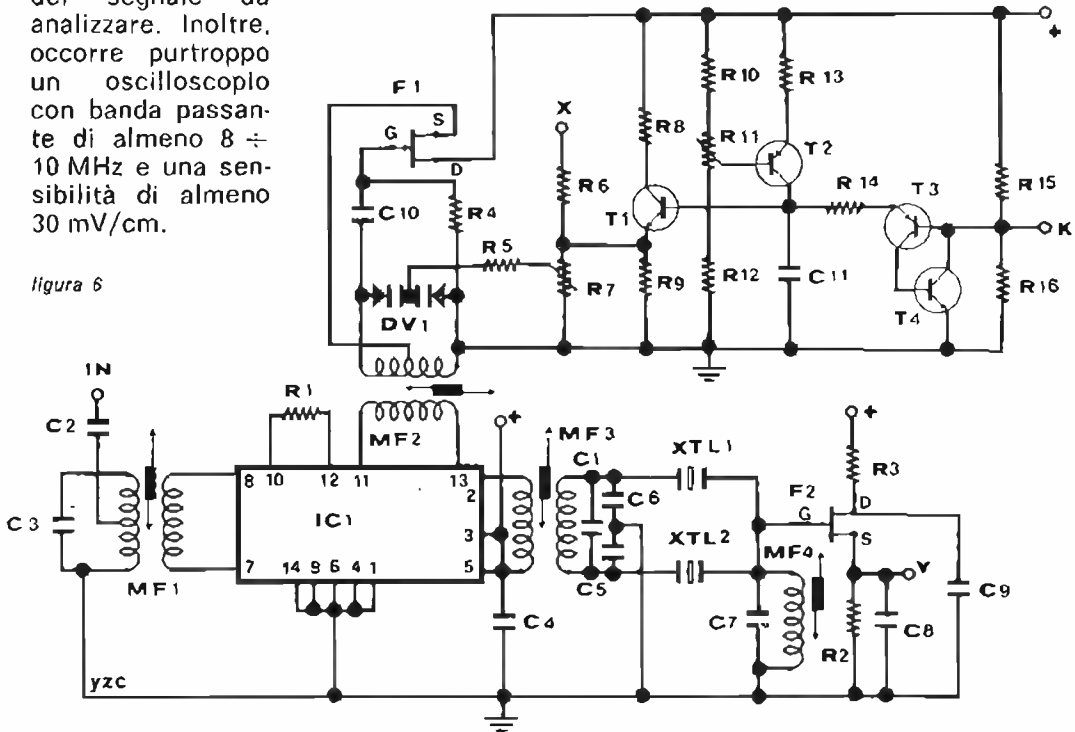
A questo punto non occorre dire che le tante radio private e i tanti radioamatori e CB non avrebbero che da collegare alle loro stazioni tali apparati per avere, in modo immediato e sicuro, tutte le informazioni che necessitano per un buon funzionamento delle proprie apparecchiature.



### Analisi del circuito

Il convertitore presentato può essere realizzato con non grandi difficoltà, logicamente il montaggio è consigliato a quei lettori che già hanno una certa esperienza in montaggi radioelettrici. Comunque, per evitare complicazioni, si è fatto uso di bobine di media frequenza del commercio per evitare autocostruzioni. Il tipo adottato è quello da 10,7 MHz con il nucleo color verde. I quarzi invece sono normali e poco costosi quarzi per apparecchiature CB. Vedremo più avanti come sia possibile cambiare la frequenza e la banda passante del segnale da analizzare. Inoltre, occorre purtroppo un oscilloscopio con banda passante di almeno  $8 \div 10$  MHz e una sensibilità di almeno 30 mV/cm.

figura 6



Il segnale a 10,7 MHz prelevato dalla prima media frequenza del ricevitore viene filtrata da MF<sub>1</sub> e poi inviato al circuito integrato SO42P. L'integrato è un mescolatore bilanciato il quale può funzionare fino a circa 200 MHz fornendo un guadagno in potenza pari a 40. Il segnale in ingresso viene quindi sottratto da quello generato da F<sub>1</sub>. Quest'ultimo varia la sua frequenza di oscillazione mediante il varicap D<sub>1</sub> a cui è applicata una tensione a dente di sega generata da T<sub>1</sub> e T<sub>2</sub>. A completare il circuito generatore di dente di sega provvedono T<sub>3</sub> e T<sub>4</sub> i quali generano gli impulsi di cancellazione della ritraccia. L'amplificatore a banda stretta è costituito da un filtro composto da due quarzi e due medie frequenze. I due quarzi sono uguali tra di loro e sono normali quarzi per la ricezione del canale 20 per apparati CB. La loro frequenza di oscillazione in fondamentale è pari a 8.916,666 kHz. Data però la tolleranza di costruzione fra quarzo e quarzo, vi sono piccole differenze di frequenza. Queste differenze rappresentano nel nostro caso la larghezza di banda del filtro. Il segnale all'uscita di questo viene poi rilevato e amplificato tramite F<sub>2</sub>. I punti di collegamento per l'oscilloscopio sono i seguenti: il punto X sul quale è presente la fre-

sperimentare

quenza di scansione a dente di sega, che va a modulare l'amplificatore orizzontale dell'oscilloscopio, il punto Y che modula il canale verticale e il punto K che modula la cancellazione di ritraccia.

Il punto K viene collegato all'oscilloscopio solo se questo è provvisto dell'apposita presa altrimenti si può anche lasciarlo scollegato senza alterare minimamente il risultato finale.

Una volta realizzato il circuito stampato di figura 7 si monteranno i componenti seguendo lo schema di figura 8.

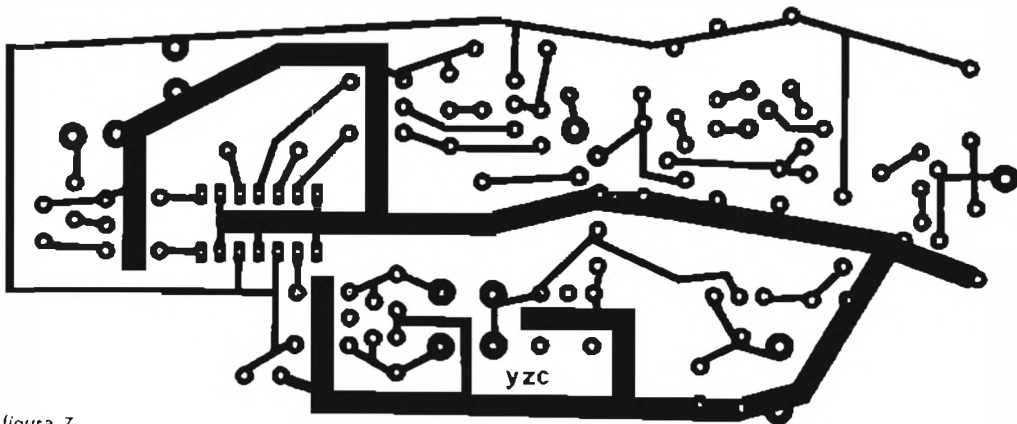
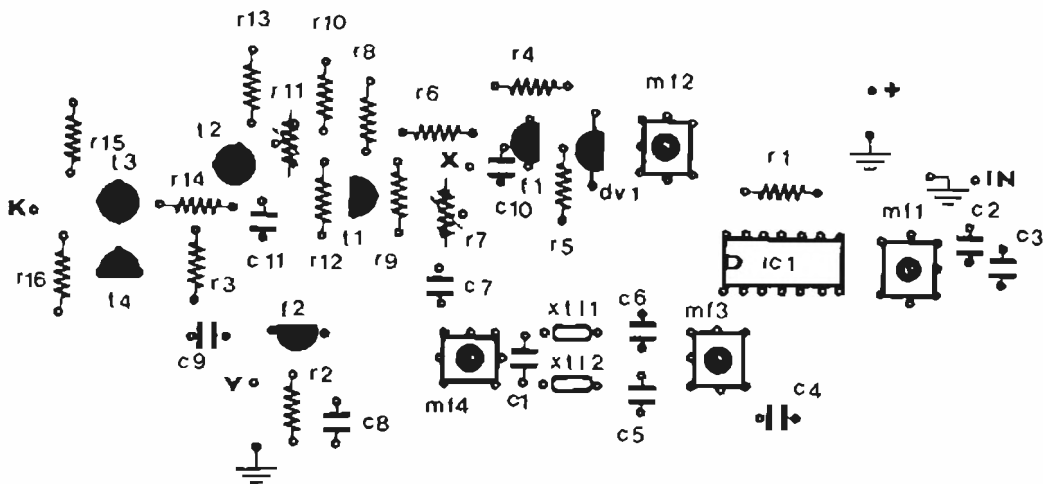


figura 7

figura 8



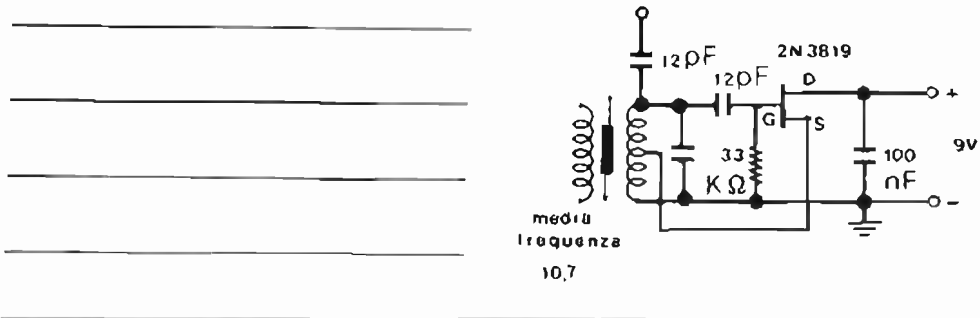
Non vi sono difficoltà di nessun tipo, volendo si può montare il circuito integrato su di uno zoccolo che ne facilita la sostituzione in caso di avaria. Le medie frequenze usate sono provviste internamente di un condensatore di accordo, malgrado ciò sullo stampato è previsto il posto per collegare questi condensatori di accordo nel caso non fossero già presenti nell'interno delle medie frequenze. L'unico condensatore da aggiungere in parallelo a queste è C<sub>7</sub> il quale abbassa la frequenza di accordo di MF<sub>1</sub> a circa

$8 \div 9$  MHz. Questo condensatore sarà di 30 pF se è presente il condensatore di accordo all'interno della media frequenza: è di 82 pF, qualora non vi fosse.

### Punti di taratura e loro funzione

MF<sub>1</sub> regola l'altezza del picco che compare sullo schermo, viene tarata per la massima altezza possibile del picco. MF<sub>3</sub> e MF<sub>4</sub> vengono regolate per ottenere lo stesso risultato di MF<sub>1</sub>, badando però ad avere un picco simmetrico e il più sottile possibile. MF<sub>2</sub> regola la frequenza dell'oscillatore intorno ai 18 ÷ 19 MHz. R<sub>7</sub> regola lo spazzolamento in frequenza dello stesso, ampliandolo o riducendolo. R<sub>11</sub> regola infine la frequenza di spazzolamento. Per effettuare una buona taratura occorre un oscillatore in grado di generare una frequenza variabile intorno a 10,7 MHz, chi ne fosse sprovvisto può realizzare quello di figura 9.

figura 9

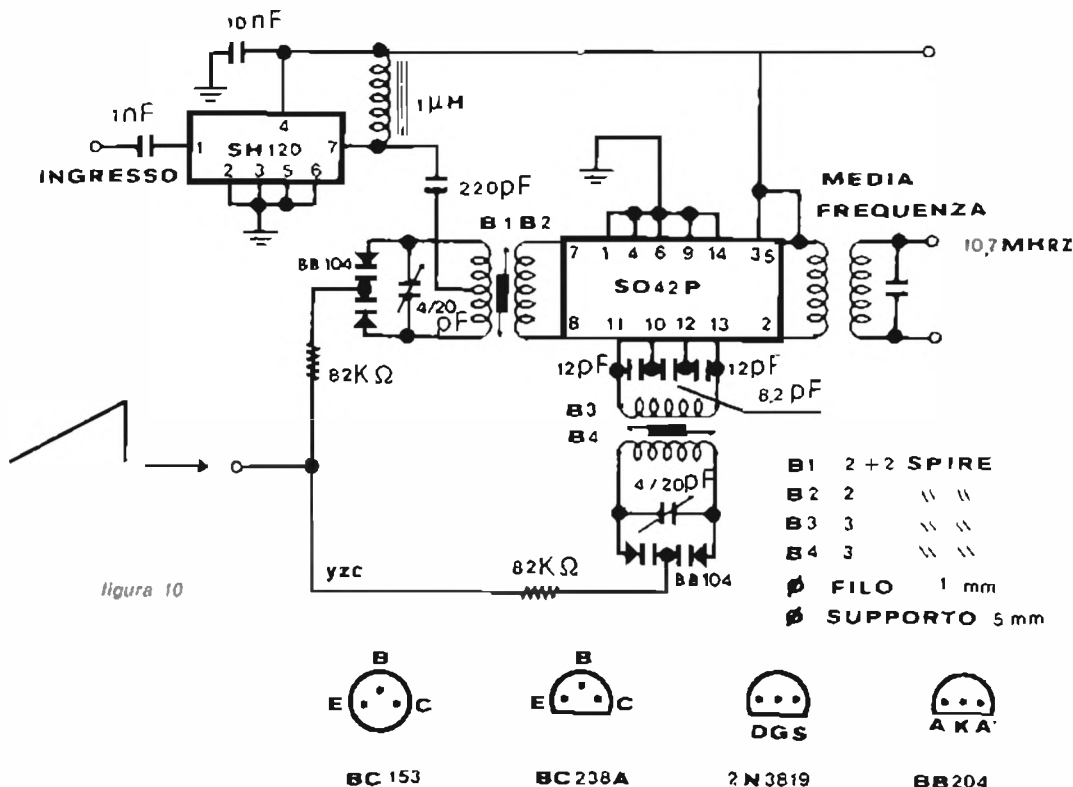


Iniettando questo segnale all'ingresso si portino i cursori di R<sub>7</sub> tutti verso l'emittore di T<sub>1</sub> e quello di R<sub>11</sub> tutto verso R<sub>10</sub>: collegato e acceso l'oscilloscopio si alimenta il circuito con una tensione stabilizzata di 9 V. Sullo schermo comparirà una linea orizzontale, ora sarà nostra cura far comparire il picco riferito alla frequenza in ingresso. Per far questo si deve ruotare il nucleo di MF<sub>2</sub> fino a che questo non accade, regolando poi MF<sub>1</sub>, MF<sub>3</sub>, MF<sub>4</sub>, si ottiene il massimo possibile di altezza del picco. Si operi con l'attenuatore dell'oscilloscopio sulla massima sensibilità riducendola se necessario man mano che si tara. L'unico problema che si può presentare è che l'oscillatore wobolato non copra la banda di frequenza giusta.

Per riportarlo in banda è allora possibile saldare in parallelo al varicap un piccolo compensatore ceramico con il quale si può ridurre la frequenza di oscillazione oppure si può tentare di sostituire il varicap con altri modelli o ancora, sostituire la media frequenza con altre aventi il nucleo di diverso colore, naturalmente sempre con frequenza nominale di 10,7 MHz. A titolo indicativo, sul prototipo di questo circuito, senza particolari accorgimenti, veniva coperta una banda di circa 3 MHz fra 8,5 e 11,5 MHz. Volendo limitare la banda esplorata per visualizzare ad esempio una frequenza modulata in ampiezza basterà ridurre la tensione di spazzolamento tramite R<sub>7</sub>. A questo punto è intuitivo che se noi sappiamo con precisione, ad esempio mediante un frequenzimetro, l'ampiezza della banda di spazzolamento, possiamo conoscere l'ampiezza e la frequenza dei segnali in ingresso vedendo in quale posizione della banda si trovano.

Naturalmente, cambiando la media frequenza in ingresso e quella di oscillatore, è possibile visualizzare bande di frequenze diverse.

Volendo, è possibile trasformare il nostro apparato in un surrogato di analizzatore di spettro per coprire la banda da 88 a 108 MHz per le radio libere. In figura 10 si vede la modifica da apportare.



L'integrato SO42P viene fatto funzionare contemporaneamente da mescolatore e da oscillatore e la spazzata di frequenza riguarda anche il circuito di ingresso dello stesso. Inoltre è previsto un secondo circuito integrato, lo SH120, il quale amplifica i segnali in ingresso permettendo la visualizzazione di segnali di pochi millivolt. Le due resistenze da 820 kΩ vengono collegate al cursore di R<sub>7</sub>, mentre la media frequenza a 10,7 MHz non è altro che MF<sub>3</sub>. Si rende inoltre necessario aumentare la banda passante del filtro a quarzo sostituendo uno dei due quarzi del canale 20 con uno del canale 21. Questo circuito è bene che venga realizzato in una scatoletta di metallo che lo schermi completamente.

A titolo informativo, faccio presente che, avendolo realizzato personalmente, ho ottenuto ottimi risultati pur senza usare lo SH120, collegando cioè all'ingresso il condensatore da 220 pF, la sensibilità e la precisione dello strumento erano al di sopra di ogni aspettativa.

\*\*\*

Al Signor Odino, il premio di lire 30.000 in componenti elettronici offerto dalla Ditta Giovanni Lanzoni - via Comelico 10 - MILANO. \*\*\*\*\*

# ricetrasmittitore avanzato

per

# SSB

---

G4LCF, James Bryant  
edizione italiana di G.F. Marchetti

---

## 1 - INTRODUZIONE

Questo ricetrasmittitore è derivato da un precedente progetto eseguito con la serie di circuiti integrati SL600, e riportato a pagina 86 del manuale di applicazioni « Radio Communication Handbook » della Plessey Semiconductors.

Il progetto originale conteneva nove circuiti integrati, due transistor e un mixer ad anello di diodi, il tutto su un circuito stampato a singola traccia di dimensioni 12,7 x 8,3 cm. Tale circuito stampato racchiudeva tutte le funzioni di un ricetrasmittitore SSB in grado di funzionare da 10 kHz a 500 MHz, eccetto l'oscillatore locale, il filtro di radiofrequenza, l'amplificatore RF di potenza, il microfono, l'altoparlante e l'alimentatore.

Questa nuova versione risulta più compatta (dimensioni circuito stampato 10,2 x 7,6 cm) e presenta tutta una serie di miglioramenti, anche se impiega un circuito integrato e tre transistori in più. Prestazioni migliori si hanno per la sensibilità (0,2  $\mu$ V invece di 0,5  $\mu$ V), per la potenza di uscita audio (800 mW invece di 100 mW), e per la risposta audio che ha una pendenza di 24 dB/ottava oltre 3,5 kHz; inoltre presenta un migliore adattamento del filtro FI e una potenza di uscita RF più alta, e contiene sullo stesso circuito stampato anche i regolatori di tensione (infatti due degli integrati impiegati sono regolatori di tensione, per cui il numero degli integrati impiegati nella effettiva elaborazione del segnale risulta inferiore di uno rispetto alla versione precedente).

Miglioramenti secondari comprendono inoltre: la sistemazione di tutti gli ingressi e uscite su un unico connettore montato su un fianco dello stampato, condensatori variabili di regolazione sugli oscillatori a cristallo, una migliore suddivisione di guadagno tra gli stadi a FI e lo stadio a FA e una minore radiazione dell'oscillatore locale.

In figura 1 è riportato lo schema elettrico del ricetrasmittitore, che può essere scomposto in sei blocchi principali: il miscelatore, l'amplificatore bidirezionale, il filtro di banda laterale, il ricevitore, il trasmettitore e gli oscillatori per le due bande laterali.

Come accennato, esistono poi anche due regolatori di tensione IC1 e IC10, che non meritano tuttavia una successiva descrizione, essendo semplicemente costituiti da due integrati 78L06 in contenitore plastico T092.

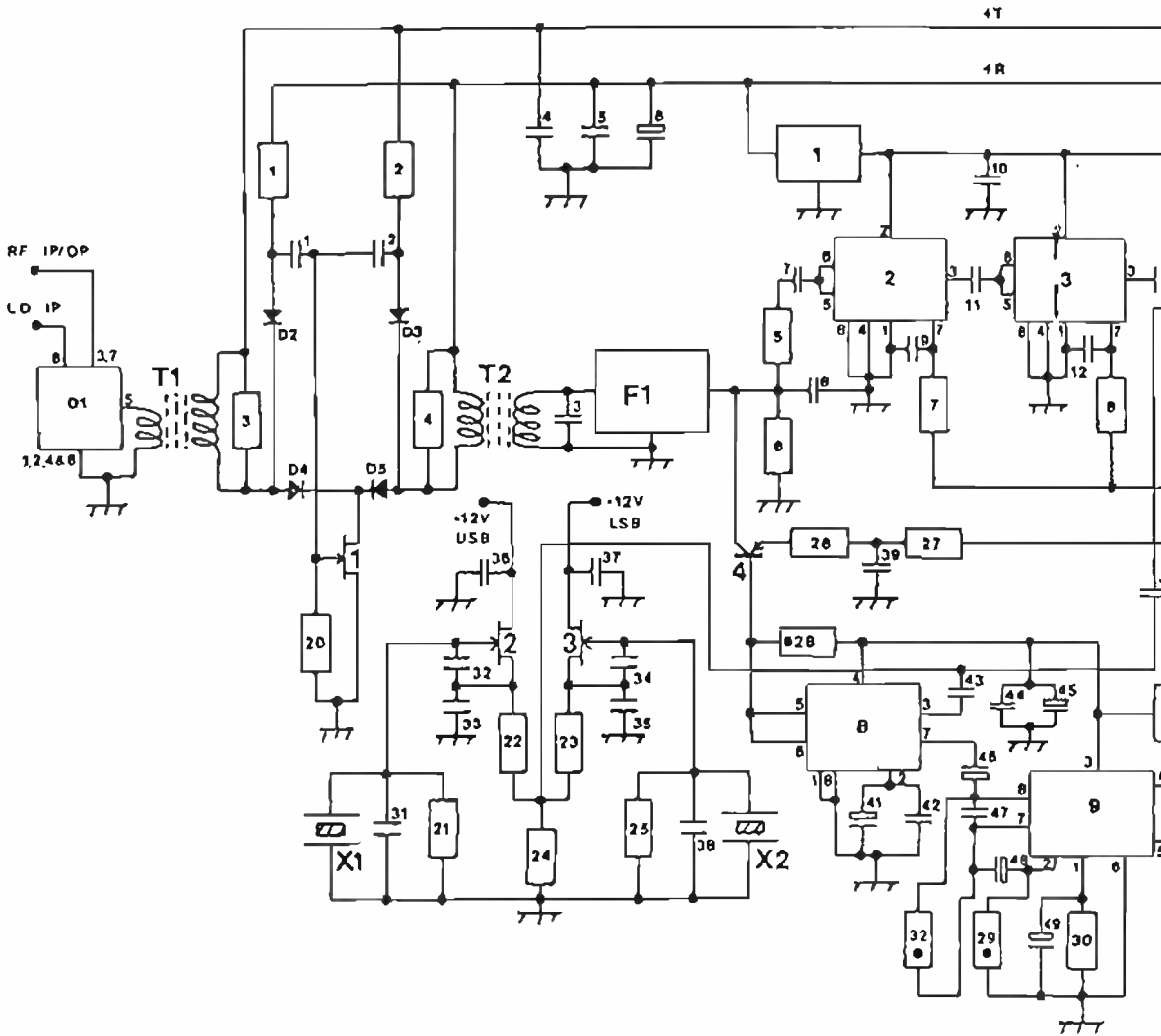


Figura 1

Schema del ricetrasmittitore SSB.

I componenti col pallino nero ● non sono sempre necessari: vedere testo.

## 2 - IL MISCELATORE

Il miscelatore è costituito dal mixer ad anello di diodi tipo Anzac MD-108: questo mixer ha tre ingressi, ognuno di impedenza  $50 \Omega$ , una banda di frequenza di impiego da 5 MHz fino a 500 MHz su due ingressi e dalla continua fino a 500 MHz sul terzo ingresso.

Il segnale a RF viene applicato sull'ingresso in continua per consentire il funzionamento anche con portanti a radiofrequenza al di sotto di 5 MHz, mentre la limitazione di cui sopra non ha importanza per gli altri due ingressi.

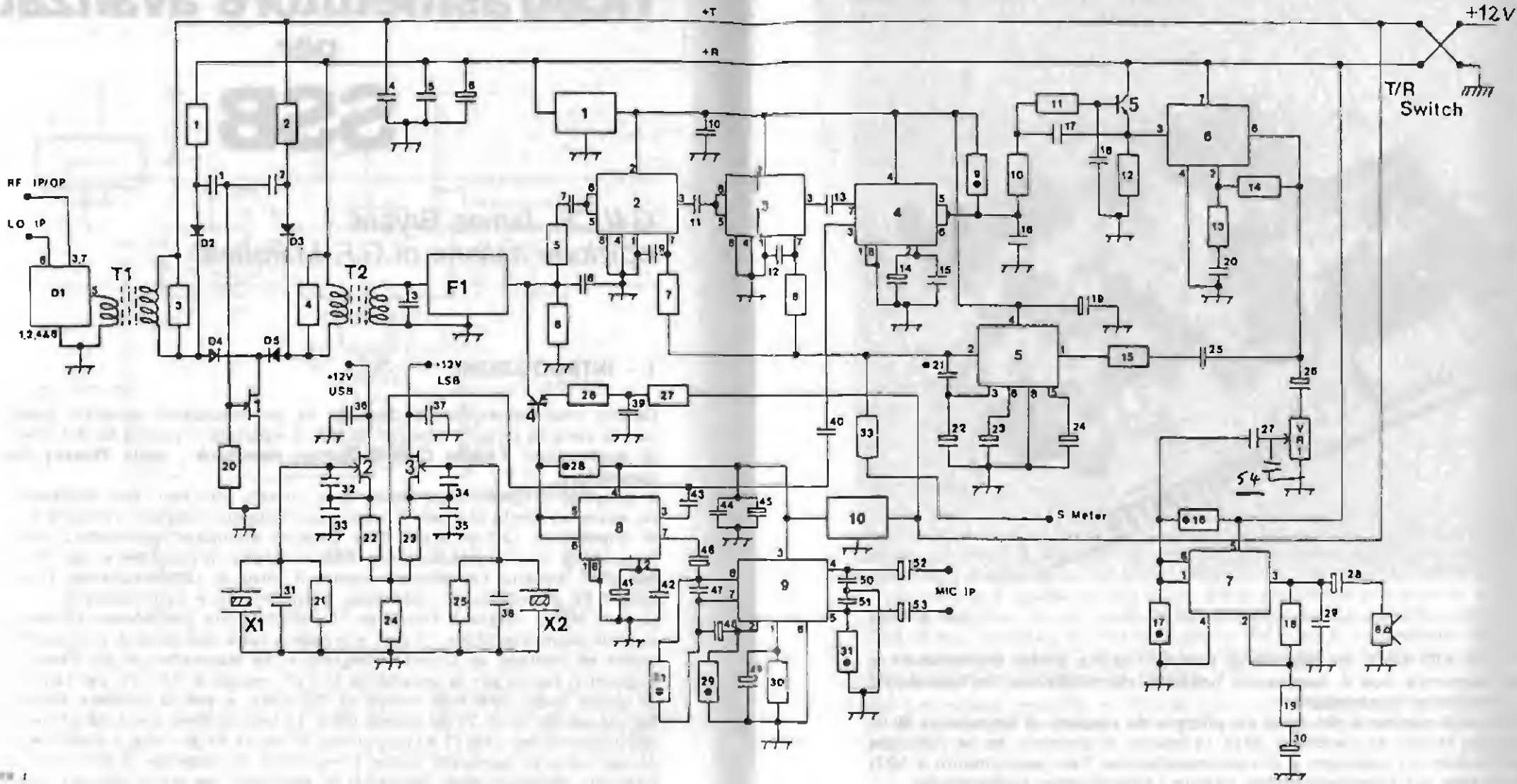
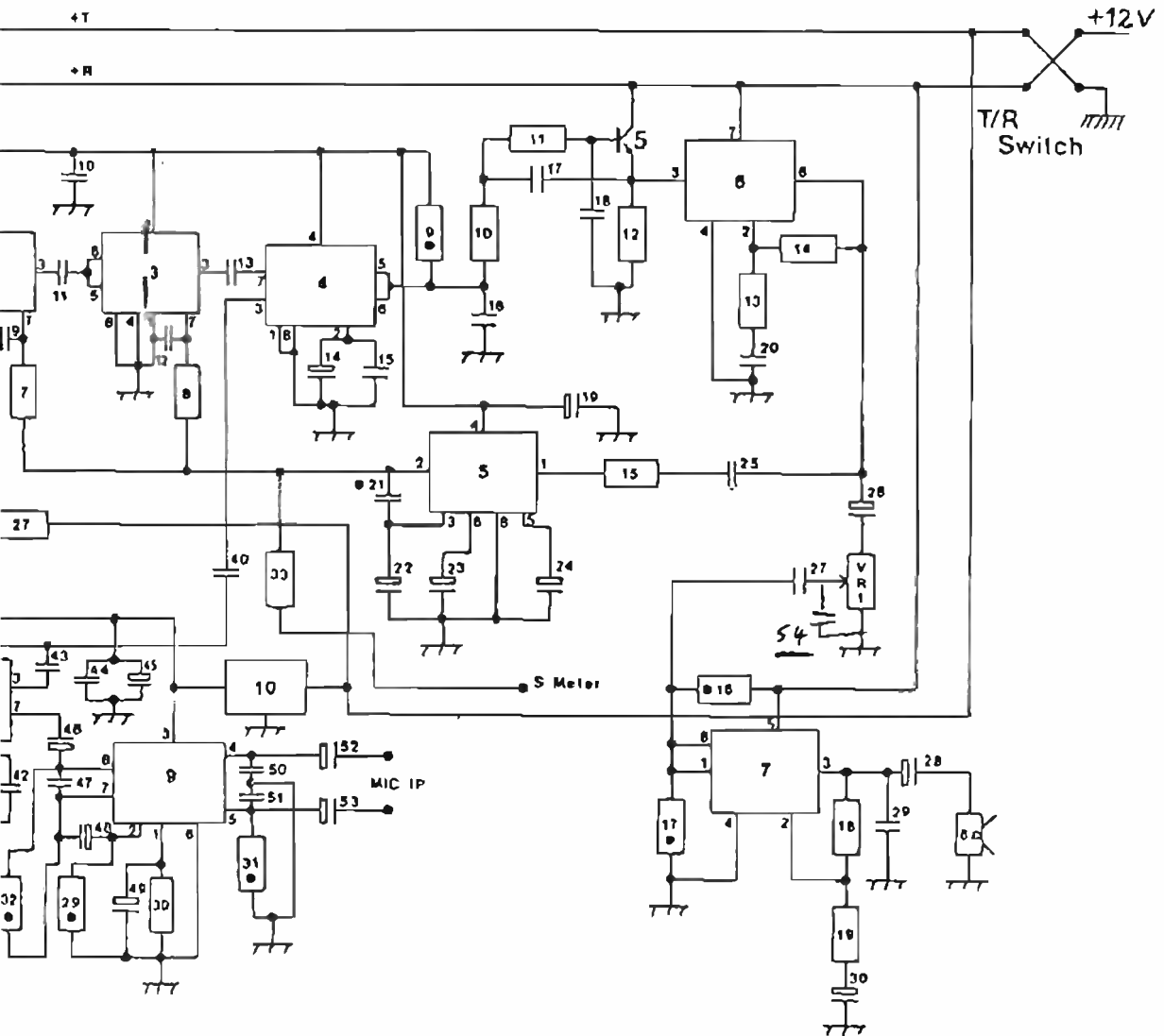


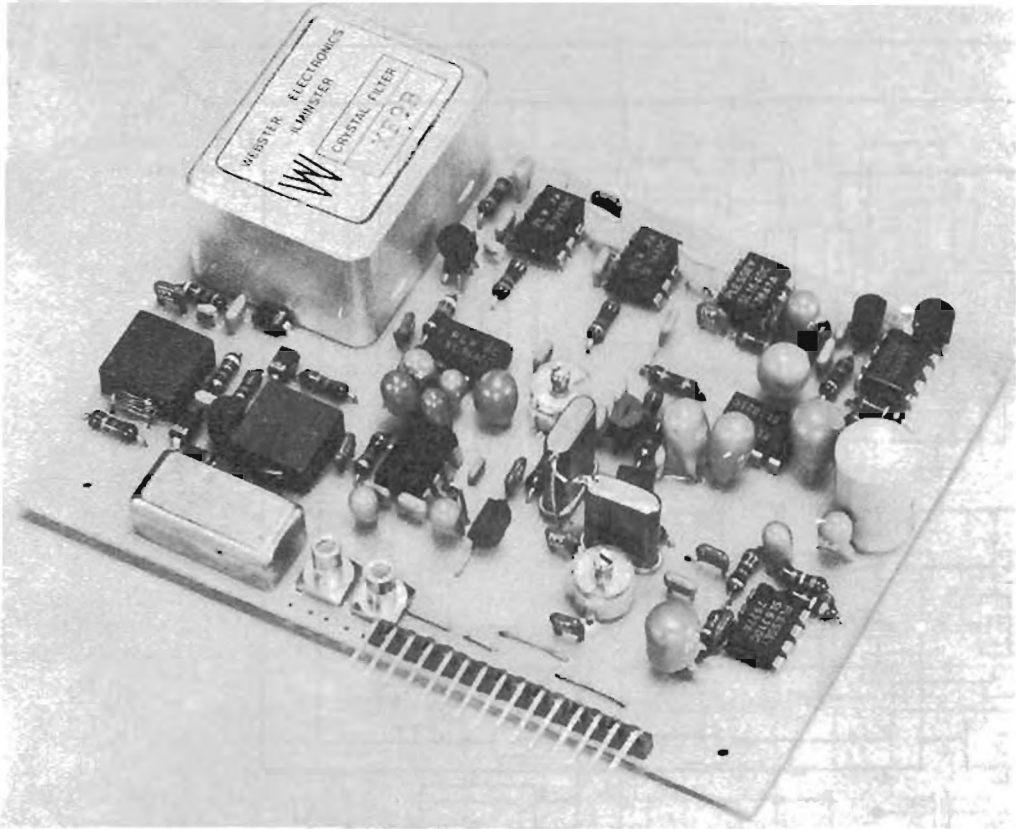
Figura 1  
 Schema del ricetrasmettitore SSB  
 I componenti dal pallino nero non sono sempre necessari, vedere testo.



Tale mixer ha un punto di intercezione del terzo ordine di + 15 dBm (livello delle portanti in ingresso per dar luogo a un prodotto di intermodulazione del terzo ordine pari al segnale utile), una perdita di inserzione di 7 dB, e richiede una potenza dell'oscillatore locale di circa + 7 dBm (500 mV efficaci).

Esiste anche un altro tipo di mixer più costoso del precedente, e denominato MD-138, che presenta un punto di intercezione del terzo ordine più alto, ma lo MD-108 risulta perfettamente adeguato in questo ricetrasmittitore, in quanto le prestazioni di intermodulazione del sistema non dipendono solo dal mixer, bensì anche dall'amplificatore bidirezionale e dal filtro, per cui solo un miglioramento del tutto marginale si potrebbe ottenere impiegando lo MD-138.





Poiché lo MD-108 è un dispositivo passivo, risulta anche bidirezionale e di conseguenza non è necessaria nessuna commutazione nel passaggio tra ricezione e trasmissione.

E' tuttavia importante che esso sia pilotato da sorgenti di impedenza  $50 \Omega$ , e che sia chiuso su carichi di  $50 \Omega$ . In quanto al contrario se ne riducono le prestazioni di guadagno e di intermodulazione. Tale adattamento a  $50 \Omega$  è realizzato nel ricetrasmittitore tramite l'amplificatore bidirezionale.

### 3 - L'AMPLIFICATORE BIDIREZIONALE

L'amplificatore bidirezionale consiste di un transistore ad effetto di campo,  $Q_1$ , quattro diodi di commutazione a bassa capacità,  $D_2 \div D_5$ , due trasformatori,  $T_1$  e  $T_2$ , due condensatori,  $C_1$  e  $C_2$ , e cinque resistori,  $R_1 \div R_4$  e  $R_{20}$ . I trasformatori hanno la funzione, insieme ai resistori  $R_3$  e  $R_4$  di adattamento di impedenza, e assicurano una corretta terminazione sia per il mixer che per il filtro a cristallo.

I diodi  $D_2$  e  $D_5$  servono per commutare l'amplificatore bidirezionale nei due sensi di ricezione e trasmissione. Durante la ricezione la linea di alimentazione del ricevitore (+R) è collegata alla tensione di +12 V e la linea di alimentazione del trasmettitore (+T) è collegata a massa: i diodi  $D_2$  e  $D_5$  risultano quindi in conduzione, mentre i diodi  $D_3$  e  $D_4$  sono interdetti.

Il segnale quindi passa dal trasformatore  $T_1$ , tramite  $D_2$  e  $C_1$ , sul gate del fet  $Q_1$ , la cui uscita pilota il trasformatore  $T_2$  tramite il diodo  $D_5$ .

Durante la trasmissione le due linee di alimentazione vengono invertite, per cui ora sono in conduzione i diodi  $D_3$  e  $D_4$ : l'amplificatore bidirezionale opera ancora allo stesso modo, ma ora il gate del fet risulta collegato a  $T_2$  e il drain ha come carico  $T_1$ , di conseguenza il segnale proveniente da  $T_2$  viene amplificato, pilota  $T_1$  e infine il mixer.

La scelta dei diodi e del transistor è piuttosto critica in questo amplificatore. Se i diodi hanno una capacità troppo elevata quando si trovano in interdizione, l'amplificatore può divenire instabile.

I diodi impiegati (BA182), appositamente progettati per commutazione a radiofrequenza nei sintonizzatori per televisione, sono particolarmente adatti per questa applicazione e non provocano alcun problema.

Il fet deve avere un alto guadagno e buone prestazioni di intermodulazione: in generale quanto più è alto il guadagno tanto peggiore risulta l'intermodulazione.

Un buon compromesso tuttavia può essere raggiunto impiegando un fet ad alta corrente: nel caso specifico è stato usato il fet tipo J310 della Siliconix, che è un fet a giunzione in contenitore plastico T092 che presenta una corrente di riposo (polarizzazione del gate rispetto al drain di 0 V) compresa tra 20 e 60 mA.

Il progetto originale impiegava solo un trasformatore tra il miscelatore e il filtro a cristallo. Tuttavia l'inserzione dell'amplificatore bidirezionale (e quindi di un secondo trasformatore) comporta un certo numero di indiscutibili vantaggi:

- l'adattamento di impedenza sia del miscelatore che del filtro a cristallo risulta migliore, per cui si ottengono migliori prestazioni di intermodulazione nel mixer e migliore risposta nel filtro (particolarmente per quanto riguarda il ripple di banda);
- la perdita di guadagno nel mixer viene recuperata prima delle ulteriori perdite nel filtro (in ricezione infatti si passa da una perdita complessiva di 9 dB tra l'ingresso del mixer e l'uscita del filtro a un guadagno di 8 dB);
- il guadagno disponibile anche in trasmissione consente un miglior pilotaggio dell'amplificatore di potenza RF.

Per tutti questi motivi si è ritenuto conveniente adottare questa soluzione leggermente più complessa, che consente tuttavia di raggiungere prestazioni superiori.

#### 4 - IL FILTRO

Si possono impiegare uno dei due seguenti filtri a cristallo: XF9-B oppure OC1246AX. Questi filtri, prodotti rispettivamente dalla KVG e dalla Salford, sono a 8 poli, hanno una banda di 2,4 kHz e una frequenza centrale di 9 MHz. Essi richiedono terminazioni di 500  $\Omega$  in parallelo a 25 pF, che sono fornite dal lato miscelatore da  $T_2$ ,  $R_2$  e  $C_3$  e dal lato amplificatore FI da  $R_6$  e  $C_8$ . Molti altri tipi di filtri potrebbero essere usati in questo ricetrasmittitore, tuttavia bisogna tenere conto di una serie di fattori. Se si usa un filtro a 4 o 6 poli l'attenuazione fuori banda si riduce da oltre 90 dB a circa 50 dB: ciò degrada la reiezione del canale adiacente generando problemi di intermodulazione nella FI, quando sono presenti segnali molto forti nei canali adiacenti. Un altro problema più grave nell'uso di questi filtri più economici è costituito dal blocco dell'amplificatore FI dovuto a un passaggio indesiderato del segnale dell'oscillatore locale.

Il mixer MD-108 dà una attenuazione dell'oscillatore locale di circa 40 dB, il che significa che in uscita del mixer si ha un segnale dell'oscillatore locale di circa  $5 \text{ mV}_{\text{eff}}$  e quindi circa  $25 \text{ mV}_{\text{eff}}$  all'ingresso del filtro. Se l'attenuazione fuori banda del filtro è di 90 dB, questo segnale parassita risulta minore di  $0.8 \mu\text{V}$  e non genera problemi, ma se tale attenuazione è solo 50 dB all'ingresso dell'amplificatore a FI si ha un segnale dell'oscillatore locale di  $80 \mu\text{V}$ : tale segnale non ha importanza se il ricetrasmittitore funziona in VHF, in quanto l'integrato impiegato nella frequenza intermedia (SL1612C) non ha più guadagno a frequenza VHF, ma se il ricetrasmittitore funziona in HF, allora tale segnale può procurare un blocco dell'amplificatore FI, particolarmente quando non è presente un segnale di controllo automatico di guadagno.

In conclusione, per ricetrasmittitori VHF si può usare un filtro più economico mentre per HF non è conveniente.

Si può anche impiegare una frequenza intermedia diversa da quella scelta di 9 MHz: il sistema funziona egualmente bene con FI di 5,3 MHz o 10,7 MHz, tuttavia non si può andare oltre 15 MHz e al di sotto di 5 MHz. Il limite superiore è dettato dall'integrato usato nell'amplificatore di media, quello inferiore dal mixer MD-108 che perde di guadagno di conversione.

Mentre il limite superiore non può assolutamente essere superato, esistono due alternative per ridurre quello inferiore.

Il primo consiste nell'impiegare l'ingresso in continua dello MD-108 come uscita della FI: ciò consente di scendere con la frequenza intermedia fino a 100 kHz, tuttavia chiaramente limita la banda di ricezione a radiofrequenza al di sopra di 5 MHz.

Il secondo consiste nel sostituire lo MD-108 con uno MD-109: questa è una versione, notevolmente più costosa, per un impiego a frequenza da 200 kHz fino a 200 MHz. Naturalmente mentre, uno MD-109 consente di scendere con la frequenza intermedia fino a 200 kHz, limita il ricetrasmittitore a frequenza RF fino a un massimo di 200 MHz, d'altronde ciò non costituisce una limitazione in quanto l'uso di una frequenza intermedia inferiore a 5 MHz con una radiofrequenza superiore a 200 MHz comporta normalmente disturbi dovuti alla frequenza immagine e quindi dovrebbe essere comunque evitato.

La larghezza di banda del filtro non deve tuttavia eccedere i 2,7 kHz per non degradare le prestazioni in trasmissione e il fattore di forma deve essere il migliore possibile.

Se si desidera far notare infine che se si desidera cambiare il filtro può essere necessario cambiare  $R_1$ ,  $R_6$ ,  $C_3$  e  $C_8$  per adattare correttamente l'impedenza: le resistenze devono essere di valore circa il 10% più alto rispetto al valore dato nella specifica del filtro e i condensatori di valore circa 3 pF più basso.

Inoltre, se si aumenta  $R_6$ , si deve aumentare dello stesso rapporto anche  $R_{27}$  per conservare gli stessi livelli di polarizzazione in continua sul transistor pilota del trasmettitore  $Q_4$ : si tenga infine presente che nel circuito in esame non si possono impiegare filtri con impedenze caratteristiche molto al di sopra di 1.000  $\Omega$ .

## 5 - IL RICEVITORE

Il ricevitore consiste di due stadi a frequenza intermedia, un rivelatore a prodotto, un filtro passa-basso, un amplificatore audio, un sistema di controllo automatico di guadagno derivato dal segnale audio, e uno stadio finale di uscita audio.

L'amplificatore a frequenza intermedia impiega due circuiti integrati SL1612C: essi sono simili ai circuiti SL612C usati nel progetto originale, ma sono nel contenitore plastico a 8 piedini, invece del contenitore metallico TO-5. Sono di conseguenza più economici, più semplici da montare, pur presentando prestazioni simili.

Tutti i circuiti previsti in questo ricestrasmittitore, ad eccezione dei regolatori di tensione, sono in tale contenitore plastico a 8 piedini.

Ogni SL1612C ha un guadagno di tensione di 34 dB e una gamma di controllo automatico di guadagno di 70 dB. L'amplificatore complessivo di media frequenza ha perciò un guadagno di 68 dB (2.500 volte) e una gamma di CAG di 140 dB, che tuttavia non può essere utilizzata al completo in quanto il primo SL1612C entra in sovraccarico con un segnale di ingresso maggiore di 250 mV<sub>eff.</sub> equivalente a una dinamica dell'amplificatore di circa 114 dB (da 0,5 µV a 250 mV).

Ognuno dei due circuiti integrati possiede un proprio disaccoppiamento interno della alimentazione, tuttavia è opportuno prevedere un condensatore esterno di disaccoppiamento posto vicino agli integrati (C<sub>10</sub>, condensatore ceramico da 0,1 µF). I condensatori di accoppiamento interstadio sono stati mantenuti di basso valore, per ridurre il guadagno della media alle basse frequenze, onde eliminare possibili disturbi dovuti al circuito di CAG e al rivelatore.

Il rivelatore, IC4, può impiegare uno dei due rivelatori a prodotto SL1640C a SL1641C: questi sono entrambi dei modulatori a doppio bilanciamento e differiscono esclusivamente nel loro circuito di uscita.

Lo SL1640 ha una uscita di collettore con carico interno e una uscita « emitter follower » rispettivamente sui piedini 5 e 6, lo SL1641 ha una uscita a collettore aperto sul pin 5, mentre il pin 6 non è connesso: nello stampato i piedini 5 e 6 sono uniti insieme, cosicché usando lo SL1640 l'« emitter follower » risulta interdetto e nient'altro è richiesto, quando lo SL1641 si richiede un carico esterno di 330 Ω (R<sub>9</sub>).

Tale resistore non deve essere inserito quando si usa lo SL1640. Il rivelatore richiede solo due ulteriori componenti, i condensatori di disaccoppiamento C<sub>14</sub> e C<sub>15</sub>, e l'intera media frequenza con rivelazione prevede l'uso di soli tre integrati, 3 o 4 resistenze e 8 condensatori.

Essendo il sistema a larga banda, non sono necessari induttori o filtri e di conseguenza alcuna taratura.

L'uscita del rivelatore contiene la somma e la differenza dei suoi due segnali di ingresso: frequenza intermedia dell'amplificatore FI e portante dell'oscillatore di banda laterale. Il segnale proveniente dall'amplificatore di media frequenza consiste soprattutto della modulazione in SSB a 9 MHz, tuttavia comprende anche un certo ammontare di rumore a larga banda nella gamma da 100 kHz a 20 MHz. Il segnale dell'oscillatore in banda laterale consiste di una sola portante (di frequenza 8,9985 oppure 9,0015 MHz a seconda della banda laterale in uso) con sovrapposto di nuovo un certo rumore, abbastanza basso tuttavia da potere essere trascurato.

L'uscita del rivelatore di conseguenza consiste di un segnale a bassa frequenza (la differenza dei due ingressi), che rappresenta il segnale desiderato, di un segnale attorno a 18 MHz (la somma dei due ingressi) e di un rumore a larga banda che si estende dalla continua fino a circa 30 MHz: il segnale a 18 MHz deve essere eliminato prima degli stadi audio, e inoltre riducendo quanto più possibile il rumore nella banda audio si migliora certamente il segnale utile finale.

Ciò è ottenuto tramite un filtro passa-basso posto tra il rivelatore e l'amplificatore audio: questo filtro ha una pendenza oltre 3,5 kHz di 18 dB per

ottava e consiste di un filtro a un polo formato da  $C_{16}$  e  $R_9$  (oppure da un resistore equivalente a  $R_9$  se si usa lo SL1640), seguito da un filtro a due poli (tipo Sallen-key) costituito da  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ ,  $C_{17}$ ,  $C_{18}$  e  $Q_5$ . Il transistor  $Q_5$  non deve avere particolari prestazioni e può essere usato qualunque transistor NPN con un beta superiore a 80 e una  $C_{ECO}$  di oltre 9 V (nel progetto originale era previsto un 2N3904).

Il filtro ha un guadagno unitario e siccome il segnale in questo punto è ancora molto basso (circa  $5 \div 10 \text{ mV}_{eff}$ ), esso viene amplificato di 18 dB con un amplificatore operazione  $\mu A741$ . Poiché il livello di segnale è così basso non esiste pericolo di taglio (clipping) in questo amplificatore, cosicché la sua polarizzazione è ottenuta semplicemente con un accoppiamento in continua dall'uscita di rivelatore tramite il filtro passa-basso: ciò indubbiamente riduce il numero dei componenti, d'altronde però non limita la banda alle basse frequenze, cosicché tutti i condensatori di accoppiamento successivi devono essere scelti per dar luogo a una caduta della risposta di frequenza sotto i 300 Hz, come d'altronde i condensatori di disaccoppiamento nelle reti di controreazione di IC6 e IC7.

L'uscita da IC6 va direttamente al sistema di CAG e in parallelo a un potenziometro di controllo di volume, previsto esternamente allo stampato: quindi allo stadio di uscita finale audio.

Nei migliori ricevitori in SSB il segnale di CAG viene normalmente derivato dal segnale audio rivelato, e questo è il principio che è stato seguito: l'uscita di IC6 pilota infatti, tramite un opportuno resistore di caduta ( $R_{15}$ ), l'ingresso di un circuito generatore di CAG denominato SL1621.

Questo integrato, che richiede solo tre componenti esterni,  $C_{22}$ ,  $C_{23}$ , e  $C_{24}$ , costituisce un sistema di CAG audio molto sofisticato, che segue rapidamente le variazioni dell'ampiezza del segnale, sia in aumento che in diminuzione, fino a circa 20 dB/sec, mantiene il guadagno costante durante la pausa del discorso, e riporta quasi istantaneamente il guadagno della media frequenza a valore massimo se la pausa del discorso continua oltre un secondo.

L'uscita del CAG da IC5 viene applicata ai due stadi a FI tramite due resistori da 100  $\Omega$  ( $R_7$  e  $R_8$ ) ed esce anche dallo stampato per comandare un eventuale misuratore di intensità di segnale esterno (« S » Meter).

La linea di CAG ha una tensione di soglia di circa 2 V, la quale aumenta di circa 12,5 V per ogni aumento di 1 dB del segnale (cioè circa 1 V per 80 dB di aumento di segnale).

In figura 2 è mostrato un semplice circuito di misura dell'intensità di segnale, che può essere utilizzato adeguatamente.

Anche in questa applicazione il transistor impiegato non ha importanza: può essere usato qualunque transistor NPN per piccoli segnali e qualunque diodo al silicio per piccoli segnali. Le tre giunzioni in serie consentono di compensare la variazione della soglia di 2 V con la temperatura e il resistore da 1,5 k $\Omega$  può richiedere una taratura per dare la corretta gamma di lettura.

Il condensatore  $C_{21}$  non è necessario se il ricevitore viene usato solamente per ricezione di messaggi parlati, mentre può rendersi necessario con ricezione di segnali CW, in quanto in alcuni casi può generarsi una instabilità a bassa frequenza del sistema di CAG: questa è eliminata tramite  $C_{21}$ , che può avere un valore compreso tra 0,1 e 1,0  $\mu F$ .

Lo stadio di uscita audio impiega un nuovo integrato, lo SL6310, che consiste di un amplificatore di potenza audio in contenitore plastico D.I.L. a 8 pins che può fornire una potenza di  $0,8 \div 1,0 \text{ W}$  con una tensione di alimentazione di 12 V. I componenti esterni necessari sono pochi e non si

richiedono tarature di alcun genere: i resistori di polarizzazione  $R_{16}$  e  $R_{17}$  potranno non essere più necessari per future versioni dello SL6310, che conterranno la polarizzazione interna.

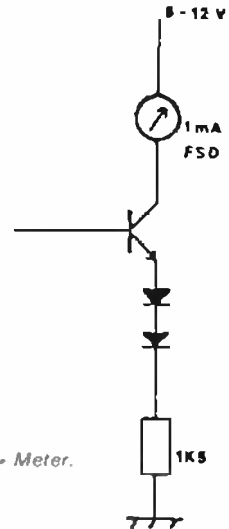


figura 2

Collegamento dello - S - Meter.

L'integrato richiede un altoparlante di impedenza uguale o maggiore di  $8 \Omega$ . Se si vuole ottenere una potenza audio di ricezione maggiore di 800 mW, allora risulta conveniente omettere completamente lo SL6310 dallo stampato, e impiegare un amplificatore audio esterno di potenza maggiore.

## 6 - IL TRASMETTITORE

Il trasmettitore impiega due integrati e un transistor. Il primo integrato è un amplificatore audio con CAG, che assicura un livello di segnale di uscita del trasmettitore costante al variare del segnale audio di ingresso: un tale circuito è denominato VOGAD (Voice Operated Gain Adjusting Device, dispositivo a guadagno controllato della voce).

Due diversi integrati VOGAD possono essere usati nel trasmettitore: lo SL1626 e lo SL6270. Il primo è in produzione da diversi anni, mentre il secondo è stato introdotto recentemente: essi sono simili sia come funzione che come configurazione dei piedini di uscita tuttavia lo SL6270 presenta prestazioni migliori dell'altro nel caso di segnale di ingresso sbilanciato, mentre entrambi i circuiti si comportano altrettanto bene con l'impiego di un microfono bilanciato.

La resistenza  $R_{29}$  è necessaria solo con lo SL1626 e la resistenza  $R_{31}$  solo con lo SL6270, tuttavia entrambe le resistenze possono essere lasciate con qualunque degli integrati senza alcun problema.

Questi circuiti prevedono di essere accoppiati a un microfono a bassa impedenza ( $500 \Omega$  o meno) con un segnale di uscita nella gamma  $1 \div 30$  mV.

La gamma di CAG è di circa 60 dB, che può essere troppo in alcune applicazioni in cui sia presente un rumore di fondo di un certo livello: essa può essere ridotta ponendo in parallelo al condensatore  $C_{47}$  una resistenza da  $1 \text{ k}\Omega$  ( $R_{32}$ ). In questo caso  $C_{47}$  deve essere aumentato da  $4,7 \text{ nF}$  a  $47 \text{ nF}$  per conservare la risposta HF del VOGAD.

I due condensatori  $C_{31}$  e  $C_{33}$  disaccoppiano in continua gli ingressi del VOGAD e i condensatori  $C_{50}$  e  $C_{51}$  bloccano eventuali segnali a RF indotti nel microfono. L'uscita audio della VOGAD è collegata tramite il condensatore  $C_{52}$  al modulatore a doppio bilanciamento.

Come nel ricevitore, il modulatore impiegato può essere uno SL1640 o SL1641, e analogamente la resistenza  $R_{33}$  è necessaria solo per lo SL1641. La generazione del segnale SSB è molto semplice in questo trasmettitore: la portante e il segnale audio vengono applicati a un modulatore a doppio bilanciamento, la cui uscita è un segnale a doppia banda laterale con portante soppressa. Questo segnale viene filtrato per eliminare una delle due bande: quale banda laterale viene trasmessa dipende esclusivamente dalla frequenza portante scelta.

Il segnale in uscita del modulatore viene infatti amplificato dallo stadio  $Q_4$ , che funge anche da separatore-adattatore di impedenza, e applicato al filtro a cristallo: il transistor  $Q_2$  è un PNP per impiego ad alta frequenza, come per esempio il 2N5771, tuttavia qualunque transistor PNP al silicio per alta frequenza e con una bassa capacità di uscita può essere usato in questa applicazione.

E' stato preferito l'uso di un transistor anziché di un integrato in questo punto, semplicemente perché esso non presenta carico alcuno per il filtro a cristallo, quando durante la ricezione risulta interdetto. Il guadagno del transistor  $Q_4$  è determinato da  $R_{26}$  e può essere variato se necessario: la sua polarizzazione è poi semplicemente ottenuto con accoppiamento in continua dall'uscita del modulatore.

## 7 - GLI OSCILLATORI DI BANDA LATERALE

Sono stati qui impiegati due diversi oscillatori per le due bande laterali: il progetto originale usava in effetti un solo oscillatore con commutazione a diodi di due cristalli, tuttavia notevoli problemi si avevano a seguito dalla variazione di capacità inversa dei diodi.

Sono stati quindi esaminati diversi circuiti di commutazione di un oscillatore su due cristalli tuttavia si è giunti alla conclusione che la soluzione più affidabile e tutto sommato altrettanto economica, consiste nell'impiego di due oscillatori separati.

Ogni oscillatore usa un fet della Siliconix tipo J304 in un circuito tipo Colpitts. I cristalli di quarzo che vengono forniti con i filtri XF9-B oppure QC1246AX sono di tipo risonante in parallelo con 30 pF, e gli oscillatori sono stati progettati per questi. Se si volessero usare cristalli risonanti in parallelo con 20 pF, sarebbe probabilmente sufficiente ridurre il valore dei condensatori  $C_{32}$ ,  $C_{33}$ ,  $C_{34}$  e  $C_{35}$  a 33 pF; se invece si volessero usare cristalli risonanti serie allora l'oscillatore dovrebbe subire modifiche più consistenti.

I condensatori variabili  $C_{31}$  e  $C_{36}$  sono usati rispettivamente per la taratura accurata della frequenza di oscillazione per la banda superiore ( $f_1 = 8,9985$  MHz) e per la banda inferiore ( $f_2 = 9,0015$  MHz).

Il segnale di uscita da entrambi gli oscillatori viene prelevato sul resistore comune  $R_{24}$ : nel prototipo realizzato,  $R_{24}$  ha il valore di 68  $\Omega$  e il livello del segnale di uscita è circa 80 mV<sub>eff</sub>. Nel caso in cui il segnale si trovi fuori dalla gamma 60 + 200 mV<sub>eff</sub>, è consigliabile variare  $R_{24}$  fino a riportarlo dentro.

L'oscillatore da usare viene selezionato semplicemente applicandogli la tensione di alimentazione di 12 V: l'altro oscillatore deve essere naturalmente non alimentato e preferibilmente col suo ingresso di alimentazione cortocircuitato a massa.

## 8 - COSTRUZIONE E IMPIEGO

In figura 3 (a) è mostrato lo stampato per questo ricetrasmittitore, in figura 3 (b) la disposizione componenti, in figura 3 (c) il piano di foratura e in tabella 1 è riportata la lista componenti.

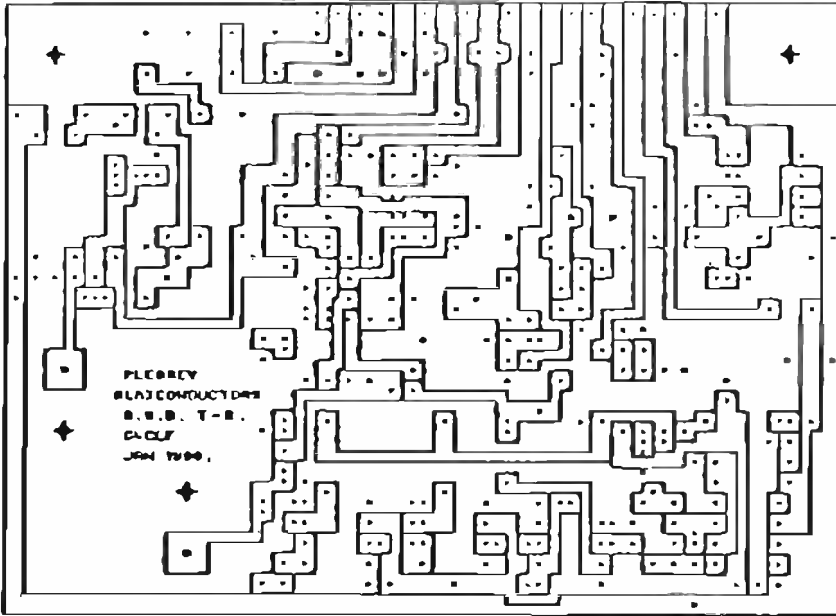


figura 3 a

- Circuito stampato foto rame.

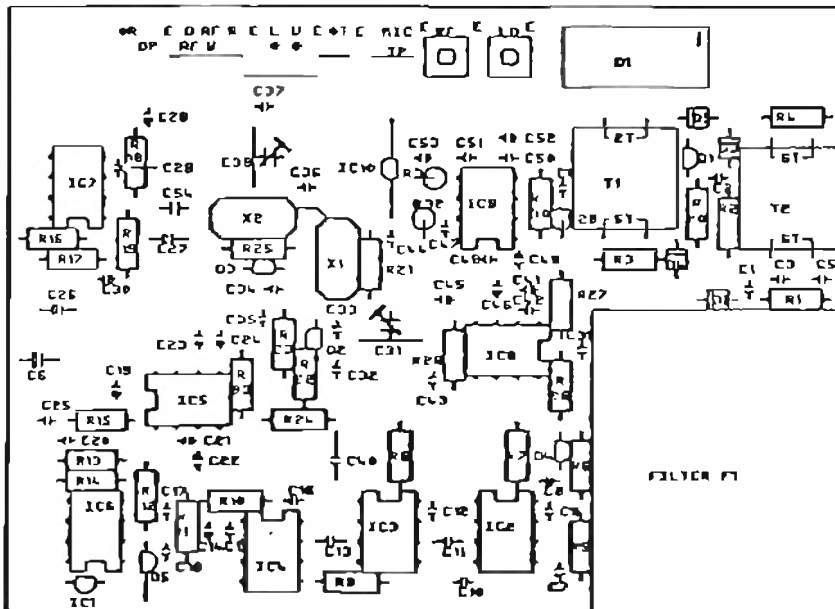


figura 3 b

Disposizione dei componenti



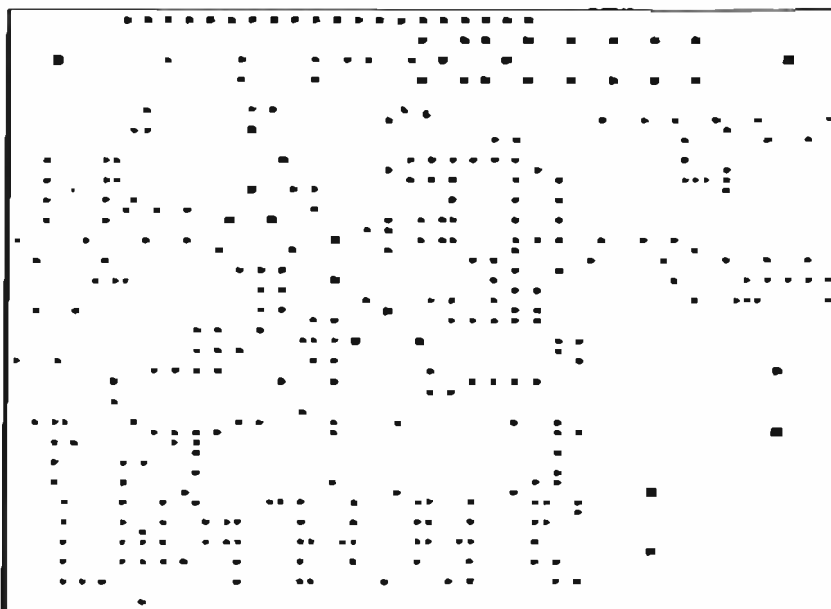


figura 3 c

I fori più piccoli sono  $\varnothing$  0,8 mm, quelli intermedi  $\varnothing$  1,2 mm, quelli più grandi  $\varnothing$  3 mm.  
Piano di foratura.

tabella 1

resistenze

(tutte  $\frac{1}{4}$  W, 10 %)

$R_1$	4,7 k $\Omega$
$R_2$	4,7 k $\Omega$
$R_3$	560 $\Omega$
$R_4$	560 $\Omega$
$R_5$	47 $\Omega$
$R_6$	560 $\Omega$
$R_7$	100 $\Omega$
$R_8$	100 $\Omega$
$R_9$	300 $\Omega$ (solo per lo SL1641)
$R_{10}$	10 k $\Omega$
$R_{11}$	10 k $\Omega$
$R_{12}$	3,3 k $\Omega$
$R_{13}$	12 k $\Omega$
$R_{14}$	100 k $\Omega$
$R_{15}$	3,9 k $\Omega$
$R_{16}$	270 k $\Omega$
$R_{17}$	270 k $\Omega$
$R_{18}$	120 k $\Omega$
$R_{19}$	2,2 k $\Omega$
$R_{20}$	22 k $\Omega$
$R_{21}$	27 k $\Omega$
$R_{22}$	1 k $\Omega$
$R_{23}$	1 k $\Omega$
$R_{24}$	68 $\Omega$
$R_{25}$	27 k $\Omega$
$R_{26}$	47 $\Omega$
$R_{27}$	1 k $\Omega$
$R_{28}$	330 $\Omega$ (solo per lo SL1461)
$R_{29}$	1 M $\Omega$
$R_{30}$	47 k $\Omega$
$R_{31}$	opzionali (vedi testo)
$R_{32}$	1 k $\Omega$
VR <sub>1</sub>	10 k $\Omega$ logaritmico

Condensatori

C = ceramico, T = elettrolitico al Tantalo, A = Alluminio

$C_1$	1 nF	C	$C_{29}$	100 $\mu$ F	T
$C_2$	1 nF	C	$C_{30}$	100 nF	C
$C_3$	22 pF	C	$C_{31}$	200 nF	T
$C_4$	100 nF	C	$C_{32}$	10 pF	variabile
$C_5$	100 nF	C	$C_{33}$	47 pF	C
$C_6$	200 $\mu$ F	A	$C_{34}$	47 pF	C
$C_7$	1 nF	C	$C_{35}$	47 pF	C
$C_8$	22 pF	C	$C_{36}$	47 pF	C
$C_9$	10 nF	C	$C_{37}$	100 nF	C
$C_{10}$	100 nF	C	$C_{38}$	100 nF	C
$C_{11}$	100 pF	C	$C_{39}$	10 pF	variabile
$C_{12}$	10 nF	C	$C_{40}$	100 nF	C
$C_{13}$	100 pF	C	$C_{41}$	1 nF	C
$C_{14}$	10 $\mu$ F	T	$C_{42}$	4,7 $\mu$ F	T
$C_{15}$	100 nF	C	$C_{43}$	100 nF	C
$C_{16}$	100 nF	C	$C_{44}$	1 nF	C
$C_{17}$	10 nF	C	$C_{45}$	100 nF	C
$C_{18}$	2,2 nF	C	$C_{46}$	47 $\mu$ F	T
$C_{19}$	100 $\mu$ F	T	$C_{47}$	1 $\mu$ F	T
$C_{20}$	100 nF	C	$C_{48}$	4,7 nF	C
$C_{21}$	vedi testo		$C_{49}$	2,2 $\mu$ F	T
$C_{22}$	100 $\mu$ F	T	$C_{50}$	47 $\mu$ F	T
$C_{23}$	100 $\mu$ F	T	$C_{51}$	1 nF	C
$C_{24}$	47 $\mu$ F	T	$C_{52}$	1 nF	C
$C_{25}$	100 nF	C	$C_{53}$	2,2 $\mu$ F	T
$C_{26}$	2,2 $\mu$ F	T	$C_{54}$	2,2 $\mu$ F	T
$C_{27}$	100 nF	C	$C_{55}$	1 $\mu$ F	C

**G. Lanzoni** (S.p.A.) **DRAKE**

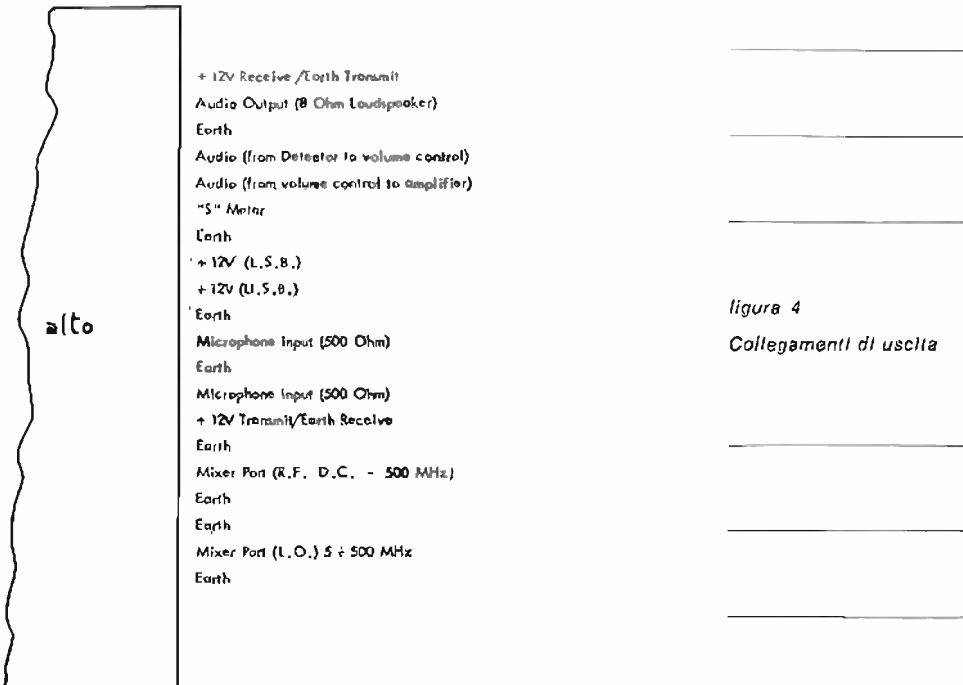
20135 MILANO - Via Comello 10 - Tel. 589075-544744

**trasformatori***T<sub>1</sub>, 2t: 6t**T<sub>2</sub>, 6t: 6t**Apertura del nucleo 11,3 x 11,3 x 5,8 mm**Nucleo BI ferrite doppia**Mullard Fx 2249 o simili***circuiti Integrati***IC1 e IC10 78L06, regolatori**IC2 e IC3 SL1512**IC4 e IC8 SL1640 o SL1641**IC5 SL1621**IC6 741 Op - Amp**IC7 SL6310**IC9 SL1625 o SL6270***diodi***D<sub>1</sub> MD-108 (Anzac)**D<sub>2</sub>+D<sub>3</sub> BA182 (Mullard)***filtri e cristalli***F<sub>1</sub> XF9-B o QC1246AX**X<sub>1</sub> e X<sub>2</sub> cristalli per USB e LSB**30 pF risonanti parallelo***transistori***O<sub>1</sub> J310 (Siliconix)**O<sub>2</sub> J304 (Siliconix)**O<sub>3</sub> J304 (Siliconix)**O<sub>4</sub> 2N5771**O<sub>5</sub> 2N3904*

Le resistenze sono del tipo a carbone o strato metallico da 0,25 W, i condensatori, al di sotto di 1 nF sono di tipo ceramico miniatura Mullard o RS, tra 1 e 100 nF sono del tipo ceramico monolitico con 2,5 mm di passo dei reofori, e oltre 100 nF sono del tipo elettrolitico al tantalio (eccetto C<sub>6</sub> che è del tipo elettrolitico in alluminio).

I trasformatori T<sub>1</sub> e T<sub>2</sub> sono avvolti su blocchi di ferrite BI di dimensione 11,3 x 11,3 x 5,8 mm con due fori: sono Mullard tipo FX2249. Questi blocchi sono incollati al circuito stampato con una resina epossidica, e gli avvolgimenti impiegano filo isolato autosaldante di diametro 0,20 ÷ 0,25 mm, gli avvolgimenti comprendono in T<sub>1</sub> due spire al primario dal lato D<sub>1</sub> e 6 al secondario e in T<sub>2</sub> sei spire per parte.

Sono previsti quattro ponticelli di filo sullo stampato per collegare insieme tracce di massa, onde ridurre l'impedenza ad alta frequenza; un foro vicino ai cristalli di quarzo serve infine per collegare a massa con un tratto di filo il contenitore metallico del cristallo.



Questa operazione scherma il cristallo, che in caso contrario può dare luogo a irradiazioni.

Tutti i componenti devono essere montati con i collegamenti più brevi possibile e non possono essere usati zoccoli per gli integrati per non introdurre parametri parassiti nei piedini di collegamento.

In figura 4 è riportato lo schema di connessione allo stampato: i segnali di ingresso a radiofrequenza e dall'oscillatore locale possono essere connessi come nel prototipo tramite lo stesso connettore multipolare usato per gli altri segnali, oppure ancora meglio utilizzando separatamente dei connettori coassiali in miniatura.

Lo stampato è alimentato con una singola alimentazione di + 12 V, e tuttavia continua a lavorare con prestazioni praticamente inalterate nella gamma da + 10 + 15 V. Come già anticipato, è necessario mettere a massa, in ricezione l'alimentazione del trasmettitore, e in trasmissione l'alimentazione del ricevitore: ciò non si rende tanto necessario per prevenire generazioni di segnali spuri, quanto perché le linee di alimentazione vengono usate come circuiti di ritorno in c.c.

L'unica taratura che è necessaria a montaggio ultimato riguarda gli oscillatori di banda laterale: per questo è sufficiente collegare un frequenzimetro ai capi della resistenza  $R_4$  e, dopo avere alimentato uno dei due oscillatori, tarare il condensatore variabile relativo finché la frequenza dell'oscillatore non si trovi entro 10 Hz dal valore nominale:

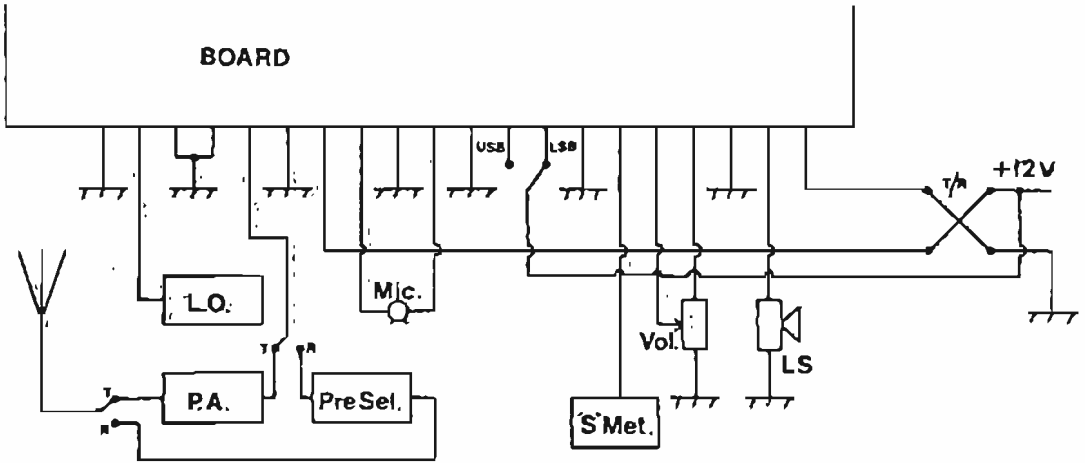


figura 5

Schema di Interconnessione.

L'uso dello stampato è illustrato in figura 5: per completare il ricetrasmittitore, tutto ciò che è necessario oltre ad esso sono, un oscillatore locale in grado di fornire un segnale di 500 mV<sub>eff</sub> su un carico di 500 Ω, un filtro a radiofrequenza (eventualmente con un preamplificatore VHF se si usa una antenna di basso guadagno), un amplificatore di potenza RF, un alimentatore da 12 V, 200 mA, e infine un microfono, un altoparlante, e un potenziometro di controllo di volume. Inoltre si può aggiungere un circuito per la misura dell'intensità di segnale (« S » Meter) del tipo di quello descritto.

## 9 - CONCLUSIONE

Questo ricetrasmittitore SSB, realizzato in un solo stampato, è indubbiamente di piccole dimensioni, economico e di facile costruzione. Inoltre, non richiedendo praticamente tarature di alcun genere se si esclude la rapida regolazione della frequenza degli oscillatori di banda laterale, il controllo del corretto funzionamento del circuito e di conseguenza anche la ricerca di guasti eventuali risultano estremamente agevoli.

tabella 2

### Caratteristiche del ricetrasmittitore

#### RICEVITORE

(alimentazione + 12 V, livello dell'oscillatore locale + 7 dBm a 90 MHz)

● sensibilità	migliore di 0,3 $\mu$ V per 10 dB di rapporto (S + N)/N
● dinamica (segnale desiderato)	114 dB
● dinamica (segnale indesiderato)	88 dB
● punto di intercezione del 3° ordine	7 dB
● potenza di uscita audio	800 mW
● consumo (con segnale audio al minimo)	60 mA

#### TRASMETTITORE

(alimentazione + 12 V, livello dell'oscillatore locale + 7 dBm a 90 MHz)

● segnale di uscita (un solo tono)	— 5 dBm
● portante	— 49 dBm
● prodotti di intermodulazione (con due toni a 1,2 e 1,4 kHz)	— 50 dBm
● dinamica del CAG	
senza $R_{\Sigma}$	60 dB
con $R_{\Sigma} = 1 \text{ k}\Omega$	40 dB
● consumo	45 mA

Esso presenta infine prestazioni piuttosto buone, come appare dalle caratteristiche principali riportate in tabella 2: in definitiva consente a un esperto radioamatore di costruirsi un ricetrasmittitore con prestazioni sicuramente pari e spesso superiori a quelle di più costosi apparecchi disponibili sul mercato. \*\*\*\*\*



Montato L. 25.500 + IVA

**grifo**

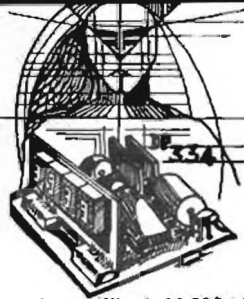
40016 S. Giorgio V. Dante, 1 (BO)

Tel. (051) 892052

Vers. c/c postale n. 11489408  
aggiungere L. 1.000 per spese p.



**PIPPO... KIT DIDATTICO**  
Kit L. 168.000 Compresa M



DP 334L Kit L. 38.500 + IVA  
DP 334 Montato L. 41.500  
PM 312 " L. 42.500  
AD " L. 15.500

### STAMPANTI CENTRONICS 730

- Carta Perforata e a Lettura facilitata per Centronics 730
- Contenitori DIN 48x96 con mascherina
- Ritardatori Octal R 78K / 24 Vac
- Sensori per Gas... ecc..

Distributore per il Veneto  
**Ditta ABACO**  
via Ognissanti - 7  
cap 30174 MESTRE  
Tel. 041-940330

*Fino ad alcuni anni orsono l'aggiornamento sui nuovi prodotti era di quasi esclusivo interesse di tecnici, di ingegneri, di addetti ai laboratori.*

*Da qualche anno in qua, il progresso sempre più allargato delle tecnologie, la gamma sempre più vasta di prodotti, i costi più accessibili, hanno portato queste esigenze fino al livello del « consumer », cioè dell'hobbista, dell'amatore, dell'autocostruttore.*

*Questa necessità di tenersi aggiornati, di sapere cosa c'è di nuovo sul mercato, quali sono le caratteristiche principali dei nuovi prodotti, è molto sentita dai nostri Lettori.*

## **Come non leggere le caratteristiche di un integrato**

---

*IOFMS, Federico Mussano*

---

Qualche anno fa apparve sulle pagine di questa rivista un articolo di Paolo Forlani che insegnava le regole fondamentali per destreggiarsi nell'affascinante ma difficile mondo della letteratura tecnica, in particolare di quella rivolta all'elettronica.

Il titolo era « Come leggere le caratteristiche di un integrato », la data novembre 1975.

Come si vede, è passato parecchio tempo, ma tale articolo resta validissimo, anche grazie alla forma chiara in cui era scritto.

In fondo la questione è tutta qui: è solo un fatto di chiarezza. Se il famoso (o famigerato) Data-Sheet si chiamasse « foglio di dati tecnici » e fosse scritto in italiano incontrerebbe forse più successo e più possibilità di lettura, ma nemmeno di questo si può essere certi perché l'inglese fornisce probabilmente una patina esotica (il lato affascinante ma difficile di cui sopra si parlava) che non è del tutto negativa.

E poi non è solo questione di lingua, c'è ben altro: chi fosse interessato, può trovare qui di seguito le sette regole d'oro su come non si deve leggere un Data-Sheet.

### **1) Non credere ciecamente ai Data-Sheet**

Il termine « ciecamente » non è stato scelto a caso: c'è davvero da rovinarsi la vista a leggere quella scritta in caratteri microscopici (sempre) posta in ultima pagina (quasi sempre) sul Data-Sheet.

« No responsibility... », « ... cannot assume... », « ... does not assume... » e così via, anche se con parole diverse, la sostanza è che nessuno si assume responsabilità per l'uso del componente in questione: da rilevare però che con altre frasi di circostanza si comunica la scrupolosità di quanto pubblicato.

Da ricordare che il Data-Sheet definitivo è preceduto dal « preliminary » (uno o più lotti di produzione pilota già realizzati), dall'« advance information » (campioni disponibili) e dal « preview » (nessun campione ancora realizzato).

Si veda anche la figura 1.

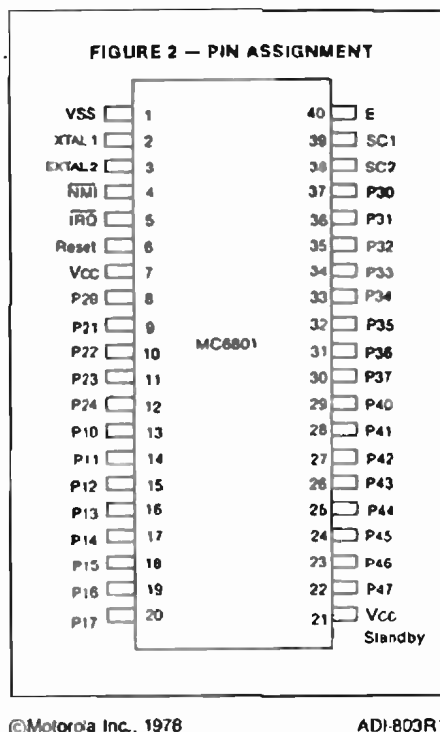
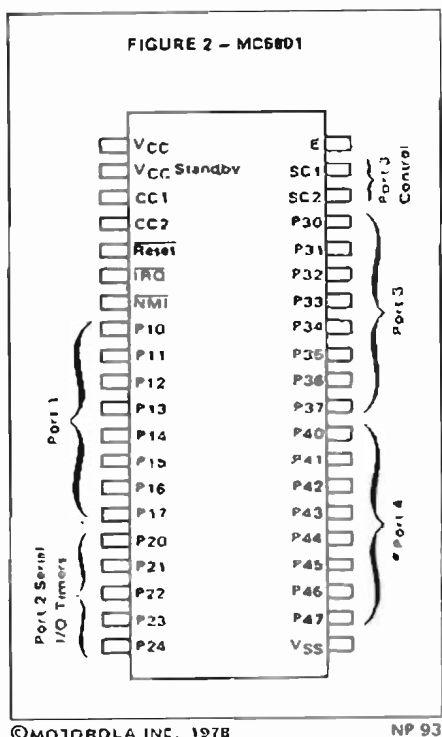


figura 1

Ecco la metamorfosi dello MC6801: a sinistra la disposizione dei pin da giovane, a destra in età più matura.  
 Da rilevare comunque che il Data-Sheet in questione recava scritto in modo esplicito che ci sarebbero potuti essere dei cambiamenti.

## 2) Diffidare delle facili compatibilità

C'erano una volta i TTL (e ci sono tuttora) e vennero poi i CMOS, in origine la serie 4000. Si giunse poi a un compromesso più o meno storico: i CMOS vestiti da TTL, ovvero la serie CMOS 74C che presenta una totale compatibilità pin-to-pin (annunciata a chiare lettere sul Data Book) con gli omonimi TTL. Così lo MM74C00 ha la stessa piedinatura del celebre SN7400 (quattro nand a due ingressi). Peccato che le cose non vadano così per l'altrettanto celebre 7493 (contatore a quattro bit) come può vedersi in figura 2 a pagina seguente.

## 3) De suffissis non est disputandum

Il dubbio assale: suffissis o suffissibus? Questione di desinenza o, quindi, di suffisso. Sì, perché se i prefissi XR, F, MK puzzano lontano un miglio di Exar, Fairchild, Mostek il suffisso N a casa National vorrà dire dual-in-line plastico, ma alla Motorola per lo stesso scopo useranno la P: P che, tra parentesi, anche la National usa ma con tutt'altro significato, ovvero per designare il contenitore TO-202.

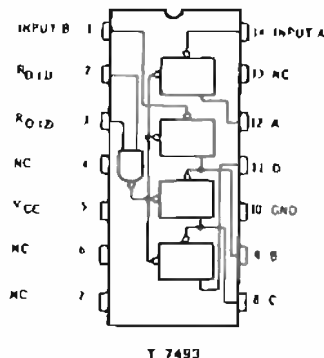
Esiste per fortuna la « Industry Package Cross-Reference Guide » che dissipa simili dubbi: la si può trovare ad esempio sul Linear Data Book della National

# ELETTRONICA 2000 è solo cq

4-bit binary counter T7493

STANDARD TEMPERATURE RANGE

CONNECTION DIAGRAM (Top view)



MM54C93/MM74C93 4-bit binary counter

MM54C93/MM74C93

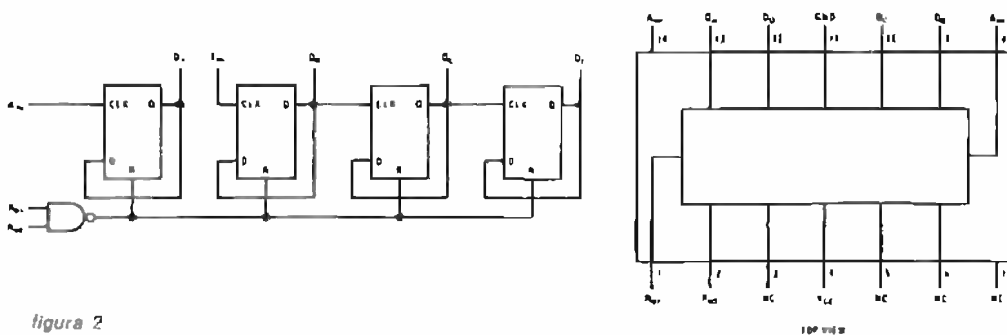


figura 2

La funzione logica è la stessa, il contenitore è identico, cioè si tratta del dual-in-line a 14 pin, ma qualcosa di diverso, oltre alla tecnologia MOS a simmetria complementare impiegata, sembra esserci...

#### 4) E' facile confondere un minimo con un massimo

Può sembrare un'affermazione azzardata, ma un matematico forse non la penserebbe così: dopotutto la derivata prima si annulla in ambedue i casi e una certa parentela c'è. Prescindendo da queste noiosissime considerazioni preciso subito che tale confusione può avvenire anche in elettronica: la durata massima di un impulso di scrittura per un 93415 è fissa in 30 ns (valore minimo) e 25 ns (valore tipico). Considerato che in generale il valore tipico è intermedio tra il minimo e il massimo si nota qualcosa di strano. Peter Alfke a pagina 442 di « Collection of Applications - Fair-

child » oltre a presentare altri casi interessanti conclude che la confusione nel caso presente sarebbe stata « minimizzata » ponendo i 30 ns come valore « massimo ».

### 5) C'è poca convinzione nel seguire le convenzioni

Fu detto in più epoche e da più personaggi che i trattati altro non sono che pezzi di carta: le convenzioni probabilmente sono anche da meno... Nei libri di algebra booleana la sopralineatura dei negati è considerata sacra e non potrebbe essere diversamente: si immaginino per esempio i teoremi di Morgan senza i « trattini » delle grandezze complementate! Quando poi dall'elettronica libresca si passerà all'elettronica dei Data-Sheet si vedrà che R/W indica un terminale che al livello 1 consente la lettura e allo 0 la scrittura. Poiché molte (troppe) volte si troverà scritto solo R/W resterà una comprensibile ambiguità. Che si tratti di una nuova miracolosa memoria che con R/W pari a 1 effettua una lettura-scrittura simultanea?

Ben venga una convenzione che impegni i firmatari a seguire le convenzioni!

### 6) Parametri trascurabili: e chi l'ha detto?

In ogni cosa c'è sempre una componente personale, di fantasia o, più semplicemente, di stile. C'è chi dice di aver letto il libro alla moda ma in realtà se lo è fatto raccontare oppure ha sfogliato le ultime pagine: tecnica, quest'ultima, assai sconsigliabile al lettore di Data-Sheet perché l'ultima pagina contiene di norma il disegno del contenitore e le frasi di circostanza già dette al punto 1). Tutte cose trascurabili? Sì, certamente niente da dire su questo, ma attenzione a non acquisire in modo facile e generalizzato uno stile così disinvolto. La lettura degli « Absolute Maximum Ratings » (cioè dei limiti invalicabili) non è talvolta sufficiente a dare tranquillità e bisogna a volte cercare con pazienza il parametro apparentemente trascurabile, superfluo, inutile.

Ciò vale per i componenti attivi come per i passivi.

Un esempio: gli interruttori, i relè e altri dispositivi di commutazione meccanica sono garantiti normalmente per un numero altissimo di azionamenti, si arriva anche a dieci milioni di operazioni. Comprando un « dip-switch » la mentalità ottimistica dell'acquirente non cambierà e nessuno si informerà di tale parametro. Avendo il sottoscritto fatto personalmente la « fatica » di richiedere tale dato per una Marca fra le più prestigiose si è sentito rispondere 50 (cinquanta) azionamenti. Per il tipo professionale si va a 500, ma anche il prezzo sale di un fattore che se non è dieci poco ci manca.

### 7) Diffidare di quanto dico io

E' questa indubbiamente la regola principale delle sette regole qui enunciate.

Perché, come ben sappiamo, se di regole auree si tratta, è vero anche che non è tutto oro quel che luccica.

Comunque, come nelle leggende e nelle credenze popolari, un fondo di verità c'è sempre e per il resto ricordate che: « Mussano does not assume any responsibility for... ».

\*\*\*\*\*



**sintoamplificatore**  
**stereo**

---

*14NBK, Guido Nesi*

---

*(segue dal numero 12/80)*

Continuiamo con la descrizione dei circuiti a FI facenti parte della seconda scheda (NBK41b).

L'ingresso a 10,7 MHz è aperiodico, pertanto non richiede particolari tarature necessarie a compensare le capacità di eventuali cavetti coassiali in caso di schede separate. Tale configurazione si presta anche nel caso si volessero commutare altre schede di alta frequenza, soprattutto se di altro tipo. Inoltre, lo stadio di amplificazione con base massa  $Q_{101}$ , disaccoppiando il circuito d'uscita, assicura un'elevata stabilità, caratteristica molto importante in quanto non richiede particolari accorgimenti in fase di montaggio, dando così la possibilità al costruttore di sistemare le schede dove meglio ritiene opportuno.

L'amplificazione totale di FI (comprese quindi anche le attenuazioni) dovrà essere tale da assicurare la limitazione del segnale per avere una buona reiezione ai disturbi (A-4).

Il circuito integrato usato come discriminatore, il TDA1200 (CA3089), da prove fatte su diversi campioni, richiede oltre  $100 \div 150 \mu\text{V}$  per assicurare la limitazione del segnale (anche se alcuni sono notevolmente al di sotto di tale valore). L'amplificazione fornita da  $X_1$ , oltre 40 dB, ci porta a valori di limitazione di qualche microvolt. Dovendo però subire un'attenuazione di quasi 8 dB per poter inserire un secondo filtro ceramico, è stato aggiunto il primo stadio ( $Q_{101}$ ) con guadagno di oltre 20 dB che compensa abbondantemente tale attenuazione anche nel caso salga a 13 dB, come vedremo in seguito. L'elevata amplificazione di questi due stadi a FI assicurano un discreto margine anche nel caso i vari componenti attivi in commercio non raggiungessero tali valori di amplificazione. Il filtro F2 tipo SFE 10,7 MA determina con MF1, MF2, MF3 la larghezza di banda in posizione largo (wide). Questo filtro ceramico è preferibile con punto rosso che sta a indicare l'esatta frequenza a 10,7 MHz (tolleranza permettendo). I punti bleu e arancio indicano il centro della banda passante spostato di 30 kHz in meno e in più rispettivamente. In figura 3-1, curva a, è visibile il diagramma di selettività in posizione largo e in b posizione stretto.

La dissimmetria della curva a può essere corretta tarando meglio (con un po' di pazienza) le medie frequenze. Chi volesse ottenere una curva ancor

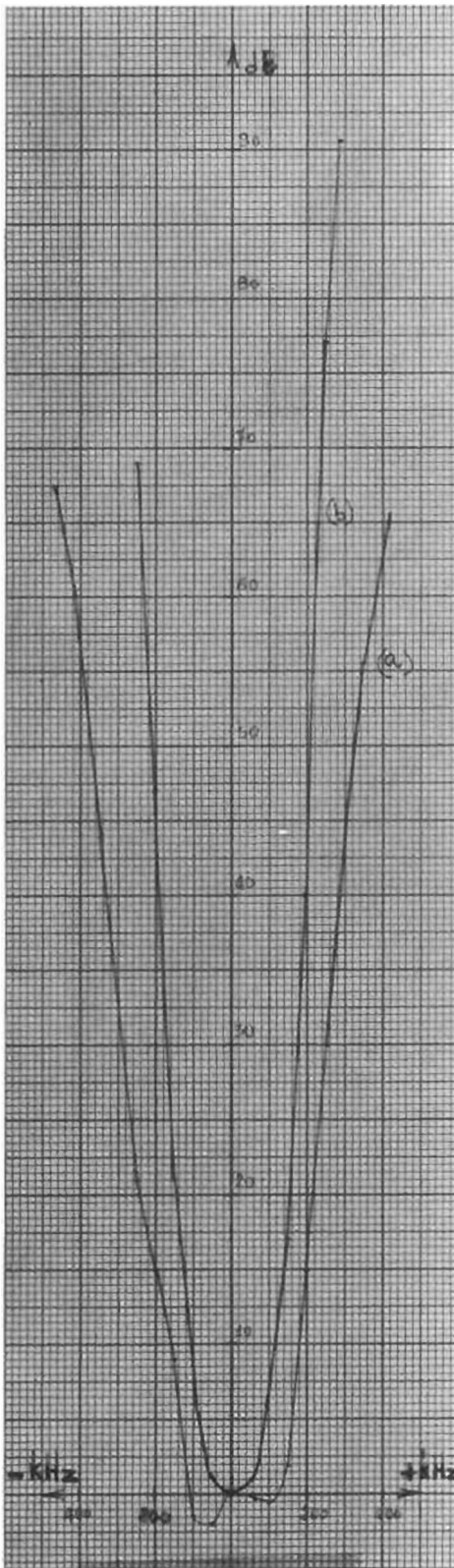


figura 3-1

Curva di selettività in posizione largo (a) e stretto (b).

### ERRATA CORRIGE

A pagina 1537, n. 10/80, ci sono purtroppo tre inesattezze (mi riferisco allo schema).

- 1) Al cursore di  $P_{MI}$  — entrata di  $X_z$  — va collegato il condensatore  $C_{2MI}$  il cui altro capo va a massa.
- 2) MF<sub>1</sub> è in realtà MF<sub>4</sub>.
- 3) Vicino a  $R_{12M}$  all'estrema destra, c'è una  $R_{1M}$  che è invece  $R_{12M}$  da 560  $\Omega$  (la vera  $R_{1M}$  è quella tra i pins 7 e 10 di  $X_1$ ).

Molte scuse a tutti.

più stretta della **b** (comunque sconsigliabile soprattutto nella versione sinto) potrà inserire il tipo SFW 10,7 MA usato anche nella scheda di alta al posto dello SFE 10,7 MA. Non è stato previsto nel circuito stampato, ma è stato lasciato ugualmente il giusto spazio fra i componenti (si veda lo SFE inserito con discreto margine).

Sarà sufficiente modificare la foratura ed eseguire i giusti collegamenti mediante due ponticelli (d'ingresso e d'uscita). Questa modifica comporta una maggiore attenuazione, che viene comunque compensata dal margine ottenuto dall'amplificatore a FI (come accennato).

La scelta dell'integrato amplificatore di FI,  $X_1$ , il CA3028, è dovuta alla semplicità di applicazione di sicuro funzionamento e della possibilità di applicazione di AGC che ci servirà in una soluzione di misuratore di campo onde ottenere un'elevata dinamica. Al suo interno è contenuto un amplificatore ad alto guadagno (controllato dal pin 7) a configurazione cascode. Il segnale d'uscita è applicato a  $X_2$ , tramite il circuito accordato MF3 e al misuratore di campo alto composto principalmente da  $Q_{102}$ . La N.F. di quest'integrato, anche se può sembrare un po' elevata, assume poca importanza per le ragioni viste in Appendice 3 della precedente puntata. Lo stadio  $Q_{102}$  è polarizzato in classe B per poter funzionare da rivelatore-amplificatore di segnale a FI. La giusta polarizzazione è ottenuta tramite  $P_{101}$  in fase di taratura. Il collettore è reso freddo da  $C_{130}$  il quale filtra il segnale rivelato e amplificato. In questo modo avremo una tensione continua, riferita a massa, inversamente proporzionale al segnale di FI. Tale componente continua, disponibile all'uscita AGC1 (punto 103), viene inviata alla scheda di alta frequenza al rispettivo controllo automatico (punto 1) ottenendo così una maggiore dinamica nella misura di campo alto. Si passa così dai circa 25 dB di dinamica, a circa 58 dB e cioè inizio  $10 \mu\text{V}$ , e fondo scala quasi  $10.000 \mu\text{V}$ . Inoltre, è soddisfatta l'eventuale richiesta di prevenzione del sovraccarico circuiti alta frequenza. In caso non venisse fatto uso di tale circuito (campo alto), quindi nemmeno di AGC1 la resistenza  $R_3$  della scheda alta frequenza dovrà essere montata come disegnato nella mappa componenti di figura 2.8 (oppure potrà essere collegato l'emitter di  $Q_{102}$  direttamente a massa e usare questo stadio solo per la funzione di AGC1). Chi invece farà uso di tutto ciò, commutare  $R_3$  dall'attuale pista (interessata anche da  $R_2$ ) alla pista di fianco proveniente dal punto di attacco n. 1 (AGC1). L'indicatore (microamperometro) verrà inserito fra emitter e massa di  $Q_{102}$ : potrà essere benissimo commutato in VU-meter in caso di amplificatore BF annesso. La corrente di fondo scala dovrà provocare ai capi di  $R_{113}$  la massima caduta. Questa  $R_{113}$  potrà essere calcolata con buona approssimazione dalla seguente formula:

$$R_{113} \cong \frac{V_{AL} - 1,5}{I_s}$$

dove:

$V_{AL}$  = tensione alimentazione ai capi di  $C_{101}$  (10 V per  $V_{stab} = 10,5$  V, come indicato);

$I_s$  = corrente di fondo scala microamperometro.

Un VU-meter con  $250 \mu\text{A}$  f.s. necessita di una  $R_{113}$  di 33 k $\Omega$ .

Abbiamo visto che il segnale all'uscita di  $X_1$  viene applicato anche a  $X_2$ , il quale provvede essenzialmente alla funzione di discriminatore. Inoltre

può fornire anche i seguenti dati e controlli:

- 1) Pin 5: ingresso muting. Portando questo pin a potenziale di massa, avremo uscita segnale BF su pin 6. Viceversa, portandolo oltre circa 1,2 V (assenza totale BF sullo stesso pin 6).
- 2) Pin 7: uscita segnale per AFC funzione della frequenza applicata all'ingresso pin 1 e confrontabile alla  $f_0$  di accordo discriminatore.
- 3) Pin 12: uscita segnale per controllo muting.
- 4) Pin 13: uscita segnale per strumentino indicatore di campo.
- 5) Pin 15: uscita AGC a intervento ritardato per controllo amplificatori RF o FI.

Da prove fatte su alcuni campioni non tutte le funzioni hanno dato risultati soddisfacenti anche in vista del fatto che non tutti gli integrati si comportano allo stesso modo. Sono state quindi riportate alcune modifiche rispetto lo schema fornito dal Data-Sheet. La principale riguarda il circuito inerente il muting che su pochi circuiti ha funzionato discretamente. Stessa cosa accade sul pin 13 (misura di campo ricevuto), dove resta un residuo di corrente anche in assenza di segnale RF.

L'indicatore viene azzerato in un sistema a ponte, portando l'altro estremo dello strumento allo stesso potenziale residuo (circa  $1,2 \div 1,8$  V) risultante ai capi di  $R_{118}$ . Per aumentare la dinamica della misura, questo secondo ramo del ponte ( $P_{103}$ ) è preso dal pin 15 (controllo AGC ritardato) dove avremo una tensione inversa rispetto al primo ramo. La variazione in discesa di questa tensione inizia quando la tensione sul pin 13 ha quasi finito la sua escursione (quindi lo strumento sarebbe a fondo scala), e corrisponde a circa  $3 \div 4 \mu\text{V}$  di segnale in antenna. La rete passa-basso composta da  $R_{120}$  e  $C_{116}$  filtra il rumore sovrapposto a tale tensione per poter uscire con il controllo AGC2 pulito (vedremo in seguito quando è il caso di utilizzarlo).  $R_{119}$  è da definire in collaudo (d.d.c.) dipendendo dalla corrente di f.s. dello strumento usato e dalla taratura di  $P_{103}$  (per il solito VU-meter con circa  $250 \mu\text{A}$  f.s. il valore si aggira attorno a  $1 \text{ k}\Omega$ ).

Abbiamo visto che al pin 13 rimane un residuo di tensione variabile a seconda dei casi da  $1,2 \div 1,8$  V (con  $R_{118}$  da  $1 \text{ k}\Omega$ ). Inoltre questa tensione inizia la salita quando in antenna è presente un segnale di  $0,5 \mu\text{V}$  o meno. Questo aumento è graduale fino a circa  $5 \mu\text{V}$  raggiungendo poi la saturazione. Quindi, la tensione disponibile per la misura di campo, si presta benissimo per il controllo dello squelch purché invertita di criterio e amplificata svincolandoci così dalle incertezze presentate nell'utilizzare il pin 12 che rimarrà libero. A questo provvede  $Q_{103}$  il quale può essere visto come commutatore elettronico comandato dal misuratore di campo attraverso  $D_{101}$  e  $R_{116}$ .  $P_{102}$  regola la soglia d'intervento fra  $0,5$  e  $5 \mu\text{V}$  di segnale in antenna. La funzione di  $D_{101}$  è solo quella di creare una caduta di  $0,6$  V sulla tensione residua al pin 13. In questo modo  $P_{102}$  andrà a lavorare nell'estremo superiore causando la minima partizione di tale tensione. Scopo di questo è di portare l'entità di variazione, quasi completa, alla base di  $Q_{103}$ . Si avrà così l'intervento del muting in modo deciso con isteresi (fra inclusione ed esclusione) del segnale RF inferiore a 1 dB (1). Sul collettore di  $Q_{103}$  è quindi disponibile il criterio muting adatto per essere applicato al pin 5 (ingresso muting) e prelevato per altre funzioni come vedremo in seguito. Questo controllo, però, è applicato tramite commutatore il quale provvede ad escluderlo qualora non fosse desiderato.

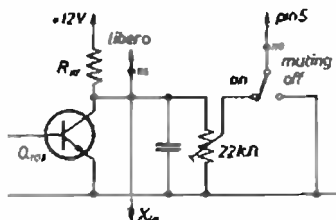
(1) In caso di tensione residua su pin 13, uguale o superiore a 1,8 V, potrà essere inserito un altro diodo in serie a  $D_{101}$ , qualora si voglia migliorare l'isteresi d'intervento.

Nelle condizioni di inserito, quando il segnale RF scende sotto il valore stabilito da  $P_{107}$ ,  $Q_{103}$  risulterà interdetto e verrà alimentato l'ingresso muting attraverso  $R_{117}$ : la BF (meglio dire rumore) sul pin 6 sarà completamente bloccata (2).

Sul pin 7 è disponibile il segnale per l'AFC con escursione da circa 1,5 V a 9 V (valori riferiti a  $R_{121} = 22 \text{ k}\Omega$ ) il quale viene inviato alla scheda di alta frequenza tramite  $R_{123}$  come accennato nella seconda puntata. Il valore di quest'ultima dipende dall'efficacia che si intende affidare a tale controllo: con  $C_{13} = 3,3 \text{ pF}$ , valore consigliato  $1 \text{ k}\Omega$  (funzione di filtraggio). Nello schema fornito dal Data-Sheet, fra pin 7 e pin 10 potrebbe essere inserito lo strumentino di zero-discriminatore il quale dovrebbe essere del tipo a zero meccanico centrale (non sempre di facile reperibilità). Oppure, potrebbe essere a zero meccanico iniziale, ma occorrerebbe regolare l'accordo di MF4 per portare l'indice a zero elettrico centrale. Come vedremo nella fase di collaudo, tale taratura non sempre potrebbe essere la più idonea. Inoltre, qualora fossero usati strumentini con correnti di f.s. relativamente elevati, verrebbe causata la riduzione di  $\Delta V$  disponibile su pin 7 causa il forte vincolo ai 5,5 V dal pin 10. Per questi motivi è stato inserito il circuito a ponte composto da  $Q_{104}$ ,  $P_{104}$ ,  $R_{124}$ , il quale può adottare qualsiasi tipo di strumentino. Nel caso si presentasse la necessità, potrà essere inserita una resistenza in serie per limitare la corrente di f.s. (in caso fosse fatto uso di microamperometro con f.s. superiore a  $250 \mu\text{A}$ , diminuire il valore di  $P_{104}$ ).

Infine, per concludere la descrizione di  $X_7$ , passiamo al circuito d'accordo impropriamente chiamato MF4. Infatti tale accordo può essere semplicemente una « media frequenza » da 10,7 MHz del commercio (terza media frequenza). In questo caso  $C_{131}$  non dovrà essere montato in quanto già contenuto all'interno di questa MF4. Il circuito stampato prevede già i cinque fori più due per lo schermo. Per i più esigenti però occorre precisare che alcune di queste tendono ad avere eccessiva deriva termica modificando la tensione di AFC disponibile al pin 7. In questo caso, durante la fase di sintonia di emittente debole, il cercare lo zero-discriminatore, potrebbe essere prodotto un segnale a FI non allineato in essa, soprattutto se in posizione di banda stretta. Chi volesse porre rimedio a tale piccolo inconveniente (che potrà essere notato in pochi casi, e comunque in auto

(2) Questo completo blocco della BF, mentre è piacevole in casa durante la ricerca, fra una stazione e l'altra, potrebbe non esserlo altrettanto in auto nelle zone marginali, ove è preferibile un abbassamento di volume più che un blocco totale durante il peggioramento di rapporto S/N. Essendo però una preferenza soggettiva, negli schemi non è riportato il circuito che porta a tale condizione anche perché trattasi semplicemente di un solo trimmer da applicare in parallelo a  $C_{115}$ . Il contatto del commutatore di muting che nello schema è collegato al punto 116 andrà invece al centrale di questo trimmer (come in figura).



Assicurarsi che in antenna non sia presente alcun segnale, quindi tarare questo trimmer aggiuntivo fino ad avere l'attenuazione desiderata del rumore (assicurarsi pure che  $Q_{103}$  sia interdetto).

dove la temperatura può subire notevoli variazioni) potrà costruire la bobina di MF4 con i seguenti dati:

diametro supporto = 5 mm;

numero spire = 18 di rame smaltato  $\varnothing$  0,20 mm;

inoltre dovrà essere inserito  $C_{131}$  da 100 pF possibilmente a mica argentata. In caso non fosse reperibile tale componente optare per condensatore styroflex. A questo punto va sottolineata la modifica riportata alla bobina di quadratura fra pin 8 e 9 da 22  $\mu$ H abbastanza critica e comunque difficoltosa da costruire. E' stata sostituita da  $C_{112}$  con ottimi risultati. Il valore può essere compreso fra i 2,2 pF e 4,7 pF. I 3,3 pF riportati assicurano il funzionamento in ogni caso.

Nota: prima di saldare  $X_2$ , effettuare il ponticello di unione delle masse fra pin 4 e 14 posto sotto di esso.

Sul pin 6, in tratteggio sono riportati i due componenti da montare in caso necessità l'uscita mono. Se invece fosse richiesta l'uscita dei due canali stereo, questi due componenti non dovranno essere montati. Si passerà quindi al montaggio del decoder stereo costituito dall'integrato  $X_3$  tipo SN76115 (o MC1310) il quale provvede a separare i due canali con il sistema a rivelazione sincrona accennato in Appendice 2 della prima puntata. Questa funzione, un tempo abbastanza complicata, è possibile oggi giorno in modo semplice grazie le innumerevoli operazioni svolte all'interno di questi Integrati. Il circuito presentato è lo stesso fornito dalla Casa. E' stato inserito l'interruttore stereo/mono per poter ricevere una emittente stereo in mono qualora si rendesse necessario. In auto tale controllo può rendersi utile nelle zone marginali, dove il rumore può portare ad agganciare in qualche istante il circuito PLL facendo commutare i due canali, con ulteriore aggiunta di disturbi in BF.

Infine passiamo al circuito indicatore luminoso di centro sintonia.

L'integrato  $X_5$  tipo NE555 è montato in configurazione astabile facente lampeggiare il diodo posto all'uscita. Il comparatore inferiore (3) è portato ad effettuare la misura sul condensatore  $C_{203}$  attraverso un diodo. Quindi, in condizioni normali, a parte la caduta di 0,6 V, il circuito può oscillare liberamente. Se tramite  $R_{202}$  viene portata una tensione positiva all'ingresso negato del comparatore inferiore, quest'ultimo non potrà mai commutare in quanto è come vedesse  $C_{203}$  in fase di lenta scarica, anche se in realtà è completamente scarico, ma  $D_{202}$  lo isola dal pin 2. Quindi, se a  $R_{202}$  viene applicata una tensione positiva solo quando il discriminatore è entro un certo margine in più o in meno rispetto lo zero, vedremo il led a luce fissa. Oltre questo margine a  $R_{202}$  giungerà il potenziale di massa e vedremo il led lampeggiante. A inviare questo criterio a  $R_{202}$  provvedono le quattro porte nand di  $X_1$ . Il segnale del discriminatore (1,5 ÷ 9 V, circa) viene applicato ai capi di  $P_{201}$  e  $P_{202}$ . Quest'ultimo viene regolato in modo che a una tensione di soglia inferiore ( $V_{s1}$ ) stabilita, la porta  $X_{4c}$  possa commutare essendo abilitata da  $X_{4i}$  che ha uscita 1. Più esattamente, all'uscita di  $X_{4c}$  avremo 1 se la tensione del discriminatore è inferiore alla  $V_{s1}$  e zero se è superiore.  $P_{201}$ , invece, verrà regolato in modo da portare  $X_{4i}$  in commutazione qualora la tensione di discriminatore si trovi in una tensione di soglia superiore stabilita ( $V_{s2}$ ). All'uscita di questa porta avremo 1 finché la tensione del discriminatore è inferiore a  $V_{s2}$  e 0 quando la supera. Questo 0 inibirà la porta  $X_{4c}$  e avremo così 1 all'uscita. Come potrà notarsi, all'uscita di questa porta avremo criterio esattamente contrario da

[3] Per coloro non in possesso di data-set NE555, vedere l'articolo di Piero Erra, cq elettronica 5/77, pagina 913 e seguenti.

quello voluto. Sarà sufficiente invertirlo tramite  $X_{4b}$ , e avremo così 1 solo nell'intervallo di tensione discriminatore compreso fra  $V_{s1}$  e  $V_{s2}$  stabiliti da  $P_{201}$  e  $P_{202}$  come mostra la figura 3.2.

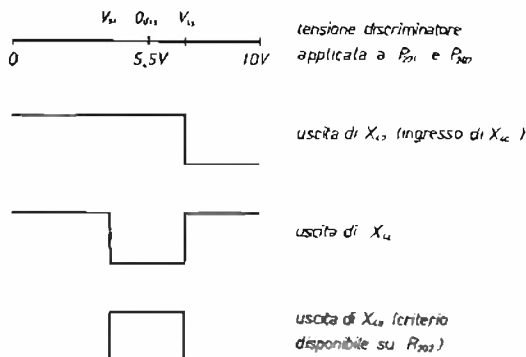


figura 3.2

Sequenza della logica riconoscimento centratura ricevitore, su emittente, riferita alla tensione discriminatore

In assenza di portante, se la FI è ben allineata, il rumore bilanciato darà luogo a una tensione corrispondente allo zero-discriminatore ponendo a luce fissa il led come fosse ben centrata un'emittente. Il criterio posto era la condizione di luce fissa a frequenza ben centrata, quindi, non essendo presente alcun segnale, sarà necessario negare tale condizione. A questo provvede  $X_{13}$ , al cui ingresso giunge il criterio di muting (1 in assenza di portante). Avremo così uno zero all'uscita di tale porta quando in antenna non vi è campo; questo zero viene imposto anche se  $X_{4b}$  ha l'uscita in 1, facendo cadute su  $R_{201}$ , liberando il vincolo al comparatore di  $X_5$ , il quale potrà oscillare facendo lampeggiare il led. Come detto in altre occasioni, questo circuito è una ripetizione dello strumento analogico indicante la tensione del discriminatore, pertanto la realizzazione è facoltativa.

Può essere modificata a seconda delle esigenze. Ad esempio imponendo un lampeggio lento quando la sintonia è spostata in basso, e veloce quando spostata in alto, oppure usando due led indicatori, uno lo spostamento della sintonia in alto e l'altro in basso e ambedue accesi in centro.

Altre soluzioni potrebbero essere adottate ognuna delle quali può soddisfare particolari esigenze soggettive.

Per questo, tale circuito non viene inserito negli stampati mettendo solo a disposizione i punti 105 e 116 per coloro che vorranno sbizzarrirsi. Il mese prossimo, faremo insieme la taratura dei due telaietti, così un primo punto fermo sarà raggiunto.

Per aspera ad astra!

Guido

AVANTI con **cq elettronica**

# Voltmetro ad alta impedenza con 2 OpAmp

---

*IODP, Corradino Di Pietro*

---

Talvolta la bassa impedenza del normale tester falsa le misure di tensione (cq **elettronica**, « Riparliamo del tester », maggio 1978); allora si rende necessario un tester ad alta impedenza d'ingresso.

Un tempo, ciò si otteneva con un doppio triodo nella classica configurazione a ponte, da cui il nome VTVM (Vacuum Tube Volt Meter).

Oggi, nell'era del solid-state, questi volmetri ad alta impedenza vengono costruiti con un paio di fet che sostituiscono il doppio triodo.

Recentemente (maggio 1979) ho visto su **Radio Communication** (la rivista degli OM britannici) un voltmetro ad alta impedenza che fa uso di due Op Amp (Operational Amplifiers).

Lo schema è semplice ed economico; la sensibilità è tale da poter misurare frazioni di millivolt senza dover usare amperometri molto sensibili; ho così pensato di riportare questa esperienza britannica ai Lettori di **cq**, e ringrazio la **RSGB** (Radio Society of Great Britain) per la cortese collaborazione.

Ecco i requisiti che il voltmetro inglese doveva avere:

- portate di misura da 10 mV a 400 V;
- impedenza d'ingresso: maggiore di 15 M $\Omega$  su tutte le portate;
- alimentazione: due batterie da 9 V entrocontenute;
- bassa deriva nel tempo e al variare della temperatura;
- possibilità (non modifiche) di poter misurare RF (radiofrequenza), tensioni audio e di rete, valori efficaci e di picco;
- minimo ingombro e portabilità

In figura 1 a pagina seguente è il circuito di un Op Amp.

L'amplificazione può essere esattamente stabilita per mezzo della reazione negativa come da formula di figura 1.

Per chi volesse meglio documentarsi su questi versatili Op Amp, ricordo la serie di articoli di Giuseppe Beltrami (**cq elettronica**, da aprile ad agosto 1980).



Per il 741, in particolare, va menzionato l'articolo « Quasi tutto sul 741 » di Piero Erra, XELECTRON 3/80 (supplemento di cq elettronica).

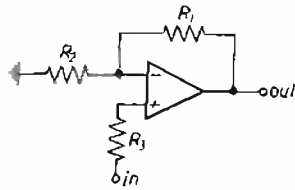


figura 1

Circuito di un Op Amp, e formula che dà l'amplificazione.

$$A = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

## Voltmetro ad alta impedenza

La figura 2 mostra un voltmetro realizzato con due comuni 741.

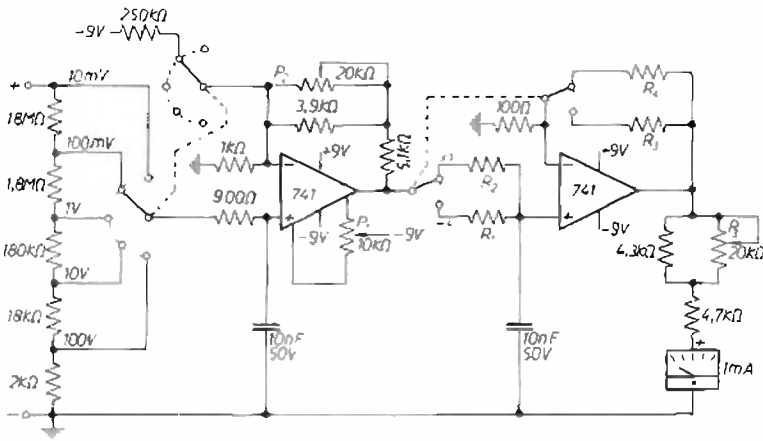


figura 2

Voltmetro ad alta impedenza con due Op Amp 741.

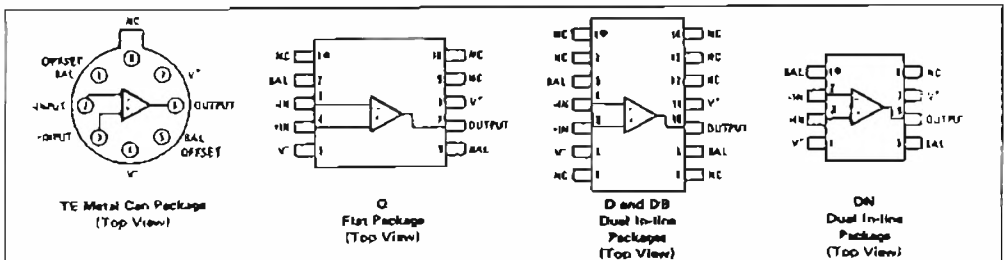
$R_1$ , 2,4 kΩ in parallelo con 100 Ω

$R_2$ , 180 Ω in parallelo con 220 Ω

$R_3$ , 2,4 kΩ

$R_4$ , 9,1 kΩ con (750 Ω + 51 Ω) in serie

## CONNECTION INFORMATION



Il primo Op Amp è a guadagno variabile (potenziometro  $P_2$ ) per permettere la calibrazione del milliamperometro (1 mA fondo scala).

Il secondo Op Amp amplifica 100 oppure 25 volte a secondo della posizione del doppio deviatore. Si ha così un divisore per quattro, il che è molto utile nella pratica.

I resistori dell'attenuatore per le varie portate debbono essere piuttosto precisi (possibilmente 1%) e stabili nel tempo.

Alla prova dei fatti questo voltmetro aveva tutti i requisiti desiderati, meno uno: sulla portata 10 mV, l'impedenza scendeva a 2,5 MΩ, peraltro sufficiente nella maggior parte dei casi.

Ogni volta che si cambia portata, c'è il piccolo inconveniente di dover riazzerare; all'uopo serve P<sub>1</sub> che va collegato agli appositi piedini del 741, contrassegnati con « Offset Bal. » (bilanciamento offset).

Un altro inconveniente si aveva sulla portata 100 mV, dove non si riusciva ad azzerare con P<sub>1</sub>; si è dovuto polarizzare il 741 per mezzo di un resistore da 250 kΩ collegato fra il -9 V e l'input invertente. Siccome questa difficoltà si ha soltanto su una portata, non sarebbe necessario il secondo commutatore a cinque posizioni; sarebbe bastato un semplice interruttore. Nello schema è indicato il doppio commutatore in quanto sui contatti inutilizzati potrebbero essere sistemati altri resistori (il cui valore va trovato sperimentalmente) in modo da minimizzare (o addirittura eliminare) l'operazione di azzeramento per tutte le portate.

### Voltmetro ad altissima impedenza

In figura 3 si vede come si è risolto il problema per avere un'impedenza input più alta.

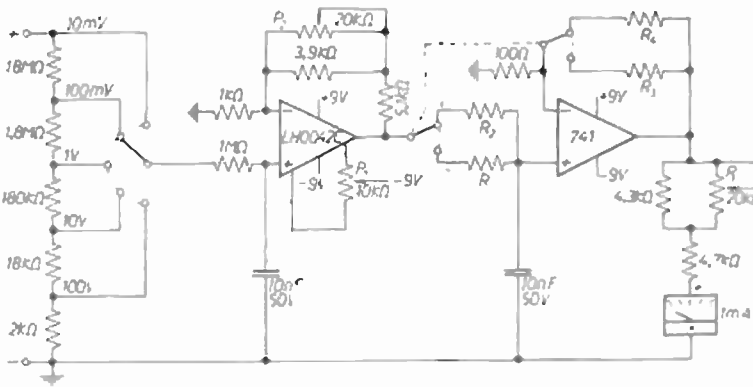
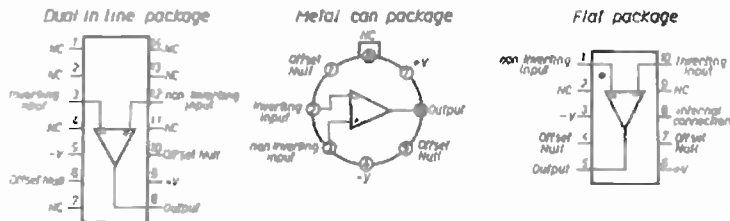


figura 3

Voltmetro ad altissima impedenza dotato di Op Amp a JET-Input LH0042C. Resistenze a 1/4 W, condensatori a bassa perdita. Le resistenze R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> e R<sub>5</sub> come in figura 2



Diagrammi dell'Op Amp a JET-Input LH0042. (dal Data Sheet della National). Tutte viste dall'alto.

**dc electrical characteristics** for LH0042/LH0042C

 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ ; unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS		
		LH0042			LH0042C					
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
Input Offset Voltage	$R_S \leq 100\text{ k}\Omega$ ; $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq 20\text{V}$		5.0	20		8.0	20	mV		
Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$R_S \leq 100\text{ k}\Omega$		5	20		10	25	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
Offset Voltage Drift with Time			7			10		$\mu\text{V}/\text{month}$		
Input Offset Current	$V_{in} = 0$		5	5		2	10	$\mu\text{A}$		
Temperature Coefficient of Input Offset Current			Doubles every $20^\circ\text{C}$			Doubles every $20^\circ\text{C}$				
Offset Current Drift with Time			0.1			0.1			$\mu\text{A}/\text{month}$	
Input Bias Current	$V_{in} = 0$		10	25		15	50	$\mu\text{A}$		
Temperature Coefficient of Input Bias Current			Doubles every $20^\circ\text{C}$			Doubles every $20^\circ\text{C}$				
Differential Input Resistance			$10^{11}$			$10^{11}$			$\Omega$	
Common Mode Input Resistance			$10^{11}$			$10^{11}$			$\Omega$	
Input Capacitance			4.0			4.0			pF	
Input Voltage Range		$\pm 12$	$\pm 13.5$			$\pm 12$	$\pm 13.5$			V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{in} = \pm 10\text{V}$	70	85			70	80			dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ , $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$	70	85			70	80			dB
Large Signal Voltage Gain	$R_L = 1\text{ k}\Omega$ , $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$	50	150			25	100			V/mV
Output Voltage Swing	$R_L = 1\text{ k}\Omega$	$\pm 10$	$\pm 12.5$			$\pm 10$	$\pm 12$			V
Output Current Swing	$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$	$\pm 10$	$\pm 15$			$\pm 10$	$\pm 15$			mA
Output Resistance			75			75			$\Omega$	
Output Short Circuit Current			20			20			mA	
Supply Current			2.5			2.5			mA	
Power Consumption			105			120			mW	

Si è sostituito al 741 un Op Amp con Input a fet.

Con questo Op Amp a fet abbiamo anche risolto l'inconveniente sulla seconda portata: non c'è più bisogno di polarizzazione e questo semplifica il circuito. Inoltre con questo Op Amp a fet è minimizzato il problema di riazzerare a ogni cambiamento di portata ( $P_1$  va collegato ai piedini « Offset Null »).

L'impedenza d'ingresso del voltmetro è ora altissima: superiore a  $18\text{ M}\Omega$  su tutte le portate (valore misurato con un ponte d'impedenza a  $1\text{ kHz}$ ). La precisione è superiore a  $2,5\%$  su tutte le portate e la stabilità nel tempo è migliore che nel circuito di figura 2.

Il circuito di figura 3 è praticamente uguale a quello di figura 2; notare però che il resistore sul input del 741 è da  $900\ \Omega$  mentre lo stesso resistore è di  $1\text{ M}\Omega$  sul input del Op Amp a fet.

## Costruzione

La disposizione dei componenti non è critica.

Usare l'accorgimento di collegamenti cortissimi (specialmente nell'attenuatore), in quanto il rumore captato da questi collegamenti viene amplificato e falsa la misurazione.

Tutti i componenti, compresi gli Op Amp, sono stati saldati su una piastrina di Veroboard, e questa piastrina è fissata direttamente sui terminali dell'ampmetro. I resistori dell'attenuatore sono anch'essi montati su un'altra piastrina di Veroboard.

Ne è venuto fuori un apparecchio molto compatto che soddisfa in pieno il requisito di portabilità.

## Messa a punto

Dopo aver controllato l'esattezza dei collegamenti, si effettua la calibrazione con l'aiuto dei tre potenziometri  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ .

Ruotare l'attenuatore sulla portata 100 mV.

Ruotare  $P_3$  al massimo valore; in questo modo siamo sicuri che l'ago dello strumento non vada violentemente a fondo scala.

Dare tensione e collegare all'ingresso del voltmetro una tensione di circa 200 mV, regolare  $P_3$  in modo che l'ago vada di circa il 2% oltre il fondo scala.

Togliere il segnale da 200 mV, cortocircuitare l'ingresso dell'attenuatore e regolare  $P_1$  in modo che lo strumento segni zero.

Applicare un segnale da 100 mV esatti e mandare l'ago a fondo scala per mezzo di  $P_2$ .

Con ciò termina la calibrazione che dovrebbe mantenersi precisa al 1% su tutte le portate, incluso il divisore per quattro.

Per ottenere la tensione per la calibrazione, si è usato il circuito di figura 4; con l'aiuto di un voltmetro preciso, ruotare il potenziometro da 500  $\Omega$  in modo da avere 100 mV esatti.

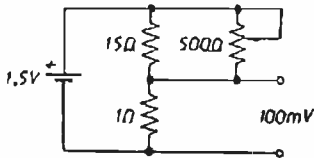


figura 4

Circuito per la calibrazione del voltmetro.

Questo circuito è leggermente differente da quello dell'articolo originale. Ho infatti scritto all'Autore che mi ha consigliato di fare la calibrazione sui 100 mV usando il circuito di figura 4.

E' una mia abitudine scriveva all'Autore prima di costruire un progetto, per varie ragioni.

Una di queste è che spesso c'è qualche errore sugli schemi; in questo caso c'erano due sviste che ovviamente non appaiono nei circuiti di figura 2 e di figura 3.

Eccovi l'attuale indirizzo dell'Autore: R. E. Barber, G3NEF/ZC4RE, 7 Northen Ave., Henlow, Bedford, England.

Si tratta di un Tenente Pilota della RAF, per questo l'indirizzo non coincide con quello che trovai sull'articolo originale. Per completezza, preciso che l'articolo in questione è stato anche pubblicato sulla rivista americana QST, dicembre 1979 (le correzioni, a cui accennavo, si trovano in QST, aprile 1980).

## Misura delle correnti

Con un voltmetro si possono misurare « indirettamente » anche le correnti. Basta inserire nel circuito in esame un resistore di basso valore (per non disturbare il circuito), e poi misurare la caduta di tensione ai capi del resistore; dividendo la caduta di tensione per il valore del resistore, si ha la corrente. Per poter leggere con facilità i valori di corrente sulla scala del voltmetro, conviene usare valori « unitari » di resistenza. Per esempio, inseriamo un resistore da 0,1  $\Omega$ , e poi misuriamo la caduta di tensione ai suoi capi. Ammettiamo di leggere 0,2 V, la corrente sarà 2 A ( $0,2 : 0,1 = 2$ ). Per maggiori chiarimenti, rimando all'articolo già citato sul tester.

## Op Amp con fet-input

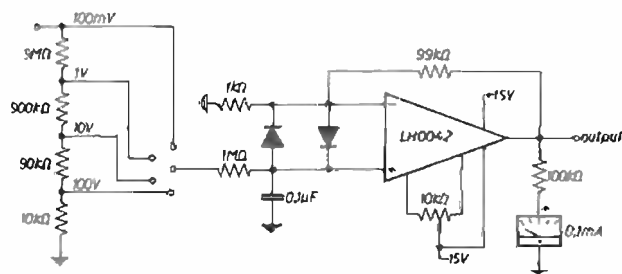
Non conoscendo le caratteristiche di questo Op Amp a fet, mi son fatto inviare il Data-Sheet dalla ADELSY S.p.A. (via Novara 570, 20153 Milano). Non ci sono problemi di reperibilità e di costo.

Dalle caratteristiche si notano valori molto superiori al 741, il cui Data-Sheet è pubblicato nell'articolo citato (notare i parametri « Input Offset Current », « Input Bias Current », ecc.).

A questa famiglia di Op Amps a fet appartengono anche lo LH0022 e lo LH0052, che vengono rispettivamente definiti « High Performance fet Op Amps » e « Precision fet Op Amps ».

Per dare un'idea delle prestazioni di questi aggeggi, lo LH0052 ha una « Input Offset Current » al di sotto del picoampere, siamo cioè nel campo dei femtoampere (pico =  $10^{-12}$ ; femto =  $10^{-15}$ ).

Per i nostri scopi va bene lo LH0042, che il Data-Sheet definisce « low cost », cosicché il costo di questo voltmetro è molto contenuto.



Calcolo  
amplificazione.

$$\frac{99.000 + 1.000}{1.000} = 100$$

figura 5

Semplice voltmetro ad alta impedenza

(dal Data Sheet della National).

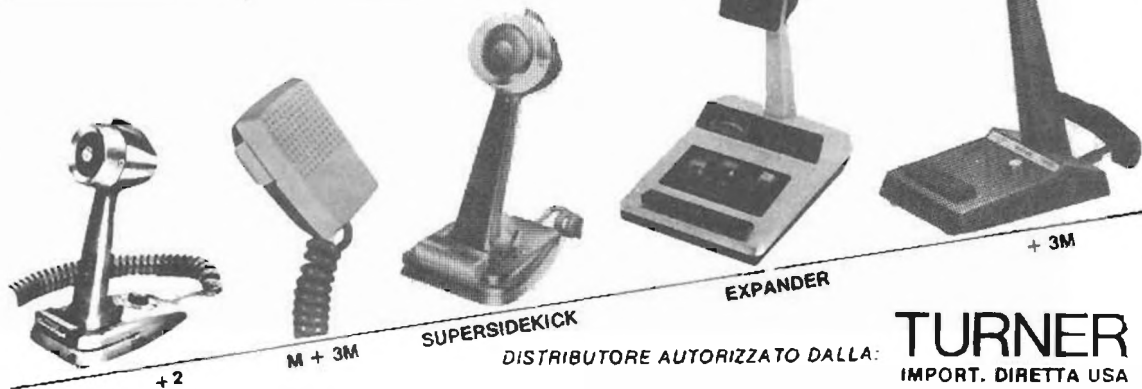
Notare i due diodi di protezione sui due input.

Il condensatore da 0,1 μF è a bassa perdita (polistirolo).

Resistenze dell'attenuatore al 1 %.

**Giovanni Lanzoni** i2VD  
i2LAG

20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 589075-544744



In figura 5 ho riportato lo schema di un semplicissimo voltmetro ad alta impedenza che usa un solo fet Op Amp (dal Data-Sheet della National). L'amplificazione è di cento volte, e si è usato un amperometro più sensibile, cioè da 0,1 mA fondo scala. C'è un solo potenziometro di azzeramento; per chi volesse calibrarlo con più precisione, si possono aggiungere gli altri due potenziometri delle figure 2 e 3; oppure si possono « selezionare » le due resistenze che determinano l'amplificazione e la resistenza che determina il fondo scala dello strumento.

### Bibliografia

« An inexpensive High-Z accurate transistor Voltmeter » di R. E. Barber, BSc, G3NEF/ZC4RE, su Radio Communication, May 1979.

Op Amps: serie di articoli sugli amplificatori operazionali di I4YAF, Giuseppe Beltrami, su cq elettronica, da aprile ad agosto 1980.

« Quasi tutto sul 741 » di Piero Erra, su XÉLECTRON (supplemento a cq elettronica) di marzo e ottobre 1980. \* \* \* \* \*

## Raccoglitori per la rivista “cq elettronica”

Richiedeteli a:

**edizioni CD**  
**via C. Boldrini, 22**  
**40121 BOLOGNA**

Due raccoglitori  
per annata  
**L. 6.500**  
agli abbonati  
**L. 6.000**



Pagamento con assegni propri o circolari - vaglia  
o con c./c. P.T. n. 343400 a noi indirizzati.

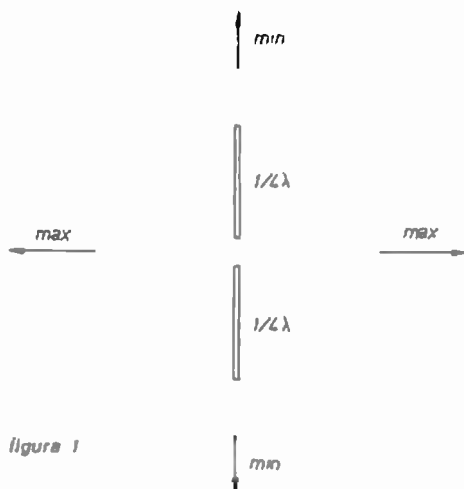
dedicato  
agli autocostruttori e agli sperimentatori

# La misura relativa della intensità di campo qualcosa di diverso

I1HJK, Pietro Giacomo Paganelli

In Appendice trovate indicazioni per la realizzazione di uno strumentino semplice ed economico in grado di fornire informazioni circa l'intensità di una radiazione emessa da un'antenna del tipo omnidirezionale come ad esempio le antenne a stilo dei ricetrans portatili, o quelle montate su imbarcazioni o automobili o ancora, le antenne con piano di massa riportato molto usate in banda cittadina. In altre parole si tratta di un misuratore adatto a ottimizzare le prestazioni di antenne alle quali si chiede soltanto di irradiare più segnale possibile, dando per scontato che ciò avviene grosso modo nella stessa maniera in una qualsiasi direzione.

Per fare ciò è sufficiente porre lo strumento a una distanza pari a diverse lunghezze d'onda per evitare accoppiamenti induttivi o capacitivi che potrebbero falsare le indicazioni e, agendo sull'antenna o sul sistema di accordo, ottenere la massima deviazione dell'indice del galvanometro. Per questo tipo di antenne non esiste il problema di ottimizzarne le prestazioni in una direzione piuttosto che in un'altra, non vi è perciò la necessità di fare confronti tra situazioni diverse. Non si parla di guadagno in quanto si sa che in confronto al dipolo che irradia molto di più in due direzioni (figura 1) le antenne verticali omnidirezionali perdono, naturalmente in confronto alle due direzioni « privilegiate » del dipolo.



DUMMY LOAD  
CARICO FITTIZIO

HLD 1 K = 1.000 W ICAS  
HLD 2 K = 2.200 W ICAS

rms real measurement systems

T. 0321 85356

Diciamo che questo tipo di misuratore è più che sufficiente. Per chi invece vuole costruire un'antenna che concentri il più possibile l'energia a disposizione in una sola direzione e in un angolo molto ristretto si pone il problema dei confronti. Parlare di guadagno ha infatti un senso soltanto se si dice rispetto a che cosa. Di solito si confronta, a parità di potenza disponibile, l'intensità massima irradiata (che per le antenne direttive avviene in una sola direzione) con quella irradiata da un dipolo a mezz'onda tagliato per quella stessa frequenza (in uno dei due sensi definito « privilegiato » naturalmente).

Di queste due intensità si fa il rapporto, si calcola il logaritmo in base 10 e lo si moltiplica per 20: il risultato è un numero puro che esprime in decibel il guadagno dell'antenna sul dipolo.

Facciamo un esempio: se irradiando con un'antenna direttiva, il segnale ricevuto a molte lunghezze d'onda di distanza da una antenna è doppio di quello ricevuto dalla stessa antenna quando si sostituisce la direttiva con un dipolo si può affermare che la direttiva guadagna 6 dB rispetto al dipolo. Infatti, se si fanno i calcoli:  $20 \text{ Log}_{10} 2 = 20 \times 3,010299956 = 6,020599913 \text{ dB}$  che vuol dire un punto sullo Smeter. Per ottenere lo stesso con il dipolo avremmo dovuto moltiplicare per 4 la potenza trasmessa.

I guadagni delle antenne espressi in decibel si riferiscono al dipolo perché il dipolo a mezza onda è la forma più semplice di antenna, certamente anch'esso proprio perché non è omnidirezionale guadagna a sua volta nei confronti di un'antenna detta isotropica (a volte abbreviato ISO) che irradia cioè in tutte le direzioni (come la luce da una stella, per intenderci) con la stessa intensità. Tale antenna però è puramente teorica e quindi anche se in effetti è il vero punto di riferimento, si preferisce ricordare che il dipolo guadagna sull'isotropica 2,14 dB, e partire da questo valore come se fosse 0 dB. Le antenne che guadagnano sul dipolo lo fanno aumentando l'irradiazione in un solo senso agendo cioè sul rapporto avanti-dietro che per il dipolo è 0 dB. Infatti, vedi figura 2, l'intensità in A è uguale a quella in B quindi il rapporto è 1 per cui  $20 \text{ Log}_{10} 1 = 0 \text{ dB}$ .



figura 2

Un altro parametro è quello definito come rapporto avanti-lato, più alto è, più l'angolo si stringe e nel senso di massima radiazione l'antenna diventa più direttiva e dato che la potenza è quella che è (l'antenna direttiva non è un amplificatore!) concentrandola in una sola direzione, in quella direzione di fatto il campo elettromagnetico aumenta. Con questo tipo di antenne è interessante poter confrontare e misurare con approssimazione sufficiente l'intensità del campo irradiato con l'antenna in prova in direzioni diverse partendo da quella di massimo segnale fino a quella di minimo per apprezzare i vantaggi o meno di certe regolazioni agli effetti del miglioramento del rapporto avanti-dietro e avanti-lato. Può essere infine interessante



tracciare il diagramma di radiazione ponendo lo strumento a molte lunghezze d'onda di distanza e partendo orientando la direttiva per la massima intensità di segnale. Questo punto di partenza sarà la direzione  $0^\circ$  poi si procede ruotando di  $10^\circ$  in  $10^\circ$  segnando di volta in volta la perdita in dB su un diagramma del tipo di figura 3.

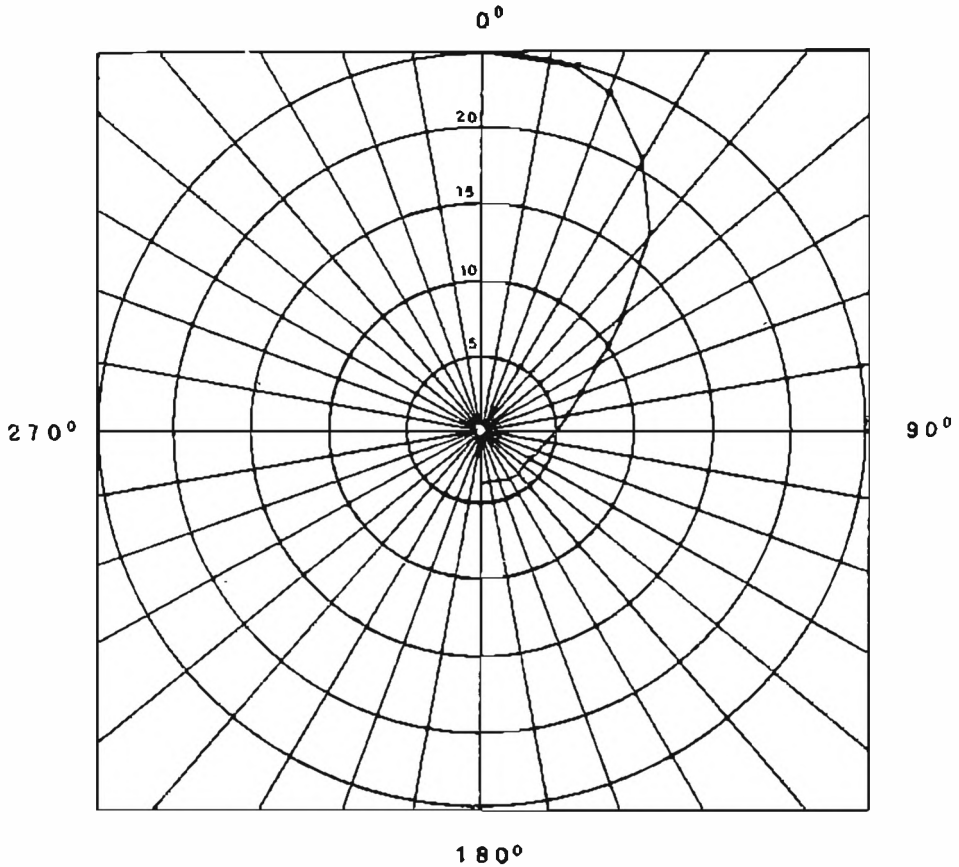


figura 3

Esempio di diagramma di radiazione su un angolo di  $180^\circ$ .

Si avrà alla fine un'idea « grafica » del comportamento della nostra antenna. Per fare tutto questo però ci occorre uno strumento tarato in dB abbastanza preciso quindi un poco diverso da quello esaminato in precedenza. Quello che vi propongo è un **indicatore di intensità di campo calibrato in dB con due portate fondo-scala, preciso entro 1 dB.**

La caratteristica più interessante è quella di impiegare un milliamperometro convenzionale a scala lineare e componenti di facile reperibilità (come ho già avuto occasione di dire, tutti i componenti si possono trovare presso le varie Ditte che fanno pubblicità sulla rivista, basta cercare e scrivere). Passiamo all'esame del circuito.

Lo schema è un tantino più complesso di quello base che trovate in Appendice, ma non significa per forza che sia più difficile.

Riferendoci alla figura 4 vediamo  $L_1$  e  $L_2$  che risuonano alla frequenza desiderata con  $C_1$  che serve ad accordare le bande HF. La regolazione si fa per ottenere la massima indicazione dello strumento con la frequenza alla quale interessa il controllo. Se il segnale è tale da causare una deflessione dell'indice dello strumento oltre il fondo scala, l'attenuatore  $R_1$  può essere regolato per ridurre il livello del segnale in arrivo. Due amplificatori operazionali comprendono un circuito logaritmico che produce una tensione di uscita al piedino 10 di  $X_{1B}$  che è proporzionale al logaritmo (quindi ai dB) del segnale in ingresso. Il diodo  $D_1$  è polarizzato direttamente attraverso una resistenza da 1 M $\Omega$  per migliorare la sua conduttività a segnali di ingresso di basso valore. La tensione di uscita è prelevata dal secondo amplificatore operazionale, al piedino 10 di  $X_{2B}$  e inviata al milliamperometro da 1 mA fondo-scala.

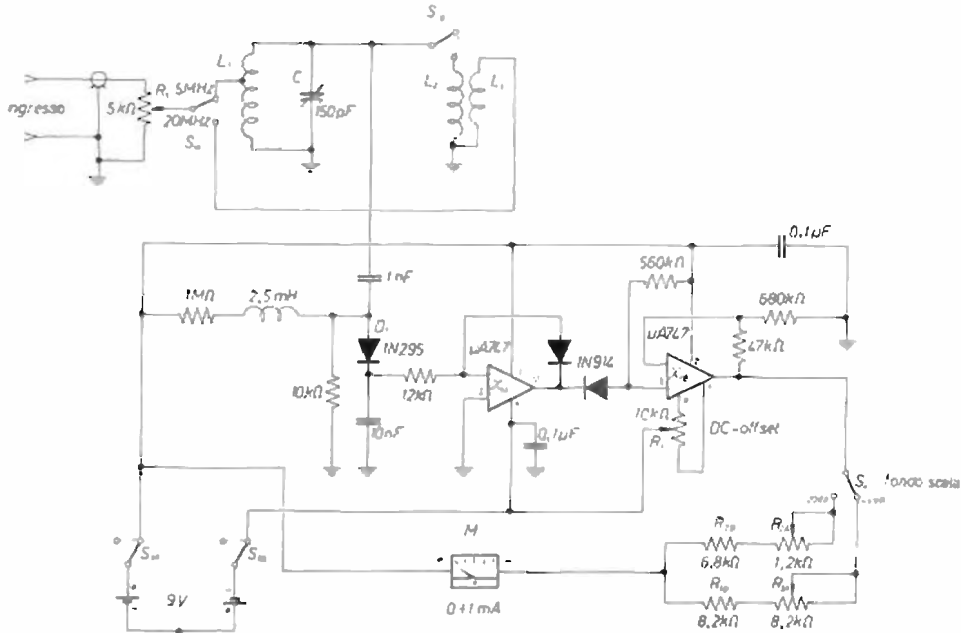


figura 4

$L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_1$ , vedi testo.

Come si vede in figura, un commutatore permette di selezionare due diversi valori di resistenza in serie allo strumento per le due portate 20 e 40 dB fondo scala. In assenza di segnale applicato vi è una certa deviazione dello strumento dovuta a una piccola corrente di riposo; le letture fatte nella zona prossima a questo livello non saranno precise come quelle fatte nella parte superiore della scala. A questo proposito va detto che per ottenere una deviazione significativa dello strumento occorrono circa 1.000  $\mu$ V di segnale. Come ho già detto, la precisione del sistema è entro 1 dB e mi pare sufficiente. La tensione di alimentazione del misuratore è di +9 V e -9 V e, come vedete, il problema è stato risolto in modo assai semplice con due normali pilette da 9 V e da un doppio Interruttore. Per bilanciare l'alimentazione esiste il potenziometro  $R_1$  che ha appunto la funzione di DC-offset; può essere montato sul retro dello strumento dove si trova l'attacco dell'antenna e può essere usato per posizionare l'indice

dello strumento a qualche marca di riferimento « traslando » appunto l'alimentazione dell'operazionale  $X_{1B}$ . Per le resistenze in serie al milliamperometro vi è da dire che la somma di  $R_{2A} + R_{2B}$  deve dare come risultato  $8.000 \Omega$  e  $R_{2B}$  è un trim che permette di ottenere appunto questo valore. Anche l'attenuatore  $R_1$  di cui abbiamo già parlato può essere posto vicino al bocchettone dell'antenna in modo che sul frontale si hanno soltanto l'interruttore on-off, il commutatore delle portate 20-40 dB e quello delle bande 5-20 MHz oltre, naturalmente, al variabile  $C_1$  che serve per l'accordo. Per le bobine si usano i comodi toroidi del tipo T-68-2 avvolgendo per  $L_1$  44 spire di filo smaltato  $\varnothing 0,5$  mm su un toroide mentre, per l'altro, 15 spire per  $L_2$  con sopra avvolte 2 spire per  $L_3$ , sempre di filo  $\varnothing 0,5$  mm. Come connettore per l'antenna usate uno normale per cavo coassiale, è molto più comodo. Il circuito integrato non deve spaventare nessuno, è un  $\mu A747$  o LM747 che dir si voglia (dipende da chi lo costruisce) che altro non è che un doppio  $\mu A741$  dal costo ormai irrisorio e di facilissima reperibilità.

In figura 5 vi do tutte le indicazioni relative ai diversi tipi di contenitori nei quali viene montato; voi tenete presente che i numeri che compaiono nello schema si riferiscono al tipo Dual-In-Line Package e regolatevi di conseguenza.

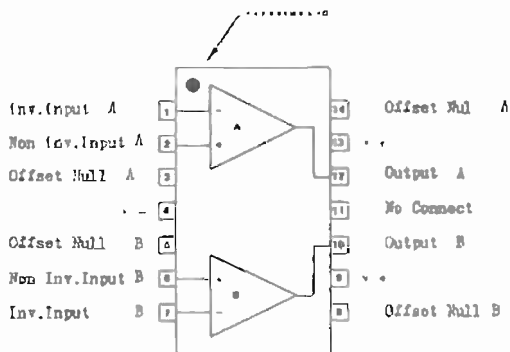
figura 5

$\mu A747$  visto da sopra.  
Dual-in-line Package (14 piedini).

Per il contenitore del tipo Flat-Package, la disposizione è identica. Il contenitore rotondo (Metal-can Package) non si può impiegare perché a causa del numero limitato di piedini (10) manca delle uscite Offset Null che in questo circuito sono impiegate.

**EQUIVALENZE:**

Fairchild e Signetics	$\mu A747$
National	LM747
RCA	CA747
Texas	SN52747



Forse è anche meglio dire che il tipo  $\mu A747C$  è identico a quello senza C, cambiano soltanto i limiti di temperatura; il  $\mu A747$  funziona da  $-55^\circ C$  a  $+125^\circ C$  mentre il  $\mu A747C$  da  $0^\circ C$  a  $+70^\circ C$ .

Io non l'ho fatto, ma se qualcuno pensa al circuito stampato lo può sicuramente fare. Ritengo sia sufficiente un pezzetto di vetronite ramata a pallini o striscette per montaggi sperimentali. Non voglio dare indicazioni precise per lasciare spazio alla fantasia di ognuno. Il circuito stampato è certamente più elegante ma quando non è indispensabile è meglio non usarlo perché obbliga a usare componenti di determinate dimensioni piuttosto di altri equivalenti che magari si hanno già in casa. Se qualcuno la realizzerà su circuito stampato farà comunque cosa gradita a tutti se lo invierà alla rivista assieme a qualche suggerimento o esperienze.

Ricordate comunque che le cose belle sono quelle che funzionano, quindi non cercate inutili miniaturizzazioni, usate un contenitore metallico che magari avete già e se siete soddisfatti in seguito potrete sempre comprarne uno su misura.

Due parole per finire.

Quello descritto è uno strumento senza pretese ma, come il Grid-Dip, può dare molte soddisfazioni. I risultati che si ottengono sono direttamente proporzionali alla volontà, alla pazienza e alla passione per la sperimentazione.

Spero comunque di aver contribuito all'arricchimento personale di qualcuno perché i risultati che si ottengono con le proprie mani da soli sono sempre grandi risultati e valgono le ore (a volte di sonno) perdute.

Vale sempre la pena: l'esperienza non si può comprare.



Come usarlo? Naturalmente serve un'antenna ricevente che deve essere posta orizzontalmente se l'antenna in prova è a polarizzazione orizzontale. Occorre cercare di evitare di commettere errori; porsi a diverse lunghezze d'onda di distanza è essenziale come ho già detto, pensate che con un'antenna ricevente di misure comparabili a quelle dell'antenna in prova può accadere che per distanze brevi l'accoppiamento tra le due antenne possa essere grande abbastanza da causare che la ricevente diventi parte del sistema radiante. In questi casi è intuitivo che i risultati saranno di certo errati. L'antenna ideale è un dipolo da collegare al misuratore con un cavo coassiale: le dimensioni del dipolo devono essere adeguate a ottenere un'indicazione sufficiente dello strumento.

A proposito di antenne trasmettenti è da notare che per frequenze oltre i 21 MHz sono sufficienti uno o due watt mentre per frequenze al disotto di questo valore anche un Grid-Dip diventa ottimo trasmettitore (onore al QRP dunque!).

Con questo termine ringraziandovi per l'attenzione.



## Bibliografia

Hewlett Packard: **Field Strength Measurement** (Application Note).

American Radio Relay League: **The Radio Amateur's Handbook**.

DL8FI, Wolfgang Link: **Metodi di misura per radioamatori**.



## Appendice

*Un'antenna trasmittente, quindi usata per irradiare nello spazio onde elettromagnetiche, crea intorno a sé un campo elettromagnetico. Tale campo subirà attenuazioni e riflessioni ma una cosa è certa: maggiore è la potenza irradiata, maggiore è la possibilità che il segnale (e quindi l'informazione che esso contiene) possa giungere lontano. L'energia a radiofrequenza è quella che può fornire il trasmettitore ed è un dato fisso, noi possiamo soltanto scegliere se dissiparla su un carico puramente resistivo (carico fittizio) oppure dissiparla usando un'antenna. In questo ultimo caso è possibile intervenire sulla direzione nella quale il campo elettromagnetico viene irradiato scegliendo il tipo di antenna.*

*Fermo restando però un certo tipo di antenna, si cerca sempre di ottimizzarne le prestazioni, portandola alla risonanza alla frequenza alla quale si intende operare e adattandola alla linea, in maniera da utilizzare nel modo migliore l'energia a disposizione. Questo è sempre valido con qualsiasi tipo di antenna. Per ottenere « il massimo » si usano strumenti (anche autocostruiti) come il Grid-Dip Meter per controllare la frequenza alla quale l'antenna risuona e il misuratore del rapporto onde stazionarie della linea per ottenere l'adattamento migliore. In questo modo è però difficile avere un'idea dell'intensità del campo elettrico nelle varie direzioni oppure dell'aumento del rendimento del sistema radiante al variare del luogo dove esso è installato (per esempio su un'automobile o una barca). Ciò che può essere di notevole utilità è la misura dell'intensità di campo.*

La misura relativa della intensità di campo

La misura dell'intensità di campo in un punto qualsiasi dello spazio in valore assoluto è possibile soltanto con speciali apparecchiature ed è giustificato solo in casi particolari. Fortunatamente questo tipo di misura non è per noi necessaria anzi, proprio perché cerchiamo di ottenere il massimo dal nostro sistema radiante ciò che ci serve è un'indicazione che ci permetta il confronto tra diverse situazioni, in maniera da poter scegliere la condizione migliore. Ci interessa quindi una misura relativa.

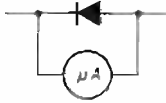


figura A1

Un misuratore di campo relativo, nella sua forma più semplice, è un dispositivo capace di assorbire radio-frequenza e di evidenziarla.

Volendo, lo si può definire un ricevitore e, volendo semplificare, immaginarlo nella sua prima formulazione come un'antenna ricevente, un diodo rivelatore e un galvanometro (figura A1).

Un circuito del genere è detto aperiodico e rivela qualsiasi tensione a radiofrequenza sia assorbita dall'antenna. Rivelatori più selettivi e sensibili sono detti periodici, ma a causa dei circuiti risonanti essi debbono essere accordati per ogni frequenza. Tale tipo di circuito schematizzato nella forma più semplice (figura A2) è composto da un circuito oscillante dal quale viene prelevata radiofrequenza e quindi rivelata da un diodo al Germanio.

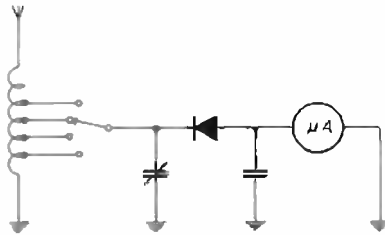


figura A2

Per inciso dirò che questo tipo di circuito, proprio perché è necessario accordare il circuito oscillante per ottenere la massima indicazione dello strumento, si presta ad essere usato come ondometro ad assorbimento. Infatti, a ogni posizione dell'indice della manopola del condensatore variabile corrisponde una diversa frequenza e quindi riportando su una scala i diversi valori (si può tarare con un Grid-Dip) usando accoppiamenti « laschi » come si suol dire, si può ottenere quello che oggi si può definire il « frequenzimetro dei poveri » ma che certamente (non molti anni fa) ha fatto felici forse più sperimentatori di quanti ne lacciano i numeretti rossi oggi alla portata di tutti.

Passando a una semplicissima realizzazione pratica, concludo questa Appendice dedicata ai meno esperti, rimandando allo schema di pagina 107 i più « scalati ». Lo schemino base è facile ma nel contempo sofisticato come prestazioni.

La figura A3 riporta lo schema elettrico dell'indicatore che propongo per la gamma HF da 1.8 MHz fino a 30 MHz.

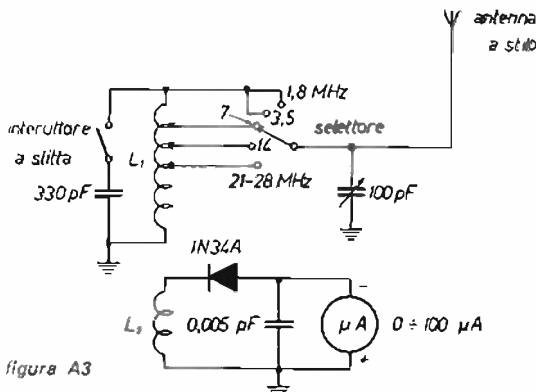


figura A3

$L_1$ ,  $L_2$  vedi testo.

**G. Lanzoni** IRYO  
 21035 MILANO - Via Camollia 10 - Tel. 569075-544744  
 YAESU-ICOM

Il circuito accordato è composto da una induttanza a prese multiple selezionate da un commutatore rotante e la capacità variabile per permettere l'accordo. Per i 160 metri occorre aggiungere una capacità fissa in parallelo alla bobina  $L_1$  per mezzo di un interruttore. Sia  $L_1$  che  $L_2$ , che preleva il segnale per lo strumento, sono avvolte su un nucleo toroidale Amidon N° T-68-2. I nuclei toroidali sono pratici da usare e facilmente reperibili (vedi pubblicità sulla rivista) se qualcuno trovasse qualche difficoltà e preferisse le bobine diciamo tradizionali le può calcolare tenendo presente che per la gamma  $1,8 \div 3,5$  MHz occorrono  $20 \mu\text{H}$ , per quella dei 7 MHz  $10 \mu\text{H}$ , per quella dei 14 MHz servono  $3 \mu\text{H}$  e, in ultimo, per la banda  $21 \div 28$  MHz,  $2 \mu\text{H}$ .

Nel mese di ottobre dell'anno 1973 la rivista ha pubblicato un interessante articolo riguardante il calcolo delle bobine, quindi nessun problema per i vecchi lettori che certamente conservano tutti i numeri degli anni scorsi, per i nuovi lettori invece c'è solo da richiedere l'arretrato o cercare l'amico che conserva tutte le cose utili come i vecchi numeri di **cq elettronica**.

Torniamo all'Amidon T-68-2, la bobina da avvolgere come  $L_1$ , è di 50 spire di filo smaltato  $\varnothing$  0,4 mm, disponendo le varie prese secondo quanto segue; per la banda 15 e 10 metri dopo 10 spire dal lato massa, per i 20 metri 18 spire dal lato massa, per i 40 metri 36 spire sempre dal lato massa e per la banda  $80 \div 160$  metri tutto l'avvolgimento di 50 spire. La bobina  $L_2$  deve soltanto prelevare una parte dell'energia per accoppiamento induttivo, per una sufficiente indicazione dello strumentino che potrebbe anche non essere di  $100 \mu\text{A}$  l.s. quindi partite con un certo numero di spire e provate.

La sperimentazione è il metodo migliore per fare esperienza.

Lo strumento è assai semplice e non prevede una regolazione del segnale in ingresso: un metodo pratico per simulare un attenuatore nel caso il segnale fosse troppo intenso e lo strumento segnasse oltre il fondo scala, è quello di desintonizzare il circuito accordato. Non vi sono indicazioni particolari da seguire per il montaggio: il tutto può essere alloggiato in un contenitore metallico con lo strumento sul frontale, se interessa l'uso come ondometro, è meglio lasciare spazio attorno all'asse del variabile in modo da poter applicare un cartoncino sotto alla manopola con indice, per segnare le frequenze di riferimento che interessano.

Per l'antenna è sufficiente uno stilo: chi ne ha uno estraibile, di recupero, farà una cosa più elegante, ma anche un 60 cm di filo rigido di rame, ottone o alluminio di  $2 \div 3$  mm di diametro liscio a uno spinotto da introdurre in una boccola posta nella parte superiore della scatola va benissimo.

In ultimo vi dirò che il tutto è facilmente adattabile per la gamma VHF, occorre soltanto modificare la bobina.

Ricordandovi che la soddisfazione di un piccolo risultato ottenuto provando e riprovando da soli vale sempre il tempo perduto, vi ringrazio per l'attenzione. \* \* \* \* \*

## City elettronica radio service



20138 milano · via mecenate 103 - tel. 506.38.26

PONTI RADIO · RICETRASMETTITORI VHF · UHF  
PER I SETTORI CIVILE E NAVALE  
VENDITA · ASSISTENZA · MANUTENZIONE

PROGETTAZIONE E COSTRUZIONE RADIOALLARMI · TELECOMANDI  
INSTALLAZIONE IMPIANTI - ALTA SPECIALIZZAZIONE TECNICA

**CERCHIAMO:** per la nostra sede di Milano, **TECNICI** preparati con esperienza almeno quadriennale per servizio assistenza e manutenzione interna e/o esterna. Ottime prospettive, trattamento economico adeguato alle effettive capacità.

# sommario

- 180 offerte e richieste
- 180 W il suono!
- 182 Due piccole **ERRATA CORRIGE**
- 183 modulo per inserzione (scade il 28/2, attenzione!)
- 184 pagella del mese
- 185 **RADIANTISMO** (Di Pietro)
- 188 **HRPT: una nuova méta** (Vidmar)
- 191 **Indice degli inserzionisti**
- 193 **DESPERADO: la prima, vera radio per chi comincia!** (Veronese)
- 198 versatile indicatore di ddp (Puglisi)  
un circuito che si presta a molteplici utilizzazioni
- 204 **SEGNALAZIONI LIBRARIE**
- 205 prove al banco e considerazioni sul ricetrasmittitore **FT-107M** (Monti)
- 209 La "limitazione" di corrente (Gionetti per **ELETRONICA 2000**)
- 216 sperimentare (Ugliano)  
Antenna veicolare per i 45 metri (Stazione ZENER)  
Ulteriori sevizie a una **Ti-57** (Zicari)  
Effetto notte-giorno per presepe (Damian)  
Effetto alba, giorno, tramonto, notte e accensione delle stelle (Dal Molin)  
**PREMI AI LETTORI**
- 222 **sintoamplificatore stereo** (Nesi)
- 229 il **PICO**, microcomputer minimo per tutte le tasche (Forlani)
- 236 quiz (Cattò)  
**FOLLA DI VINCITORI - 180 PREMIATI**
- 240 **I LIBRI DELL'ELETRONICA**
- 241 **Santiago 9+** (Mazzotti)  
**ENERGIA CONSUMATA e ENERGIA IRRADIATA**  
ancora in tema di antenne  
Notizie sul mio analizzatore di spettro
- 248 **Le batterie dell'U.S. Army e il loro impiego nelle apparecchiature surplus portatili e non** (Chelazzi)
- 256 **La pagina del Pierini** (Romeo)
- 257 **Costruzione di un preamplificatore stereo a circuiti integrati semplice, ma di ottima qualità** (Borromei)

*In copertina il ricetrasmittitore FDK MULTI 750 A. È un apparecchio ricetrasmittente per la banda VHF dei 2 metri, all mode (FM, SSB, CW) completamente sintetizzato e dotato di un efficace noise blanker.*

EDITORE s.n.c. edizioni CD  
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Toti  
REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE  
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ  
40121 Bologna - via C. Boldrini, 22 - ☎ 55 27 06 - 55 12 02  
Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1968  
Diritti riproduz. traduzione riservati a termine di legge  
STAMPA: Tipo-Lito Lame - Bologna - via Zanardi, 506/B  
Spedizione in abbonamento postale - gruppo III  
Pubblicità inferiore al 70%

DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA  
SODIP - 20125 Milano - via Zuretti, 25 - ☎ 6967  
00197 Roma - via Serpieri, 11/5 - ☎ 87 49 37

DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO  
Messaggere Internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano  
Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli  
Manoscritti, disegni, fotografie,  
anche se non pubblicati, non si restituiscono

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 18.000 (nuovi)  
L. 17.000 (rinnovi)  
ARRETRATI L. 1.500 cadauno  
Raccoglitori per annate L. 6.500 (abbonati L. 6.000).

TUTTI I PREZZI INDICATI comprendono tutte le voci di spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto all'Editore.

SI PUÒ PAGARE inviando assegni personali e circolari, vaglia postali, o a mezzo conto corrente postale 343400, o versare gli importi direttamente presso la nostra Sede. Per piccoli importi si possono inviare anche francobolli da L. 100.

A TUTTI gli abbonati, nuovi e rinnovi, sconto di L. 500 su tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 21.000  
Mandat de Poste International  
Postanweisung für das Ausland  
payable à / zuhilar an

edizioni CD  
40121 Bologna  
via Boldrini, 22  
Italia

# **DESPERADO**

**la prima, vera radio per chi comincia!**

---

*Fabio Veronese*

---

L'elettronica come hobby offre a chi la pratica, forse più che ogni altro campo di attività, la gioia impagabile di veder funzionare, quasi come se visse di vita sua propria, un oggetto costruito non solo con le proprie mani, ma soprattutto con la propria intelligenza, con la propria tenacia e, perché no, con la propria sensibilità.

Ma la soddisfazione più grande per chi è alle prime armi in questo campo è quella di sentir scaturire, dall'apparecchietto ricevente appena ultimato, voci e suoni forti e potenti proprio come in un apparecchio radio « vero », di quelli che vengono comunemente smerciati.

Proprio a questo scopo è stato concepito il « DESPERADO »: per proporre a chi comincia un progetto che, oltre a offrire un buon contenuto didattico tanto teorico che pratico, dia l'opportunità di costruire il primo rx che « va che è una cannonata ».

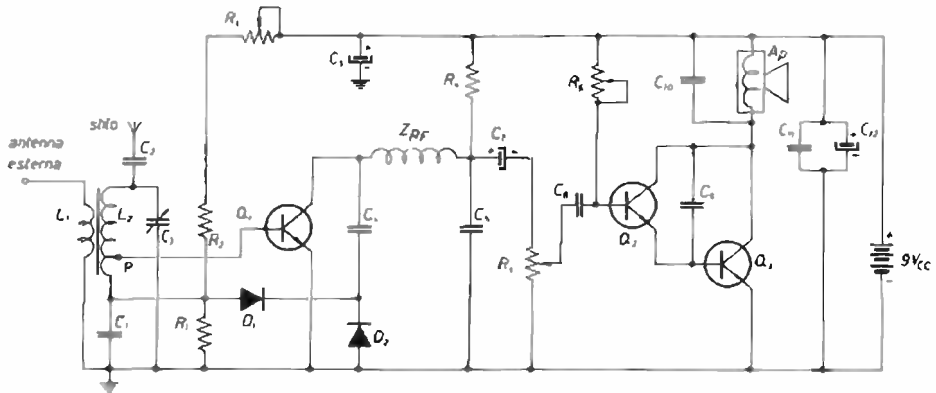
## **il CIRCUITO**

Tra le innumerevoli configurazioni circuitali che è possibile scegliere per un piccolo rx, ho tralasciato tanto i circuiti rigenerativi (che sono troppo instabili e critici nella messa a punto, benché abbastanza sensibili) che, per ovvie ragioni di complessità e di reperibilità di materiali adatti, le supereterodine, adottando un circuito che è un ottimo compromesso fra i due: il *reflex*.

In questa configurazione, per il vero ingiustamente trascurata dalla letteratura tecnica, il primo stadio viene utilizzato tanto come amplificatore di RF che come preamplificatore audio. Ciò è possibile separando all'uscita dello stadio stesso le componenti RF dei segnali rivelati (che sono bypassate a massa) dai segnali audio, retrocessi all'entrata dello stadio e quindi preamplificati.

In tal modo si può ottenere un ricevitore che, pur non essendo né instabile come i rigenerativi né complesso come le supereterodine, abbia, se seguito da uno stadio di BF « indovinato », delle prestazioni di tutto rispetto.



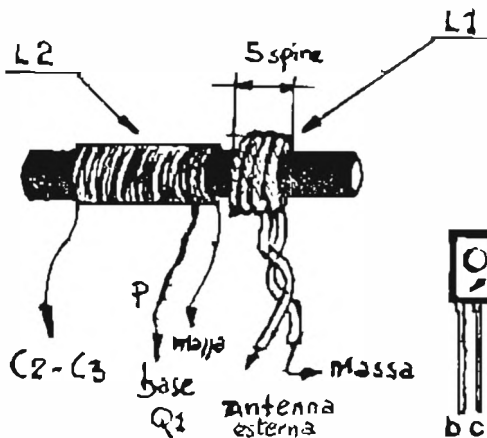


- R<sub>1</sub> 4.7 kΩ
- R<sub>2</sub> 56 kΩ
- R<sub>3</sub> 100 kΩ, trimmer
- R<sub>4</sub> 4.7 kΩ
- R<sub>5</sub> 47 kΩ, potenziometro a variazione logaritmica
- R<sub>6</sub> 4.7 MΩ, trimmer

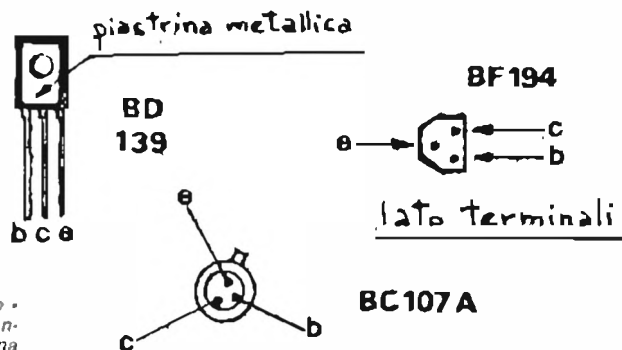
- C<sub>1</sub> 15 nF
- C<sub>2</sub> 18 pF, ceramico
- C<sub>3</sub> vedere testo
- C<sub>4</sub> 200 pF, mica
- C<sub>5</sub> 220 μF, 12 ÷ 16 V<sub>1</sub>, elettrolitico
- C<sub>6</sub> 6.8 nF
- C<sub>7</sub> 47 μF, 12 ÷ 16 V<sub>1</sub>, elettrolitico
- C<sub>8</sub> 100 nF
- C<sub>9</sub> 47 nF
- C<sub>10</sub> 3.3 nF
- C<sub>11</sub> 4.7 nF
- C<sub>12</sub> 100 μF, 12 ÷ 16 V<sub>1</sub>, elettrolitico

- D<sub>1</sub> BF194
- D<sub>2</sub> BC107A
- D<sub>3</sub> BD139
- D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> 1N270 o simili
- A<sub>p</sub> 8 ÷ 40 Ω, 2 ÷ 3 W
- Z<sub>RF</sub> 2.5 MΩ
- L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub> vedere testo

**G. Lanzoni** 12VD **DRAKE** 12LAG  
 20135 MILANO - Via Comolico 10 - Tel. 589075-544744



Zoccolatura transistori



L<sub>2</sub> è realizzata con filo per collegamenti  
 L<sub>1</sub> è una bobina per rx in OM; la presa - p -  
 è realizzata saldando la fine dell'avvolgimen-  
 to di sintonia con l'inizio di quello d'antenna

## lo SCHEMA

E vediamo come, in concreto, si sia riusciti a ottenere tutto questo, dando un'occhiata allo schema elettrico. I segnali RF, indotti da  $L_1$  o da  $C_2$  (vedremo oltre in quali casi) su  $L_2$ , sono selezionati dal circuito risonante composto da quest'ultima e da  $C_1$  e convogliati attraverso la presa « p » sulla base di  $Q_1$ , che in questa fase funge da amplificatore RF. I segnali RF amplificati, presenti sul collettore di  $Q_1$ , non possono attraversare l'impedenza  $Z_{RF}$ , e pertanto attraversano il condensatore  $C_4$  che li immette nel circuito rivelatore  $D_1/D_2$ . Attraverso  $D_1$  il segnale rivelato torna all'ingresso dello stadio, dove  $C_1$  lo « pulisce » dalla RF residua. L'informazione di BF così ottenuta è di nuovo convogliata sulla base di  $Q_1$  e amplificata. Quando giunge sul collettore, però, non potendo attraversare  $C_4$  (che presenta una reattanza troppo elevata) fluisce tramite  $Z_{RF}$  sul condensatore di accoppiamento  $C_7$ , che la inietta nello stadio di BF.

Lo stadio di amplificazione audio è un classico Darlington, semplice ma efficientissimo, tanto che con due soli transistori il segnalino presente su  $R_5$  (che regola il volume) viene messo in grado di pilotare egregiamente un poderoso altoparlante. Il  $C_7$  produce nello stadio driver, presieduto da  $Q_2$ , una energica controreazione alle bassissime frequenze (rumori, ronzii, ecc.), mentre  $C_{10}$  bypassa le frequenze audio più alte (suoni stridenti): in virtù di questi accorgimenti, il « DESPERADO » offre anche una sorprendente fedeltà di riproduzione.

Si notino infine i condensatori  $C_5/C_{11}/C_{12}$ , che stabilizzano il funzionamento del complesso inibendo eventuali auto-oscillazioni.

## il MONTAGGIO

Tutto il materiale per la realizzazione del « DESPERADO » è di facile reperibilità commerciale; per realizzare il gruppo  $L_1/L_2$  ci si munirà di una bobina su ferrite per OM e si salderà un capo dell'avvolgimento di sintonia (quello con più spire) a una estremità di quello di antenna (bobinetta di poche spire). A  $2 \div 3$  mm dal solenoide così ottenuto, si avvolgeranno 5 spire di filo isolato in plastica per collegamenti ( $L_1$ ). I capi degli avvolgimenti si collegheranno come indicato nel disegno esplicativo.

Due dei transistori ( $Q_1$  e  $Q_2$ ) hanno una zoccolatura piuttosto anomala che, in ogni modo, è riportata in prossimità dello schema. Per quanto concerne l'operazione di montaggio vero e proprio, non vi sono problemi: l'assemblaggio non è troppo critico, e una basetta a isole ramate preforate, di una diecina di centimetri di lato, è forse l'ideale, specie prevedendo modifiche e aggiustamenti all'elaborato, per ospitare il tutto.

Si dovrà cablare per prima la sezione BF (a schema, da  $C_7$  a destra) nel modo più ordinato possibile e prevedendo che a  $Q_1$  potrebbe risultare indispensabile una piccola aletta di raffreddamento. Si dovrà anche adottare un altoparlante piuttosto robusto, tanto perché dovrà dissipare una discreta potenza audio, quanto perché sarà attraversato dalla non poca corrente di collettore di  $Q_1$ , che toglierebbe di mezzo in pochi secondi (magari con una bella fumatina...) ogni altoparlantino « giapponese ».

Ultimato il montaggio, si collegherà una sorgente audio (signal injector, capsula piezo, radiolina) tra il capo positivo di  $C_7$  e il ritorno comune, si disporrà  $R_5$  con il cursore ruotato tutto verso  $C_7$  e si darà tensione. Se tutto funzionerà a dovere (cioè se si udirà qualcosa da  $A_p$  e non si vedranno fumi infernali) si regolerà  $R_6$ , che determina la corretta polarizzazione di base di  $Q_2$ , per il miglior compromesso fra intensità sonora e fedeltà di riproduzione.

A questo punto, si provvederà ad assemblare lo stadio RF, tenendo i collegamenti ragionevolmente corti per evitare perdite, capacità e induttanze parassite, inneschi e guai consimili. Tenendo presente questo principio, la disposizione dei componenti ha importanza relativa: solo la impedenza  $Z_{RF}$  dovrà tassativamente essere montata perpendicolarmente al trasformatore RF e a qualche centimetro di distanza dagli avvolgimenti, per evitare che si accoppi induttivamente con questi ultimi dando luogo a una oscillazione reattiva che renderebbe impossibile la ricezione.

Lo stadio RF richiede una semplice operazione di taratura, che consiste nel regolare il trimmer  $R_3$  (che regola la polarizzazione di base di  $Q_1$ ) per ottenere il massimo guadagno senza che il circuito autooscilli. In pratica questa operazione è un tantino critica, e andrà fatta con pazienza e per tentativi successivi.

In questa fase non deve essere collegata alcuna antenna.

## IMPIEGO

A questo punto il « DESPERADO » può dirsi completato; vediamo ora come fare per impiegarlo, in pratica, come una vera radio.

E' senz'altro consigliabile montare la basetta su di un supporto di compensato o di faesite (se ne trova in abbondanza, e di ottima qualità, sul fondo di molte cassette di frutta!) che potrà fungere anche da pannello frontale, sul quale troveranno posto il comando di sintonia e di volume, l'altoparlante, un eventuale interruttore e, volendo, una lampadina-spia da porre in parallelo all'alimentazione generale.

Il « DESPERADO » si può utilizzare:

- senza antenna né collegamento a terra: si ricevono bene le locali e, nelle ore serali e orientando bene il bastoncino in ferrite, qualche emittente estera;
- con antenna a stilo: va collegata a  $C_1$ , che la disaccoppia dal circuito di sintonia che altrimenti sarebbe troppo « caricato » e perderebbe efficienza; si ricevono senza difficoltà le stazioni ricevibili da una piccola supereterodina (locali, più Monte Carlo o Capodistria, varie estere la sera); con l'antenna a stilo, l'impiego della presa di terra è superfluo;
- con antenna esterna: per l'impiego dello rx come... « Stazione » fissa, l'impiego di una buona antenna esterna (ottima nella fattispecie la « Queen Mary ») in unione a una buona presa di terra (in questo caso indispensabile per limitare i disturbi ed equilibrare il funzionamento di tutto il circuito) rappresentano indubbiamente l'optimum. In queste condizioni è possibile ricevere qualche trasmissione dall'estero anche in pieno giorno e fare qualche piccolo DX nelle ore serali e notturne.

Passando da un tipo di aereo all'altro, potrà rendersi opportuno un ritocco della regolazione di  $R_1$ .

L'alimentazione del « DESPERADO » potrà variare tra 9 e 12 V. Poiché il « nostro » assorbirà, se sguinzagliato a volume massimo con grande disappunto dei vicini, 250 ÷ 300 mA, sarà bene adottare un piccolo alimentatore stabilizzato. Se non si vuole rinunciare alla portatilità, si potranno utilizzare due batterie piatte da 4,5 V connesse in serie.

Non mi resta quindi che terminare la mia filippica, sperando almeno di aver invogliato un paio di lettori a disseppellire il saldatore e a mettersi al lavoro...

\* \* \* \* \*

facile, utile, economico e funzionale

# versatile indicatore di ddp

un circuito che si presta  
a molteplici utilizzazioni

· Antonio Puglisi

## il DISPOSITIVO

Sette componenti in tutto e, al massimo, una diecina di minuti di tempo per effettuare i semplici collegamenti previsti: ecco quanto occorre per realizzare il semplice, ma utile ed economicissimo dispositivo il cui circuito è riportato in figura 1.

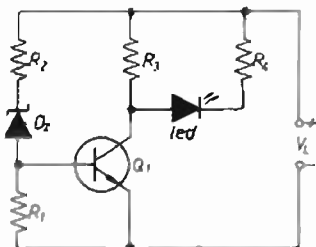


figura 1

Indicatore di d.d.p.  
Con i valori indicati, particolarmente usando il diodo zener indicato, è possibile usare il dispositivo per il controllo delle batterie d'auto poste sotto carica.

$R_2$	33 k $\Omega$
$R_3$	1,8 k $\Omega$
$R_1$	56 k $\Omega$
$R_4$	2,2 k $\Omega$
$Q_1$	BC207B
$D$	1N4743 o simili
$V_L$	30 V <sub>max</sub>

Chiaramente, si tratta del piú semplice indicatore di differenza di potenziale (cioè: la tensione esistente fra massa e uscita dell'alimentazione) che si possa progettare intorno a un transistor e a un diodo led.

Esso ha inoltre il pregio di essere affidabile e abbastanza duttile per una ampia serie di valide utilizzazioni, alcune delle quali saranno indicate di seguito insieme con tutti quei necessari suggerimenti atti a permettere al costruttore di adattare il dispositivo alle proprie necessità specifiche, eventualmente estendendone le prestazioni in unione con altri circuiti d'uso corrente.

## le CARATTERISTICHE

Le caratteristiche principali (o, meglio: i pregi) del nostro indicatore di d.d.p. sono:

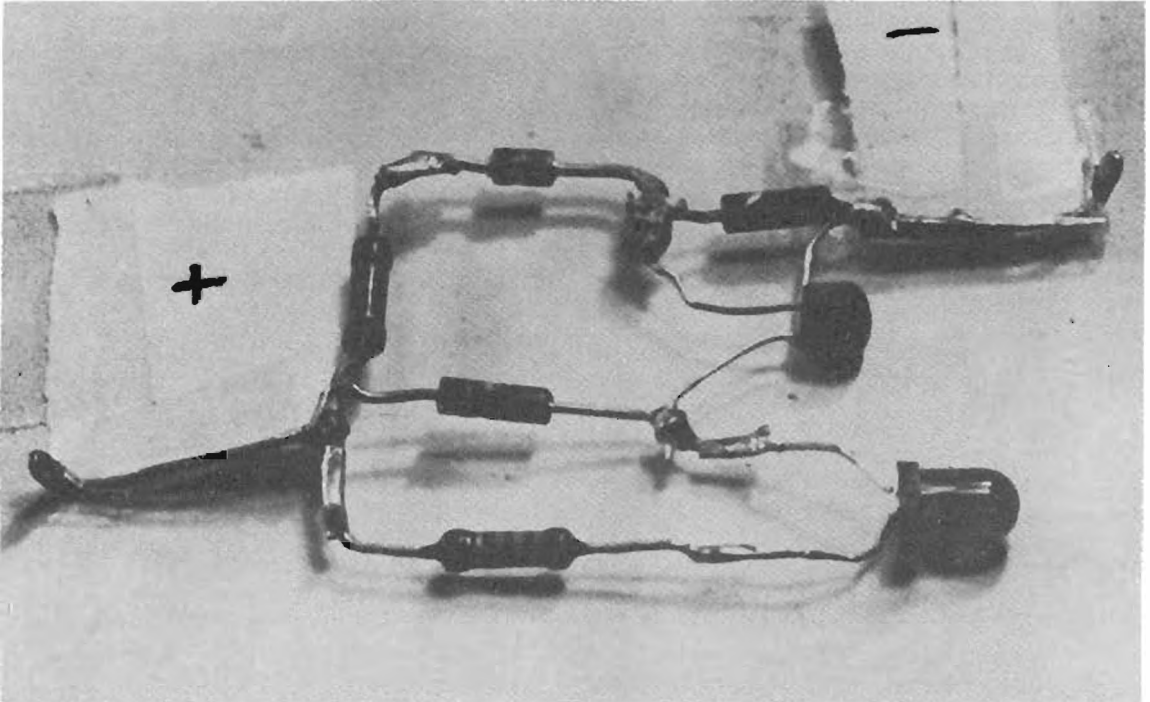
- la possibilità di controllare determinati livelli di tensione — a nostra scelta — entro circa un decimo di volt;
- il bassissimo assorbimento, dell'ordine dei milliampere, che non provoca alcun sovraccarico all'alimentazione dei circuiti sotto controllo;

- il vantaggio di avere un'indicazione visibile senza incertezze anche a distanza e in ambienti luminosi;
- il costo complessivo, con componenti nuovi, aggirantesi intorno alle mille lire!

Inoltre, essendo questo un montaggio facile e, quindi, accessibile a tutti, non vi è alcun rischio di andare incontro a sconcertanti delusioni. Pertanto, previsto che si rispettino la polarità dei semiconduttori impiegati, appena terminate le poche saldature occorrenti, la soddisfazione di vedere funzionare immediatamente il circuito è garantita a tutti al cento per cento.

## il FUNZIONAMENTO

L'indicatore di d.d.p. viene alimentato dalla stessa sorgente di corrente che si intende tenere sotto controllo. Esso funziona così: quando la tensione ( $V_L$ ) della linea di alimentazione alla quale il dispositivo si trova connesso è inferiore a quella del diodo zener impiegato, il led rimane spento. Quando la tensione suddetta supera di poco la tensione di zener ( $V_Z$ ), allora il led si illumina. Ciò avviene, per come già detto, in un intervallo minimo, dell'ordine di un decimo di volt; una tolleranza, questa, senz'altro accettabile, se si considera la difficoltà di lettura di un tale valore persino sulla scala graduata di un qualsiasi voltmetro di dimensioni ordinarie.



Primo montaggio « a ragno ».

Come si può rilevare osservando il circuito elettrico in figura 1, l'indicatore di d.d.p. è costituito da un transistor di bassa potenza e alto qua-

dagno (BC207 B o C, o un equivalente), usato come interruttore; dal diodo led, in funzione di segnalatore visivo; dal diodo zener, che serve a determinare il plateau (livello) della tensione da controllare; e infine dalle quattro resistenze necessarie al funzionamento del tutto.

Per meglio comprendere tale funzionamento, dobbiamo dapprima rifarci al comportamento del diodo zener, rappresentato simbolicamente nel grafico di figura 2.

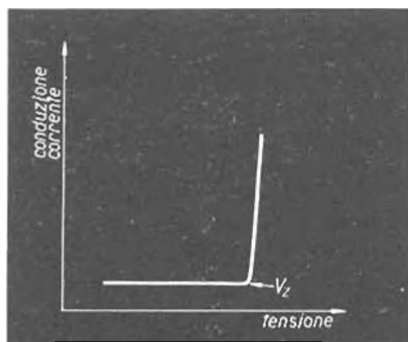


figura 2

Comportamento di un diodo zener. Appena superata la tensione  $V_z$ , il diodo si comporta come conduttore di corrente, nei limiti ammessi dalla sua capacità di dissipazione.

Diviene allora evidente che tale diodo, in presenza di una tensione inferiore a quella ( $V_z$ ) per cui è stato realizzato, virtualmente non conduce. Mentre, appena tale tensione viene superata, la corrente circolante nel diodo aumenta molto velocemente; e il diodo stesso si comporta quindi come un conduttore (cioè lascia passare la corrente, la cui entità — nel nostro caso — è però limitata dalla resistenza  $R_2$ ), polarizzando quindi la base di  $Q_1$ . Tale condizione porta facilmente il transistor allo stato di saturazione. Ciò è dovuto all'elevato valore di  $R_1$ , che fa circolare una corrente molto bassa fra l'emettitore e il collettore di  $Q_1$ ; il che rende abbastanza facile mandare il transistor in saturazione.

## la REALIZZAZIONE

Dato l'esiguo numero dei componenti e l'estrema semplicità dei collegamenti da effettuare (il cablaggio si può realizzare anche « in aria » - figura 3), l'uso di un circuito stampato sembra del tutto superfluo.

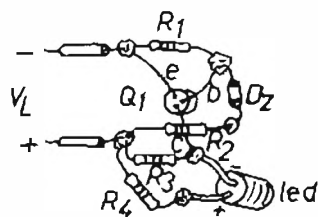


figura 3

Cablaggio del circuito - in aria ».

Tuttavia, per quanti gradiscono tale forma di realizzazione, forse soprattutto per motivi estetici e non già funzionali, in figura 4 è stato previsto un possibile layout dello stampato in dimensioni reali.

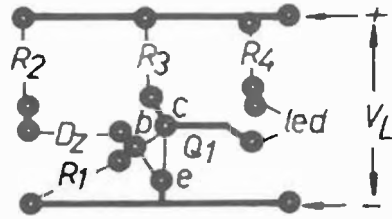


figura 4

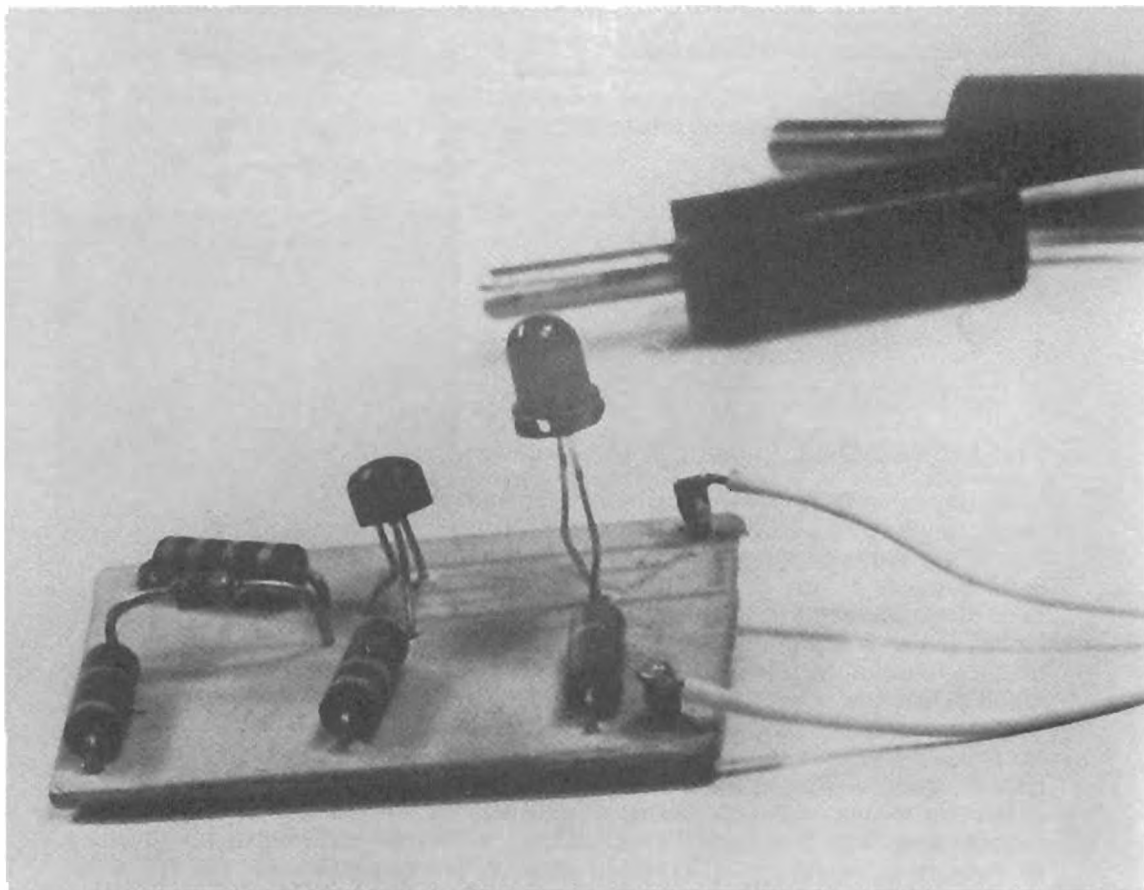
Layout del circuito stampato (visto dal lato delle piste in rame).

## L'UTILIZZAZIONE

L'uso di un indicatore di d.d.p. trova certamente numerose, utili applicazioni. La più ovvia fra queste è la sua funzione di sostituto di un ben più costoso e delicato strumento; per esempio, in un apparato per la ricarica delle batterie d'auto. Tale impiego è direttamente possibile usando appunto il diodo zener indicato nel circuito di figura 1. Per altri valori della tensione di zener, varierà ovviamente anche il livello delle tensioni da controllare. Quindi, se si desidera che il diodo led si illumini quando la tensione di alimentazione supererà, poniamo, i 18 V, occorrerà semplicemente sostituire detto zener con un altro avente una  $V_z$  di poco inferiore a tale tensione; fermi restando tutti gli altri valori circuitali dello schema proposto. Usando uno zener da 12,2 V e ponendo il dispositivo in parallelo alla linea di alimentazione di un ricetrasmittitore servito da un alimentatore stabilizzato, esso saprà segnalarci fedelmente eventuali riduzioni o sopravvanzi di energia in relazione all'assorbimento dovuto alla modulazione e/o alla giusta tensione prevista per il funzionamento ottimale del baracco. Potremo così sapere se l'alimentatore è ben dimensionato, o se soffre di « cali », dovuti magari al cedimento di qualche suo componente.

Predisponendo due o più duplicati del nostro indicatore di d.d.p., realizzati per livelli di tensione differente, potremmo avere invece indicato a vista il possibile superamento — anche sulla medesima linea di alimentazione — di diverse soglie di tensioni alle quali, per esempio, far corrispondere determinate manovre e interventi in relazione alle apparecchiature alimentate. Anche in tal caso è evidente l'enorme vantaggio di poter controllare gli intervalli tramite segnali luminosi; e con una facilità che nessuno strumento a scala graduata potrebbe offrirci.

Un altro impiego estremamente interessante sarebbe poi quello di utilizzare l'accensione (o lo spegnimento) del diodo led per comandare direttamente l'inserzione o il disinserimento di apparecchi sotto controllo, quali timer o interruttori posti a guardia degli stessi apparati. Per esempio, basti pensare ai CMOS, i quali possono funzionare fra 5 e 15 V, ma non oltre! Usando il nostro indicatore di d.d.p., predisposto per segnalare il superamento di 14 V, per tenere sotto controllo la linea di alimentazione di un qualsiasi apparecchio zeppo di CMOS, si potrebbe agevolmente scongiurare un'ecatombe di costosi integrati qualora la linea « cedesse » sotto improvvisi « balzi » di tensione; anche in un alimentatore stabilizzato il transistor di potenza o il suo pilota possono decidere di « fondere », con tutte le onerose conseguenze del caso...



Montaggio... scientifico.

Infatti, per realizzare quest'ultimo tipo di applicazione, basterebbe allacciare il nostro dispositivo a un comunissimo sistema di controllo, consistente in un accoppiatore ottico seguito da un relay (figura 5) sempre pronto a disconnettere l'alimentazione dei CMOS. E' evidente che, in tal caso, come diodo segnalatore si potrebbe usare quello contenuto già nel fotoaccoppiatore (TIL111, TIL112, NTC260, FCD810, ecc.).

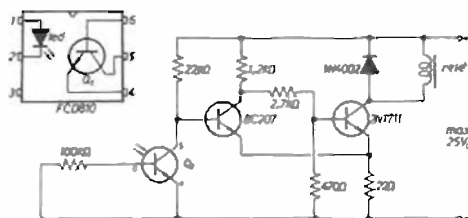


figura 5

Esempio di semplice attuatore nel quale Q<sub>1</sub> è incorporato nel fotoaccoppiatore che include pure il diodo led comandato dal nostro indicatore di d.d.p. (Bibliografia Philips).



## MODIFICHE e SUGGERIMENTI

Le possibilità d'impiego del nostro circuito sono tante quante potrà suggerirne il nostro spirito intuitivo. Dedichiamo perciò ora la nostra attenzione ad alcuni particolari che ci metteranno in grado di sfruttare l'indicatore di d.d.p. al massimo, adattandone di volta in volta le caratteristiche alle nostre necessità particolari.

Cominciamo con l'osservare che, coi valori forniti in figura 1, il circuito è utilizzabile su una gamma abbastanza diffusa di tensioni, tramite la semplice sostituzione del diodo zener e senza dover apportare altre varianti di rilievo ai valori suggeriti. Ciò riguarda particolarmente, poi, la resistenza di limitazione  $R_1$  che serve a proteggere il diodo led, e che è bene tenere alquanto surdimensionata in considerazione del fatto che, una volta superata la prevista d.d.p., la tensione della linea di alimentazione potrebbe continuare ad aumentare considerevolmente. Infatti, nel nostro circuito, superati i fatidici 13 V, dopo i quali si verifica l'accensione del led, la tensione può raggiungere valori intorno a 25 ÷ 30 V senza alcun inconveniente per il medesimo.

Ciò è possibile in quanto i diodi led si illuminano abbastanza bene anche con intensità di corrente molto basse: già intorno ai 10 mA; e ogni ulteriore incremento di corrente corrisponde solo al ravvivarsi della luce emessa, con conseguente maggior consumo di energia e maggiore sfruttamento del diodo, ma senza alcun vantaggio pratico come contropartita. Ora, secondo la formula, la resistenza  $R_1$  andrebbe calcolata così:

$$R_1 = \frac{V_L - 1,5}{I}$$

essendo  $V_L$  la tensione massima applicabile al circuito e  $I$  la corrente media prevista nei led più diffusi (intorno a 15 ÷ 20 mA).

Con le varianti del caso, la stessa formula andrebbe applicata pure per il calcolo di  $R_2$ . Ossia:

$$R_2 = \frac{V_L - V_z}{I}$$

Ma, osservando i valori del nostro circuito, ci si accorge che essi sono abbastanza surdimensionati, rispetto alle formule date; ciò, appunto, dato le particolari condizioni di elasticità d'impiego richieste al nostro indicatore di d.d.p.

Quindi, chiunque voglia modificare i valori dei componenti secondo le proprie necessità d'uso del circuito, tenga presente ciò.

Un'ultima nota, questa volta dedicata ai perfezionisti.

Volendo, si può infatti proteggere diversamente il dispositivo da sbalzi di tensione altrimenti insopportabili (specie usando per  $Q_1$  un transistor con ridotta tensione  $V_{ce(sat)}$ ). Allo scopo, basterà semplicemente porre una limitazione del tipo schematizzato in figura 6, usando uno zener con una ten-

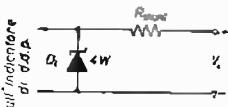


figura 6

Protezione dell'indicatore di d.d.p. (dedicata ai perfezionisti) per il caso di eccessivi sbalzi di tensione sulla linea sotto controllo (vedere testo).

versatile indicatore di d.d.p.

sione di poco superiore (4 o 5 V) a quella del  $D_z$  previsto nel circuito dell'indicatore di d.d.p.

Naturalmente, ciò vale solo per il caso in cui, poniamo, avendo predisposto l'indicatore per una soglia di 10 V, si sappia a priori che la tensione di linea potrebbe poi crescere sino a  $40 \div 50$  V. E' infatti evidente che in tal caso il led non potrebbe resistere a lungo. E se, bruciando, costituisse un corto, ciò provocherebbe di seguito un altrettanto rapido collasso della giunzione collettore-emettitore di  $Q_1$ : una circostanza, quest'ultima, assolutamente da evitare!

## un PREMIO

Al lettore che segnalerà l'utilizzazione più originale del dispositivo qui illustrato, l'autore del testo invierà il volume di 225 pagine: « TV via cavo », di Monroe Price e John Wicklein, edizioni Bompiani.\*\*\*\*\*

## SEGNALAZIONI LIBRARIE

Enrico Grassani - L'elettronica nelle macchine utensili - Volume in formato  $17 \times 24$  cm, di 210 pagine con 220 illustrazioni e 11 tabelle - Editoriale Delfino, Milano L. 9.500

Questo volume, incentrato sul ruolo svolto dall'elettronica nell'ambito delle macchine utensili, ripercorre le tappe dell'avvicendamento graduale dai sistemi elettromeccanici a quelli statici, svolgendo per i secondi un'approfondita panoramica degli utilizzi specifici sulle diverse macchine. Dalle prime introduzioni parziali (temporizzatori, fotocellule, sensori di prossimità, ecc.), interacciate e osservate spesso anche a logiche tradizionali di tipo elettromeccanico, l'Autore passa poi a esaminare i sistemi a logica statica, trattando separatamente la tecnica a moduli cablati da quella con apparecchiature programmabili.

Un ampio capitolo è dedicato ai microprocessori e ai microcomputer, per i quali vengono individuate le applicazioni più congeniali, rappresentate da macchine di una certa complessità e con particolari esigenze di flessibilità dei programmi di lavoro.

Uno degli ostacoli che hanno spesso frenato la diffusione dell'elettronica nell'industria è quello dei disturbi. L'ottavo capitolo affronta appunto la problematica dei sistemi di attenuazione e filtraggio dei disturbi, fornendo indicazioni e calcoli per la progettazione dei circuiti più appropriati. Anche nell'ambito degli azionamenti di potenza, l'elettronica ha ormai soppiantato i vecchi sistemi Ward-Leonard per i motori in corrente continua e va perfezionandosi anche nella regolazione di velocità dei motori asincroni. L'Autore, una volta esaminate le diverse possibilità applicative, con le rispettive configurazioni circuitali, e aver svolto alcune risoluzioni di progetto per azionamenti di potenza e movimentazione degli assi, inserisce il tutto nei sistemi più avanzati di utilizzo, quali i controlli numerici (CN), i controlli numerici a computer (CNC) e i robot industriali.

Un ultimo capitolo è dedicato alle barriere antinfortunistiche immateriali, una delle più interessanti applicazioni dell'elettronica al servizio sia della sicurezza che della produzione.

In appendice, il volume contiene un dizionario terminologico inglese-italiano, particolarmente utile, visto l'alto numero di (termini) inglesi entrati ormai nel linguaggio tecnico corrente (specie quello del microcomputer) e non sempre o non tutti correttamente interpretati dagli addetti ai lavori.



Montato L. 25.500  
+IVA

grifo®

40016 S. Giorgio  
V. Dante, 1 (BO)

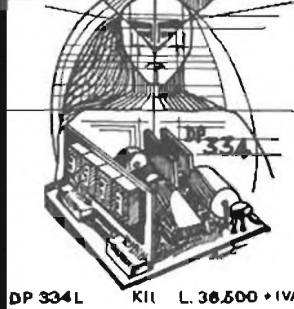
☎ Tel. (051) 892052

Vers. c/c postale n° 11489408

aggiungere L. 1.000 per spese p.



PIPPO...µP DATTICO  
Kit L. 168.000 Compresa IVA



DP 334 L	Kit	L. 36.500 + IVA
DP 334	Montato	L. 41.500 ..
PM 312	"	L. 42.500 ..
AD	"	L. 15.500 ..

## STAMPANTI CENTRONICS 730

- Carta Perforata e a Lettura facilitata per Centronics 730
- Contenitori DIN 48 x 96 con mascherina
- Ritardatori Octal R 78 K / 24 Vac .
- Sensori per Gas... ecc..

Distributore per il Veneto  
Ditta ABACO  
via Ognissanti - 7  
cap 30174 MESTRE  
Tel. 041-940330

# prove al banco e considerazioni sul ricetrasmittitore FT-107M

---

*I2AMC, Carlo Monti*

---

FT-107M è un ricetrasmittitore di nuovissimo concetto compatibile al funzionamento in SSB, CW, AM e FSK sulle gamme decametriche da 160 a 10 m; nuove bande WARC comprese.

La potenza d'ingresso allo stadio finale è di 240 W per la SSB e in CW, e di 80 W per l'AM e la FSK.

Il cambio gamma è facilitato dalla completa transistorizzazione e l'assenza di preselettori. La lettura della frequenza può essere effettuata tanto in modo analogico che numerico. La calibrazione dell'indicazione non è necessaria anche se un'altra gamma è commutata, oppure se il tipo d'emissione è modificato. L'apparato include il circuito VOX, il compressore di dinamica a RF e l'indicazione del ROS.

Fornibili a parte — opzionali — le capacità di memoria permettono di ritenere sino a 12 frequenze che possono essere ritoccate con un controllo di sintonia numerico (DMS) a passi di 100 Hz sino a una massima escursione di 500 kHz. Se l'apparato viene potenziato con i circuiti di memoria è possibile la ricerca entro un certo spettro per mezzo di tre tasti posti sul microfono.

Il ricevitore impiega nel circuito di conversione un demodulatore ad anello con diodi Schottky, un accordo individuale dei filtri di banda passante e un filtro audio. Quest'ultimo può essere usato tanto per evidenziare il segnale desiderato quanto per sopprimere il segnale interferente. Il circuito di media frequenza incorpora due filtri a 8 poli e un controllo di selettività variabile da 300 Hz sino a 2,4 kHz.

L'alimentazione avviene in alternata, 220 V, in quanto l'alimentatore nella nuova versione è interno. E' possibile comunque alimentarlo anche a 13 V usufruendo dell'apposita presa.

L'altoparlante è incorporato.

La banda dei 40 m si estende da 6,6 a 7,1 MHz mentre quella dei 10 m estesa anche a segmenti di 500 kHz, da 27 a 29 MHz, fa supporre che tale apparato avrà molta fortuna presso gli utenti CB.

A prima vista l'apparato è interessante e di grande semplicità e comodità all'uso. I controlli sono molto funzionali e l'impiego particolarmente indicato all'operatore più inesperto. Anzitutto non vi sono accordi! Niente Preselettore, Accordo e Carico dello stadio finale.

Tutto funziona a larga banda, però non essendo possibile ottenere tutto con niente (!) i controlli assenti nell'apparato dovranno apparire altrove: mi riferisco in questo caso alla rete adattatrice d'impedenza o « antenna

tuner » la quale è indispensabile se non si dispone di una linea coassiale senza ROS su tutte le frequenze d'emissione (!). L'inconveniente può essere aggirato usufruendo di un accordatore automatico e motorizzato entro tutto lo spettro HF. Ce ne sono diversi in commercio: molto cari e anche molto complicati (!).



Lo stadio finale del 107M eroga 100 W (misurati) di RF su tutte le gamme ed è possibile controllare la corrente circolante nei transistori finali, come pure la potenza incidente e riflessa applicata alla linea di trasmissione. In ricezione lo strumento si comporta quale « Smeter ». Un sensore della

temperatura posto sul dissipatore alettato posteriore mette in moto una ventola per il raffreddamento non appena il corpo comincia a riscaldarsi. Sono state fatte delle prove emettendo a lungo in FSK senza riscontrare alcun effetto avverso.

Questa è un'altra realizzazione della Yaesu dov'è possibile modulare direttamente il VFO con vera FSK; usufruendo della tastiera YK901 e del modulatore/demodulatore YR901. Va inteso che è sempre possibile l'emissione in RTTY usufruendo di un generatore AFSK, entrando nella presa microfonica con l'apparato commutato su LSB.

Il funzionamento in CW è anche molto semplificato dato che si può usufruire del « Semi Break-In » cioè la commutazione trasmissione non appena si abbassa il tasto. La manipolazione avviene in uno stadio di conversione perciò è possibile trasmettere con lo FT-107M e ricevere con un ricevitore separato collegato all'apposita presa posteriore.

Ciò ad esempio non è possibile con lo FT-101ZD in quanto il segnale è sempre presente nel Tx a livelli più bassi.

Parlando sempre del CW la selettività può essere accentuata mediante il filtro apposito, il controllo WIDTH però varia già di per se stesso il valore di selettività da un minimo di 300 Hz sino a 2,4 kHz. La nota di battimento poi può essere efficacemente esaltata mediante il filtro audio attivo, oppure un segnale di frequenza molto prossimo soppresso commutando la leva da APF su NOTCH.

L'inserimento dei controlli di maggior rilievo sono evidenziati da un'indicazione luminosa che si accende superiormente al visore.

La manopola di sintonia, molto demoltiplicata, porta sulla sua circonferenza delle tacche più corte in corrispondenza a ogni kHz e più lunghe ogni quinto kHz. Una completa rivoluzione apporta una variazione di 25 kHz. La lettura della frequenza però è possibile solo dal visore con una risoluzione di 100 Hz.

Le possibilità di determinazione della frequenza sono molto estese in quanto c'è la possibilità di registrare in memoria sino a 12 frequenze. Sarà qui necessario accennare prima al funzionamento dei vari controlli e selettori. La determinazione della frequenza avviene per mezzo del VFO interno, la memoria, il circuito DMS, il VFO esterno (ad esempio FV-107) o la combinazione di questi tre.

Il commutatore « SELECT » predispose il circuito secondo la sequenza descritta di seguito:

— **VFO**

Il VFO interno allo FT-107M determina la frequenza di ricetrasmissione.

— **MR**

Seleziona la frequenza di ricetrasmissione mediante il sistema di memoria.

— **RX MR**

La frequenza del ricevitore è data dalla memoria interna, mentre la frequenza per il ricetrasmittitore è data dal VFO interno.

— **TX MR**

La frequenza del trasmettitore è data dalla memoria interna, mentre la frequenza per il ricevitore è determinata dal VFO interno.

— **EXT**

La frequenza di ricetrasmittitore è generata dal VFO esterno.

— **RX EXT**

Seleziona la frequenza del ricevitore mediante il FV-107; mentre la frequenza del trasmettitore è data dal VFO interno.

— **TX EXT**

Seleziona la frequenza del trasmettitore mediante lo FT-107, mentre la frequenza del ricevitore è data dal VFO interno.

E' possibile inoltre sostituire o variare il contenuto delle memorie mediante i seguenti pulsanti sul pannello frontale.

— **M**

Usato per iscrivere una frequenza in memoria.

— **M SFT**

Inserisce il circuito DMS (Digital Memory Shift).

— **RX CLAR**

In ricezione varia la frequenza data dal VFO o dalla memoria.

— **TX CLAR**

In trasmissione varia la frequenza data dal VFO oppure dalla memoria.

— **T/R CLAR**

Se entrambi i pulsanti sono premuti è possibile apportare degli incrementi alla frequenza di ricetrasmmissione.

— **M FINE**

Permette una variazione molto fine ai circuiti memorizzati.

La variazione massima è di  $\pm 500$  Hz necessaria per agire fra i passi da 100 Hz del circuito DMS.

— **M SFT (manopolina)**

Controlla il circuito DMS.

Programmata una frequenza in memoria e azionato il tasto M SFT, la frequenza memorizzata può essere variata in più o in meno a passi di 100 Hz, oppure anche di poco oltre l'escursione massima in frequenza (500 kHz) data dal VFO.

— **M CH**

Il selettore dei canali sceglie la frequenza memorizzata richiesta.

L'uso delle memorie, e la flessibilità operativa dipende solo dalla fantasia e dall'abilità dell'operatore.

Il microfono YM-35 dispone di tre tasti sulla parte superiore con i quali è possibile eseguire funzioni di ricerca entro le memorie preventivamente registrate. Sarà necessario quindi posizionare il tasto M SET su ON e premere quindi il tasto UP oppure il DN (posti sul micro) ottenendo il processo di ricerca sino a che il tasto è mantenuto premuto. La ricerca infatti si ferma non appena si rilascia il tasto.

Per concludere, penso che tale apparato sarà assai comodo all'operatore più evoluto, che con un'esperienza già acquisita con apparecchiature canalizzate voglia impegnarsi più seriamente nelle comunicazioni a frequenze più basse usufruendo sempre di quanto più recente e perfezionato possa offrire il mercato. \*\*\*\*\*

**cq elettronica**  
**in edicola sempre il primo del mese**

*Fino ad alcuni anni orsono l'aggiornamento sui nuovi prodotti era di quasi esclusivo interesse di tecnici, di ingegneri, di addetti ai laboratori.*

*Da qualche anno in qua, il progresso sempre più allargato delle tecnologie, la gamma sempre più vasta di prodotti, i costi più accessibili, hanno portato queste esigenze fino al livello del « consumer », cioè dell'hobbista, dell'amatore, dell'autocostruttore.*

*Questa necessità di tenersi aggiornati, di sapere cosa c'è di nuovo sul mercato, quali sono le caratteristiche principali dei nuovi prodotti, è molto sentita dai nostri Lettori.*

## La “limitazione” di corrente

---

*IOFDH, Riccardo Gionetti*

---

Vengono esaminati alcuni metodi per ottenere una limitazione della corrente di corto circuito negli alimentatori per c.c.

### La protezione con fusibili

La protezione dei corto circuiti è spesso presente negli alimentatori talvolta in forma estremamente semplice, come quando vi è la sola presenza di fusibili. Gli unici casi in cui si fa a meno di protezione sono quelli di prove al banco o simili, in cui l'operatore è presente e può intervenire; ma si tratta di casi limitati. L'inserimento dei fusibili nel circuito deve essere ben studiato; infatti talvolta ne possono essere necessari diversi, ognuno dei quali è previsto per un preciso motivo.

Ad esempio, se un alimentatore fornisce due tensioni diverse, con diverse correnti, è opportuno che ogni uscita abbia il proprio fusibile; un altro fusibile sarà previsto dal lato rete, per la protezione contro inconvenienti causati o da basso isolamento o da scariche interne nel trasformatore. Questi inconvenienti hanno bassa probabilità di verificarsi, tuttavia va tenuto presente che un corto circuito ben riuscito può fare gravi danni e persino causare la distruzione di un apparato.

Il fusibile sul primario del trasformatore è di solito surdimensionato perché, all'accensione dell'alimentatore, c'è l'« extracorrente » del trasformatore (un assorbimento assai breve ma intenso) e la carica, quasi istantanea, dei condensatori di filtro (che sono quasi sempre presenti). Per tale ragione o il fusibile lato rete è piuttosto abbondante oppure deve essere del tipo « ritardato », cioè del tipo che consente il passaggio di brevi picchi di corrente. Gli altri fusibili è bene che siano invece sistemati **dopo** i condensatori, e perciò sul lato uscita, e di valore molto esatto, in modo da saltare alla più piccola irregolarità.

## Fusibili per alta tensione

Negli alimentatori per alta tensione spesso si trascurano alcune norme fondamentali di sicurezza e normalmente si ritiene che il fusibile posto sul primario del trasformatore di alimentazione sia sufficiente allo scopo. Usualmente un alimentatore per alta tensione trova la sua applicazione negli amplificatori lineari HF e VHF a valvole per cui la sua tensione di uscita può variare nel range compreso tra 1.000 e 3.000 V e con una corrente che spesso raggiunge 1 A.

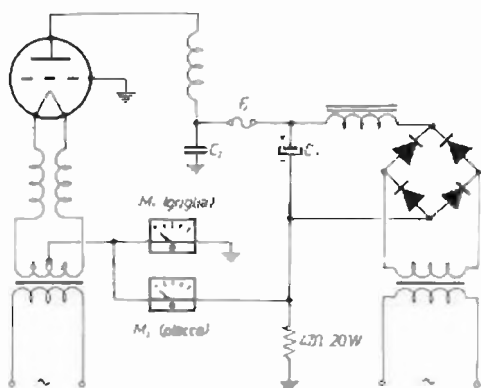


figura 1

Schema (parziale) di amplificatore lineare.

In figura 1 è schematizzato un amplificatore lineare nella tipica configurazione « griglia a massa »; si supponga che per una causa qualsiasi il condensatore  $C_2$  vada in corto; la corrente attraverserà gli strumenti, di placca e griglia, e se  $C_1$  è abbastanza elevato ( $10 \div 20 \mu\text{F}$ ) questa corrente può avere un picco di corrente istantaneo di diverse decine di ampere, più che sufficienti a far volatilizzare gli avvolgimenti delle bobine mobili di  $M_1$  e  $M_2$ . La soluzione sarà quella quindi di inserire nel ramo di alimentazione un fusibile che sarà bene realizzare con un semplice spezzone (2 o 3 cm) di filo di rame del diametro di 0,08 mm. Tale sezione è capace di una corrente max di 1,75 A.

Fusibili in vetro o simili sono da scartare in quanto all'atto dell'apertura del filamento avviene un arco voltaico tra le due estremità metalliche della durata di diversi millisecondi, tempo più che sufficiente per avere notevoli danni.



## La protezione elettronica

Con la comparsa degli alimentatori per basse tensioni, si è diffusa la protezione elettronica, spesso trasformata in limitazione di corrente. Ricordo che di solito un alimentatore stabilizzato è costituito da un amplificatore (amplificatore di errore) più o meno complesso, cui viene inviata una frazione della tensione di uscita ( $V_{out}$ ) che viene istantaneamente confrontata con una tensione fissa, detta di riferimento ( $V_{ref}$ ). Se la  $V$  varia (in + o in -) questo amplificatore pilota convenientemente un transistor di potenza che è inserito tra l'alimentatore-rettificatore ( $V_{in}$ ) e l'uscita (si veda figura 2).

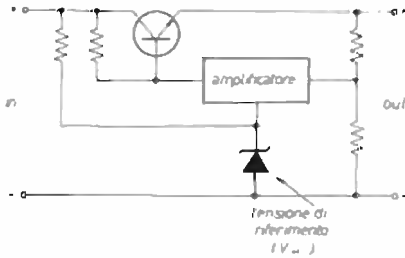


figura 2

Schema generico di alimentatore stabilizzato.

All'epoca dei primi alimentatori stabilizzati, si vide che la protezione con fusibili poteva risultare troppo lenta; si poteva verificare, in certi casi, la distruzione del transistor prima del salto del fusibile. Si diceva, allora, che il transistor « proteggeva » il fusibile... a questo punto è stato introdotto un sistema di protezione elettronica.

Si inserisce, nel circuito percorso dalla corrente di uscita ( $I_o$ ) una resistenza ( $R_c$ ) (a monte del punto campionato dal regolatore, in modo da non influenzare la stabilità di  $V_{out}$ ), agli estremi della quale si sviluppa una tensione che, quando supera un determinato livello, fa intervenire il sistema di limitazione di corrente. Tale sistema, di solito, prende il sopravvento sul comando dell'amplificatore d'errore; evidentemente occorre far attenzione che non si vada a forzare l'uscita dell'amplificatore e quindi a danneggiarlo. Nei circuiti a componenti discreti tale limitazione può avvenire agendo direttamente sul transistor finale come in figura 3; ma più spesso si può intervenire sul « driver » (pilota) del transistor finale. Negli alimentatori professionali la protezione è tale che lo stato di corto circuito può essere mantenuto indefinitamente.

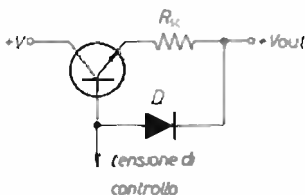


figura 3

Limitazione di corrente con intervento sul transistor finale.

A questo punto si è pensato che variando il valore di  $R_{sc}$  variavo il valore della corrente di limitazione ( $I_{lim}$ ); perciò è stato usato un reostato. La gamma di variazione non può comunque essere molto ampia, perché essendo la  $V_{sc}$  una funzione inversa di  $R_{sc}$ , il relativo comando viene ad avere una variazione molto irregolare e addensata verso i valori alti. Si è talvolta ovviato usando due reostati di valore diverso, come indicato in figura 4, ma resta il poco soddisfacente andamento della variazione concentrata su di un estremo della corsa della manopola.

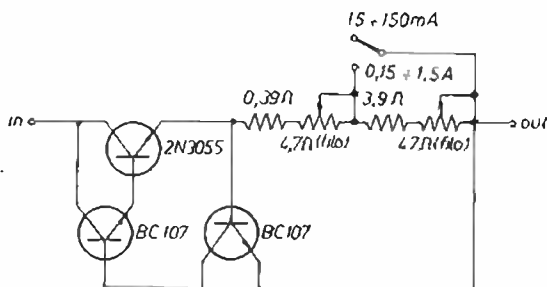


figura 4

Limitazione di corrente regolabile continuamente. In due portate.

Una diversa soluzione è stata adottata usando un commutatore che inserisce resistenze di valore diverso e appropriato, come ad esempio nello schema indicato in figura 5.

Usando un commutatore a molte posizioni si possono così avere valori di  $I_{lim}$  abbastanza vicini e dimensionati per l'uso dell'alimentatore. Peraltro il

## Raccoglitori per la rivista "cq elettronica"

Richiedeteli a:

**edizioni CD**  
**via C. Boldrini, 22**  
**40121 BOLOGNA**

Due raccoglitori  
per annata  
**L. 6.500**  
agli abbonati  
**L. 6.000**



Pagamento con assegni propri o circolari - vaglia  
o con c./c. P.T. n. 343400 a noi indirizzati.

commutatore deve essere in grado di reggere la  $I_{max}$  dell'alimentatore; e se siamo sui due o più ampere, il commutatore diviene grosso e costoso (per correnti sino a 1,5 A circa si può usare un commutatore piccolo con due o tre settori in parallelo).

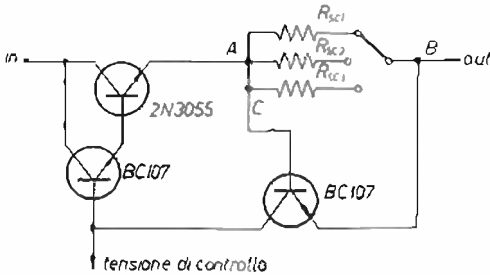


figura 5

Limitazione di corrente a scatti.  
 $I_{lim} = 0.6/R_{sc}$ .

Con i più recenti circuiti integrati la costruzione degli alimentatori si è ulteriormente semplificata ed è ora veramente facile costruire un buon alimentatore.

### Protezione di sovratensione « Crow bar »

Un tipo completamente diverso di protezione cui conviene accennare (anche se poco usato) è quello in cui si vuol evitare che per guasti nel circuito di regolazione (ad esempio un corto nel transistor in serie) esca dall'alimentatore una tensione più alta del dovuto con conseguenti danni all'apparecchio alimentato. Se ad esempio alimentiamo un circuito con integrati TTL, alimentato a 5 V, uno sbalzo in alto, anche breve, di tale tensione potrebbe provocare seri danni ai circuiti, probabilmente anche costosi. Si può però predisporre sull'uscita uno zener da 5,6 V che pertanto non entra di norma in conduzione. Nel deprecabile caso di sovratensione, lo zener comincia ad assorbire una forte corrente in modo da impedire un innalzamento ulteriore della tensione e facendo poi saltare il fusibile tradizionale. Se l'alimentatore è in grado di erogare una potenza maggiore di pochi watt, si può o usare uno zener di maggior potenza oppure un diodo controllato, pilotato con uno zener che provoca l'innesco in conduzione del diodo se la tensione supera un determinato livello (si veda figura 6).

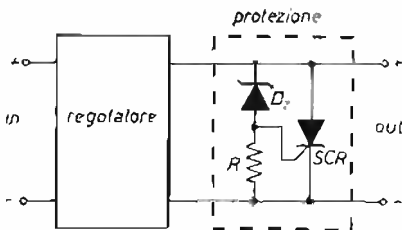


figura 6

Limitazione di sovratensione.

Chiaramente tale metodo protettivo è adatto solo per alimentatori a tensione fissa.

## Limitazione di corrente variabile continuamente

Anche con gli integrati più moderni è sempre la tensione che si sviluppa ai capi di una resistenza che determina l'entrata in funzione della limitazione. È chiaro quindi che se tale resistenza è di valore basso (frazioni di ohm) sarà molto difficile ottenere la limitazione su deboli correnti. Uno schema abbastanza buono, in cui si fa uso dell'integrato L123 =  $\mu$ A723, effettua una comparazione tra la tensione che si sviluppa ai capi di una resistenza da  $0,47 \Omega$  e una tensione variabile che viene predisposta con apposito comando. In tale caso la scala del bottone di comando è lineare, e consente perciò una facile regolazione. Con tale metodo, complessivamente soddisfacente, aumenta parecchio la complessità circuitale, per cui la realizzazione richiede in effetti una certa competenza da parte dell'eventuale costruttore.

Un metodo diverso e originale è stato usato oltre due anni orsono dallo scrivente per ottenere una limitazione agevole sia su correnti deboli che forti. Non ho visto ancora tale principio pubblicato, per cui lo segnalo ai Lettori che siano interessati.

Partendo dal presupposto di evidenziare sia deboli correnti che forti, ho pensato di combinare l'azione di una resistenza e quella di un diodo, che, posti in serie, sviluppano una tensione secondo il grafico di figura 7.

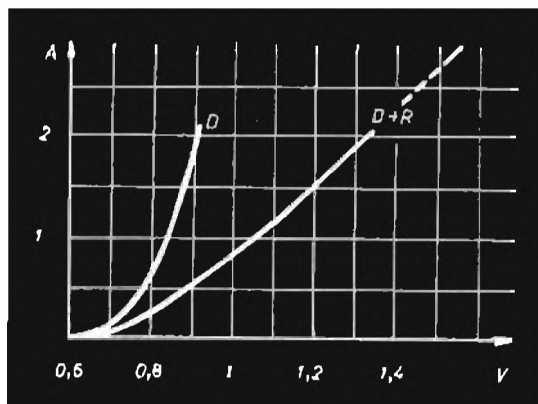


figura 7

Tensione agli estremi di un diodo e un diodo + resistenza da  $0,2 \Omega$  per varie correnti.

Caduta di tensione su diodo da 5 A:

I:	10 mA	50 mA	0,1	0,2	0,5	1 A	1,5 A	2 A
V:	0,6	0,68	0,71	0,74	0,79	0,85	0,88	0,91

Cadute su diodo più resistenza da  $0,2 \Omega$ :

V <sub>1</sub> :	0,6	0,69	0,73	0,78	0,89	1,05	1,18	1,31
------------------	-----	------	------	------	------	------	------	------

Come si vede, già con correnti di 10 mA si ottiene una  $V_{sc}$  di valore abbastanza elevato, e la crescita di  $V_{sc}$  è abbastanza compressa. L'ideale, infatti, è avere una  $V_{sc}$  legata da andamento logaritmico rispetto alla I; ciò consente una regolazione percentuale costante. Per utilizzare l'elemento di caduta diodo-resistore, a questi si pone in parallelo un potenziometro (o un potenziometro in serie a una resistenza) di valore abbastanza elevato, e si preleva una frazione via via minore della  $V_{sc}$ , man mano che si vuole avere una  $I_{lim}$  più elevata. Con appropriata scelta di valori, si può avere  $I_{lim}$  variabile tra pochi milliamper e diversi ampere.

Il diodo deve essere adatto alla  $I_{max}$  fornibile dall'alimentatore e munito di piccolo dissipatore se  $I$  supera 1 o 1,5 A.

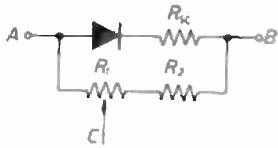


figura 8

Applicazione della regolazione continua al circuito di figura 5.

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 330 \div 1.000 \Omega$ .

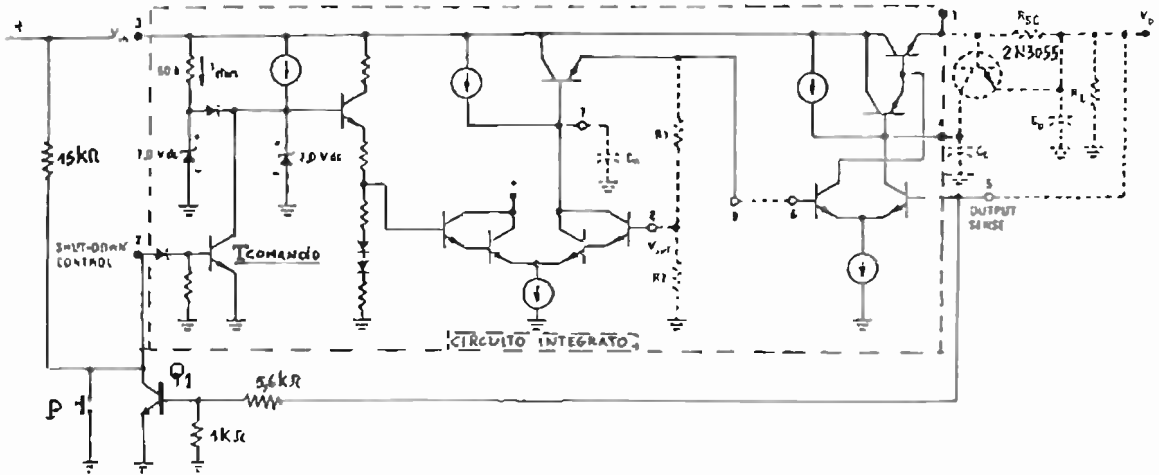


figura 9

Regolatore di tensione MC1468 con circuito « shut down ».

Ritengo superfluo fornire lo schema dell'alimentatore; preferisco far notare che con l'utilizzo delle caratteristiche combinate di un resistore (rapporto  $V/I$  costante) e un diodo (rapporto  $V/I$  con curva a ginocchio) si può ottenere un elemento di caduta complessiva avente un  $\Delta V$  pseudo-logaritmico e quindi di ottimo utilizzo per la limitazione di corrente.

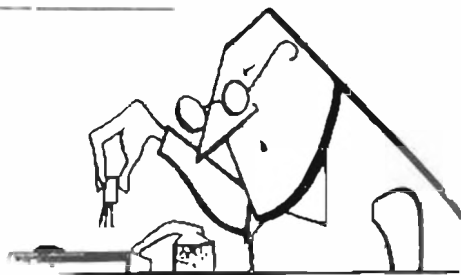
### La protezione « Shut down »

Un altro tipo di protezione è quella offerta, ora, da alcuni circuiti regolatori di tensione che in caso di corto circuito o di assorbimento anomalo commutano automaticamente in stand-by per cui diventa necessario l'intervento dell'operatore per ripristinare la tensione di uscita.

Se si fa riferimento al regolatore di tensione MC1468 si può notare che esso è provvisto di un opportuno transistor di comando che permette di azzerare la tensione di uscita in caso di assorbimento anomalo. Si supponga che la tensione d'uscita vada a zero, per un corto, il transistor  $Q_1$  s'interdice mentre il transistor di comando, saturandosi, cortocircuita lo zener che fornisce la tensione di riferimento all'amplificatore di correzione.

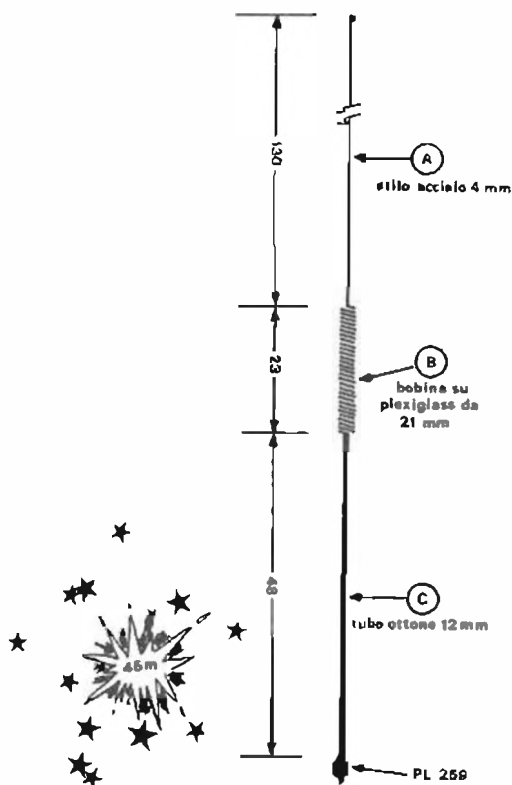
Questa azione fa sì che la tensione d'uscita si azzeri automaticamente; per ripristinarla, basterà pigiare il pulsante P che cortocircuita la base del transistor di controllo.

18YZC, Antonio Ugliano  
corso De Gasperi 70  
CASTELLAMMARE DI STABIA



Stazione ZENER, operatore Lino. CASTELLAMMARE DI STABIA.

## Antenna veicolare per i 45 metri



**PROFESSIONAL  
FREQUENCY COUNTER**

FC 500 Y 10 Hz - 500 MHz  
FC 500 Y 1-10 Hz - 1.000 MHz

**PMS** real measurement systems

T. 0321  
85356

Un'ottima antenna per barra mobile può essere realizzata come quella illustrata, consta di tre pezzi così realizzati: parte A: stilo in acciaio  $\varnothing$  4 mm lungo 130 cm. Parte B, supporto in plexiglass  $\varnothing$  21 mm per 230 di lunghezza, sul quale vanno avvolte 140 spire di filo di rame smaltato  $\varnothing$  1,5 mm unite e ricoperte con tubo termorestringente. Parte C, tubetto di ottone  $\varnothing$  12 mm per 48 cm di lunghezza. Nella parte inferiore di questo pezzo è saldato un PL259, però solo al conduttore interno, tramite un adattatore. Lo stilo superiore, parte A, dev'essere accorciato quel tanto da avere un ROS di 1 : 1,3 a 6.660 kHz. Il PL259 va avvitato su di un 238 che andrà montato su di una staffa metallica e collegata a un solo elemento di portabagaglio e tenuta al centro del tetto della macchina. I risultati sono più che sorprendenti, provare per credere.

Carmine ZICARI, viale Libertà 8, CASTROVILLARI.

## Ulteriori sevizie a una TI-57

Cioè l'utilizzo come timer ripetitivo.

Principio di funzionamento.

Ponendo in STO 0 un numero nella forma:

XXX.Y

dove: XXX = parte intera;

Y = parte decimale (costituita da una sola cifra);

e impostando il seguente programma:

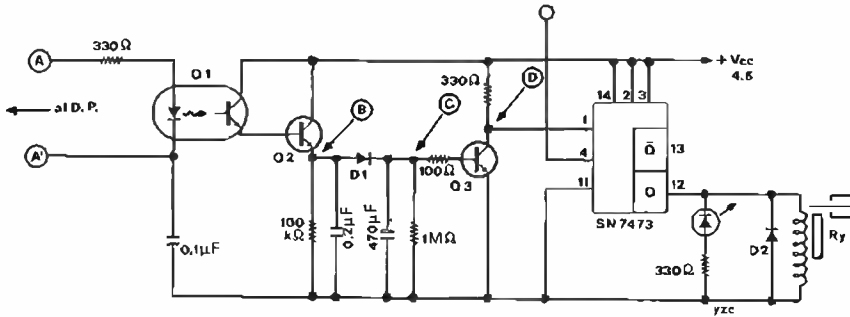
```

00 DSZ
01 GTO 1
02 GTO 2
03 LBL 1
04 RCL 0
05 RST
06 LBL 2
07 RCL 2
08 R/S
    
```

Note:

- 1) porre in STO 0 XXX.Y  
porre in STO 2 0;
- 2) questo programma è relativo a un timer di tipo semplice.

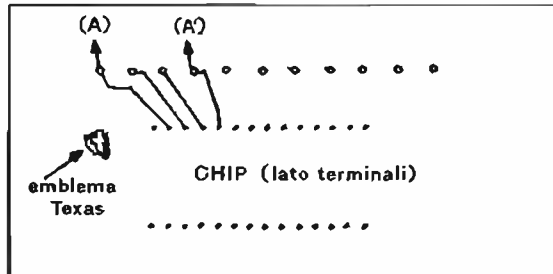
noteremo che la calcolatrice, una volta premuto il R/S, presenterà sul visore (per qualche istante) le cifre parte intera che, nel tempo, decresceranno di una unità mentre la parte decimale resterà inalterata presentando il punto decimale (D.P.) alla sua sinistra acceso. Quando, però, il contenuto della memoria 0 sarà uguale a zero, verrà visualizzato uno zero con il D.P. alla destra acceso.



### Punti di misura

	senza D.P.	con D.P. acceso
A-A'	160 mV	320 mV
B	0	1.4 V
C	0	840 mV
D	3V	60 mV

Collegamenti dei punti A - A' alla calcolatrice.



Circuito stampato della TI-57

sperimentare

Collegando in parallelo a questo D.P. un fotoaccoppiatore e un apposito circuito avremo ottenuto una semplice interfaccia in grado di soddisfare alle nostre esigenze.

Collegando al D.P. un microfonino magnetico (circa 200  $\Omega$ ) e inserendo nel programma, per il calcolo della funzione desiderata, le seguenti istruzioni:

F(x)

=

STO J (in STO J si ha il risultato di F(x)).

RCL K (in STO K si pone 0).

R/S

si ha un semplice sistema di avviso di fine elaborazione (si udrà una nota).

Scelta del numero che identifica il trascorrere di un minuto

- 1) impostare il programma dato al termine di queste istruzioni;
- 2) porre in STO 0 un numero grande (esempio 1 000);
- 3) premere R/S e contemporaneamente far partire un cronometro;
- 4) ripremere R/S allo scadere di un minuto;
- 5) effettuare la differenza fra il numero posto in STO 0 all'inizio e quello visualizzato; il risultato, posto nella forma

YYY.W (W = numero compreso tra 1 e 9)

rappresenta il numero che si cerca.

Provando e riprovando si otterrà il numero che meglio identifica il trascorrere di un minuto. Per tempi maggiori di un minuto, il numero da porre in STO 0 è pari a:

YYY moltiplicato per il numero dei minuti desiderati.

Programma per timer di tipo ripetitivo:

00	DSZ	
01	GTO	1
02	GTO	2
03	LBL	1
04	RCL	0
05	RST	
06	LBL	2
07	RCL	2
08	PAUSE	
09	RCL	3
10	X $\Rightarrow$ T	
11	STO	0
12	STO	3
13	RST	

Note:

- 1) porre in STO 7 il numero pari al tempo di ON;
- 2) porre in STO 0 e STO 3 il numero pari al tempo di OFF.

N.B. - Affinché il tutto funzioni non dimenticare di porre i numeri, nelle rispettive memorie, nella forma:

XXX.Y

Sulla mia TI-57, impostando il numero 13080.1 (= 218  $\times$  60) in STO 0/3 ho ottenuto un tempo di 60' e 03" con una differenza di 3" su di un tempo di un'ora (che non è poco, perché è un errore di 3 sec  $\times$  24 = 72 cioè 1 minuto e 1/4 al giorno, oltre 8 minuti alla settimana).

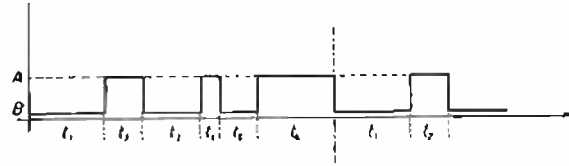


Programma per multi-timer (Zicari)

```

00 RCL 1
01 STO 0
02 SBR 1
03 RCL 2
04 STO 0
05 SBR 1
06 RCL 3
07 STO 0
08 SBR 1
09 RCL 4
10 STO 0
11 SBR 1
12 RCL 5
13 STO 0
14 SBR 1
15 RCL 6
16 STO 0
17 SBR 1
18 RST
19 LBL 1
20 INV-DSZ
21 GTO 2

```



A = Apparecchiatura, da controllera, in funzione  
 B = Apparecchiatura non in funzione

```

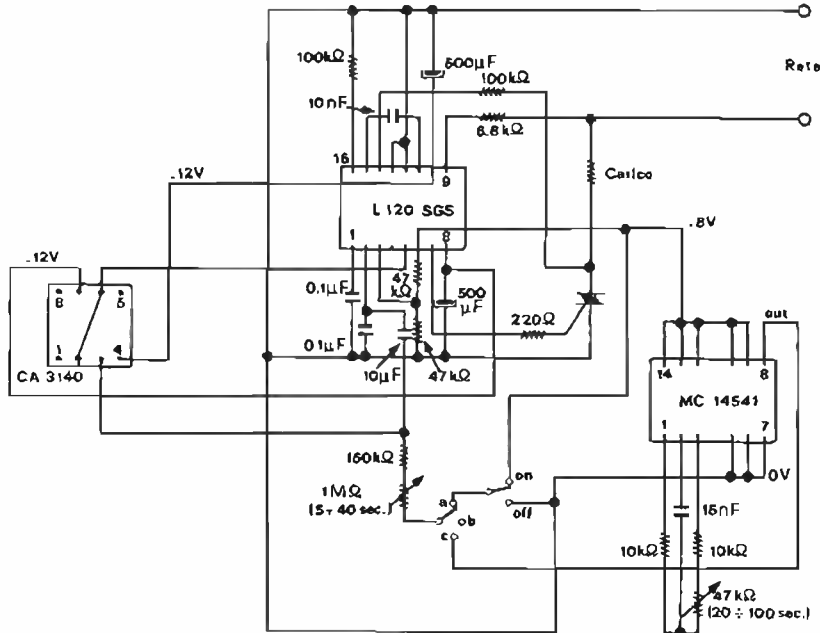
22 RCL 0      T1 in STO 1
23 GTO 1      T2 in STO 2
24 LBL 2      T3 in STO 3
25 RCL 7      T4 in STO 4
26 PAUSE      T5 in STO 5
27 INV-SBR    T6 in STO 6
              0. in STO 7

```

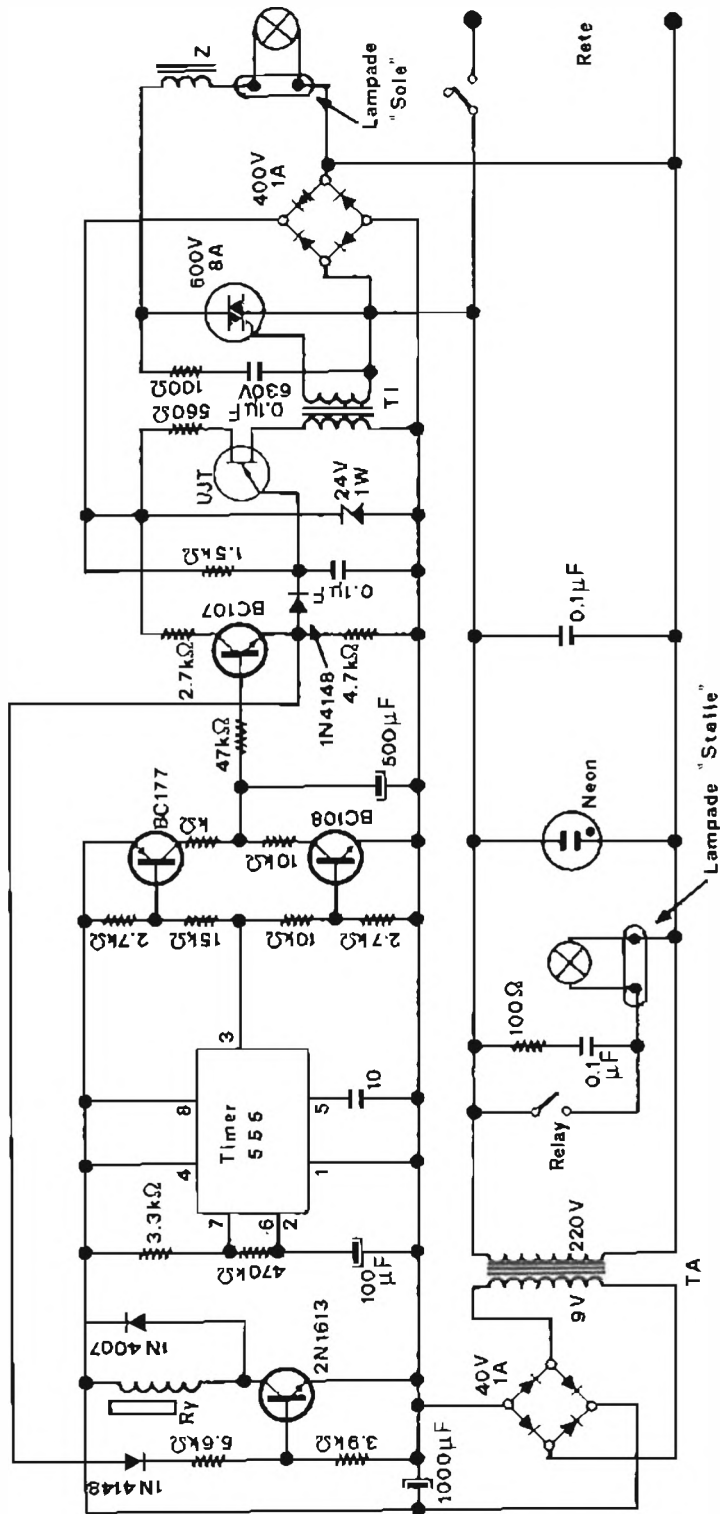
Due elucubrazioni cervellotiche del mese di dicembre che vorrebbero modernizzare il vecchio presepe.

Paolo DAMIAN, via Guglielmo Compagno 16, PADOVA.

Effetto notte-giorno per presepe



Per ottenere un funzionamento a ciclo continuo, astabile, con periodo sino a qualche minuto, presepe, ha elaborato questo progetto in cui l'integrato L120 è stato utilizzato in integratore, lo MC14541 in timer programmabile il tutto con 1 mA di assorbimento, e con 15 nF e 47 kΩ un tempo di ben 3 minuti. Il tutto è alimentabile direttamente dalla rete.



Effetto alba, giorno, tramonto, notte e accensione delle stelle (Dal Molin).

È fatto uso di un commutatore a tre posizioni in cui, a) significa rampa, b) arresto, c) astabile. I due trimmer regolano i tempi. Nonostante, detto in ultimo, la linearità dell'integratore, per effetto della tensione di rete che è sinusoidale, e anche per la fisiologia dell'occhio umano, sembra che l'accensione e lo spegnimento del carico sia più lento in prossimità della massima illuminazione; per ovviare a questo inconveniente, peraltro modesto, si potrebbe provare a moltiplicare una parte della tensione d'uscita dell'integratore con se stessa (ad esempio tramite un CA3080) prima di inviarla al L120, per modificarne la linearità.

Sergio DAL MOLIN, via Giovanni Pascoli 13, TORREBELVICINO (VI).

## Effetto alba, giorno, tramonto, notte e accensione delle stelle

(schema a lato)

Un timer 555 modula di fase degli impulsi che vengono applicati al gate di un triac che comanda le lampade che simulano il sole; il circuito utilizza un classico UJT 2N2646.

Le lampadine notturne alloggiare all'interno delle cassette del presepe, nonché le stelle, vengono comandate accese o spente, da un rlay. L'astabile (555) comanda due transistori complementari che caricano e scaricano il condensatore da 500  $\mu$ F; tale rampa, durante l'ascesa, farà accendere gradualmente il sole, spegnendo nel contempo le stelle, mentre l'opposto accadrà durante la discesa. Il tempo in cui dura il giorno, dipende dal condensatore da 100  $\mu$ F mentre la durata giorno/notte dalle resistenze da 22 k $\Omega$  e da 10 k $\Omega$ . Questi sono gli unici componenti sui quali si può agire per modificare i tempi. Il trasformatore TA è da 220/0 V da una diecina di watt; quello TI è il trasformatore d'impulsi realizzabile avvolgendo circa dieci spire, a secondo del triac utilizzato, su un nucleo di ferrite a olla o toroidale. L'induttanza Z è invece realizzata avvolgendo alcune spire di filo di rame  $\varnothing$  0,5 mm su un nucleo di ferrite cilindrico.

\* \* \*

Premiati del mese:

Il premio di lire 30.000 in componenti elettronici offerto dalla ditta GENERAL PROCESSOR via Panciatichi 10 Firenze al sig. Carmine ZICARI.

Il premio di lire 30.000 offerto dalla AZ Elettronica via Varesina 205 Milano alla stazione radio ZENER.

Il premio consistente in una scatola di montaggio di un sintonizzatore FM offerta dalla ditta LAREL via del Santuario 33 Limite (MI) al sig. Paolo DAMIAN.

Il premio di lire 30.000 in componenti elettronici offerto dalla ditta Gianni VECCHIETTI via Beverara 39 Bologna al sig. Sergio DAL MOLIN.

\* \* \*

Rammento ai Lettori che ogni mese le Ditte seguenti offrono ai Lettori che collaborano alla rubrica un premio così costituito:

Lire 30.000 dalla **AZ Elettronica**, via Varesina 205 - MILANO.

Lire 30.000 da **Gianni BECATTINI**, via Panciatichi 40 - FIRENZE.

Lire 30.000 da **Giovanni LANZONI**, via Comelico 10 - MILANO.

Un sintonizzatore FM dalla **LAREL**, via del Santuario 33 - LIMITO (Milano).

Lire 30.000 da **Gianni VECCHIETTI**, via Beverara 39 - BOLOGNA.

I vincitori possono mettersi direttamente in contatto con le Ditte per il ritiro dei premi, citando il numero della Rivista e la pagina ove è pubblicato l'articolo.

\*\*\*\*\*

# sintoamplificatore stereo

14NBK, Guido Nesi

(segue dal numero 1/81)

## TARATURA

La taratura dei due telaietti può essere effettuata anche senza il seguito dei circuiti che verranno pubblicati nelle prossime puntate.

Effettuare i collegamenti fra punto 6-101, 7-102 e 13-9.

Alimentare con tensione circa 12 V applicata fra punto 12 e massa (quest'ultima nel foro accanto al punto 12). Mediante  $P_3$  regolare i 10,5 V, stabilizzati nel punto 6 (o 13) che è il valore di tensione cui fanno riferimento tutti i punti di misura riportati nello schema elettrico. Se non fosse possibile, con molta probabilità esiste un cortocircuito o comunque un forte carico. Infatti, in caso di cortocircuito, lo stabilizzatore serie rimarrà interdetto (essendo il sistema autoprotetto) e solo  $R_{21}$  alimenterà il cortocircuito riscaldandosi.

Ottenuti i 10,5 V, collegare il potenziometro  $P_4$  da 470 k $\Omega$  nei punti 3-4-5 come schematizzato, e portare il cursore di  $P_2$  a massa in modo da permettere l'escursione da 0 a 10 V a  $P_4$ . Accertarsi che  $R_1$  sia collegata al positivo (su  $C_3$ ). Controllare tutti i punti di misura riportati nello schema (è sufficiente un tester da 20.000  $\Omega/V$ ). In caso di difficoltà nella misura su  $R_4$  e si desiderasse effettuare una verifica sul gate di  $O_2$ , occorrerà un voltmetro ad alta impedenza. In questo punto dovranno essere misurati circa 5,2 V (non riportati nello schema). Comunque, in caso di discordanza nella misura riportata su  $R_4$ , è consigliabile la sostituzione del fet  $O_1$  (E300). Chi volesse utilizzare il tipo 2N3819, in questo punto misurerà circa 1,5 V (attenzione alla diversa disposizione dei reofori).

Tramite cavetto schermato prelevare il segnale BF fra punto 114 e massa e inviarlo a un amplificatore. Eseguire una prima taratura abbinando tutti i nuclei per il massimo rumore in uscita dall'amplificatore BF.

A questo punto vengono elencati due sistemi di taratura: una per chi volesse affinare ogni caratteristica, richiedente però un minimo di strumenti, e l'altra per i meno esigenti. Da notare, comunque, che all'atto pratico non vi sarà una netta differenza fra un ricevitore tarato con un sistema e uno tarato con l'altro sistema.

**Primo sistema di taratura:** 1) Collegare un distorsiometro fra punto 114 e massa (o 115 e massa) dove sarà già collegato l'amplificatore BF con relativo altoparlante.

- 2) Entrare con generatore RF su pin 1 di  $X_2$  con frequenza 10,7 MHz,  $\Delta f = 75$  kHz,  $f_{\text{mod}} = 1$  kHz (se possibile con distorsione il più bassa possibile) e regolare MF4 (o la bobina costruita e dotata di nucleo possibilmente marron) per minima distorsione. Se il segnale modulante ha distorsione contenuta, è possibile misurare una distorsione di circa 0,5 %. In ogni caso, anche se leggermente a scapito della distorsione (che rimarrà comunque contenuta entro lo 0,7 %), assicurarsi che su pin 7 la tensione non tenda a un estremo o l'altro (1,5 o 9 V) ritoccano la taratura: l'ideale sarebbe 5,5 V. Comunque, spesso l'ottimo si ottiene a circa 6,5 V e non occorre alcun ritocco in quanto rimarrà ugualmente margine in più e in meno per il controllo AFC o per l'indicatore di zero discriminatore che corrisponde al valore ottimizzato.
- 3) Entrare poi con il segnale a 10,7 MHz sul punto 102 (dopo averlo scollegato dal 7) e allineare MF2 e MF3 per minima distorsione attenuando il segnale. In questo punto per 20 dB di rapporto S/N con  $\Delta f$  50 kHz occorrerà un segnale di FI di circa  $0,9 \mu\text{V}$  ( $0,5 \mu\text{V}$  se rumore pesato), anche se tale valore non è espressamente richiesto (vedere appendice 3).
- 4) Con un frequenzimetro applicato sul punto 10 (se poco sensibile aggiungere 20 pF in parallelo a  $C_{10}$ ) leggere la frequenza dell'oscillatore locale.
- 5) Inserire un voltmetro fra punto 4 e massa e regolare  $P_4$  per avere 6 V. Con questo valore di tensione al comando tune, la frequenza ricevuta dovrebbe essere circa 105,7 MHz (figura 2.6 curva « a », pagina 1866 di cq 12/80), quindi l'oscillatore locale dovrà essere portato a oscillare a una frequenza 10,7 MHz inferiore, cioè 95 MHz mediante nucleo di  $L_1$ .
- 6) Portare il cursore di  $P_1$ , lato  $P_2$  e regolare quest'ultimo per la frequenza più bassa da ricevere (ad esempio 86 MHz). Sul frequenzimetro leggeremo ancora una frequenza più bassa di 10,7 MHz (nel nostro esempio 75,3 MHz). Nota: chi fosse intenzionato a schermare  $L_3$ , come previsto nel circuito stampato, esegua queste ultime tarature dopo aver montato lo schermo stesso (altrimenti risulterà una differenza di circa 7 MHz in più).
- 7) Entrare in antenna (punto 2) con segnale RF di frequenza circa a metà gamma (95 ÷ 97 MHz) e regolare la frequenza dell'oscillatore locale per sintonizzare questo segnale che andrà centrato nel punto ottimizzato in precedenza (operazione 2) sul pin 7 di  $X_2$  durante la taratura di MF4 (zero discriminatore).
- 8) Tarare quindi  $L_1$  e  $L_2$  (4) per minima distorsione con minimo segnale ingresso punto 2. Identica taratura sarà fatta per MF1, con filtro F1 sempre incluso come detto all'inizio delle operazioni di taratura (+ 12 V nel pun-

(4) Questi nuclei dovranno essere per alta frequenza. Consiglio i nuclei rossi della Ditta Vecchietti di Bologna, o comunque equivalenti, mentre per  $L_1$  è consigliabile il colore marron il quale andrà ben fissato con vernice o carta fine interposta fra nucleo e supporto. In figura 3.3 sono visibili i due supporti  $\varnothing 5$  mm che potranno essere utilizzati. In caso di bobine schermate ( $L_1$ , MF4) dovrà essere utilizzato il n. 1 le cui dimensioni di attacco al circuito stampato permettono l'inserimento nello schermo  $10 \times 10$  mm previsto dai lori dello stampato stesso (schermo di media frequenza commerciale).

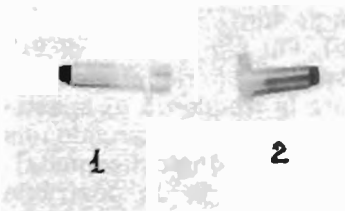
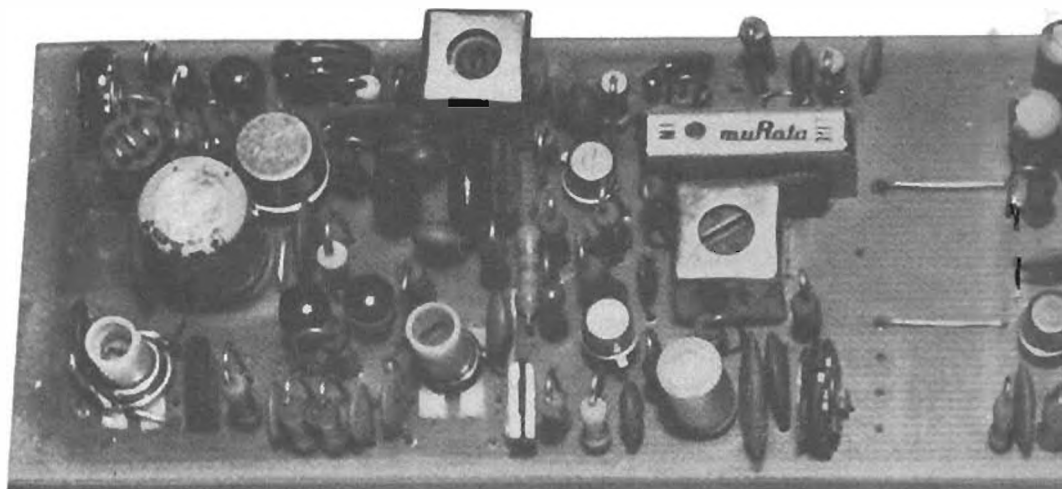


Figura 3.3

Tipi di supporto bobine di dimensioni adatte al circuito stampato di figura 2.9.



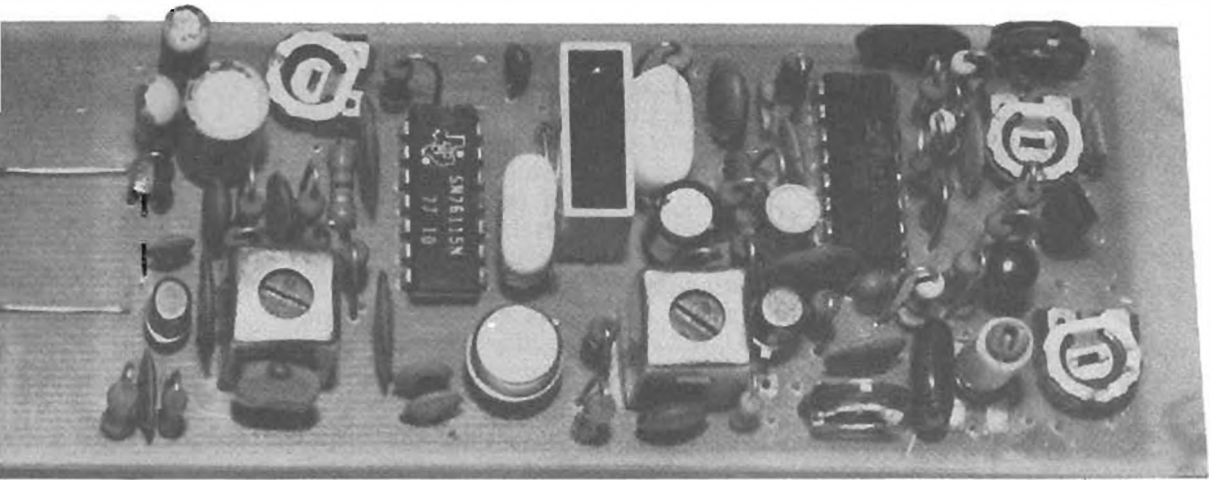
to 9). Potrà essere controllata la sensibilità che nel centro gamma potrà variare da  $0,5$  a  $0,8 \mu\text{V}$  per  $20 \text{ dB}$  S/N fino a raggiungere  $1 \div 1,5 \mu\text{V}$  agli estremi della gamma, figura 3.4. E' importante assicurarsi, durante queste misure, che nessun altro segnale giunga al ricevitore.

9) Passiamo ora alla taratura del circuito campo alto. Portare il cursore di  $P_{101}$  lato  $R_{111}$  e  $R_{110}$ . Assicurarsi che nessun segnale venga ricevuto (cioè massimo rumore in BF) e inserire il microamperometro prescelto (in mancanza anche tester con  $100 \div 300 \mu\text{A}$  f.s.) fra punto 104 e massa. Inserire  $R_{111}$  del giusto valore calcolato in funzione di I f.s. Regolare lentamente  $P_{101}$  fino a notare la deviazione angolare dell'indice microamperometro (in questo modo abbiamo polarizzato  $O_{102}$  in classe B). Potrà essere verificata la dinamica, di questa misura, collegando il punto 1 con 103 dopo aver inserito  $R_1$  all'ingresso AGC (punto 1). Come già accennato, l'inizio della misura avverrà a circa  $10 \mu\text{V}$ , e il fondo scala a quasi  $10.000 \mu\text{V}$ .

10) Inserire lo stesso microamperometro fra punto 108 e 109 e tarare  $P_{103}$  fino ad azzerare lo strumentino. Con generatore RF verificare la dinamica da circa  $0,4 \mu\text{V}$  a circa  $10 \mu\text{V}$  (dipendente dalla taratura ricevitore e dal commutatore banda stretta o larga). Regolare il fondo scala dimensionando opportunamente  $R_{116}$  assicurandosi della saturazione dei due circuiti (Smeter e AGC 2), portando il segnale RF oltre  $100 \mu\text{V}$  (per AGC 2 vedere varianti finali).

11) La soglia di muting può essere regolata attorno al valore desiderato (consiglio  $2 \mu\text{V}$ ) tramite  $P_{102}$ . Potrà essere verificata l'isteresi inferiore a  $1 \text{ dB}$  se il cursore di  $P_{102}$  lavora nell'estremo superiore.

12) Per tarare l'indicatore del discriminatore, sintonizzare la frequenza del generatore RF fino ad avere la lettura ottimizzata su pin 7 in fase di taratura discriminatore (operazione 2). Regolare  $P_{104}$  fino a portare l'indice microamperometro a zero centrale (elettrico o meccanico). Per chi farà uso di VU-meter lo zero potrà coincidere con lo  $0 \text{ dB}$  anche se spostato rispetto al centro scala. Col generatore RF potrà essere misurata la frequenza di spostamento riferita a ogni divisione la quale potrebbe essere tarata inserendo una resistenza di opportuno valore in serie allo strumento (non disegnata). In assenza di portante, dovrà segnare zero soprattutto se in posizione stretto.



In posizione « largo » potrebbe misurare un certo valore in più o in meno, non risultando facilmente ben simmetrica la risultante della curva FI (come mostra la figura 3.1 b). Per ottenere ciò, sarà sufficiente ritoccare leggermente una media frequenza (di solito MF3) per riportare l'indice in posizione zero.

13) Modulare il generatore con  $f_{mod} = 19 \text{ kHz}$ ,  $\Delta f \cong 10 \text{ kHz}$ . Assicurarsi che l'interruttore stereo/mono, sia in posizione stereo quindi ruotare  $P_{105}$  fino ad accendere il led di  $X_3$ , il quale andrà collegato al + Al. (non stabilizzato) che, in questo caso e nella versione auto, verrà preso come + led. Eseguita questa operazione, all'arrivo di un'emittente stereo,  $X_3$  provvederà ad eseguire la separazione dei canali. La sottoportante a 19 kHz, misurata sul pin 2 di  $X_3$ , necessaria per effettuare la decodifica, dovrà essere  $\cong 7 \text{ mV}$  corrispondente a una  $\Delta f$  di circa  $2 \div 3 \text{ kHz}$ . Inutile dire che mettendo a massa il pin 8, il led dovrà spegnersi.

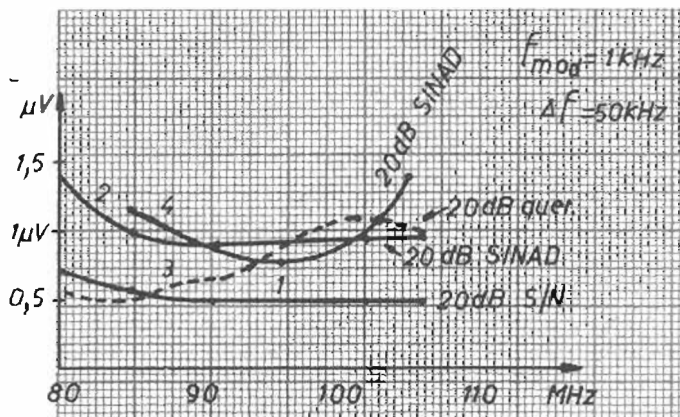


figura 3.4

Diagrammi di sensibilità riferiti a due prototipi. Le curve 1 e 2 si riferiscono a R<sub>1</sub> con L<sub>1</sub> come da figura 2.2-b del 12/80. Le curve 3 e 4 a un secondo avvento L<sub>1</sub>, come da figura 2.2-a. In quest'ultimo caso, migliora leggermente la sensibilità ma occorrerebbe « frenare » l'oscillatore locale (con C<sub>1</sub> in parallelo a L<sub>1</sub>, da definire) per non uscire di allineamento agli estremi gamma come invece accade nella curva 4.

14) Coloro che avranno realizzato il circuito lampeggiatore di fuori sintonia dovranno procedere nel seguente modo. Assicurarsi che  $X_3$  oscilli a ritmo di lampeggio desiderato, dopo averlo abilitato collegando a massa il punto di connessione  $R_{201}$ ,  $R_{202}$ ,  $D_{201}$ . Se il ritmo non fosse di proprio gradimento è consigliabile variare solo il valore di  $C_{203}$ . Eseguita questa verifica, togliere la massa dal punto precedentemente accennato e portare il cursore di  $P_{201}$  e  $P_{202}$  a massa (il led dovrà continuare a lampeggiare). Stabilire entro quale margine attorno lo zero considerare centrato un canale (ad esempio  $\pm 15$  kHz). Spostare in meno il generatore RF del valore stabilito (nel nostro esempio: 15 kHz) e tarare lentamente  $P_{202}$  fino a rendere il led a luce fissa. Spostare il generatore RF al valore stabilito superiore (+ 15 kHz, nel nostro esempio) e ruotare lentamente  $P_{201}$  fino a fare lampeggiare di nuovo il led. Tutte le stazioni centrate entro  $\pm 15$  kHz: il led rimarrà a luce fissa; oltre tali valori, lampeggerà. Verificare che a segnale RF ben centrato ma attenuato sotto il valore di soglia squelch stabilito da  $P_{102}$ , il led dovrà lampeggiare di nuovo. In figura 3.2 è riportata la sequenza di quanto detto.

\* \* \*

Passiamo ora alla descrizione dell'altro metodo di taratura impiegando altri strumenti e adottando altri sistemi in modo che la possibilità di messa a punto, sia anche di coloro in possesso di strumenti diversi dai precedenti. Queste operazioni potranno essere fatte comunque come pretaratura al metodo suddetto dopo aver eseguito quanto contenuto a monte dell'operazione 1 (regolazione alimentatore, ecc.). Anche in questo caso, prelevare il segnale BF fra punto 114 e massa e inviarlo a un amplificatore BF e a un oscilloscopio. Inserire un microamperometro fra punto 114 e massa e tarare  $P_{101}$  come detto alla precedente operazione 9.

Ruotare il cursore di  $P_2$  a massa e regolare  $P_4$  per avere 6 V nel punto 4. Se trattasi di comune tester, lasciarlo inserito durante tutta questa operazione, altrimenti verrebbe alterata la misura essendo  $P_4$  ad alta resistenza. Collegare un filo facente funzione d'antenna sul punto 10. Con un ricevitore FM sintonizzato a 95 MHz tarare  $L_3$  fino a « entrare » in esso. Questa taratura, come anche nel caso precedente facente uso di frequenzimetro, non è rigorosa, ma serve solo a portare l'oscillatore locale a lavorare in gamma.

Inserire un'antenna nel punto 2 e ruotare  $P_4$  fino a ricevere un'emittente sufficientemente intensa da far deviare l'indice dello S-meter.

Allineare  $L_1$ - $L_2$ -MF1-MF2-MF3 per massimo campo su S-meter ( $F_1$  dovrà essere incluso, mediante 12 V al punto 9, durante questa operazione).

Questo allineamento per il massimo potrebbe non essere il vero massimo, cioè saremo certi che le tre medie frequenze sono allineate fra di loro, ma potrebbero non esserlo nei confronti di  $F_1$ - $F_2$ . E' bene quindi accertarsi nel seguente modo. Porre l'antenna in una posizione fissa eventualmente distante in modo non venga influenzata dallo spostamento di persone e prendere nota della misura di campo. Spostare leggermente la sintonia (aiutandosi con  $P_1$ , precedentemente messo in posizione centrale). Tarare di nuovo le tre medie frequenze per il massimo campo. Se la lettura dello S-meter è maggiore della precedente, significa che ci siamo allineati in modo migliore rispetto a  $F_1$ - $F_2$ . Comunque, questa operazione, va ripetuta fino a che non si leggerà il massimo campo ricevuto.

In queste condizioni (di massimo segnale) tarare MF4 per avere 5,5 V su pin 7 di  $X_2$  (allineamento discriminatore su questo valore di FI). Inserire quindi il microamperometro fra i punti 105 e 107 e regolare  $P_{104}$  per lo zero discriminatore (zero centrale o 0 dB in caso di VU-meter).



Il perfetto allineamento di tutti gli elementi filtranti potrebbe causare l'eccessivo restringimento in testa della risultante banda passante di FI; è necessario quindi, con l'aiuto dell'amplificatore BF (o meglio oscilloscopio), sintonizzare un'emittente portandola a valori deboli di campo (accorciando l'antenna a stilo o semplice spezzone di filo) e ruotare i nuclei di MF1-MF2 in sensi opposti di circa  $25 \div 30'$  quanto basta per ottenere il segnale BF più pulito possibile (operazione facilitata durante i toni di prova trasmessi dalle emittenti). Regolare quindi  $L_1$  e  $L_2$  per massimo segnale S-meter.

Potrà essere verificato il funzionamento delle commutazioni FI stretta-larga: in posizione stretto, l'indice indicherà un campo inferiore rispetto la posizione largo (perdita inserzione filtro).

Dopo essersi accertati che nessun segnale giunge dall'antenna (cercando uno spazio libero tramite  $P_1$ ), regolare  $P_{103}$  fino ad azzerare un microamperometro collegato nei punti 108-109.

## MODIFICHE E NOTE FINALI

Nel descrivere il complesso ricevente, quando si è presentata l'occasione, sono state riportate alcune possibilità di varianti, rispetto lo schema presentato nell'intento di soddisfare eventuali esigenze. Altre, invece, non sono state trattate per evitare di creare eccessiva confusione. In questa parte, però, ne verranno alcune in modo che, essendo una parte staccata, possa essere di aiuto per coloro intenzionati ad apporre modifiche.

La prima di queste varianti, è relativa all'AGC 2. Infatti, da quanto ho potuto notare, l'interesse di chi si appresta a tale realizzazione non è sempre indirizzata ad avere due scale di misura di campo, ma spesso è sufficiente anche un'unica portata. Quindi è stato previsto un diverso sistema di tale misura, rendendo l'escursione di campo debole con maggior dinamica. Precisamente, quest'ultima portata può essere compressa, tramite AGC 2, ottenendo una misura di circa  $0,5 \mu V$  a oltre  $10.000 \mu V$ . Evidentemente, i segnali deboli occuperanno poche divisioni all'inizio della scala e non potranno essere ben apprezzati. Per realizzare quanto detto, è sufficiente completare l'interruzione della pista in prossimità di pin 7 di  $X_1$  (dove una parte di interruzione è già prevista nello stampato). Collegare quindi il pin 7 al punto 117 (AGC 2), trasformando così la presa di campo debole (punti 108-109) in un'unica scala con maggior dinamica.

Altra modifica potrebbe interessare il collegamento di  $X_1$  a  $X_2$  filtrando maggiormente il rumore all'uscita di MF3 in assenza di segnale RF; per realizzare quanto sopra, sostituire  $C_{129}$  con un filtro tipo  $F_2$  ottenendo un sistema filtrante tipo MF2- $F_2$ . Si otterrà minor rumore in BF in assenza di portante, ma la forma a spillo della curva di selettività, porta a consigliare questa soluzione solo per la versione auto.



Finora abbiamo sempre visto **modifiche** atte a migliorare ogni caratteristica anche se in alcuni casi sono state richieste varianti consistenti se rapportate al miglioramento ottenuto. Vediamo, invece, cosa potrà essere fatto per **semplificare lo schema**, realizzando una versione economica rinunciando a piccole e medie migliorie.

La prima potrebbe essere l'eliminazione dello stadio  $Q_{101}$  e relativo  $F_2$  collegando direttamente  $C_{102}$  al pin 2 di  $X_1$ . Il complesso di commutazione stretto-largo potrà essere eliminato lasciando il filtro  $F_1$  sempre incluso. Identica soluzione può essere adottata per  $Q_3$  eliminando questo e i com-

ponenti annessi:  $C_{24}$  andrà collegato direttamente su drain di  $Q_4$ . Avremo così leggermente peggiorato alcune caratteristiche a vantaggio della semplicità. Gli stadi recuperati rappresentano una parte del prezzo pagato per ottenere piccole migliorie oltre certi limiti.

Queste semplificazioni possono rendersi utili in caso di realizzazione di ricevitore portatile riducendo il consumo senza compromettere eccessivamente le caratteristiche dello stesso. In questo caso, oltre a eliminare il decoder stereo, potranno essere eliminati i circuiti di zero discriminatore campo alto e basso (ora basta, però...).

Non intenzionati alla realizzazione della sintonia digitale che verrà presentata nei mesi prossimi, potranno ripiegare su un sistema a lettura analogica su microamperometro di più semplice realizzazione come mostra la figura 3.5.

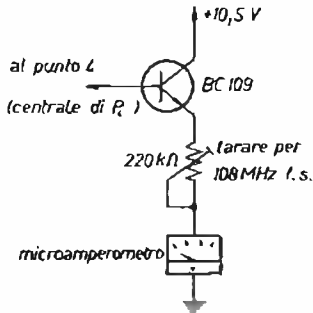


figura 3.5

Indicatore di sintonia analogico come alternativa alla digitale.

## APPENDICE ALLA PUNTATA

A.4 - In realtà la reiezione ai disturbi si ha solamente per disturbi di origine d'ampiezza che, se non fossero eliminati togliendo la portante o adottando qualche altro artificio nel discriminatore, potrebbero giungere all'amplificatore BF. Quindi è importante, in tutti i ricevitori FM, provvedere alla limitazione del segnale. Questa limitazione è bene avvenga per segnali d'ingresso (alla presa d'antenna) più bassi possibili. In tal caso avremo reiezione ai disturbi anche con segnali deboli.

Segnale ricevuto    Segnale limitato

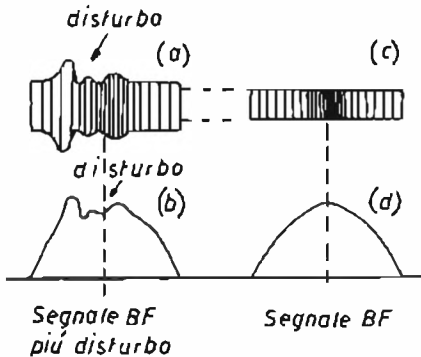


figura A.9

Rappresentazione di un segnale ricevuto affetto da disturbo (a) con rispettiva BF (b) se non fossero presi provvedimenti. In d è visibile la BF ottenuta dallo stesso segnale ricevuto ma limitato (c).

In figura A.9-a è riportata un'onda ricevuta modulata in frequenza la quale è modulata anche in ampiezza da un disturbo.

In b è rappresentato il segnale di BF che risulterebbe se non fossero adottati provvedimenti. Per semplicità, il segnale utile è costituito da una semionda.

In c è riportato il segnale ricevuto e limitato con il rispettivo segnale BF che ne risulta (d). Quanto detto è valido fintanto che il disturbo rimane con spettro lontano rispetto la portante ricevuta.

Vediamo ciò che avviene quando una portante è interferita da un'altra portante che, per comodità, supponiamo non modulata. Più precisamente con  $a_0 = A_0 \sin \omega_0 t$  la portante cui è accordato il ricevitore e con  $a_1 = A_1 \sin \omega_1 t$  la portante interferente.

Esaminiamo il caso in cui  $A_1$  è inferiore ad  $A_0$ . Possiamo rappresentare le due portanti con due vettori ruotanti attorno al punto di origine zero (figura A.10). Se immaginiamo di ruotare assieme al vettore  $A_0$ , vedremo quest'ultimo fermo, e  $A_1$  ruotare con velocità pari alla differenza fra i due. Questa rotazione potrà essere in senso orario o antiorario a seconda che  $\omega_1$  è più piccola o più grande rispetto a  $\omega_0$ . Precisamente, chiamando con  $\Omega$  la differenza di pulsazione fra le due portanti avremo evidentemente che:

$$\Omega = \omega_0 - \omega_1 = 2\pi f_0 - 2\pi f_1 = 2\pi (f_0 - f_1) = 2\pi F$$

dove  $F$  è lo scarto di frequenza fra le due portanti.

In figura A.10 è rappresentato anche il vettore risultante  $A$ , che ruoterà anch'esso con velocità media pari a  $\omega_0$  (perché abbiamo considerato  $A_0 > A_1$ ) e ampiezza variabile fra i valori  $A_0 + A_1$  e  $A_0 - A_1$ .

Prendendo ora in considerazione questi due vettori  $A_0$  e  $A_1$  e continuando a immaginare di ruotare assieme a quest'ultimo, vedremo  $A$  variare di ampiezza fra il minimo e massimo suddetto e con variazione di fase al ritmo di  $F$ , come meglio può comprendersi osservando la figura A.11 dove, per meglio rendere il concetto,  $A_0$  è riportato sul vertice di  $A_1$ , ma che nulla differisce rispetto la figura A.10.

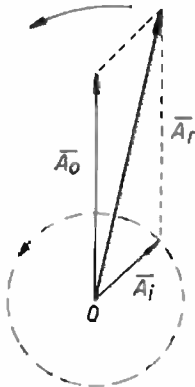


figura A.10

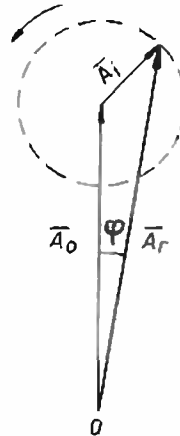


figura A.11

Rappresentazione vettoriale di due segnali utili ( $A_0$ ) e interferente ( $A_1$ )

In altre parole, vedremo il vettore  $A$ , passare da destra a sinistra  $F$  volte al secondo con ampiezza variabile fra un minimo e un massimo ancora  $F$  volte al secondo. Diremo quindi che il vettore  $A$ , è modulato in ampiezza e fase da una frequenza pari a  $F$ .

Quanto detto vale per tutti i ricevitori sia AM che FM.

Nei primi, la modulazione di fase non ha effetto, in quanto il tipo di rivelatore non è in grado di avvertirla. La modulazione d'ampiezza, invece, viene rivelata e inviata ai circuiti di BF, che, se in grado di amplificarla (cioè entro la banda passante), giunge in altoparlante dando luogo ai cosiddetti « fischii », caratteristica delle radioline AM. Oppure, può essere creata volutamente per rivelare segnali non modulati (rivelazione eterodina).

Nei ricevitori FM, nell'ipotesi di limitatore perfetto, la modulazione d'ampiezza può trascurarsi (figura A.9). Sarà invece la modulazione di fase (che, tranne alcuni particolari, per il discriminatore sarà come una modulazione di frequenza) ad essere rivelata e inviata alla BF. Se  $F$  rimarrà entro lo spettro audio, sarà così possibile udire l'interferenza o disturbo che sia, altrimenti resterà senza effetto (non proprio così, in caso di ricezione stereo).

Osservando la figura A.11 possiamo dedurre che  $\varphi_{max}$  è proporzionale al rapporto

$$\frac{A_i}{A_o} \quad (\text{esattamente, } \varphi_{max} = \text{arc sen } \frac{A_i}{A_o}).$$

Essendo  $\varphi_{max} = m_i = \Delta f / F$  possiamo dire che  $\Delta f = F \cdot \varphi_{max}$ , e possiamo anche dire che il segnale BF interferente risultante, è proporzionale al rapporto  $A_i/A_o$  (oltre ad essere in possesso di enfasi che per semplicità trascuriamo).

In altre parole, potremmo continuare dicendo che con S-meter a fondo scala, quindi limitatore in piene funzioni, potrebbero ugualmente giungere disturbi in BF in quanto è solo un fatto di proporzionalità fra segnali RF interferenti e utile (sottinteso che la differenza di frequenza fra questi segnali rientri nello spettro audio).

Va precisato che i disturbi di origine industriale o atmosferica a queste frequenze assumono valori molto bassi come il caso dei disturbi di accensione che hanno spettro più basso (non sempre comunque), ma che, se l'ampiezza fosse rapportata alla portante ricevuta (anche se intensa), potrebbero essere ricevuti; normalmente invece subiscono il processo di figura A.9.

Ricordiamo che disturbo è tutto ciò che non interessa il segnale utile da ricevere. « Disturbo » possono essere anche le righe di varie emittenti a fianco allocate con deviazione spinta o potenza elevata, quindi causati dall'uomo (sono appunto questi disturbi cui ho fatto riferimento all'inizio di una precedente puntata che si dica che nei centri urbani possono raggiungere i  $10 \div 30 \mu V$ ).

\* \* \*

L'appendice potrebbe finire qui, avendo precisato cosa si intende per selezione ai disturbi detto all'inizio della puntata.

Vale però la pena, essendo già in argomento, accennare brevemente che lo stesso processo viene subito dal rumore di origine interna al ricevitore. Infatti, il rumore generato dagli stadi alta frequenza può considerarsi un'oscillazione di alta frequenza con ampiezza e frequenza caoticamente variabile. Questa oscillazione giunge al discriminatore il quale la trasforma in una caotica tensione BF (rumore). Questo rumore, che si ode soprattutto in ricevitori professionali, tende ad essere soffocato qualora venga applicato il segnale RF utile causando il meccanismo precedentemente visto (figura A.11). Se il segnale RF è modulato, in BF avremo un certo rapporto S/N proporzionale al rapporto segnale RF utile / « segnale rumore » e anche alla  $\Delta f$  posseduta dal segnale RF utile. Quest'ultima analisi conferma il vantaggio nel fare uso di grandi  $\Delta f$ . Per le ragioni viste in A.1 (prima puntata) una grande  $\Delta f$  richiede anche una maggior larghezza di banda che, a sua volta, si ripercuote in un maggior rumore in BF. Da queste esigenze, risulta essere il giusto compromesso quale valore di  $\Delta f_{max} = 75 \text{ kHz}$ .

Questa parte finale, va a completamento dell'appendice 1 della prima parte dove, per ovvie ragioni, ho evitato di trattare un argomento senza aver prima premesso quanto contenuto nella presente appendice.

\* \* \*

#### NOTA

Nel procurarsi i componenti elencati per queste due schede, potrebbe incontrarsi difficoltà nel reperire eventuali condensatori a mica argentata ( $C_{12}$  -  $C_{13}$ ).

Chi avesse possibilità, potrà rivolgersi alla Ditta Zaccaroni Bruno di Bologna; in tal caso, potrà essere acquistato anche un 910 pF (o 1.100 pF, a seconda della disponibilità della Ditta), che verrà utilizzato prossimamente per la sintonia digitale.

a fine marzo  
in omaggio agli abbonati e in edicola per tutti

# XÉLECTRON

# **il PICO**

## **microcomputer minimo**

### **per tutte le tasche**

*(segue dal mese precedente)*

#### **MASTER MIND**

Il gioco è già molto noto; tra l'altro esiste già in commercio un Master Mind elettronico, che costa certo meno di PICO, ma vogliamo forse fare paragoni con una macchina fatta da noi e che possiamo programmare con quello che vogliamo?

Dunque, accendendo la macchina e premendo ST, viene immagazzinato in memoria un numero di 4 cifre (0000 ÷ 9999) che non ci viene rivelato. Il gioco consiste ovviamente nell'indovinare il numero. Sul display appaiono quattro barrette: ----.

Ora impostiamo sulla tastiera il nostro primo tentativo, ad esempio 0123. Le cifre compaiono sostituendo le barrette: 0---, 01--, 012-, 0123.

Il nostro numero viene mostrato per un secondo, dopo di che compare la risposta della macchina, ad esempio 1 2. La cifra a sinistra ci dice che abbiamo azzeccato una cifra, mentre la cifra a destra dice che altre due sono presenti, ma sbagliate di posto.

Dopo un secondo ricompaiono le barrette e possiamo tentare un altro numero. Quando, dopo tanti tentativi, avremo azzeccato il numero, vedremo il numero stesso lampeggiare. A questo punto, premendo PT compare il nostro punteggio, cioè il numero dei tentativi fatti.

Premendo ST viene memorizzato un nuovo numero e si può ricominciare. Il numero da indovinare è assolutamente casuale, perchè è realizzato con un veloce conteggio che si interrompe quando si preme ST; è quindi possibile che si abbiano numeri con due o più cifre uguali. Sono da tenere presenti due casi particolari che si verificano quando il numero segreto ha due cifre uguali o quando è il numero impostato ad avere due cifre uguali.

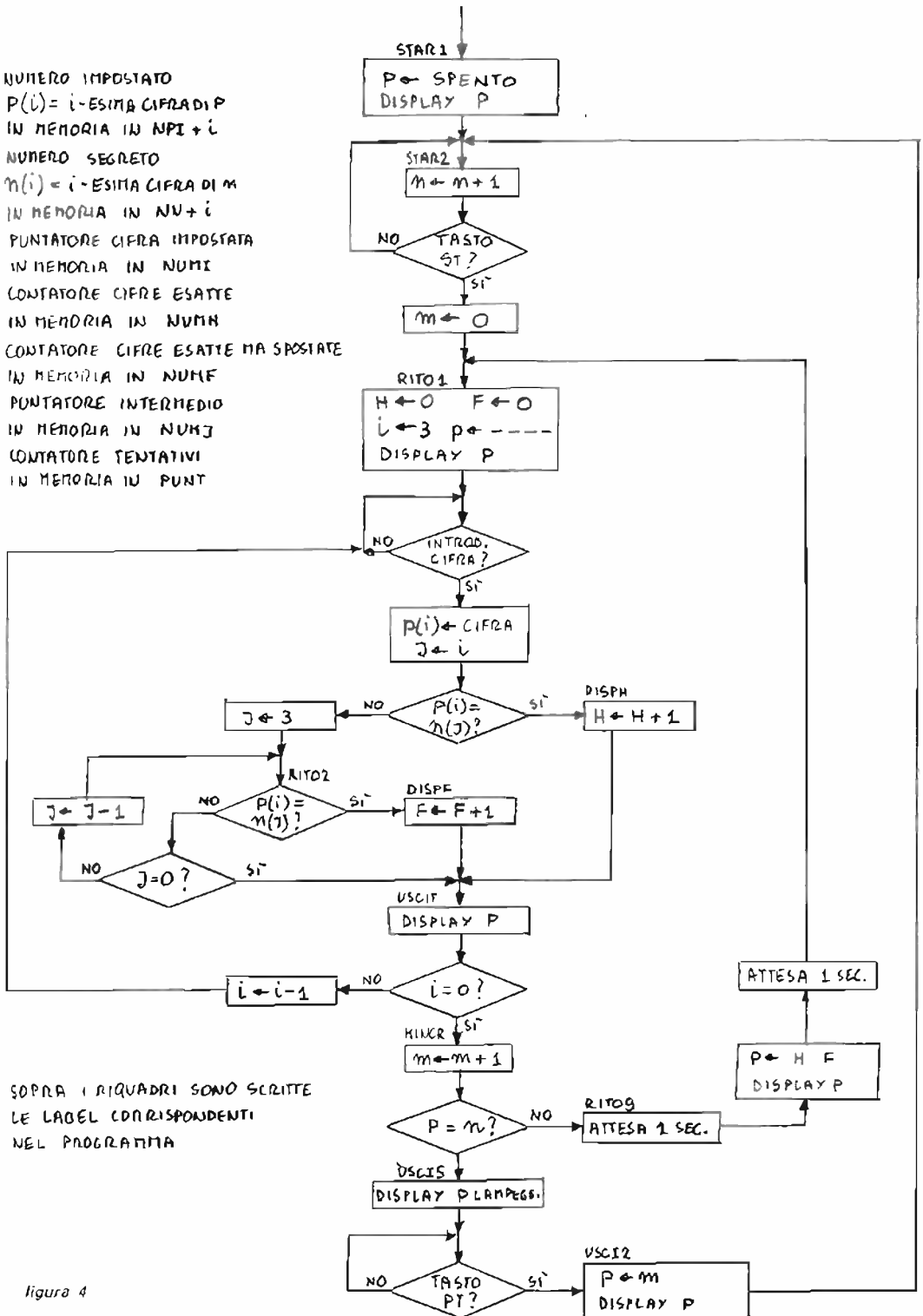
Primo caso: ad esempio numero segreto 2042; impostando 1257 si ha come risposta 0 1, cioè la cifra 2 da noi impostata è contata una sola volta; impostando 2157 si avrà 1 0.

Secondo caso: numero segreto 4598; impostando 1244 si ha come risposta 0 2, cioè in questo caso i 4 sono due e come tali vengono contati; chiaramente impostando 4124 si avrà 1 1.

Nella figura 4 trovate la flow-chart di questo programma e di seguito il listato in assembler del programma. Questo risulta comprensibile a chi è già... svezato, disponendo del manuale del 8080 e della descrizione dell'integrato 8279.

Ai principianti consiglio di iniziare lo studio software con applicazioni un po' più facili che vedremo nella prossima puntata, trattando del MONITOR.

$P$  = NUMERO IMPOSTATO  
 $P(i)$  =  $i$ -ESIMA CIFRA DI  $P$   
 IN MEMORIA IN  $NPI + i$   
 $m$  = NUMERO SEGRETO  
 $m(i)$  =  $i$ -ESIMA CIFRA DI  $m$   
 IN MEMORIA IN  $NU + i$   
 $i$  = PUNTATORE CIFRA IMPOSTATA  
 IN MEMORIA IN  $NUMI$   
 $H$  = CONTATORE CIFRE ESATTE  
 IN MEMORIA IN  $NUMH$   
 $F$  = CONTATORE CIFRE ESATTE MA SPOSTATE  
 IN MEMORIA IN  $NUMF$   
 $J$  = PUNTATORE INTERMEDIO  
 IN MEMORIA IN  $NUMJ$   
 $M$  = CONTATORE TENTATIVI  
 IN MEMORIA IN  $PUNT$



SOPRA I RIQUADRI SONO SCRITTE  
LE LABEL CORRISPONDENTI  
NEL PROGRAMMA

figura 4  
Master Mind.



il PICO microcomputer minimo per tutte le tasche

```

:
:CNFR
:
:QUESTA ROUTINE CONFRONTA LA I-ESIMA CIFRA
:DI P CON LA J-ESIMA CIFRA DI N
:IL RISULTATO E' Z=1 SE SONO UGUALI

```

```

1
CNFR:  PUSH  H
       PUSH  B
       PUSH  D
       LDA   NUMI
       MOV   C,A
       MVI  S,B
       LDA  NUMJ
       MOV  E,A
       MVI  D,B
       LXI  H,MP1
       DAD  B
       MOV  A,R
       LXI  H,NUM
       DAD  D
       CMP  R
       POP  D
       POP  B
       POP  H
       RET

```

```

1
:CONV
:
:QUESTA ROUTINE CONVERTE UN NUMERO DA BCD A 7 SEGMENTI

```

```

1
CONV:  PUSH  H
       PUSH  B
       MOV  C,A
       MVI  B,0
       LXI  H,TABLE
       DAD  B
       MOV  A,R
       POP  B
       POP  H
       RET

```

```
TABLE:  DB  0FCH,68H,0DAH,0F2H,66H,0B6H,0BEH,0E0H
```

```
DB  0FEH,0F6H,0EEH,9CH,6EH,0EH,2H,0
```

```

:
:DISPP
:
:QUESTA ROUTINE TRASFERISCE P NEL DISPLAY

```

```

1
DISPP:  PUSH  H
       PUSH  D
       MVI  E,4
       MVI  A,90H
       STA  3001H
       LXI  H,MP1+3
       MOV  A,R
       CALL CONV
       STA  3000H
       DCX  H
       DCR  E
       JNZ  DISPP
       POP  D
       POP  H
       RET

```

```

:
:INTKD
:
:QUESTA ROUTINE ATTENDE CHE SI PREMA UN TASTO
:E METTE IL CORRISPONDENTE NUMERO BCD NELLA
:1-ESIMA CIFRA DI P

```

```

1
INTKD:  PUSH  H
       PUSH  D
       PUSH  B
       LDA  3001H
       ANI  7H
       JZ   TENT4

```

```

MVI  4,40H
STA  3001H
LDA  3000H
ANI  3FH
MOV  E,A
MVI  D,0
LXI  H,INTAB
DAD  D
MOV  B,R
LDA  NUMI
MOV  E,A
MVI  D,0
LXI  H,MP1
DAD  D
MOV  H,B
POP  B
POP  D
POP  H
KET

```

```

INTAB:  DB  0,0,0,0,0,0,0,0
        DB  1,2,3,0,0,0,0,0
        DB  4,5,6,0,0,0,0,0
        DB  7,8,9,0,0,0,0,0

```

```

ORG  3000H  ;DEFINIZIONE RAM DATI
NUMI:  DB  1
NUMJ:  DB  1
NUM:   DB  4
MPI:   DB  4
PUNT:  DB  1
NUMH:  DB  1
NUMF:  DB  1
END

```

## DUMMY LOAD CARICO FITTIZIO



HLD 1 K - 1.000 W ICAS  
HLD 2 K - 2.200 W ICAS

**rms** real measurement systems

T. 0321  
85356



## DIAGNOSTICA

Se avete fatto tutto a dovere, non dovrete avere bisogno di questa parte dell'articolo; ma... non si sa mai!

— Non si vede niente nel display, nessun segno di funzionamento: controllare il cablaggio. Controllare la presenza di + 12 V. Controllare il quarzo e l'oscillatore 8224 (oscillazione a 10 MHz al piedino 12 oppure a 1,1 MHz al piedino 6). Verificare la presenza della scansione (onde quadre sui piedini 32, 33, 34, 35 di IC3 e sui piedini 2, 4, 6, 8 di IC11). Queste prove si possono fare, non disponendo di oscilloscopio, misurando col tester i valori medi, portata 10 V<sub>cc</sub>.

Dò qui una tabellina di tensioni misurate in continua: debbono essere esatte al  $\pm 20\%$ .

IC	pin	V <sub>cc</sub>
1	12	2
1	6	2,3
1	11	5,3
1	10	5,3
8	32, 33	3
8	34, 35	3
11	2, 4, 6, 8	8,5

In ultimo, verificare i collegamenti del tasto ST della tastiera e provare a premere tutti gli altri tasti.

— Il display indica 8888 ed è leggermente sfarfallante: controllare la EPROM 2708 perché il programma non parte.

— Il display ha alcuni segmenti accesi a tutta luce e alcuni lampeggianti o accesi a mezza luce: controllare le due RAM 2111.

— I numeri displayati non corrispondono ai tasti premuti: c'è qualche inversione nei fili della tastiera.

— Il gioco funziona, ma i tempi per cui sono presentati i numeri sono molto maggiori e minori di un secondo: il quarzo non è da 10 MHz o non è in fondamentale, per cui oscilla a una frequenza sbagliata.

**Tutto qui per la costruzione e l'uso di PICO;** per i possibili sviluppi, leggete la prossima puntata.

## APPENDICE

Ho provveduto a fornire la **Ditta AZ di Milano** di un campione delle due EPROM, una contenente il Master Mind e una contenente il Monitor. Tale Ditta potrà quindi fornire le memorie contenenti le copie di tali programmi, oltre a tutti i componenti separati e al kit completo. Vedere inserzioni sulla rivista.

---

(segue il prossimo mese)

---

# SANTIAGO 9+

© copyright cq elettronica 1981

14KOZ Maurizio Mazzotti  
via Andrea Costa 43  
Santarcangelo di Romagna (FO)

## 77esima follia

Ave, miei prodi, siete sempre lì, eh?

Avidi di follie, saturi di elettroni, o miei diletti scalpitanti destrieri dell'etere (dite la verità, come inizio può andare, nevrero? Il difficile adesso è terminare il discorso odierno anche perché ho smarrito la parentesi di destra, quella di chiusura, ma non ci fate caso. gli argomenti che seguiranno vi faranno dimenticare questo tortuoso approccio, quindi zitti e buoni che si dà il via alla settantasettesima follia

Brevi note sulla

### ENERGIA CONSUMATA e ENERGIA IRRADIATA DA UN SISTEMA RADIANTE

Tale argomento non è stato molto trattato, penso che per molti possa essere una novità. Prendiamo ad esempio due antenne risonanti alla stessa frequenza, entrambe senza elementi atti ad aumentare il guadagno perfettamente adattate d'impedenza sia per quanto riguarda il cavo di alimentazione che per il generatore (trasmettitore). In teoria esse assorbono la stessa quantità di energia però, supponendo di aver a che fare con due stili in quarto d'onda, uno a lunghezza fisica piena e l'altro a lunghezza fisica accorciata con bobina di carico, pur avendo in ogni caso una lunghezza elettrica identica, senza ombra di dubbio si può affermare che lo stilo senza bobina di carico irraderà più energia dell'altro. La trappola induttiva serve sì a correggere il ROS ma assorbe energia senza irradiarla o per lo meno senza irradiarla totalmente. Avere ottenuto ROS ZERO non significa necessariamente aver ottenuto il massimo di radiazione, ma solo il MINIMO RITORNO DI RF DALL'ANTENNA AL TRASMETTITORE.

Questo non è che l'esempio più lampante, la cosa può essere meno evidente se le antenne sono identiche in tutto e per tutto tranne che nel materiale usato, supponendone una in argento e l'altra in ferro, per effetto della maggior conduttività dell'argento la prima sarà senz'altro più « generosa » della seconda, pensiamo anche all'effetto Joule, sì, anche le antenne eccitate in trasmissione « scaldano », non molto, siamo d'accordo, purtuttavia tutta l'energia che se ne va in calore non viene certo irradiata come onda elettromagnetica, semmai come onda termica, ma non è certo questo lo scopo a cui viene destinata un'antenna.

Prendendo in esame la resistenza elettrica offerta da qualsiasi conduttore diremo che l'efficienza è proporzionale al diametro esterno del conduttore costituente l'antenna stessa, parlo di diametro esterno considerando l'effetto pelle che viene a manifestarsi nei conduttori attraversati da correnti a frequenze elevate, discorso valido secondo il profilo: maggior superficie uguale minor resistenza, non più valido se sappiamo che a maggior diametro corrisponde anche una maggior larghezza di banda la quale a sua volta è inversamente proporzionale all'efficienza radiante; da questo emerge il fatto che per costruire una buona antenna non si deve né abundare né deficere tenendo come regola empirica dettata dall'esperienza il numero 0,02 il quale moltiplicato per la lunghezza fisica dell'antenna determinerà il valore del diametro esterno di quest'ultima sempre parlando di antenne per FM. Qualcosa si può dire anche a proposito del materiale che si può impiegare, in termini di conduttività abbiamo in ordine progressivo: alluminio, rame, argento, l'alluminio è pratico e resistente a forti ossidazioni, il rame perde

efficienza rapidamente a causa della sua facilità a ossidarsi, l'argento rappresenterebbe la soluzione ideale se non fosse per il costo proibitivo. Inoltre anche questo nobile metallo tende a ossidarsi all'aria per cui ritengo che come soluzione altamente competitiva non si possa superare il rame argentato protetto da vetro-resina poliestere o da acetato di silicone.

\*\*\*

Dopo questo discorso puramente didattico, ancor rimanendo in tema di antenne, passo a qualcosa di molto sofisticato che può rivestire un carattere di semplice curiosità per i non addetti ai lavori, ma che senz'altro interessera la sempre crescente schiera dei tecnici che si occupano di assistenza alle radio private.

In passato ho trattato vari sistemi di accoppiamento e alimentazione di più dipoli o di più direttive, collinari, broadside o miste. questi sistemi avevano in comune le discese a cavi multipli con adattatore o adattatori di impedenza alla parte terminale per poter essere collegate al TX da un cavo a impedenza caratteristica di 52  $\Omega$ .

Recentemente ho appreso che la COLLINS si avvale di un'unica alimentazione per i suoi sistemi di antenne in campo FM, niente cavi, ma una sola linea per alimentare quattro dipoli.

Nella foto 1 potete osservare questi strani dipoli a polarizzazione mista montati su traliccio, nella foto 2 il « tubo » che alimenta i dipoli e lo « stub » e nella foto 3 un dipolo in dettaglio.

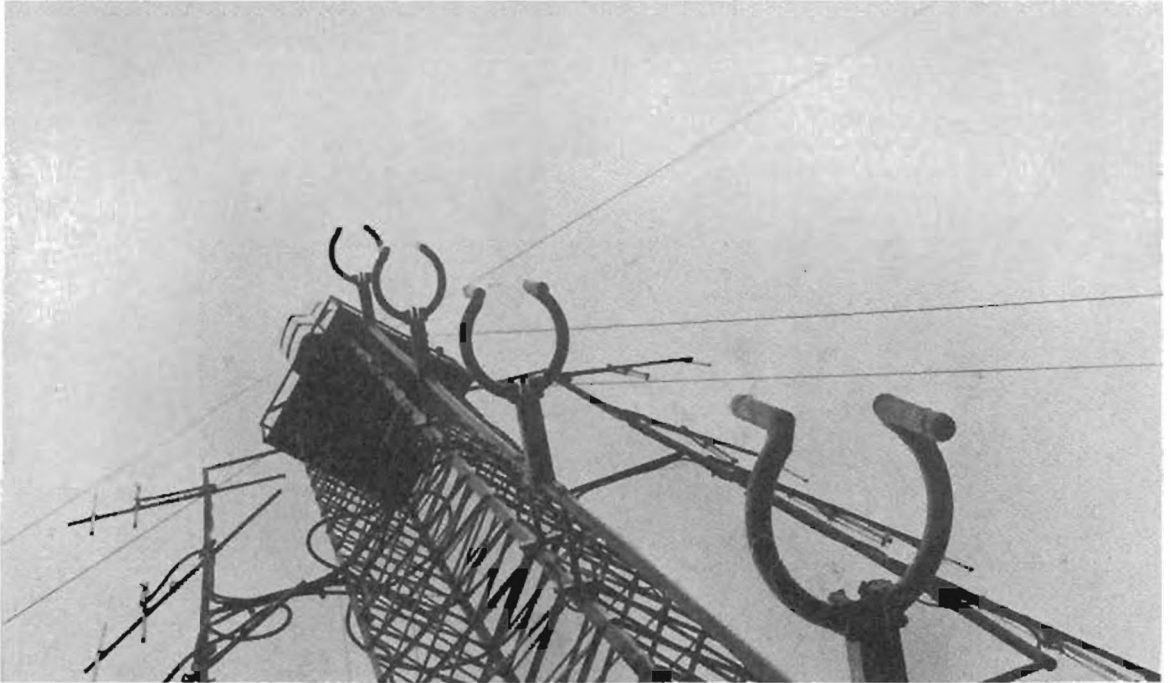


foto 1

Il costo di tali antenne per molti potrà essere proibitivo e lo cito solo per amor della cronaca, quasi 6 (diconsi sei) milioni di lire, d'accordo, lire svalutate, ma pur sempre una bella cifra!

Ora, però, senza dover affrontare queste spese, non è detto che non si possano ottenere risultati altrettanto validi specie se ci si adatta un pochino all'auto-costruzione.

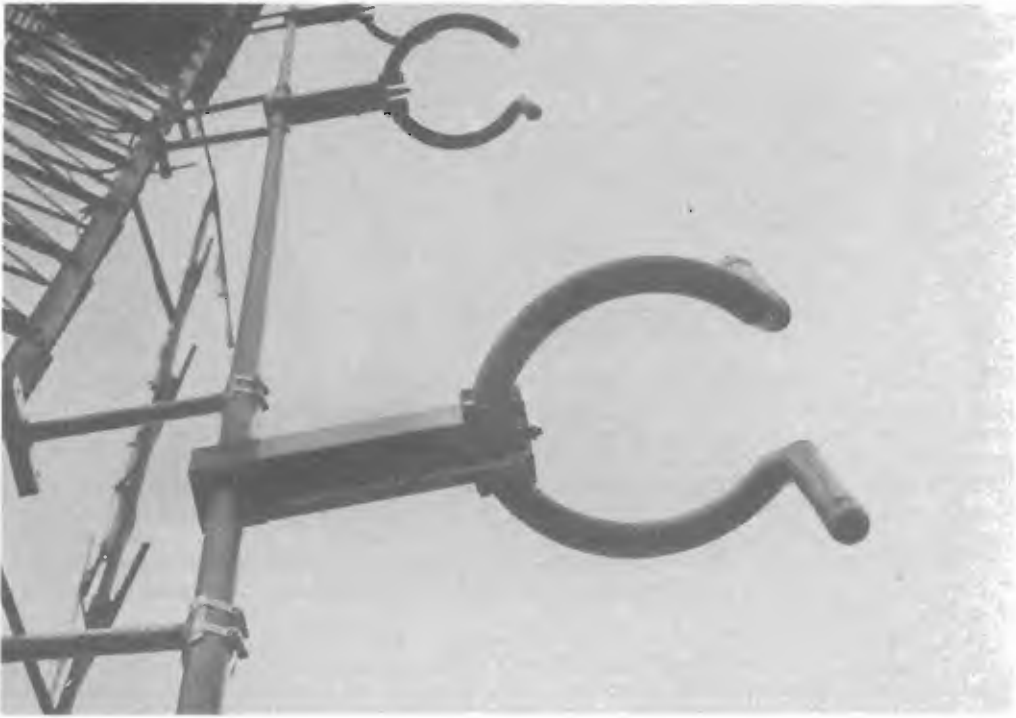


foto 2



foto 3

Come descrizione generica posso dirvi che il « tubo » che si vede in foto 2 non è altro che una linea a  $52 \Omega$  con dielettrico in aria il che significa che può essere benissimo sostituito con del cavo RG17/U vulgaris, i dipoli possono essere sostituiti con altri a polarizzazione qualsiasi, anche verticale, e perché no?

Il « busillis » del sistema sta proprio in quegli aggeggi che uniscono i dipoli alla linea di alimentazione, tali affari altro non sono che favolosi adattatori di impedenza a impedenza variabile, tali cioè da permettere un corretto adattamento di impedenza sia che si usino quattro antenne, cinque, o sei e così via, spiacente di non potervi fornire i dati costruttivi di questi marchingegni, ma in qualche modo state pur certi rimedieremo.

Le antenne sono situate a una distanza l'una dall'altra pari a una lunghezza d'onda, così facendo le antenne « vedono » la linea a  $52 \Omega$  e la linea vede le antenne come se elettricamente fossero congiunte nello stesso punto per cui il corretto adattamento di impedenza si ha solo se le antenne presentano una impedenza di  $208 \Omega$  ( $52 \times 4$ ) cadauna.

Anche se di forma alquanto strana questi dipoli non dovrebbero discostarsi di molto dal valore di  $75 \Omega$  per cui il tratto che le unisce alla linea di alimentazione altro non è che un adattatore in  $\lambda/4$  con un'interimpedenza di  $125 \Omega$  circa dato dalla formula: radice quadrata di ( $208$  per  $75$ ).

Se le antenne fossero in numero diverso da quattro il calcolo dell'interimpedenza degli adattatori sarebbe: radice quadrata di ( $N \times 52 \times 75$ ) dove  $N$  = al numero dei dipoli interessanti il sistema.

Tentare la strada dell'autocostruzione non è cosa da poco tuttavia aggirando alcuni ostacoli si può giungere a ottimizzare il tutto anche con materiale facilmente reperibile.

1) Come già detto, la linea di alimentazione può essere sostituita da cavo RG17/U, 2) si possono usare dipoli sbilanciati a  $75 \Omega$  oppure dipoli bilanciati a  $300 \Omega$  con balun in quarto d'onda fatto con cavo RG11/U, 3) gli adattatori sono la cosa più brigosa e per la costruzione degli stessi vi rimando alla puntata di Santiago 9+ di luglio 1979. Un simile tipo di combinazione allo svantaggio di qualche difficoltà costruttiva presenta spreco di cavo praticamente nullo, sicuro adattamento di impedenza e anche maggior stabilità nel tempo, perdite praticamente trascurabili in quanto le connessioni non avvengono mai su impedenza più bassa di  $52 \Omega$ .

\* \* \*

Venaria, 12/novembre/1980

Egr. Sig. Maurizio Mazzotti,

mentre leggevo il Cq di due-tre mesi fa mi sono fermato a lungo su una pagina, dove, c'è scritto che Lei ha costruito un analizzatore di spettro MF. Siccome la sua costruzione mi riguarda molto da vicino, le sarei grato se potesse inviarmi lo schema della sua costruzione con tutte le spese postali ovviamente a carico mio.

Sperando di non darle troppo disturbo la ringrazio fin d'ora.

Manini Marino

Via Mantovani Alberino 13 bis  
10076 Venaria  
(Torino)

Distinti saluti

Manini Marino

*Manini Marino*

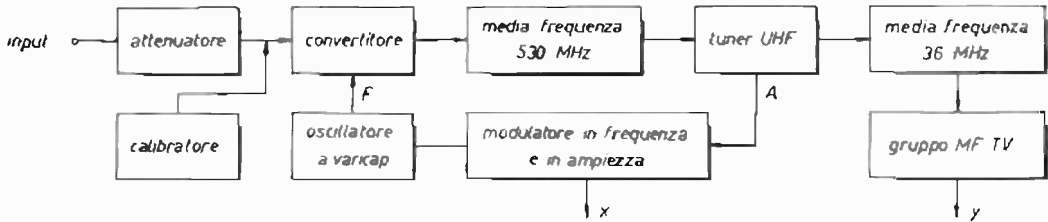
Lettere come quella che vi ho piazzato sotto gli occhi ne sono giunte a iosa al mio indirizzo e in brevissimo tempo, capisco che la cosa vi stuzzichi, purtroppo

non sono in grado di fornirvi lo schema completo di tale analizzatore di spettro perché è tuttora in fase di migliorie e suppongo solo fra parecchi mesi di aver ultimato l'opera in maniera del tutto soddisfacente.

Attualmente il mio analizzatore di spettro presenta diverse lacune, fra cui la sola lettura lineare e non quella logaritmica, una dinamica d'ingresso non molto elevata, una risoluzione di soli 50 kHz (troppi).

Con tale strumento sono solo in grado di rilevare la presenza di armoniche, spurie, autooscillazioni e stabilire se una emissione è modulata o no, in frequenza, in ampiezza, in SSB e rilevare se una emittente è in stereofonia oppure no, non dico che non sia utile, ma è ancora una « larva ».

Tuttavia mi è gradito sottoporre alla vostra attenzione almeno lo schema di principio, così per darvi un'idea, magari con la speranza che qualcuno sia giunto a soluzioni tali da migliorare le prestazioni dello strumento e, perché no, aiutare il sottoscritto.



Schema a blocchi

Ho utilizzato tutto materiale ex ricevitori TV per cui all'analisi pratica nulla che non si possa reperire ovunque con facilità e con modesta spesa. L'attenuatore d'ingresso è descritto nell'articolo citato dalla lettera del signor Manini, il convertitore è stato realizzato modificando un amplificatore UHF per antenne, l'oscillatore è stato segato con una sega da traforo su un tuner varicap UHF (cosa che consiglio anche a voi perché è difficilissimo da autocostruire) il modulatore di ampiezza e frequenza è roba di mio pugno e non ho difficoltà a fornirvi lo schema, la media frequenza che segue il convertitore è un altro amplificatore UHF simile al convertitore senza alcuna modifica (utilizzando un solo transistor) da questa passiamo in un tuner UHF il quale amplifica e converte al valore di 36 MHz, tale tuner è libero nello scandaglio di andata e interdetto dal modulatore d'ampiezza durante i ritorni per non creare sovrapposizioni di traccia sull'oscilloscopio, all'uscita del tuner vi è un amplificatore a O-multiplier per stringere la banda passante impiegante otto circuiti accordati con accoppiamento in testa e un transistor a effetto di campo il cui guadagno è in rapporto 1 : 1 considerando le perdite sui circuiti accordati (il guadagno del circuito totale è 1 : 1, quello del transistor solo Dio lo sa dato che lavora alla soglia dell'autooscillazione, sul principio del O-multiplier!).

Dopo aver stretto la banda passante a 50 kHz si amplifica e si rivela il segnale così ottenuto con un telaio premontato per media frequenza TV prelevando l'uscita utile di BF per l'oscilloscopio sul diodo della sezione audio, dato che quello video, altrettanto valido, di regola fornisce una tensione negativa.

Tutto qui, come vedete, nulla di trascendentale.

Ora passiamo a qualche dettaglio di importanza abbastanza rilevante, vale a dire: la scelta dei valori di conversione.

Gli ostacoli incontrati nella realizzazione di un analizzatore di spettro sono gli stessi che si possono incontrare nella progettazione di un ricevitore che, senza commutazioni di gamma, possa ricevere frequenze di pochi megahertz fino a oltre 500 MHz, buona linearità, assenza di frequenze immagine (frequenze speculari) e insensibilità alle armoniche dell'oscillatore di conversione per non creare errori di lettura.

La linearità è un animale molto strano ed è ottenibile solo in una certa misura e con correttissimi valori di impedenza d'ingresso, tutto il resto è abbastanza superabile se si fa uso di valori di media frequenza piuttosto elevati in modo da scongiurare il pericolo che eventuali armoniche dell'oscillatore locale possano prendere parte ai fenomeni di conversione, diciamo che tutto il marasma di porzioni di energia non utili cade sempre al di sopra di tali valori così da non alterare i valori di lettura oscillografica. Il primo valore di media frequenza nel mio caso è di 530 MHz, cosa insolita per una supereterodina dove di regola la frequenza intermedia è sempre inferiore al valore delle frequenze da ricevere, nel nostro caso invece 530 MHz sono il limite superiore ricevibile, dopo tale frequenza le misure, oltre che irraggiungibili dallo spazzolamento dello scandaglio non sarebbero più attendibili per inevitabili prodotti di eterodinaggio.

L'impiego di un tuner UHF per TV dopo questo valore di conversione serve ad abbassare ulteriormente la 530 MHz fino a 36 MHz dove è più facile avere dei circuiti selettivi per poter stringere la banda passante. Tale tuner ha purtroppo due inconvenienti, il primo è dato da una dinamica d'ingresso insufficiente per un analizzatore di spettro con la A maiuscola. In pratica non « regge » tensioni in ingresso molto elevate con effetto di grave intermodulazione e la reiezione di frequenza immagine non supera i 60 dB nella migliore delle ipotesi, tuttavia l'amplificatore precedente il gruppo UHF oltre ad amplificare migliora un tantino questo parametro di altri 20 dB.

Non mi soffermo nella descrizione dello stadio amplificatore a 36 MHz perché è uno degli anelli della catena più debole, una soluzione migliore si potrebbe avere sostituendo questo amplificatore con un ulteriore convertitore da 36 MHz a 9 MHz con filtro a cristallo, magari con un XF9B della KVG o altra marca, che so, un Golden Guardian della McCoy, da scartare il Silver Sentinel o lo XF9A per la scarsa selettività.

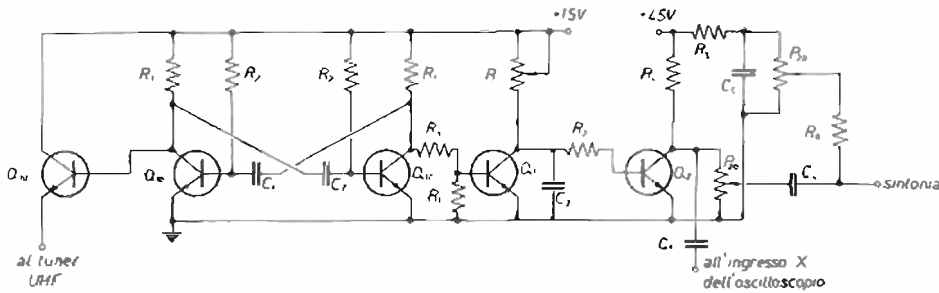
Bisogna però stare molto attenti nel montaggio meccanico dei singoli componenti in quanto, se non risultano ben schermati, in particolare mi riferisco agli stadi oscillatori, potrebbero irradiare dei segnali di ampiezza tali da essere rilevati dal primo convertitore offrendovi l'antipatica visione di porzioni di energia in vari punti della spettroscopia.

L'oscillatore a varicap, come già detto, è stato tolto da un tuner UHF simile a quello usato per la seconda conversione ed è pilotato con una tensione a dente di sega di ampiezza pari a 45 V in modo da consentirgli una escursione di circa 500 MHz (da 530 a 1.030 MHz), l'iniezione del segnale sul convertitore (punto F) è stata ottenuta semplicemente per avvicinamento al collegamento di base del transistor convertitore, l'ingresso dall'attenuatore si avvale di un condensatore da 100 pF sull'emettitore. In origine la base è a massa attraverso un condensatore ceramico senza terminali, ovviamente tale condensatore va sconnesso altrimenti non si ha effetto di conversione, la polarizzazione di base è (con transistor PNP) di 2.200  $\Omega$  verso il positivo e 10.000  $\Omega$  verso il negativo, la resistenza di emettitore deve essere da 1.500  $\Omega$  in serie a un potenziometro da 15.000  $\Omega$ ; tale potenziometro serve a regolare il convertitore per la massima resa.

Nel punto A abbiamo una tensione a impulsi che alimenta lo stadio convertitore del tuner UHF, essa sarà positiva durante la rampa di salita della tensione che pilota il varicap e zero durante il periodo di ritorno in modo da interdire l'esplosione quando la ritraccia dell'oscilloscopio torna a zero. La velocità di scandaglio è di trenta passaggi al secondo, a dir il vero è un po' veloce e se si usano dei filtri molto selettivi a quarzo, come quelli già accennati, può essere intollerabile per una microanalisi, la ragione che mi ha indotto alla scelta di tale valore è che quasi tutti gli oscilloscopi hanno una persistenza dei fosfori non molto lunga per cui scendere sotto i 30 scandagli si noterebbero fenomeni di sfarfallamento, anche questa è una soluzione di compromesso, devo dire però che tutta la baracca non mi è venuta a costare più di 80.000 lire, oscilloscopio escluso s'intende. Dai punti X e Y preleviamo i segnali per l'oscilloscopio, rispettivamente X per l'orizzontale e Y per il verticale. Il valore massimo di uscita è attorno al 6 ÷ 8 V ed è limitato dal diodo rivelatore, quando i segnali analizzati superano questo valore si hanno fenomeni di saturazione per cui è bene intervenire sull'attenuatore d'ingresso per portarli ad ampiezze corrette, senza ulteriori ampli-

ficazioni in ingresso la sensibilità dello strumento è accettabile sull'ordine dei  $7 \mu\text{V}$ , l'«erba» (rumore di fondo) si aggira sui  $4 \mu\text{V}$  (un po' rumorosetto, eh?), come vedete non vi nascondo nulla. Per eliminare un tantino di fruscio «erboso» si può collegare fra uscita Y e massa un condensatore da  $10 \text{ nF}$ , così facendo la qualità dei segnali in analisi diventa più nitida ai contorni senza pregiudicare altro.

Per conoscere la posizione spettrale delle emissioni interessate ho munito il mio analizzatore di un calibratore realizzato con un oscillatore a quarzo al valore di  $10 \text{ MHz}$ , l'uscita di questo oscillatore è di circa  $3 \text{ V}$ , i quali mandano in paranoia il primo convertitore così da fargli «sparare» un caos di armoniche con ampiezza decrescente man mano che ci si allontana dalla fondamentale, in tal modo contando i picchi, che ovviamente distano fra loro  $10 \text{ MHz}$ , si sa con buona approssimazione dove cadono i segnali in analisi e anche questa è una soluzione economica, ma simpaticissima a vedersi sullo schermo! Date le caratteristiche dello strumento è bene non sovraccaricare l'ingresso con segnali troppo forti altrimenti correte il rischio di vedere armoniche che non esistono, il calibratore è una cosa, i segnali da analizzare vanno trattati con più garbo!!



$R_1$	$2,2 \text{ k}\Omega$	$P_1$	$10 \text{ k}\Omega$	$C_1$	$1 \mu\text{F}$
$R_2$	$47 \text{ k}\Omega$	$P_2$	$1,5 \text{ M}\Omega$	$C_2$	$100 \text{ nF}$
$R_3$	$8,2 \text{ k}\Omega$	$Q_1$	BC109	$C_3$	$10 \mu\text{F}$
$R_4$	$4,7 \text{ k}\Omega$	$Q_2$	BF292	$C_4$	$300 \text{ nF}$
$R_5$	$15 \Omega$			$C_5$	$250 \mu\text{F}$
$R_6$	$56 \text{ k}\Omega$				

Il transistor  $Q_{1a}$  ha funzioni di separatore dal circuito oscillante astabile e di inseguitore di emittitore per fornire la tensione di spegnimento al gruppo UHF.  $Q_{1b}$  e  $Q_{1c}$  costituiscono l'astabile asimmetrico,  $Q_1$  trasforma l'onda quadra generata dall'astabile in onda a dente di sega,  $Q_2$  amplifica il dente di sega per poter pilotare contemporaneamente sia lo sweepaggio dell'asse orizzontale che la sintonia del primo convertitore.  $P_{2a}$  determina l'ampiezza di escursione della tensione di scandaglio,  $P_{2b}$  stabilisce il punto di lavoro dell'analisi spettrale.

A seconda della posizione di  $P_{2a}$  e  $P_{2b}$  si possono scandagliare contemporaneamente tutte le frequenze dalla minima alla massima in un sol colpo oppure si può evidenziare una piccola porzione di spettro, in altri termini,  $P_{2b}$  centra l'analisi nel mezzo dello schermo e  $P_{2a}$  stringe o allarga la porzione da esaminare. Il potenziometro  $P_1$  va regolato fino a osservare su  $C_1$  un dente di sega con la rampa di salita perfettamente lineare.

\* \* \*

Ora sono costretto a fermarmi qui a causa del mio limitato spazio a disposizione, se mi sarà possibile ottenere buone foto non mancherò di presentarvele magari nella prossima puntata, un ciao a tutti e se avete qualche successo non mancate di informarmi, a presto!

\*\*\*\*\*





# Le batterie dell'U.S. Army

## e il loro impiego nelle apparecchiature surplus portatili e non

---

*Gino Chelazzi junior*

---

Fin da quando eravamo ragazzi, e fin da quando abbiamo avuto fra le mani le prime apparecchiature surplus che, data la disponibilità un po' « ristretta » di noi ragazzi, acquistavamo di tipo molto economico, spesso ci sono capitati tra le mani dei portatili alimentati con batterie a secco. Ad esempio, un'infinità di apparecchiature surplus americane, di uso militare, cominciando dai portatili sopraddetti, finendo ai contatori Geiger, tipo IM-108, i cercamine, parte di alimentazione del BC659. Fin qui, l'uso delle batterie a secco non avrebbe niente da eccepire, salvo che gli americani, come per ogni altra classificazione per uso militare, avevano « affibbiato » alle batterie a secco per uso militare una sigla i cui due primi simboli erano rappresentati dalle lettere BA (per BAattery), seguite da un numero. Ne consegue che erano state immesse nell'uso pratico centinaia di batterie a secco, con una molteplicità di numerazione, rimanendo invariato il prefisso formato dalle due lettere BA. Ciascun numero corrisponde a un determinato tipo di batteria a secco, dal rispettivo valore in volt, molto spesso marcato sull'involucro della batteria stessa.

Negli schemi elettrici delle apparecchiature erano rappresentate queste batterie molto spesso solamente con il simbolo elettrico indicante la batteria o, al massimo, nelle note, la sigla della batteria e basta. Supponendo che il 99 % degli apparati che si trovavano e si trovano in commercio sono sprovvisti di batterie e che le stesse per la quasi totalità non vengono più fabbricate, o le rarissime (come le famose « mosche bianche ») hanno dei prezzi che, molto spesso, sono di gran lunga superiori a quelli degli apparecchi stessi che le contengono, molto spesso si è reso necessario supplire alle batterie originali o con alimentatorini (divenendo così, fissa, una postazione mobile, cioè portatile), o creando « combinazioni » di batterie che si trovano normalmente in commercio, al fine di raggiungere le tensioni erogate dalle batterie originali.

Molto spesso, e in diversi apparati, il luogo dove era alloggiata la batteria era marcato solamente dalla sigla della batteria stessa, una sigla BA seguita dal numero. Ebbene, chi avrebbe saputo dirci che tensione erogava quella batteria in modo da poter provvedere a sostituirla con qualcosa di simile? La « chiave » era rappresentata, appunto, da quella sigla BA..., in-

comprensibile per i non addetti ai lavori. E quanto spesso si sono dovute relegare in soffitta, per queste ragioni, apparecchiature che, altrimenti, potevano essere rimesse in funzione, rimettendo una appropriata alimentazione, sia a secco o a mezzo alimentatore di rete!

Infatti, chi mai avrebbe potuto sapere, in mancanza della batteria stessa, che tensione erogava una batteria BA-41 o una batteria BA-58? Sarebbe rimasto il dilemma della Sfinge, se non fosse stata trovata la chiave, una chiave che per molte apparecchiature rappresenta una boccata d'ossigeno. Come mai tutto questo? Ironicamente, potrei affermare che la « lampada di Aladino » per la decifrazione delle batterie a secco è rappresentata da una pubblicazione U.S.A., in quanto per tutto nell'U.S. Army v'era una pubblicazione relativa, quindi ve n'era una anche relativa alle batterie a secco, e questa è la « chiave ». La pubblicazione in oggetto non è uno di quei soliti TM (Technical Manuals) generalmente riferentisi ad apparecchiature elettroniche, gli 11-... Infatti, ogni apparecchio, sia ricevitore, trasmettitore, o apparecchio di misura, aveva il suo relativo TM con tutta la descrizione dell'apparecchio, norme per le riparazioni dello stesso, illustrazioni dello stesso e delle parti circuitali, e infine lo schema elettrico di tutto il set. No, queste pubblicazioni appartengono a quelle che potremmo definire di « servizio », cioè quelle siglate con « SB »: avrete potuto notare, spesso, in fondo a qualche manuale tecnico TM, alcuni elenchi di pubblicazioni di apparecchiature utilizzabili per tarature o riparazioni di quell'apparecchio, e riportati singolarmente i TM relativi a quelle apparecchiature. Vi sono poi descritte anche alcune pubblicazioni relative appunto a questi manuali di servizio, di uso generale, marcate SB o altre sigle, tra le quali, per dire, una è il « Camouflage » (cioè la « mimetizzazione »), anch'essa un SB seguito da cifre.

Quindi, il manuale riguardante le batterie è un manuale di servizio, uno SB, e più esattamente lo SB 11-6.

Cra, il riportare interamente lo SB 11-6 sarebbe un'impresa un po' ardua, in quanto consta di 162 pagine, la maggior parte delle quali elenca tutte le apparecchiature U.S.A. che sono corredate di batterie specificando appunto la batteria impiegata in quell'apparecchio, descrivendola solamente con la sigla. Così, ad esempio, sapremo che (pagina 54) la posizione 502 descrive il radio ricevitore R-104/PRR-1. Ebbene, in questo ricevitore sono prescritte due batterie, una BA405/U e una BA419/U. Queste denominazioni non sono poi tanto necessarie, in quanto ogni schema elettrico di apparati indica, come ho detto, le batterie che sono impiegate nell'apparecchio stesso, e quante. La cosa essenziale è invece, di sapere a quali voltaggi corrispondono le sigle di quelle batterie, e questo è il nocciolo della questione. Infatti, in fondo al manuale, c'è una tabella che ci dà, appunto, la correlazione tra la sigla della batteria e il voltaggio relativo. Quindi, prendendo le due batterie che ho citate sopra, relative al ricevitore R-104/PRR-1, osservando la tabella, verremo a sapere che la BA405/U è una batteria che eroga 1,5 V e la BA419/U eroga una multipla di tensioni, esattamente: 22,5 V; 45 V; 67,5 V; 90 V. Adesso, se questo ricevitore fosse sprovvisto di batterie, certamente oggi non troveremo più la BA419/U, però sappiamo le tensioni che eroga, e potremo costruire un alimentatorino che eroghi le tensioni della batteria, oppure utilizzare in serie le batterie che si trovano attualmente in commercio.

Perciò, la tabella della equivalenza tra le sigle delle batterie e i voltaggi relativi è essenziale (ha servito anche a diversi OM, con indubbia utilità). Quindi seguentemente, vi ripoterò interamente la tabella, facendovi però previamente alcune considerazioni: 1) Spesso una batteria può avere una

doppia sigla che, all'atto pratico non ha alcun significato; ciò era solamente per una codificazione nell'U.S. Army, a seconda dell'impiego della batteria stessa. Ad esempio, la BA261/U può essere scritta anche BA-2261/U, oppure la BA220/U può essere scritta anche BA2220/U, pur essendo la stessa batteria. Comunque, tutto questo è riportato nella tabella seguente, e osservandola attentamente, potremo notare queste differenze.

2) Naturalmente, molto spesso, le batterie erano munite di zoccoli multipli, dei quali ogni piedino recava una tensione a se stante, oppure le batterie del contatore di Geiger IM-108 erano a superficie piana (un po' come le batterie degli orologi al quarzo odierni), quindi, queste ultime erano appunto chiamate « Flat Surface » cioè a superficie piana. Quindi, allo scopo di evitare cattive interpretazioni, la nomenclatura del tipo di batteria l'ho riportata interamente in inglese dall'originale, per una eventuale migliore interpretazione.

Eccovi quindi, la tabella:

<u>Sigla della Batteria</u>	<u>Numero</u>	<u>Tipo della Batteria</u>	<u>Volt erogati</u>
BA-2	6135-120-1028*	Flexible lead	22,5 V
BA-2002	6135-100-0432		
BA-8	6135-120-1027	Flexible lead	22,5 V
BA-2008/U	6135-160-7705		
BA-9	6135-120-1026	Flat spring	4,5 V
BA-2009/U	6135-269-5844		
BA-15/A	6135-120-1025	Stud & nut	1,5 V
BA-2015A/U	6135-160-7160		
BA-23	6135-050-0915	Stud & nut	1,5 V
BA-2023/U	6135-164-8764		
BA-26	6135-120-1023	Spring clip	22,5 V ; 45 V
BA-2026/U	6135-160-7163		
BA-27	6135-120-1022	Stud & nut	-1,5 V ; -3 V
BA-2027/U	6135-100-0482		-4,5 V
BA-28	6135-120-1021	Flat spring	4,5 V
BA-2028/U	6135-269- 5842		
BA-30	6135-120-1020	Flat surface	1,5 V
BA-2030/U	6135 -809-2148		
BA-31	6135-120-1019	Stud & nut	4,5 V
BA-2031/U	6135-125-6892		
BA-33	6135-120-1018	Insulated	45 V ; 135 V
BA-2033/U	NSN		
BA-34	6135-120-1017	Stud & nut, 7,5 tap is flexible lead	-1,5 V ; -3 V ; -4,5 V ; -6 V ; -7,5 V
BA-2034/U	6135-125-5263		
BA-35	6135-120-1016	Stud & nut	1,5 V
BA-2035/U	6135-160-7162		
BA-36	6135-120-1015	Insulated	22,5 V ; 45 V
BA-2036/U	6135-160-7708		
BA-37	6135-120-1014	Flat surface	1,5 V
BA-2037/U	6135-160-7165		
BA-38	6135-120-1013	Flat surface	103,5 V
BA-2038/U	6135-700-0431		
BA-39	6135-120-1012	5-hole socket	7,5 V "A" unit; 150 V "B" unit
BA-2039/U	6135-100-0429		
BA-40	6135-120-1011	4-hole socket	1,5 V "A" unit; 90 V "B" unit

Le batterie della U.S. Army e il loro impiego nelle apparecchiature surplus portatili e non

BA-2040/U	6135-100-0428		
BA-41	6135-107-6662	5-hole socket	4,5 V "A" unit; 25,5 V "B" unit; 60 V "B2" unit
BA-2041/U	6135-160-7156		
BA-42	6135-120-1010	Flat surface	1,5 V
BA-2042/U	6135-160-7709		
BA-44	6135-050-0916	Insulated stud & nut	6 V
BA-2044/U	6135-266-9761		
BA-48	6135-120-1007	4-hole socket	1,5 V "A" unit; 90 V "B" unit;
BA-2048/U	6135-160-7167		
BA-51	6135-120-1005	Snap fasteners	67,5 V
BA-2051/U	6135-125-5259		
BA-53	6135-120-1004	Insulated stud & nut	22,5 V ; 45 V
BA-2053/U	6135-125-6893		
BA-56	6135-120-1003	Snap fasteners	45 V
BA-2056/U	6135-160-7710		
BA-58	6135-120-1030	Flat surface	1,5 V
BA-2058	6135-125-5258		
BA-59	6135-129-1032	5-hole socket	45 V
BA-2059/U	6135-160-7711		
BA-63	6135-178-9506	5-hole socket	22,5 V ; 45 V
BA-2063/U	6135-160-7166		
BA-65	6135-120-1034	2-hole socket	1,5 V
BA-2065/U	6135-160-7164		
BA-67	6135-120-1035	3-hole socket	3 V "A" unit; 90 V "B" unit;
BA-2067/U	6135-160-7712		
BA-70	6135-128-1633	8-hole socket	4,5 V "A" unit 90 V "B1" unit 60 V "B2" unit 150 V "B1+B2" unit
BA-2070/U	6135-125-5264		
ba-200/U	6135-100-0422	Coil or flat spring, or two coil springs	6 V
BA-2200/U	6135-125-5261		
BA-202/UF	6135-100-0421	Flat surface	1,5 V
BA-2202/UF	6135-160-7704		
BA-203/U	6135-100-0420	2-hole socket	6 V
BA-2203/U	6135-164-8763		
BA-205/U	6135-100-0423	Insulated stud & nut	3 V
BA-2205/U	6135-160-7706		
BA-207/U	6135-100-0425	Insulated stud & nut	9 V
BA-2207/U	NSN		
BA-208/U	6135-100-0426	Flatsprings	3 V
BA-2208/U	6135-160-7707		
BA-210/U	6135-100-0475	2-hole socket	6 V
BA-2210/U	6135-164-8782		
BA-211/U	6135-100-0474	5-hole socket	-3 V ; -4,5 V ; -16,5 V ; -22,5 V
BA-2211/U	NSN		
BA-218/U	6135-100-0467	5-hole socket	3 V "A" unit 1,5 V "A2" unit 156 V "B" unit -7,5 V "0" unit
BA-2218/U	NSN		
BA-220/U	6135-100-0485	4-hole socket	1,5 V "A" unit 90 V "B" unit

BA-2220/U	NSN		
BA-222/U	6135-100-0465	Insulated stud & nut	6 V
BA-2222/U	NSN		
BA-2223/U	6135-100-0464	5-hole socket	22,5 V ; 45 V
BA-2223/U	NSN		
BA-225/U	6135-100-0462	Spring clip	3 V
BA-2225/U	NSN		
BA-226/U	6135-100-0463	2-hole socket	4,5 V
BA-2226/U	NSN		
BA-227/U	6135-100-0461	2-hole socket	3 V
BA-2227/U	NSN		
BA-228/U	6135-100-0460	Insolated stud & nut	22,5 V ; 45 V
BA-2228/U	NSN		
BA-230/U	6135-100-0459	Spring clip	-3 V ; -4,5 V ; -6 V ; -9 V ; -10,5 V ; -16,5 V ; -22,5 V
BA-2230/U	6135-160-8134		
BA-231/U	6135-100-0458	2-hole socket	1,5 V
BA-2231/U	NSN		
BA-232/U	6135-100-4457	3-hole socket	22,5 V
BA-2232/U	6135-100-0458		
BA-233/U	6135-100-0456	3-hole socket	33 V
BA-2233/U	NSN		
BA-234/U	6135-100-0455	3-hole socket	45 V
BA-2234/U	NSN		
BA-244/U	6135-100-0446	Insulated stud & nut	1,5 V "A" unit 67,5 V "B" unit -7,5 V "C" unit
BA-2244/U	NSN		
BA-245/U	6135-128-1632	Stud & nut	,9 V
BA-2245/U	6135-533-9909		
BA-251/U	6135-179-0538	Flexible lead	1,5 V ; 3 V
BA-2251/U	NSN		
BA-261/U	6135-160-7159	Flat surface	22,5 V
BA-2261/U	NSN		
BA-266/U	6135-583-3700	Snap fasteners	180 V
BA-2266/U	NSN		
BA-270/U	6135-194-9352	7-hole sockets	1,5 V "A" unit 45 V "B1" unit 90 V "B2" unit -4,5 V "C" unit
BA-272/U	6135-100-0389	Flat surface	1,5 V
BA-2272/U	NSN		
BA-279/U	6135-240-3200	8-hole socket	1,5 V "A" unit 67,5 V "B1" unit 135 V "B2" unit -6 V "C" unit
BA-291/U	6135-112-8635	Flush pin jack	300 V
BA-2291/U	NSN		
BA-305/U	6135-112-8637	Flat surface	30 V
BA-317/U	6135-669-6632	4-hole socket	1,5 "A" unit 90 V "B" unit
BA-2317/U	6135-643-4840		
BA-331/U	6135-112-8634	Flat surface	15 V
BA-332/U	6135-221-4720	Flat surface	15 V
BA-333/U	6135-221-4719	Flat surface	22,5 V
BA-334/U	6135-221-4688	Flat surface	30 V
BA-335/U	6135-221-4687	Flat surface	30 V
BA-349/U	NSN	8-hole socket	1,5 V ; 6 V ; 67,5 V ; 135 V

BA-358/U	6135-577-3340	9-hole socket	1,5 V "A1" unit -6 V "A2" unit 45 V "B1" unit 67,5 V "B2" unit 135 V "B3" unit
BA-376/U	6135-823-2727	Socket & cable	1,5 V "A" unit 45 V "B1" unit 90 V "B2" unit -4,5 V "C" unit
BA-377/U	6135-823-2728	Socket & cable	1,5 V "A" unit 67,5 V "B1" unit 135 V "B1 & B2" unit -6 V "C" unit
BA-386/U/PRC-25	6135-858-5712	5-hole socket	3 V "A1" unit 15 V "A2" unit
BA-401/U	6135-164-8753	Flat surface	1,5 V
BA-2401/U	6135-682-3381		
BA-402/U	6135-164-8780	8-hole socket	1,5 V
BA-2402/U	NSN		
BA-403/U	6135-125-5255	8-hole socket	1,5 V
BA-2403/U	6135-273-8657		
BA-404/U	6135-164-8779	8-hole socket	1,5 V
BA-2404/U	NSN		
BA-405/U	6135-164-8778	8-hole socket	1,5 V
BA-2405/U	6135-274-4036		
BA-406/U	6135-164-8777	8-hole socket	3 V
BA-2406/U	6135-577-8481		
BA-407/U	6135-164-8776	8-hole socket	3 V ; (1,5 V tap)
BA-2407/U	NSN		
BA-408/U	6135-164-8775	8-hole socket	6 V (4,5 V tap; 3 V tap; 1,5 V tap)
BA-2408/U	NSN		
BA-409/U	6135-164-8774	8-hole socket	6 V
BA-2409/U	NSN		
BA-410/U	6135-164-8773	8-hole socket	6 V
BA-2410/U	6135-264-5774		
BA-411/U	6135-164-8776	8-hole socket	6 V
BA-2411/U	6135-669-6677		
BA-412/U	6135-164-8767	8-hole socket	6 V
BA-2412	6135-682-3380		
BA-413/U	6135-164-8754	8-hole socket	22,5 V
BA-2413/U	6135-682-3382		
BA-414/U	6135-125-5256	8-hole socket	22,5 V ; 45 V
BA-2414/U	6135-266-9765		
BA-415/U	6135-164-8755	8-hole socket	22,5 V ; 45 V ; 67,5 V ; 90 V
BA-2415/U	6135-164-8770		
BA-416/U	6135-164-8768	8-hole socket	22,5 V ; 45 V ; 67,5 V ; 90 V ; 135 V
BA-2416/U	6135-682-3383		
BA-417/U	6135-164-8756	8-hole socket	22,5 V
BA-2417/U	NSN		
BA-418/U	6135-164-8757	8-hole socket	22,5 V ; 45 V
BA-2418/U	6135-164-8765		
BA-419/U	6135-125-5257	8-hole socket	22,5 V ; 45 V ; 67,5 V ; 90 V
BA-2419/U	6135-262-6807		
BA-420/U	6135-164-8758	8-hole socket	22,5 V ; 45 V ; 67,5 V ; 90 V ; 135 V
BA-2420/U	NSN		
BA-421/U	6135-164-8759	8-hole socket	22,5 V
BA-2421/U3	6135-542-6278		

BA-422/U	6135- 164-8760	8-hole socket	22,5 V ; 45 V
BA-2422/U	6135-164-8771		
BA-423/U	6135-164-8761	8-hole socket	22,5 V ; 45 V ; 67,5 V ; 90 V
BA-2423/U	NSN		
BA-424/U	6135-164-8762	8-hole socket	22,5 V ; 45 V ; 67,5 V ; 90 V ; 135 V
BA-2424/U	NSN		
BA-462 ( )/U	NSN	8-hole socket	67,5 V tapped at 22,5 V & 45 V
BA-463 ( )/U	NSN	8-hole socket	67,5 V tapped at 22,5 V & 45 V
BA-464 ( )/U	NSN	8-hole socket	67,5 V tapped at 22,5 V & 45 V
BA-471/U	6135-542-6728	8-hole socket	7,5 V "A" unit 6 V "A" tap 1,5 V "A1" unit 1,5 V "A" unit 51 V "B" unit 4,5 V "C" unit
BA-501/U	6135-504-3673	5-hole socket	
BA-1006 ( )/U	6135-299-6918	2 tabs	1,3 V
BA-1015A/U	6135+161-0746	Stud & nut	1,3 V
BA-1030/U	6135-125-5265	Flat surface	1,5 V
BA-1051/U	6135-262-6850	Snap fasteners	62,4 V
BA-A053/U	6135-100-0430	Insulated stud & nut	23,4 V ; 46,8 V
BA-1232/U	6135-160-7161	3-hole socket	23,4 V
BA-1234/U	6135-160-7158	3-hole socket	46,8 V
BA-1264/U	6135-548-2762	4-hole socket	1,3 V "A" unit 136 V "B" unit
BA-1277/U	6135-194-9354	2-hole socket	1,3 V
BA-1278/U	6135-194-9353	7-hole socket	45,5 V "B" unit 22,1 V "B2" unit 5,2 V "C" unit tap- ped at 2,6 V
BA-1288/U	6135-266-9762	Flat surface	1,3 V
BA-1293/U	6135-271-0407	Pin type	4,02 V
BA-1312/U	6135-269-5843	Flat surface	1,3 V
BA-1313/U	6135-643-2235	4-hole socket	1,3 V "A" unit 135 V "B" unit
BA-1315/U	6135-295-0608	4-hole socket	1,3 V "A" unit 136 V "B" unit
BA-1318/U	6135-295-2619	Flat surface	5,2 V
BA-1328/U	6135-274-4035	Flat surface	1,3 V
BA-1330/U	6135-295-2614	Flat surface	1,3 V
BA-1363/U	6135-577-8309	FLAT SURFACE	12,15 V
BA-1372/U	6135-801-3493	Flat surface	6,75 V
BA-1373/U	NSN	Flat surface	2,70 V
BA-1389/U	NSN	Flat surface	10,8 V


L'asterisco che ho riportato all'inizio nella seconda colonna da sinistra indica che questa colonna rappresenta il Federal Stock Number che, molto probabilmente spesso può essere scritto sulle batterie e che può aiutare per una loro maggiore precisa identificazione.

Vi sono diverse batterie, come la BA230/U, la BA211/U, ecc., che danno correnti negative, e ciò per effettuare polarizzazioni negative su alcuni circuiti.

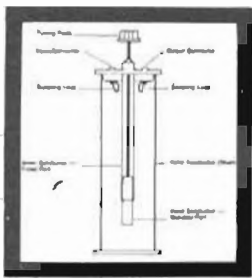
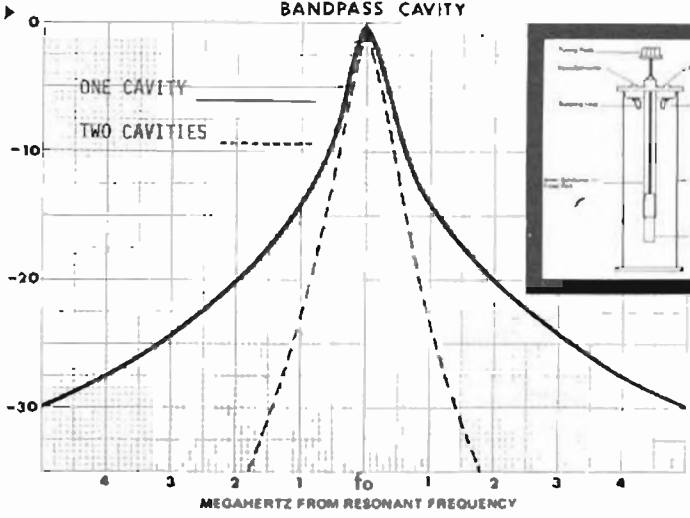
Bene, a questo punto penso che con la tabella, lunga ma necessaria, che ho riportato, non dovrebbero sussistere più « misteri » nella decifrazione

delle batterie a secco in dotazione alle apparecchiature surplus americane, e poter provvedere quindi, alla loro sostituzione, per quanto riguarda la erogazione della tensione delle batterie originali. Vi sono alcune tensioni particolari, specie per quanto riguarda le batterie BA13..., quali 1,3 V, 5,2 V, 6,75 V, i quali dovrebbero essere precisi anche nei decimali, altrimenti si può correre il rischio di danneggiare qualche componente dell'apparato che contiene tale batteria, in quanto, per il corretto funzionamento dello stesso, erano previsti anche tali decimali di volt. Ne è esempio, il contatore di Geiger IM-108, il quale porta una batteria da 1,3 V e una da 5,2 V; ebbene, i decimali di queste due batterie, per quanto riguarda l'uso in questo strumento, dovrebbero essere precisi, per non danneggiare lo strumento, il quale è sensibilissimo.

Per il resto, non è difficile effettuare le sostituzioni, e nella previsione di tali operazioni, auguro a tutti buon lavoro e... in bocca al lupo! \* \* \* \* \*



**A&A TELECOMUNICAZIONI s.n.c.**  
VIA T. EDISON, 8 - 4102 CARPI (MD) - Tel (059) 89.68.05



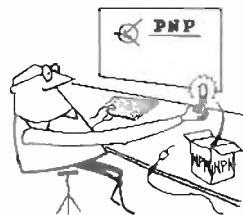
mod: DB 1001      mod: DB 1002



# La pagina dei pierini

Essere un pierino non è un disonore,  
perché tutti, chi più chi meno, siamo  
passati per quello stadio importante e  
non rimanerci più a lungo del normale.

14ZZM, Emilio Romeo  
via Roberti 42  
MODENA



© copyright cq elettronica 1981

Dopo una assenza abbastanza lunga dovuta a ragioni di salute, eccomi di nuovo a rispondere ad alcune domande.

**Pierinata 236** - Il sig. Gre. LAR, di Messina, sedicenne e praticante di elettronica da soli otto mesi, mi fa alcune domande che indicano chiaramente che in questo campo è partito in quarta, col turbo-compressore, beato lui! I quesiti riguardanti la CB, caro Gregorio, costituiscono un argomento sul quale non sono affatto competente. Figurati, le mie informazioni in merito risalgono intorno agli anni cinquanta: avevo letto da qualche parte che solo negli Stati Uniti esisteva la « Citizen Band », era suddivisa in 23 canali, che la potenza massima era di 5 W e non sapevo altro.

Perciò ti prego di rivolgerti su questa stessa Rivista al simpatico « Can Barbone », in borghese Maurizio Mazzotti. La richiesta di trasformare in 40 canali il tuo ricetrasmittitore usando i sei quarzi in dotazione, esula dalle mie possibilità perché non ho mai costruito una cosa del genere ed è noto che io rispondo su circuiti che ho personalmente sperimentato.

Vedrai che il buon Maurizio saprà trovare la soluzione per te più adatta, anche per gli altri quesiti proposti. Ma c'è un altro tuo dubbio a cui sono capace di rispondere: mi chiedi se la terza griglia di una valvola devi collegarla tu al catodo o se essa è già collegata internamente.

Ecco, alcune valvole hanno un piedino dello zoccolo collegato alla terza griglia e un altro collegato al catodo: in questo caso la terza griglia va collegata « esternamente » al catodo.

Altre valvole hanno solo il piedino per il catodo ed è evidente che in questo caso la connessione è già esistente, all'interno.

Ma tu, scusami, prima di parlare di 40 canali o di microfono piezo, da sostituire a quello a carbone, lo sai a che cosa serve la terza griglia in una valvola?

Bene, bene, bene, la risposta la darà il vincitore del seguente

## CONCORSO

1. A che cosa serve la terza griglia in una valvola?

2. Con quale nome specifico viene chiamata?

Sono certo che molti studenti degli Istituti in cui si studia Elettronica parteciperanno al concorso. Ma, attenzione, il premio andrà alla risposta più breve ma nello stesso tempo più chiara ed esauriente.

E la risposta deve essere capita dai Pierini, non dai professori, quindi evitate di copiare dai libri di testo!

A parità di merito, « peserà » la data di arrivo della lettera, come al solito.

A voi dunque, Pierini!

**Pierinata 237** - Veramente questa è una pierinata che riguarda me direttamente, a proposito del frequenzimetro sui numeri 4 e 5 del '78.

Nello schema di figura 2 vi sono le resistenze 26, 27 e 28 che nell'elenco del materiale, apparso sul n. 5 a pagina 865, risultano da 2.200  $\Omega$ ; invece il loro valore corretto è 220  $\Omega$ .

Veramente si possono trovare del 7454 che funzionano anche col valore più alto, ma con 220  $\Omega$  funzionano tutti, purché siano efficienti. Se proprio si vuole risparmiare corrente, infatti in ogni resistenza scorrono circa 23 mA, si può provare con 470  $\Omega$  o anche di più, purché il 7454 funzioni correttamente: si potrà così ridurre notevolmente la dissipazione delle resistenze.

E questo è tutto, e io qui chiedo scusa ai numerosi Lettori che mi hanno scritto o telefonato (alcuni sono venuti a casa mia, fra questi uno da Napoli e uno da Torino) perché non riuscivano a far funzionare il 7454.

**Pierinata 238** - Qui abbiamo un altro CONCORSO, quello riservato ai problemi sottoposti dai Lettori.

Ed ecco il problema che mi sottopone il signor Paolo Simone BIASI, di Nogara (Verona):

**COME FARE OSCILLARE IN ONDA QUADRA IL FAMOSO 555 USANDO DUE SOLI COMPONENTI?**

Io lo giro a voi, patiti del 555: fatevi dunque sotto perché la migliore risposta avrà un bel premio, come anche il bravo « proponente » del quiz.

A dire il vero, il Paolo Simone supponeva che il « Duty Cycle » con lo schemino da lui proposto fosse esattamente del 50 %.

Io ho voluto realizzare velocemente il circuito in questione su una di quelle basette coi contattini a molla ed è risultato che il « Duty Cycle » era del 75 % sulle frequenze più basse e del 60 % su quelle più alte (circa oltre il kilohertz). Per ottenere il 50 % esatto occorre un componente in più, come è detto nel poderoso volumone degli integrati lineari della National.

Ma tutto questo è secondario agli effetti del concorso, perciò aspetto una bella risposta da parte dei fanatici « cinquecinquecinquisti ».

E per oggi basta, coi più cordiali saluti da parte del vostro

Pierino Maggiore  
Emilio Romeo, 14ZZM

**W il suono!**

---

**Costruzione di un  
preamplificatore stereo  
a circuiti integrati  
semplice, ma di ottima qualità**

---

*Renato Borromei*

---

Questo è il primo articolo del 1981, ma vuole essere la continuazione, oltre all'aggiornamento, di vari progetti dedicati al settore audio e principalmente alla costruzione di apparati **facili** da realizzare, senza per questo comprometterne le prestazioni.

Tali progetti rientrano nell'ormai noto programma « **W il suono** », iniziato su questa rivista nel luglio 1977, e colgo l'occasione per ricordare specie ai nuovi lettori e agli « smemorati » quanto di più interessante sia stato trattato e che oggi valga la pena di riassumere perché di interesse ancora attuale.

\* \* \*

Nell'ottobre 1977 è stato presentato un equalizzatore grafico a una ottava le cui caratteristiche, anche se validissime tutt'oggi, potrebbero essere migliorate sostituendo gli ormai superati  $\mu$ A748 con i più recenti TL071 o simili senza modifiche sul circuito stampato o addirittura modificando lo stesso e utilizzare i quadrupli RC4156-TL074-TL084, ecc. col vantaggio di guadagnare anche dello spazio.

Sui numeri di gennaio e febbraio 1978 si è parlato della costruzione di un **interessante preamplificatore modulare** con controllo di tono a 5 vie e alcuni accessori degni di nota come un sommatore all'ingresso, al posto del solito commutatore. La facile realizzazione e l'ottima qualità di questo apparecchio hanno riportato e conservano ancora un grande successo presso i lettori. Anche di questo naturalmente si potrebbero migliorare le prestazioni sostituendo l'integrato  $\mu$ A739 (specie nella sezione mixer) con nuovi dispositivi a minor rumore e maggiore slew-rate come i TL072. Anche l'articolo apparso sui numeri di luglio e agosto 1980 ovvero alcune considerazioni sulla qualità di alcuni preamplificatori per testina magnetica, può aiutare per strappare qualcosa di più da questo sempre pur valido preamplificatore.

Seguendo anche la moda, nell'ottobre 1978 è stato ripreso l'argomento equalizzatori con la realizzazione di un parametrico che se da un lato richiede maggiore impegno per la sua realizzazione e utilizzazione, dall'altro offre la possibilità di effettuare interventi più precisi potendo con esso intervenire su più variabili e cioè sulla frequenza di centro banda, sulla larghezza di banda (ovvero il Q) e, naturalmente, sul guadagno di ogni filtro. Dopo questo equalizzatore era quasi d'obbligo parlare di un analizzatore di spettro in tempo reale che permettesse di sfruttarne a fondo le possibilità e questo è stato descritto sui numeri di febbraio e marzo 1980 insieme a un generatore di rumore rosa.

Per quanto riguarda gli stadi finali di potenza, se ne è parlato sui numeri di maggio e giugno 1978 ovvero sul primo si è parlato di un crossover elettronico a due vie, mentre sul secondo della costruzione di due finali uno da 20 W e l'altro da 40 W<sub>RMS</sub>, da utilizzare con questo crossover. A proposito del crossover faccio notare che utilizzando la sezione passa-basso e scegliendo la giusta frequenza di taglio, si potrebbe realizzare un filtro per subwoofer, cosa che sta registrando un notevole successo in quanto si riesce con una spesa ridotta a rinforzare la risposta sugli estremi bassi di casse già esistenti e che siano carenti proprio in questa zona.

Con l'articolo Un amplificatore « booster », apparso su cq 3/79, spero di aver accontentato anche quelli che come me amano un ascolto Hi-Fi anche in auto.

Anche la parte relativa alla strumentazione non è stata trascurata e ricordo, oltre al già citato analizzatore di spettro, anche un millivoltmetro a larga banda (novembre '78), un generatore BF a bassissima distorsione (2/79) e un generatore RIAA inverso (10/80).

\* \* \*

Finita questa carrellata su quanto è già stato fatto, passiamo ora all'oggetto principale di questo articolo e cioè un preamplificatore tutto a circuiti integrati, completo di controllo di tono un po' particolare e cioè con controllo di « turnover » variabile.

Consideriamo per primo il cuore del circuito che consiste nello stadio RIAA il cui circuito elettrico è riportato in figura 1, e per il quale ci fornisce un grande aiuto un nuovo integrato che dice realmente qualcosa di diverso.

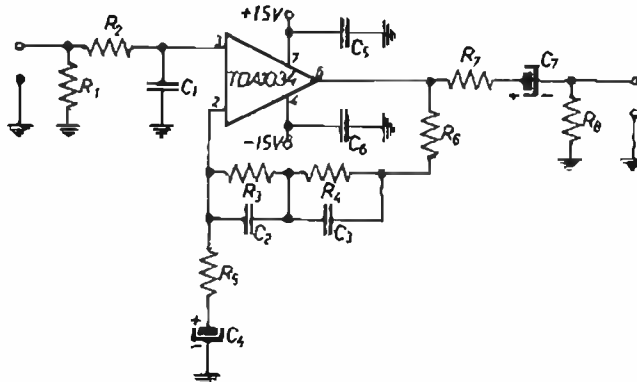


figura 1

Si tratta dell'integrato NE5534 (NE5534A per la versione selezionata per il minor rumore) della Signetics che ha il corrispondente Philips TDA1034, ma anche la Texas, la Raytheon, la Exar, lo hanno già annunciato nei loro cataloghi, il che fa sperare in una forte diffusione in tempi piuttosto vicini. Riassumendo in breve, le caratteristiche più interessanti di questo integrato sono:

- Input Noise Voltage      4 nV/√Hz
- Banda passante            10 MHz
- Slew Rate                    13 V/μs

La possibilità di sopportare carichi elevati in uscita (10 V<sub>RMS</sub> su 600 Ω) riduce molto le difficoltà che si incontrano quando la rete di controreazione come la RIAA incomincia a farsi sentire specie a frequenze elevate creando dei problemi di saturazione su amplificatori non in grado di erogare la corrente necessaria. Utilizzando tale integrato nello stadio RIAA, il rumore del preamplificatore è dovuto essenzialmente alla testina magnetica. Il massimo rapporto S/N teorico è ≤ 85 dB relativo a 1 kHz e 10 mV ingresso e pesato secondo curva « A ».

Sperimentalmente (vedi caratteristiche tecniche in fondo all'articolo) si ottengono 74,4 dB con l'ingresso aperto a 89,3 dB con l'ingresso in corto, mentre, con la testina collegata, si ottengono 80 dB ovvero 5 dB inferiori al valore teorico.


Un'altra cosa molto importante è la precisione della rete RIAA costituita dai componenti  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ . Tale precisione, legata principalmente alle tolleranze dei componenti, dipende anche dal tipo di calcolo con cui vengono ricavati i valori, specie se non si tiene conto del comportamento reale dei componenti attivi del preamplificatore. Tale problema è stato affrontato e risolto felicemente da Lipshitz (1) e i valori dei componenti suddetti riportati in tabella 1 sono stati appunto ricavati utilizzando le formule riportate nell'articolo di Lipshitz.

tabella 1

Elenco componenti stadio RIAA

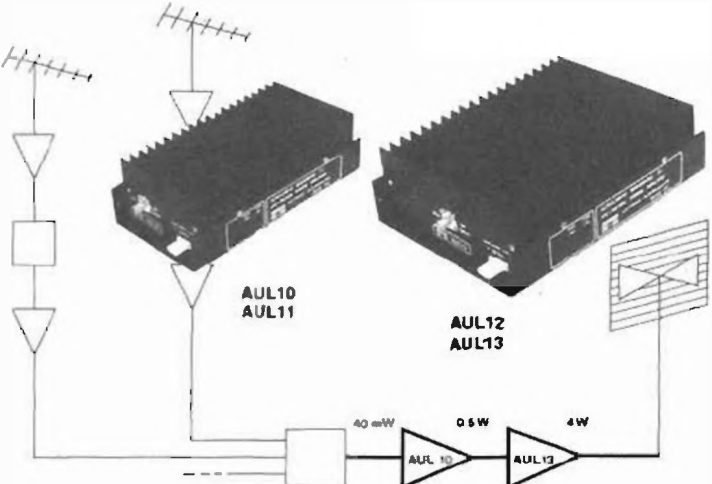
$R_1$	47 k $\Omega$
$R_2$	100 $\Omega$
$R_3$	42 k $\Omega$ , 1 %
$R_4$	512 k $\Omega$ , 1 %
$R_5$	1 k $\Omega$ , 5 %
$R_6$	1 k $\Omega$ , 5 %
$R_7$	330 $\Omega$
$R_8$	100 k $\Omega$
$C_1$	100 pF (vedi testo)
$C_2$	1,788 nF (mica, 1 %)
$C_3$	6,216 nF (mica, 1 %)
$C_4$	10 $\mu$ F, 50 V, elettrolitico o al tantalfo
$C_5$	100 nF
$X_1$	TDA1034 (presso la Ditta Mesa di Milano) o NE5534 (presso 3G Electronics, via Perugia 9, Milano, o presso Rivenditori Texas)

**G. Lanzoni** IZVD IZLAG **KENWOOD**  
20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 569075-544744



VIA MARIANO, 15  
20134 MILANO  
TEL. (02) 215.76.91 - 215.36.24

## AMPLIFICATORI ULTRALINEARI TV LARGA BANDA 470-860 MHz



- Per stadi di uscita di trasmettitori TV
- Per stadi di uscita di ripetitori TV
- Grossi impianti collettivi
- Pilotaggio di stadi a valvole

**AUL10** uscita 0,9 W con -60 dB IMD (1,3 W con -54 dB IMD) guadagno Tip. 11 dB  
**L. 272.000**

**AUL11** uscita 1,9 W con -60 dB IMD (3,7 W con -54 dB IMD) guadagno Tip. 10 dB  
**L. 309.000**

**AUL12** uscita 2,9 W con -60 dB IMD (5 W con -54 dB IMD) guadagno Tip. 9 dB  
**L. 428.000**

**AUL13** uscita 4 W con -60 dB IMD (7 W con -54 dB IMD) guadagno Tip. 8,5 dB  
**L. 485.000**

- Alimentazione 25 Vcc
- Impedenza d'ingresso e di uscita 50-80  $\Omega$
- PREZZI IVA ESCLUSA

- Depliant illustrativi e consulenza gratuita a chiunque ne farà richiesta.
- Gli amplificatori AUL impiegano i famosi transistori ultralinear CTC CD2810, CD2811, CD2812 o CD2813
- Sono disponibili combinatori ibridi a larga banda per collegare in parallelo più amplificatori.

Tuttavia, se uno fa fatica a recuperare i valori di tali componenti e ha a disposizione una adeguata attrezzatura, può seguire i consigli riportati su cq 7-8/80 oppure utilizzare un generatore RIAA inverso (cq 10/80). Un altro fatto da tenere presente è l'influenza della testina magnetica sulla curva di risposta e i componenti  $R_1$ ,  $C_1$ , possono essere variati (vedi cq 7/80) in modo da ottimizzare il collegamento del preamplificatore con il giradischi (e testina) a vostra disposizione.

Nulla vieta di usare, a tale scopo, un commutatore, purché esso sia situato il più vicino possibile ai fili di ingresso e allo stadio RIAA, utilizzando per i collegamenti del cavetto schermato il più corto possibile (la sua capacità viene a sommarsi a quella di ingresso): si deve cioè evitare di introdurre del rumore e del possibile ronzio.

Il guadagno dello stadio è pari a 56,23 ovvero a 35 dB ed è un buon compromesso tra rumore e dinamica di ingresso.

Nelle figure 2 e 3 sono riportati i circuiti stampati lato rame e lato componenti già in versione stereo.

figura 2

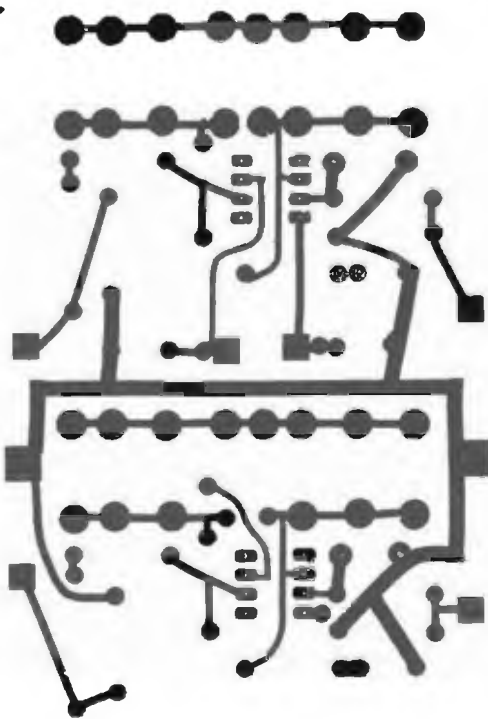
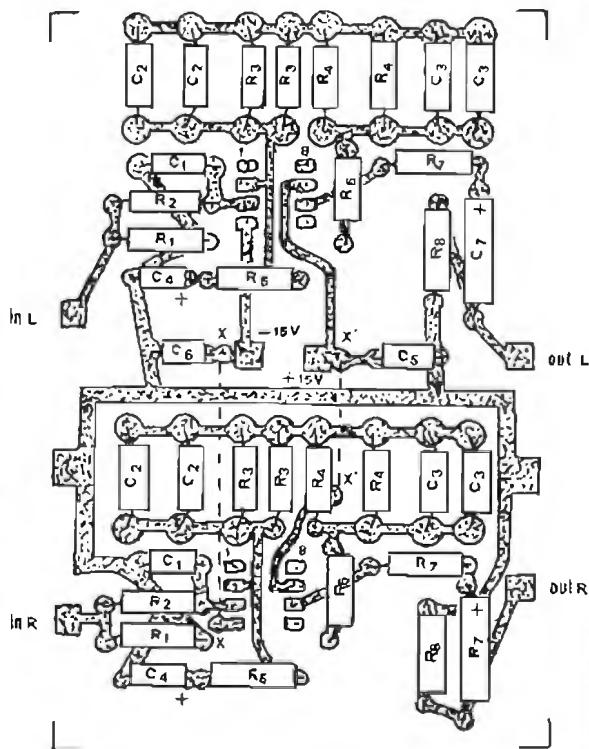


figura 3

Lato componenti, stadio RIAA



La presenza di segnali subsonici, provenienti dalla testina magnetica (ad esempio picchi di risonanza braccio-testina), dell'ordine di diversi millivolt di picco, possono causare dei seri problemi di dinamica e quindi di saturazione sia dello stadio RIAA che degli stadi successivi e soprattutto costringono gli altoparlanti a forti escursioni in zone dove si comportano non linearmente, con conseguente distorsione. Per fortuna l'integrato TDA1034 può sopportare circa  $9,6 \text{ mV}_{\text{eff}}$  a 10 Hz senza introdurre eccessive distorsioni; inoltre la rete costituita da  $R_5-C_1$  è stata calcolata in modo da attenuare il segnale a frequenze inferiori a 20 Hz, come raccomandato dalle norme IEC per cui  $R_5 \cdot C_1 = 7.950 \mu\text{s}$ .

Tuttavia, per ottenere un intervento più efficace senza eccessive attenuazioni nel campo audio e quindi evitare che tali segnali giungano sugli altoparlanti, si può utilizzare un filtro passa-alto con pendenza 12 dB/ottava mostrato in figura 4 e costituito da una sezione dell'integrato  $X_1$  e relativi componenti.

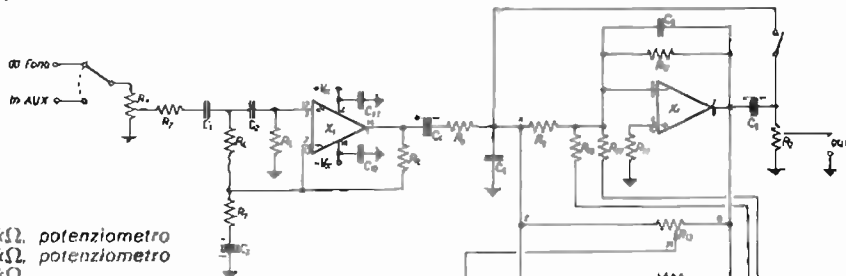


Figura 4

$R_1$	47 k $\Omega$	potenziometro
$R_2$	22 k $\Omega$	potenziometro
$R_3$	2,2 k $\Omega$	
$R_4$	3,9 k $\Omega$	
$R_5$	22 k $\Omega$	
$R_6$	3,3 k $\Omega$	
$R_7$	330 $\Omega$	
$R_8$	2,2 k $\Omega$	
$R_9$	47 k $\Omega$	
$R_{10}, R_{11}$	5,6 k $\Omega$	
$R_{12}$	47 k $\Omega$	
$R_{13}, R_{14}$	47 k $\Omega$	potenziometro
$R_{15}, R_{16}$	100 k $\Omega$	potenziometro
$R_{17}, R_{18}$	22 k $\Omega$	
$X_1$	TL074	
$X_2$	TL074	
$X_3$	TL074	

$C_1, C_2$	1 $\mu\text{F}$
$C_3$	50 $\mu\text{F}$ , 15 V
$C_4, C_6$	50 $\mu\text{F}$ , 50 V
$C_5$	680 pF
$C_7$	12 pF
$C_8$	15 nF
$C_9$	1,5 nF
$C_{10}, C_{11}$	100 nF

**MODULI:**

Telaini PLL: a sintesi digitale per la programmazione di VCO da 1 MHz a 160 MHz. (A richiesta versioni fino a 600 MHz) Passi di 10 KHz con possibilità di VXO. Uscita pilotaggio VCO: 0-5V. Aliment.: 5V - 500 mA. Dimensioni: 80x160 mm  
 Sint A: Programmabile con dip-switch L. 128.000  
 Sint B: Programmabile tramite ns. Prom L. 125.000  
 Prom: Consente la programmazione e la lettura di frequenza mediante contraves. Alimentazione: 5V-240 mA. Dimensioni: 45x130 mm  
 Telaio completo di cinque contraves L. 44.000  
**Gruppo VCO e pilota RF:** da abbinare ai ns. PPL a sintesi. Uscite: 100 mW RF e misuratore di deviazione. Entrate: VCO e BF. Alimentazione: 12 V - 60 mA. Dimensioni 70x100x20 ohm. VCO/A: 87-110 MHz; VCO/B: 110-140 MHz; VCO/C: 130-160 MHz; VCO/X: 45-86 MHz (con nucleo, banda 15/20 MHz); VCO/Z: 25-45 MHz 12 V (con nucleo, banda 8-10 MHz). Cad. L. 34.000. Altre freq. a richiesta.

**ASSEMBLATI:**

TX20: Trasmettitore FM della terza generazione: non necessita di ritardatura per il cambio di frequenza. Passi di 10 kHz 5 contraves sul pannello. Pout regolabile 0-20 W. Filtro P.B. incorporato. Armoniche -70 dB. Spurie, inesistenti. Indicazione di aggancio. Finale ibrido Philips. Inscatolato in rack 19". Strumenti: Pount e  $\Delta$  F. Entrate: lineare e prefasati 50  $\mu\text{s}$ . L. 920.000  
 Transponder: Ripetitore a conversione. Entrata UHF (altre a richiesta). Uscita 88-108 MHz. Pout: 20 W. Spurie -65 dB. Rack 19" L. 1.100.000.  
 Versione «S»: Possibilità di aggancio a frequenza pilota che consente

**EMC**

DI CASALEGNO ANGELO

STR. DI VALPIANA N. 106 10132 TORINO TEL. (011) 897856

variazioni della frequenza di trasmissione FM direttamente da studio e inoltre l'installazione di più ripetitori sulla stessa frequenza senza alcun disturbo! L. 1.900.000.

TX10/UHF: Trasmettitore da studio per Transponder. Pout 10 W Programmabile. L. 1.100.000. Tipo «S» L. 1.500.000.

Sistema SCA: Permette l'aggiunta di un canale supplementare sulla trasmissione FM che può essere adibito a cercapersone o a comunicazioni interne. Non influenza assolutamente la normale trasmissione. Codificatore SCA: L. 300.000. Decodificatore SCA: L. 150.000. E inoltre: Amplificatori di potenza fino a 2 KWout, ripetitori a 11 GHz; compressori audio; telecomandi... etc.

Per qualsiasi problema di telecomunicazioni consultateci!

Ricordiamo inoltre il ns. servizio di assistenza, manutenzione, revisione e perizia per la zona di Torino e provincia con l'ausilio di idonee strumentazioni tra le quali: Analizzatore di spettro Takeda-Riken mod. 4122-90 dB di dinamica, 0-1500 MHz con incorporati: tracking generator, marker e frequenzimetro

Richiedere informazioni più dettagliate e depliant telefonandoci o inviando L. 1.000 anche in francobolli.

Prezzi netti esclusa IVA. Spedizioni in contrassegno.

La frequenza di taglio di tale filtro è 18 Hz e il suo intervento è mostrato in figura 5.

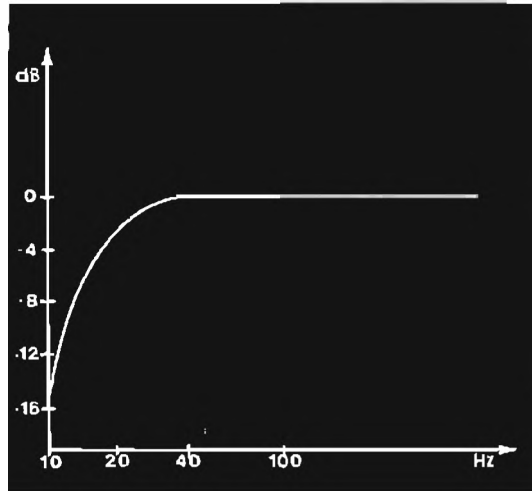


figura 5

Il guadagno di tale stadio è circa 10.

A questo punto di solito segue lo stadio di controllo dei toni bassi e acuti, generalmente di tipo Baxandall e a frequenza di intervento fissa. Io ho deciso di modificare tale stadio rendendolo innanzitutto attivo (onde evitare attenuazioni di segnale) e poi facendo sì che sia possibile agire separatamente sulla frequenza di intervento sia dei bassi che degli acuti oltre al solito controllo di guadagno (esaltazione o attenuazione).

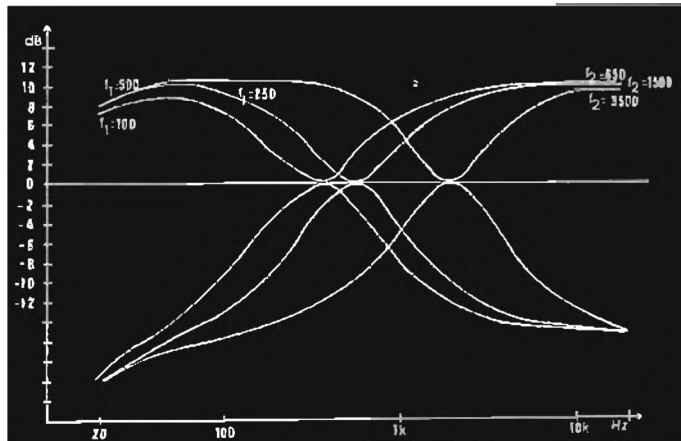


figura 6

Nelle figure 6 e 7 è riportato il comportamento di tale tipo di controllo al variare della frequenza e precisamente: in figura 6 si vede come varia la curva di risposta dell'apparecchio al variare della frequenza di intervento dei filtri passa-basso e passa-alto, con i controlli del guadagno in posizione

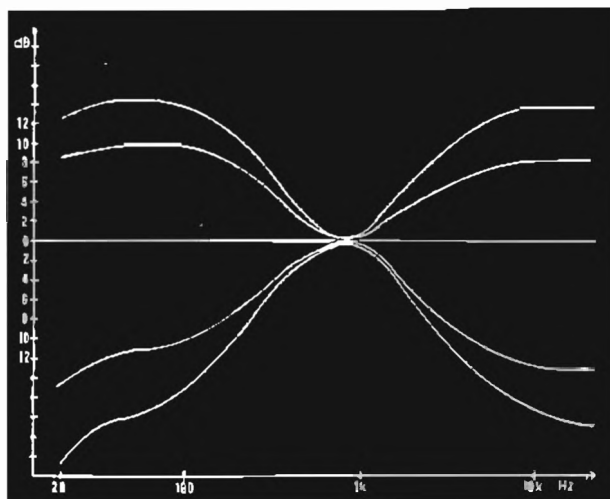


figura 7

di massima esaltazione e attenuazione; la figura 7 ci fa invece vedere l'influenza del controllo di guadagno sia dei bassi che degli acuti tenendo fisse le frequenze di intervento dei due filtri. La cosa può essere molto utile specie se si vogliono esaltare o attenuare segnali aventi frequenze che cadono agli estremi del campo audio senza intervenire eccessivamente in altri campi, cosa che accade con un normale controllo di tono. In tal modo si possono cercare di tirare fuori gli acuti e soprattutto i bassi da casse deficienti agli estremi. Il tutto è stato ottenuto variando con i potenziometri  $R_{15}$  e  $R_{18}$  (uno per i bassi e uno per gli acuti), rispettivamente, la frequenza di taglio di un filtro passa-basso (per i bassi) costituito dalle sezioni dell'integrato  $X_3$  e un filtro passa-alto (per gli acuti) costituito dalle sezioni di  $X_2$ . L'esaltazione o attenuazione viene ottenuta mediante i potenziometri  $R_{13}$  e  $R_{14}$ . In tal modo i filtri passa-basso e passa-alto sono inseriti nella controreazione di un amplificatore operazionale invertente che somma il segnale presente al suo ingresso con quello proveniente dall'uscita dei due filtri. Quando  $R_{13}$  (analogamente  $R_{14}$ ) è in posizione intermedia, il filtro passa-alto (o passa-basso) è come se non ci fosse e dato che lo stadio guadagna 1, all'uscita avremo la stessa ampiezza del segnale di ingresso; mentre quando è agli estremi si ha la massima esaltazione o attenuazione. In questo modo, quando ambedue i cursori sono in posizione centrale, la banda passante di tutto lo stadio è perfettamente piatta, non introducendo alcuna modifica sul segnale presente al suo ingresso.

Per quanto riguarda il controllo di volume, esistono, in generale, due possibilità, per quanto riguarda la sua collocazione: o lo si mette dopo lo stadio RIAA e prima del filtro subsonico, oppure all'uscita dello stadio controllo di tono. Nel primo caso si ha un leggero peggioramento del rapporto segnale/disturbo; nel secondo caso possono insorgere nello stadio controllo di tono dei problemi di dinamica specie se si esaltano i bassi e gli acuti. L'optimum (a discapito di un leggero peggioramento del rumore) è quello di usare un doppio controllo di volume uno all'ingresso e uno all'uscita: col primo si regola l'intensità sonora in modo da far lavorare lo stadio controllo di tono in condizioni ottimali e col secondo si regola l'intensità sonora del segnale da inviare allo stadio finale di potenza (ovvero funziona quale normale controllo di volume).



Nelle figure 8 e 9 sono riportati i circuiti stampati lato rame e lato componenti di tutto il circuito riportato in figura 4, già in versione stereo.

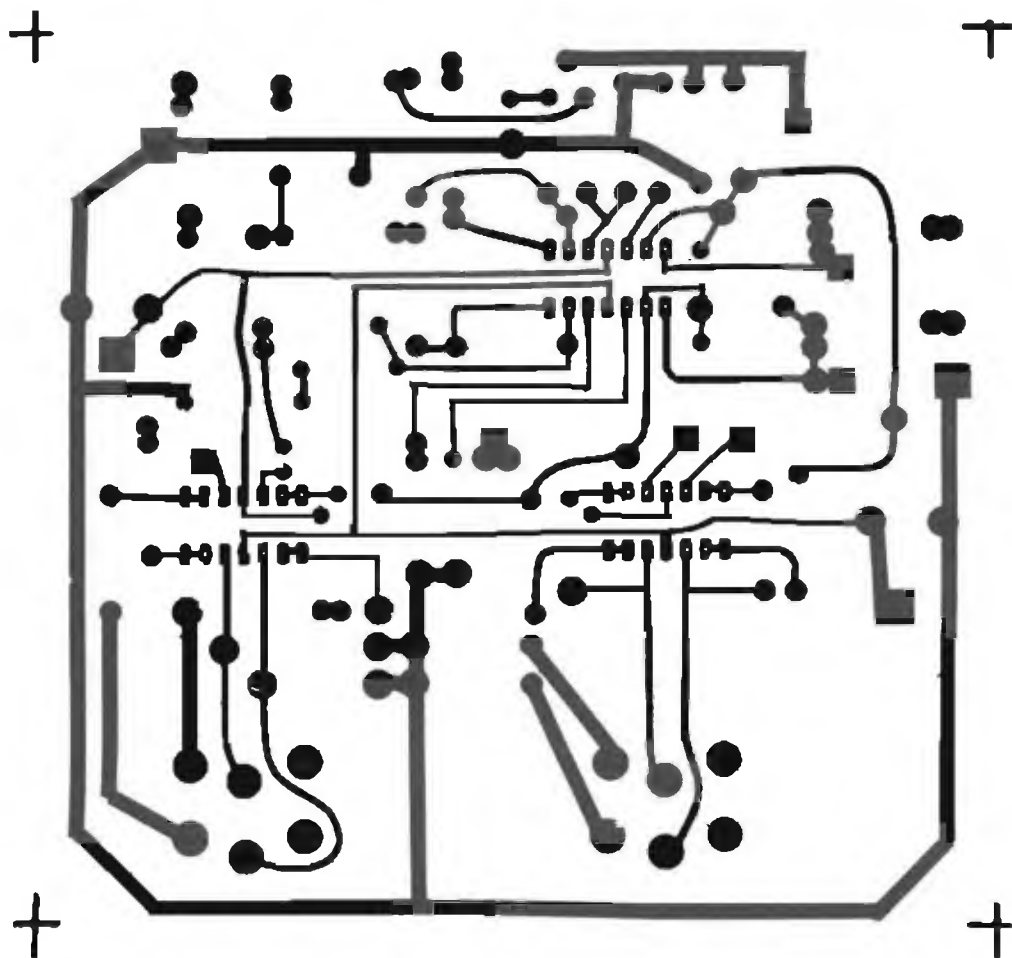


figura 8

Chi volesse aggiungere al controllo di tono in esame un terzo controllo che permetta l'esaltazione o l'attenuazione di segnali contenuti nell'intervallo di frequenza  $1.000 \div 2.000$  Hz (controllo di presenza), potrà utilizzare il filtro passa-banda mostrato in figura 10 che andrà collegato in parallelo agli altri due filtri.

Nella versione stereo andrà bene, come integrato, il doppio TL072.

Per quanto riguarda l'alimentazione di tutto il preamplificatore occorrono  $\pm 15$  V, circa 30 mA (sia sul più che sul meno). Tuttavia, se si vuole ottenere il massimo per quanto riguarda la resa timbrica di tutto il preamplificatore, è bene che l'alimentatore sia particolarmente curato sia per quanto riguarda la stabilizzazione che per la sua impedenza di uscita. Vedremo successivamente in un prossimo articolo come sia possibile risolvere questo problema.

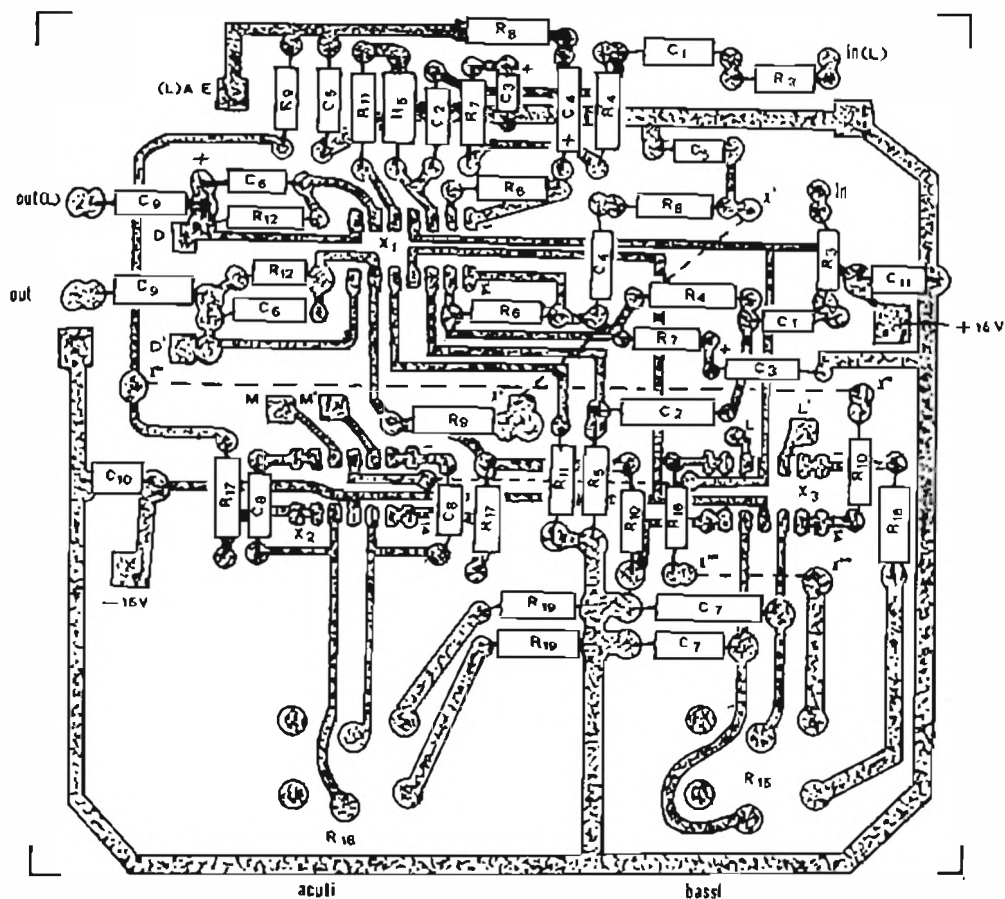


figura 9

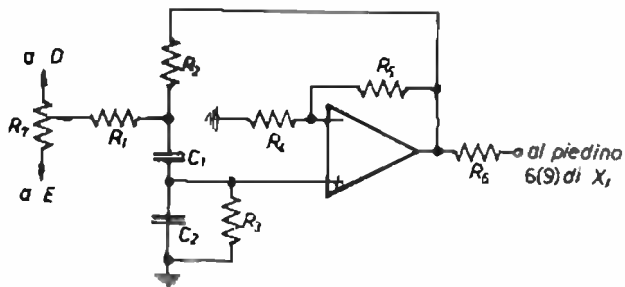


figura 10

$R_1$	68 k $\Omega$
$R_2$	12 k $\Omega$
$R_3$	12 k $\Omega$
$R_4$	6,8 k $\Omega$
$R_5$	15 k $\Omega$
$R_6$	5,6 k $\Omega$
$R_7$	47 k $\Omega$ potenziometro

Per finire, riporto le prestazioni tecniche di tutto l'apparecchio, rimandando il lettore all'articolo su cq 7-8/80 per quanto riguarda alcune delle misure eseguite sullo stadio RIAA.

## CARATTERISTICHE TECNICHE

### Stadio RIAA

• curva RIAA	variazioni inferiori a 0,5 dB (in genere comprese entro 0,2 dB se le tolleranze sui valori dei componenti sono comprese entro 1%)	
• impedenza di ingresso	47 k $\Omega$	
• sensibilità di ingresso	2,5 mV <sub>eff</sub>	
• guadagno	35 dB	
• massima tensione applicabile all'ingresso (su carichi di 10 k $\Omega$ e distorsione < 0,01%)	14,2 mV efficaci a 10 Hz 4,2 mV efficaci a 1 kHz 1,42 V efficaci a 20 kHz	
• dinamica di ingresso	35 dB a 1 kHz (riferita a una V <sub>in</sub> = 2,5 mV <sub>eff</sub> )	
• comportamento all'onda quadra	non si ha nessuna deformazione dell'onda quadra anche con 140 mV <sub>eff</sub> di ingresso (vedi cq 8/80)	
• tempo di salita	3,5 $\mu$ s	
• Slew Rate	~ 10 V/ $\mu$ s	
• tensione di rumore (riferita all'ingresso) e con ingresso in corto con testina magnetica	non pesata 1,3 $\mu$ V <sub>eff</sub> 3,5 $\mu$ V <sub>eff</sub>	pesata « A » 0,34 $\mu$ V 1 $\mu$ V
• rapporto S/N (riferito a una V <sub>in</sub> = 10 mV <sub>eff</sub> )	non pesato 77,7 dB 69,1 dB	pesato « A » 89,3 dB 80 dB
• distorsione armonica totale	inferiore a 0,01% (per tensioni inferiori a quella di saturazione e a qualsiasi frequenza audio)	

### Stadio controllo di toni

• curva di risposta	vedi figure 6 e 7	
• guadagno dello stadio (con i cursori in posizione centrale)	20 dB	
• intervento sui bassi (frequenza di taglio)	100 ÷ 500 Hz	
• intervento sugli acuti (frequenza di taglio)	1.000 ÷ 5.000 Hz	
• filtro subsonico	vedi figura 5	
• comportamento all'onda quadra	l'onda quadra non subisce alcuna deformazione con i cursori dei controlli di tono in posizione intermedia	
• tempo di salita	3,5 $\mu$ s	
• distorsione armonica totale	inferiore a 0,01%	
• tensione di rumore all'uscita (con i controlli di volume al massimo e con i controlli di tono « flat »)	non pesato 260 $\mu$ V <sub>eff</sub>	pesato « A » 40 $\mu$ V <sub>eff</sub>

N.B. - Nei circuiti stampati lato componenti figure 3 e 9 non dimenticarsi, rispettivamente, dei collegamenti X-X; X'-X' (figura 3); X-X; X'-X'; X''-X''; X'''-X''' (figura 9).

## BIBLIOGRAFIA

- 1) P. Lipshitz: *Journal of Audio Eng. Soc.*, 1979, 27, n. 6, pagina 458.

# ABBONARSI CONVIENE ANCORA DI PIÙ

# sommario

- 344 offerte e richieste
- 345 modulo per inserzione (ATTENZIONE! Scade il 31/3)
- 348 pagella del mese
- 351 Indice degli inserzionisti di questo numero
- 353 **RADIANTISMO** (Di Pietro)  
un programma dedicato a tutti coloro che hanno un interesse per questo affascinante hobby
- 356 **HRPT: una nuova mèta** (Vidmar)
- 369 **Taratura dei moltiplicatori di frequenza** (M. e S. Porrini)
- 375 **Del telaio e delle sue funzioni** (Zella)
- 377 **sperimentare** (Ugliano)  
una integrazione al "PAPOCCHIOSCOPIO PANDRAMICO"
- 378 **il FADDER** (Cafiero e Narcisi)  
(miscelatore automatico)
- 390 **L'ECONOMICA** (Zámboli)  
ovvero  
"servizio e torture" in chiave moderna a una Ringo per la CB
- 393 **progetto per radio locali** (Sbarbati)
- 401 **Di.P. Mark 1** (Paludo)  
mini RX - quasi reattivo - per principianti
- 406 **Santiago 9+** (Mazzotti)  
Teoria spicciola sul funzionamento di un amplificatore d'antenna UHF a larga banda  
Foto del mio analizzatore di spettro  
Costruiamoci "Il Monitor Box"  
Prossimo mese: risultati concorso "PLURAL TENZONE"
- 414 **FT207R Base Station Unit** (Ciapetti)
- 415 **Il PICO** (Fortani)  
ULTIMA PUNTATA (IL MONITOR - SUBROUTINES - CIRCUITI - VARIE - CHIUSURA)
- 428 **ROS: non se ne parla mai abbastanza** (Anselmi)

**EDITORE** a.n.c. edizioni CD  
**DIRETTORE RESPONSABILE** Giorgio Totti  
**REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE**  
**ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ**

40121 Bologna - via C. Boldrini, 22 - (051) 552705-551202

Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1988

Diritti riproduz. traduzione riservati a termine di legge

**STAMPA:** Tipo-Lito Lame - Bologna - via Zanardi, 506/B

Spedizione in abbonamento postale - gruppo III

Pubblicità inferiore al 70%

**DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA**

SODIP - 20125 Milano - via Zuretti, 25 - ☎ 8967

00197 Roma - via Serpieri, 11/5 - ☎ 87 49 37

**DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO**

Messaggerie Internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano

Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli

Manoscritti, disegni, fotografie,

anche se non pubblicati, non si restituiscono

**ABBONAMENTO** Italia a 12 mesi L. 10.000 (nuovi)

L. 17.000 (rinnovi)

**ARRETRATI** L. 1.900 cadauno

Raccoglitori per annate L. 6.500 (abbonati L. 6.000).

**TUTTI I PREZZI INDICATI** comprendono tutte le voci di spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto all'Editore.

**SI PUÒ PAGARE** inviando assegni personali e circolari, vaglia postali, o a mezzo conto corrente postale 343400, o versare gli importi direttamente presso la nostra Sede. Per piccoli importi si possono inviare anche francobolli da L. 100.

**A TUTTI gli abbonati, nuovi e rinnovi,** sconto di L. 500 su tutti i volumi delle edizioni CD.

**ABBONAMENTI ESTERO** L. 21.000

Mandat de Poste International

Postenwelsung für das Ausland

payable à / zahlbar an

edizioni CD  
40121 Bologna  
via Boldrini, 22  
Italia

# RADIANTISMO

un programma dedicato  
**a tutti coloro**  
che hanno un interesse  
**per questo affascinante hobby**

---

da IODP, Corradino Di Pietro

---

*Sono contento che cq elettronica abbia da tempo omesso i titoli accademici degli Autori: infatti molti sono ancora convinti che io sia un Professore di Elettronica, mentre io preferisco essere il semplice IODP, e restare tale in questo programma che mi accingo a varare, un programma che vuole diventare il ponte per interscambio di esperienze fra i Radioamatori e fra tutti coloro che hanno un interesse per il Radiantismo. L'approccio che darò è quello del vero « ham Spirit », l'autentico spirito del Radioamatore, che è proiettato alle novità ma non le subisce passivamente, che non è né polemico, né settario. Per scuotere i più « pigri » e ringraziare i più attivi e collaborativi, ho pensato anche di assegnare dei premi che vi annuncerò di volta in volta.*

\* \* \*

*Ma vediamo un po' più organicamente come si svilupperà questo programma.*

*Anche se cq elettronica si occupa di campi molto vari dell'elettronica, gli articoli dedicati ai radiodilettanti sono sempre molto numerosi.*

*Basta sfogliare le ultime annate della Rivista e quasi tutti troveranno il progetto che interessa.*

*Mancava però qualcosa di più personale: un programma dedicato.*

*E questo programma è dedicato, cioè specificamente indirizzato e finalizzato, non solo agli OM e agli SWL ma a tutti coloro che hanno un interesse per questo affascinante hobby elettronico che è sempre in continua evoluzione: pochi anni orsono chi pensava ai collegamenti EME (via luna) o ai collegamenti via satellite?*

*Come ho già accennato, io voglio essere soltanto l'attivatore e il coordinatore del programma, e non il mattatore: il che significa che sarete voi a indirizzarmi. Certo anch'io collaborerò, anzi sarò io a iniziare, dato che fra l'invio del materiale alla Rivista e l'uscita della stessa intercorrono diverse settimane. Nel frattempo spero di avere vostri progetti, vostri suggerimenti, vostre opinioni.*

*Ai non Iniziati ricordo che fra dilettanti si usa il tu e questo già da un'idea dell'atmosfera informale che contraddistingue il nostro hobby.*

*So che ci sono molti dilettanti che hanno costruito qualcosa e desiderano far conoscere agli altri le loro realizzazioni, ma esitano a scriverci su un articolo, forse perché temono di non esprimersi in maniera tecnicamente rigorosa o perché a scuola non avevano un bel voto in italiano. Ebbene, in un programma come il mio questo timore non deve esserci, perché qui nessuno sale in cattedra; qui siamo tutti amici e come tali si discute l'argomento, si approva o si dissente, ma sempre e soltanto nello ham Spirit di cui ho già detto, per il quale colui che è più preparato aiuta il principiante, e aggiungo subito che siamo tutti principianti; data infatti la vastità della materia, ognuno di noi ha da imparare.*

*Altra cosa tipica di un programma come quello che intendo costruire è la pubblicazione di quelle notizie tecniche e non tecniche che, per la loro brevità, non giustificano la stesura di un articolo: eppure questi piccoli marchingegni e trucchi del mestiere possono risultare utilissimi!*

*Inoltre si potrà parlare di cose non strettamente tecniche: si può parlare del QSO, e sull'argomento c'è tanto da dire. Per esempio pochi anni fa non c'erano i Repeaters dove il QSO deve essere fatto in un certo modo cosicché anche altri possono utilizzare il ponte. Il numero dei dilettanti aumenta e le bande sono sempre le stesse: bisogna quindi affinare la tecnica del QSO per permettere a tutti di trasmettere; purtroppo spesso succede che uno deve fare QRT perché il suo TX non è potente come quello degli altri. La potenza eccessiva diventa strapotenza, ed è contraria non solo allo « ham Spirit », ma anche ai regolamenti che prevedono che il collegamento debba essere effettuato con la minima potenza necessaria.*

*Altro argomento del quale si potrebbe discutere è il contenuto del QSO. Se è vero che in Contest bisogna parlare il meno possibile, ciò non è più vero in un normale QSO che in questo modo diventa piuttosto arido. E' impossibile che un OM non abbia qualche argomento da discutere, dato che si tratta di un hobby tecnico e ognuno deve essere uno sperimentatore. Penso di aver toccato almeno qualche argomento, ma non voglio andare oltre per la ragione che ho detto prima, e cioè un programma per il RADIANTISMO dobbiamo farlo tutti insieme, compresi quei dilettanti che si occupano di elettronica professionalmente e quindi sono in grado di insegnarci tante cose.*

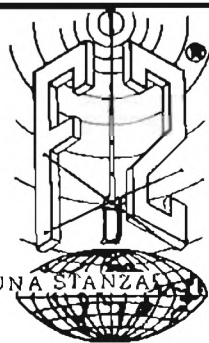
prodotti brevettati

**FIRENZE 2**®  
ANODIZZATA

*Servizio Tecnico e Ricambi  
a vostra disposizione*

**RAPPRESENTANZA E  
DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA**

**ANTENNE  
PER  
OGNI USO**



IL CIELO IN UNA STANZA

CASELLA POST N° 1.00040 POMEZIA (ROMA)  
☎ 06.9130127/9130061

attenzione al marchio

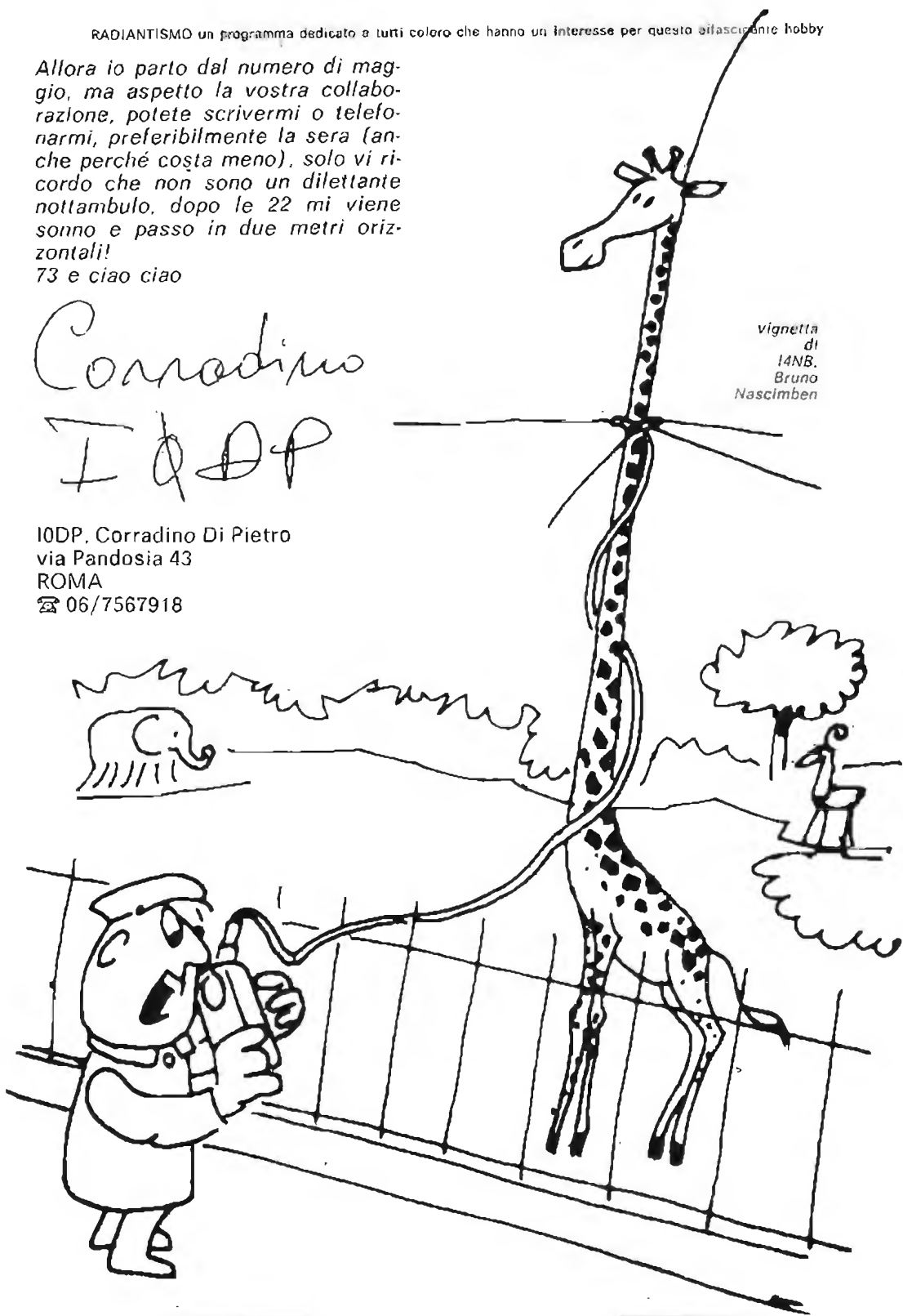
Allora io parto dal numero di maggio, ma aspetto la vostra collaborazione, potete scrivermi o telefonarmi, preferibilmente la sera (anche perché costa meno), solo vi ricordo che non sono un dilettante nottambulo, dopo le 22 mi viene sonno e passo in due metri orizzontali!

73 e ciao ciao

Corradino  
I ODP

IODP, Corradino Di Pietro  
via Pandosia 43  
ROMA  
☎ 06/7567918

vignetta  
di  
IANB.  
Bruno  
Nascimben



# HRPT

## una nuova méta

---

*YU3UMV, Matjaz Vidmar*

---

**HRPT (High Resolution Picture Transmission)** sono denominate le trasmissioni digitali d'immagini a elevata risoluzione dei satelliti meteorologici Tiros N e NOAA6.

Questi due satelliti sono sicuramente noti a tutti gli amatori APT per le belle immagini che trasmettono in modo analogico in banda VHF su 137.620 MHz e 137.500 MHz rispettivamente. Ognuno di questi satelliti è però equipaggiato anche di tre trasmettitori nella banda S (1.670 ÷ 1.710 MHz) sulle frequenze di 1.698, 1.702,5 e 1.707 MHz.

Attualmente NOAA6 trasmette la HRPT su 1.698 MHz e Tiros N trasmette la HRPT su 1.707 MHz.

La portante è modulata di fase con un segnale digitale a due livelli, il livello alto corrisponde a una deviazione della fase  $\Delta\phi = +67,5^\circ$ , il livello basso ha una deviazione  $\Delta\phi = -67,5^\circ$ . Il segnale modulato occupa una banda di 3 ÷ 4 MHz.

La ricezione di un segnale a larga banda su 1,76 Hz è un problema di non facile soluzione: nel Technical Report NESS 75 viene consigliato l'impiego di una antenna parabolica di 16 piedi (4,9 m di diametro!) per ottenere un adeguato rapporto segnale/rumore.

Un'antenna di queste dimensioni è costosa, ingombrante e ha un lobo di radiazione di pochi gradi, il che rende l'inseguimento del satellite molto difficile.

Cerchiamo adesso di calcolare se è possibile ricevere queste trasmissioni anche con antenne di dimensioni inferiori!

Nel calcolo del NESS viene preso un margine di 3 dB; inoltre viene considerato il caso peggiore riguardo al diagramma di radiazione dell'antenna trasmittente (-4 dB).

Se ci limitiamo a ricevere il satellite soltanto quando è più vicino di 1.600 km (elevazione dell'antenna ricevente oltre 25°), avremo un segnale di 6 dB più forte di quando il satellite è sull'orizzonte (distanza 3.200 km, elevazione 0°).





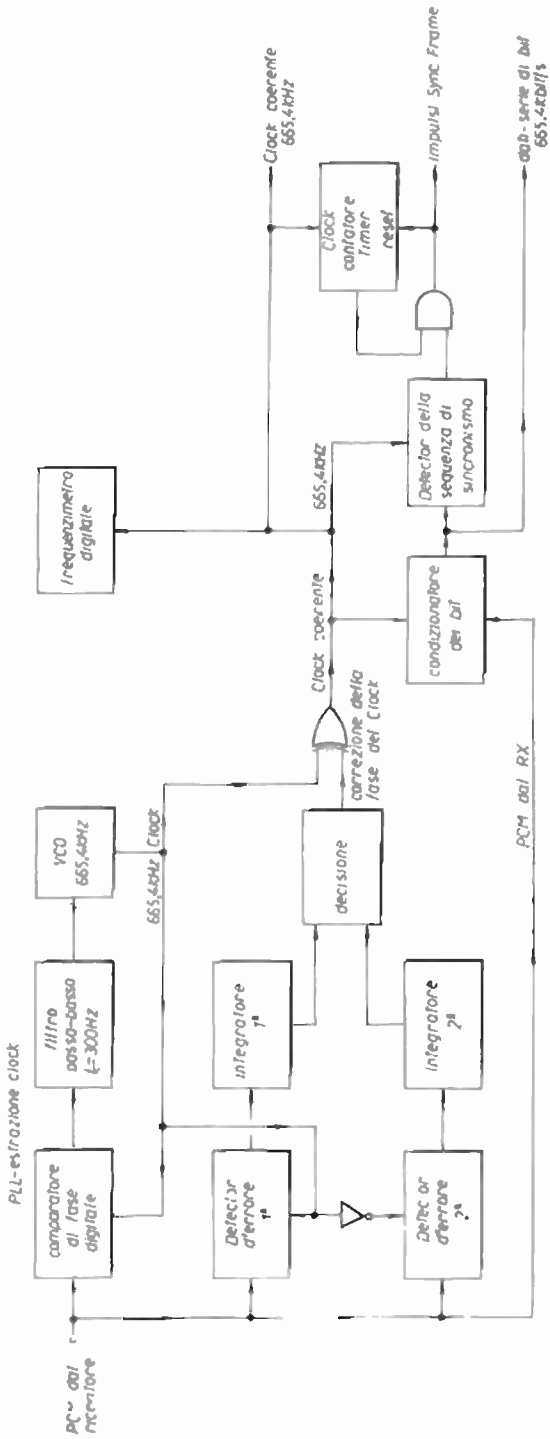


figura 2

Schema a blocchi della stazione HRPT, Bit-Rate e Frame Synchronizer.

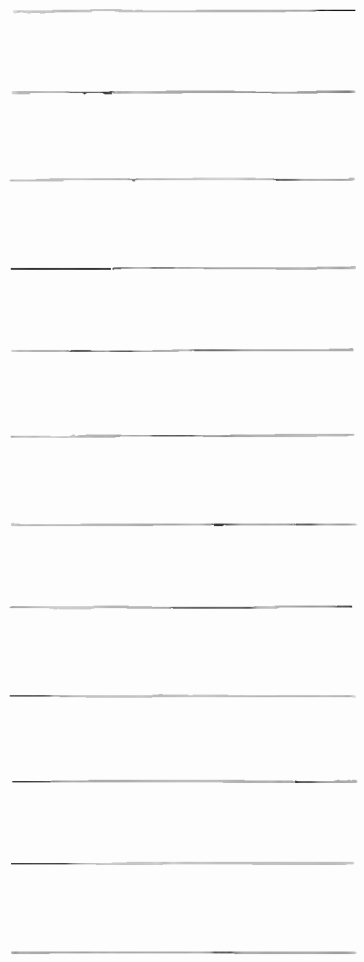
FREQUENZIMETRO  
PROGRAMMABILE



CX 88 B 0.5 - 50 MHz  
CX 888 S 0.5 - 500 MHz



T. 0321  
85356



Considerando queste cifre, il guadagno d'antenna richiesto scende da 36 dBi a 23 dBi con un'antenna parabolica da 1,2 m di diametro.

Prove pratiche hanno pienamente confermato questi calcoli per il satellite Tiros N; per il NOAA6 i risultati sono ancora più lusinghieri, il segnale è più forte di  $3 \div 5$  dB rispetto al Tiros N.

Questi calcoli sono stati fatti per un ricevitore avente una cifra di rumore di 5 dB circa, facilmente ottenibile con transistori tipo BFR34A, BFR91, MRF901 e simili a basso costo. Impiegando invece un fet al GaAs è possibile ottenere una cifra di rumore al di sotto di 1,5 dB; purtroppo il prezzo di questi semiconduttori è ancora assai elevato.

La polarizzazione del segnale è circolare destrorsa, quindi l'illuminatore della parabola deve essere un elicoide sinistrorso (il paraboloide è uno specchio!).

In figura 1 è riprodotto lo schema a blocchi del ricevitore a doppia conversione.

La prima frequenza intermedia è di 150 MHz, la seconda è di 10,7 MHz (frequenza centrale, data la larghezza di 3 MHz e una banda da 9,2 a 12,2 MHz!).

Una catena di media frequenza separata, a banda stretta (150 kHz), è utilizzata per il controllo automatico della frequenza (AFC).

L'amplificatore di media frequenza a 10,7 MHz a larga banda può lavorare sia nella regione lineare (AGC funzionante), sia come amplificatore/limitatore (AGC escluso).

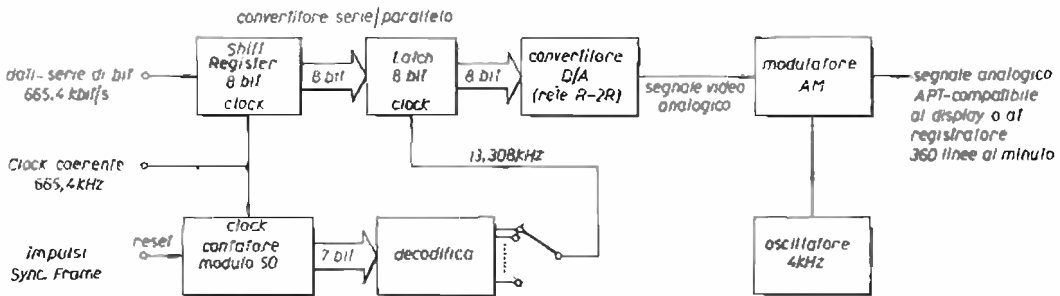


figura 3

Schema a blocchi della stazione HRPT, conversione del segnale digitale in un segnale APT-compatibile

Il demodulatore di fase è un PLL.

Il primo comparatore di fase fornisce il segnale demodulato PCM e tramite un filtro passa-basso la tensione di correzione al VCO; il secondo comparatore di fase serve unicamente a pilotare lo strumento denominato "COS  $\varphi$ ".

Facendo un'analisi matematica del segnale si può provare che l'indicazione di questo strumento è proporzionale al coseno dell'angolo della deviazione della fase ( $\varphi$ ). In pratica questo strumento si è rivelato molto prezioso, dalla sua indicazione si può calcolare il rapporto S/N, inoltre segnala il lock del PLL. Da qui in avanti il segnale viene processato da circuiti digitali.

Il segnale proveniente dal satellite è un PCM-S $\Phi$  (Pulse Code Modulation - Split Phase) a 665,4 kbit/s.

« Split Phase » significa che a ogni bit trasmesso corrispondono due livelli di modulazione. La definizione del « 1 » logico è  $+\varphi$  nella prima metà e  $-\varphi$  nella seconda metà del bit (vedi figura 4).

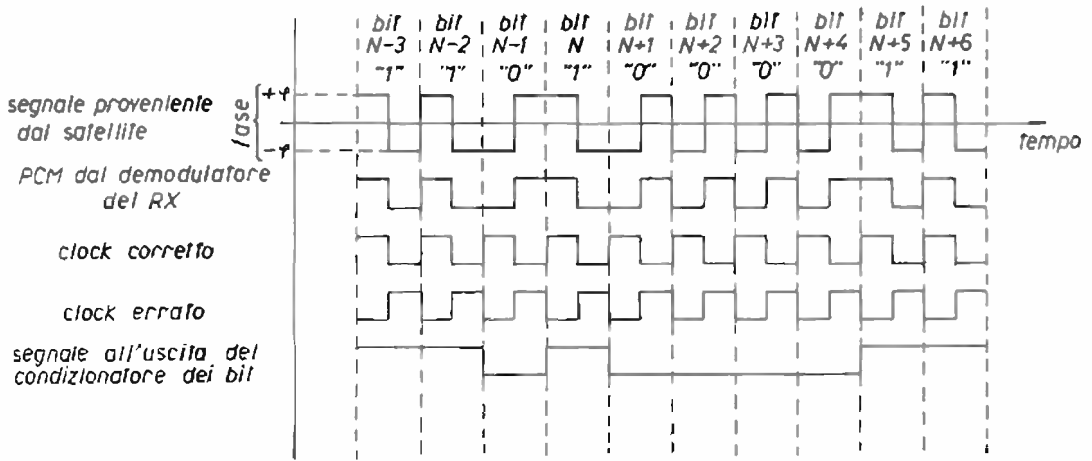


figura 4

Esempio di ricezione della sequenza 110100011.

La definizione dello « 0 » logico è invece  $-\varphi$  nella prima metà del bit e  $+\varphi$  nella seconda metà. Il segnale proveniente dal demodulatore viene per primo trasformato in un segnale a livello TTL. Dato che si tratta di una trasmissione digitale sincrona, non ci sono bit di lunghezza o ampiezza speciali per la sincronizzazione. Il segnale è una serie di bit uguali senza interruzioni.

Nella fase di ricezione dobbiamo per primo estrarre dal segnale il clock. Questo compito viene eseguito da un PLL con un comparatore di fase digitale, sensibile alle transizioni di livello. In questo modo otteniamo un clock, che ha il periodo esatto di 1 bit, però non sappiamo ancora se la sua fase è corretta (vedi figure 2 e 4).

In una trasmissione S $\Phi$  ci sono delle transizioni di livello sia all'inizio che alla metà dei bit e il nostro PLL si può facilmente sincronizzare erratamente. Nella figura 4 ho presupposto che i bit incominciano al fronte di salita del clock. Allo scopo di trovare la giusta fase del clock abbiamo due detector d'errore, pilotati con clock di fasi opposte. In una trasmissione S $\Phi$  abbiamo sempre una transizione di livello alla metà del bit. Se questa transizione manca, allora c'è un errore nella fase del clock. Per correggere la fase del clock viene utilizzata una porta EXOR.

I circuiti che generano un clock coerente vengono spesso chiamati « Bit-Rate Synchronizer » nella letteratura. Il condizionatore dei bit (bit conditioner) rigenera i livelli logici originali « 0 » e « 1 », come prima della codifica S $\Phi$ . In una trasmissione digitale i dati vengono normalmente trasmessi come gruppi di un certo numero di bit, chiamati parole (words). Nel caso della HRPT di Tiros N e NOAA6 (questi due satelliti sono praticamente uguali) una parola è lunga 10 bit, il numero binario che questi 10 bit rappresentano è direttamente proporzionale alla grandezza fisica che viene trasmessa.

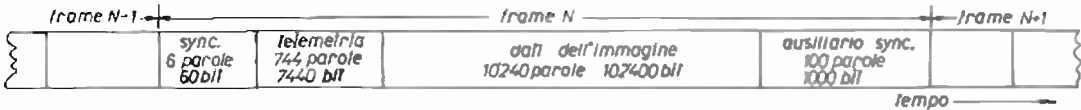
Una parola rappresenta un elemento del mosaico dell'immagine trasmessa (un elemento d'immagine = 1 « pixel » (picture element)). La grandezza del numero binario rappresentato dalla parola è direttamente proporzionale alla luminosità dell'elemento dell'immagine. Per primo viene trasmesso il bit piú importante (prima cifra del numero binario) = MSB. Segue la seconda cifra, poi la terza e così via fino all'ultima decima cifra = LSB. Immediatamente dopo l'ultimo bit della parola viene trasmesso il primo bit (MSB) della parola seguente e così via.

La figura 5 mostra come viene trasmessa una linea dell'immagine, che contiene 2.048 punti-elementi d'immagine per ognuno dei 5 canali spettrali del radiometro del satellite.

figura 5

Struttura del frame.

Organizzazione del frame:



1 frame = 11.090 parole = 110.900 bit

1 parola = 10 bit

1 linea dell'immagine = 1 frame = 2.048 elementi d'immagine per 5 canali spettrali

Dati dell'immagine:



MSB trasmesso per primo

LSB trasmesso per ultimo

N.B.: la struttura della telemetria richiederebbe un articolo intero!

Ma come farà il nostro ricevitore a distinguere quando iniziano le parole, se non ci sono né impulsi di inizio, né di fine di queste?

Questo è il compito del sincronizzatore di frame. All'inizio del frame, che nel caso della HRPT di Tiros N e NOAA6 contiene i dati di una linea dell'immagine (ma non nel caso del Meteosat), viene trasmessa una sequenza fissa di 60 bit esattamente definita, che rappresenta l'impulso di sincronismo per tutta la lunghezza del frame (110.900 bit).

L'unica limitazione di questo sistema è che la sequenza dei 60 bit non deve verificarsi anche in qualche altro posto del frame! In pratica, però, basta che la probabilità che ciò si verifichi sia abbastanza piccola. Il sincronizzatore del frame è costituito da un detector della sequenza di sincronismo (in pratica basta verificare 32 bit) e da un preciso timer, che esclude il detector fino alla seguente sequenza di sincronismo quando riceve un impulso di sincronizzazione. In questo modo la probabilità di sincronizzarsi su di una falsa sequenza di sincronismo viene ulteriormente diminuita.

Arrivati a questo punto non ci resta che trasformare la serie di bit in un segnale analogico da inviare al display o al registratore (vedi figura 3). Dalla figura 5 possiamo apprendere che i dati relativi a un canale spettrale selezionato sono ritrasmessi ogni 50 bit. La serie di bit viene fatta scorrere in uno shift register e ogni 50 bit, al momento opportuno, l'informazione contenuta nello shift register viene trasferita in un latch. Il momento di questo trasferimento è determinato dal contatore modulo 50 pilotato dal clock e sincronizzato dall'impulso del sincronizzatore del frame. Non ho ritenuto necessario utilizzare più di 8 bit dei 10 bit trasmessi; già con 8 bit si ottengono 256 livelli di grigio possibili sulla foto! Il convertitore D/A e una rete di resistenze R-2R (12 k $\Omega$  e 24 k $\Omega$  nel prototipo) pilotata da porte buffer CMOS. Per ricevere più canali spettrali allo stesso tempo basta aggiungere dei circuiti come in figura 3 per ogni canale al complesso ricevente. All'uscita di questo circuito ho aggiunto un oscillatore audio e un modulatore AM per ottenere un segnale compatibile con le apparecchiature standard APT. Il segnale video ottenuto richiede una larghezza di banda di 6.654 Hz minima, quindi l'oscillatore audio dovrebbe funzionare almeno su 8 kHz per non perdere in risoluzione. Nelle prime prove però ho preferito impiegare una frequenza della sottoportante di 4 kHz, perdendo in risoluzione, ma facilitando la registrazione su nastro (come su figura 3). Le immagini HRPT hanno una risoluzione di 1,1 km al centro dell'immagine. A differenza delle immagini APT, i bordi delle HRPT sono affetti dalla distorsione geometrica causata dal sistema di ripresa a radiometro. Il computer a bordo del satellite « linearizza » la scansione di una linea HRPT e la trasmette come APT analogica in banda VHF. Purtroppo questo processo di linearizzazione ha il difetto di ridurre la risoluzione dell'immagine. La HRPT viene trasmessa con la velocità di 6 linee (frames) al secondo.

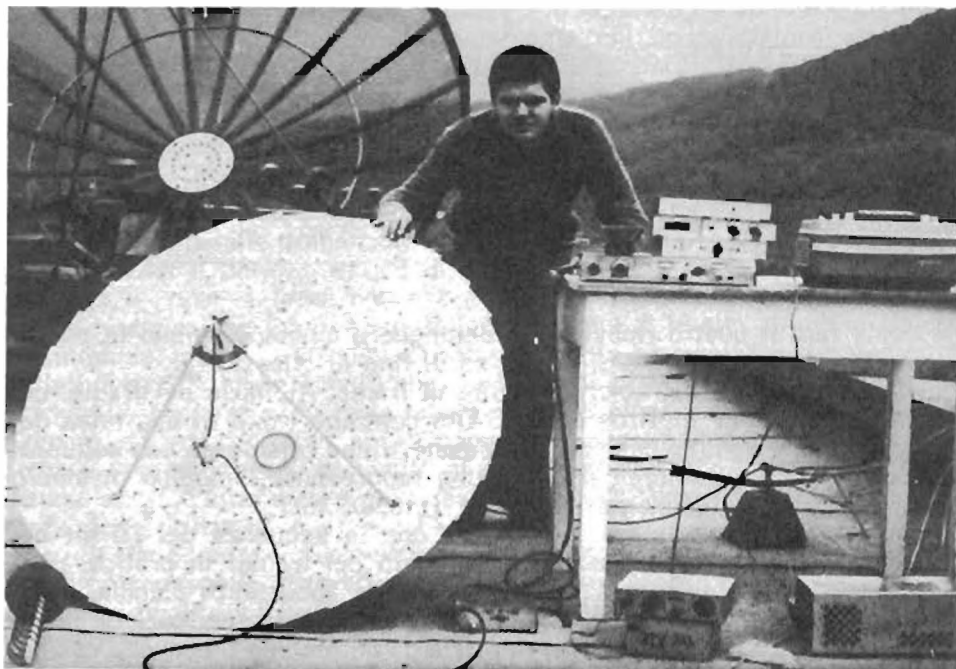


figura 6

La mia stazione HRPT: in primo piano il paraboloide da 1,2 m e il ricevitore (sul tavolo).

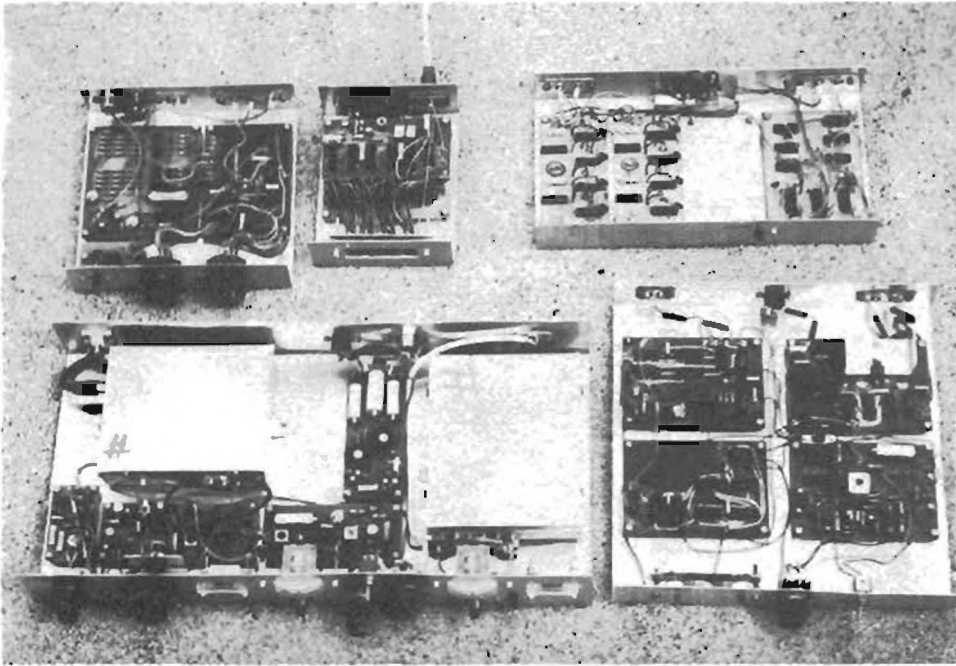


figura 7

L'apparecchiatura ricevente (manca soltanto il primo convertitore) impiega 70 (settanta!) circuiti integrati TTL nella parte digitale.

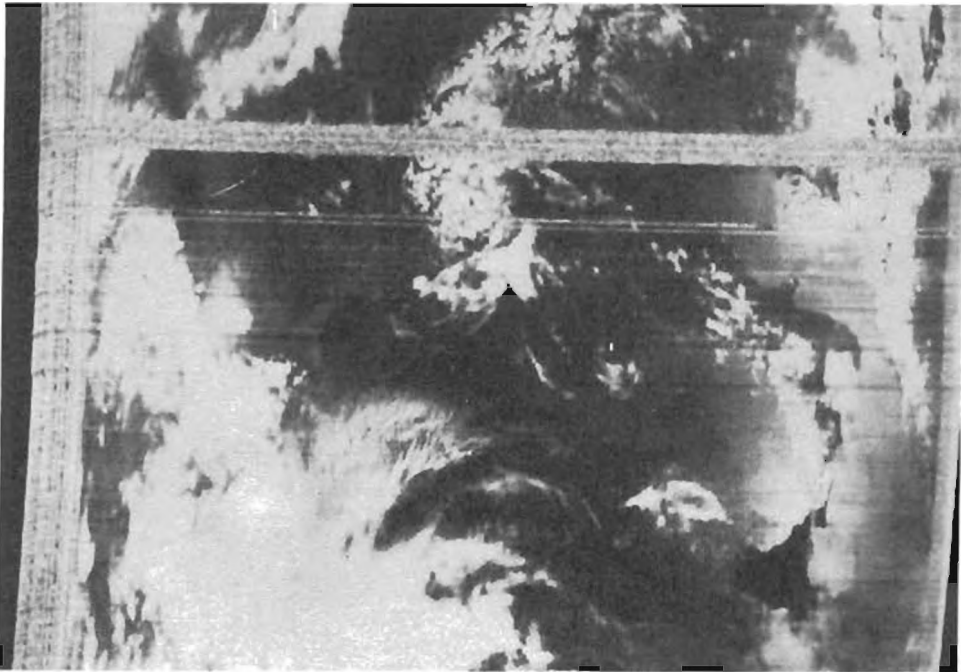


figura 8

Immagine HRPT intera di NOAA6 nello spettro visibile (2.048 pixel per linea).  
Notare la riflessione della luce solare sul mare a destra.



figura 9

Parte dell'immagine di NOAA6 (512 pixel): Sicilia e Calabria; notare la nebbia nello stretto di Messina.

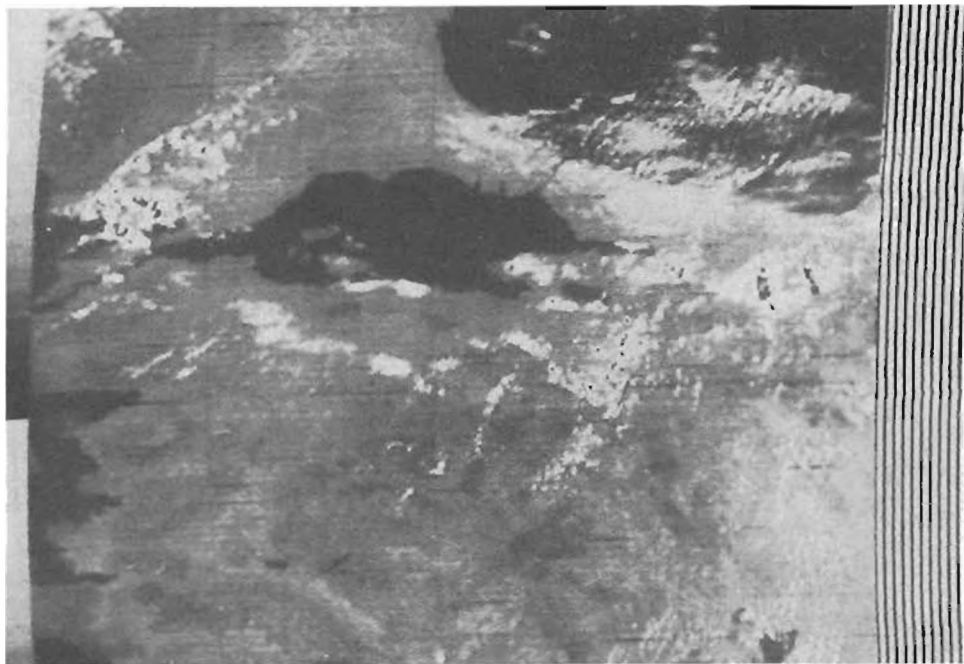


figura 10

Parte dell'immagine di TIROS N (512 pixel): Turchia settentrionale, mare di Marmara e Bosforo.





figura 11

*Parte della HRPT di TIROS N (512 pixel): il delta del Nilo e il canale di Suez.*

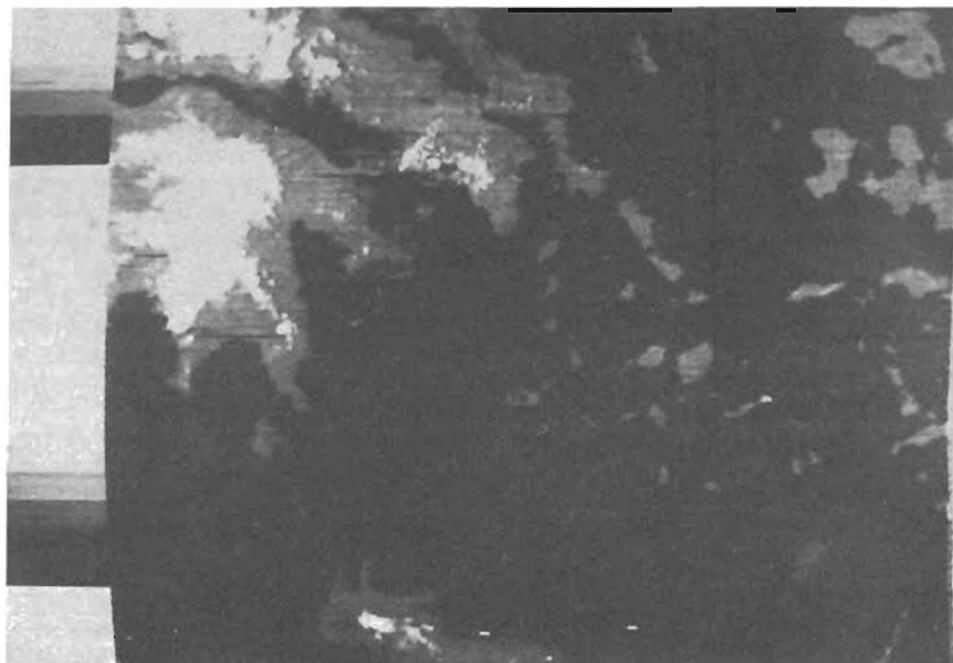


figura 12

*Parte della HRPT di TIROS N (512 pixel): Grecia, mare Egeo (la scala dei grigi è generata dall'epiprecchiatura ricevente, non dal satellite).*

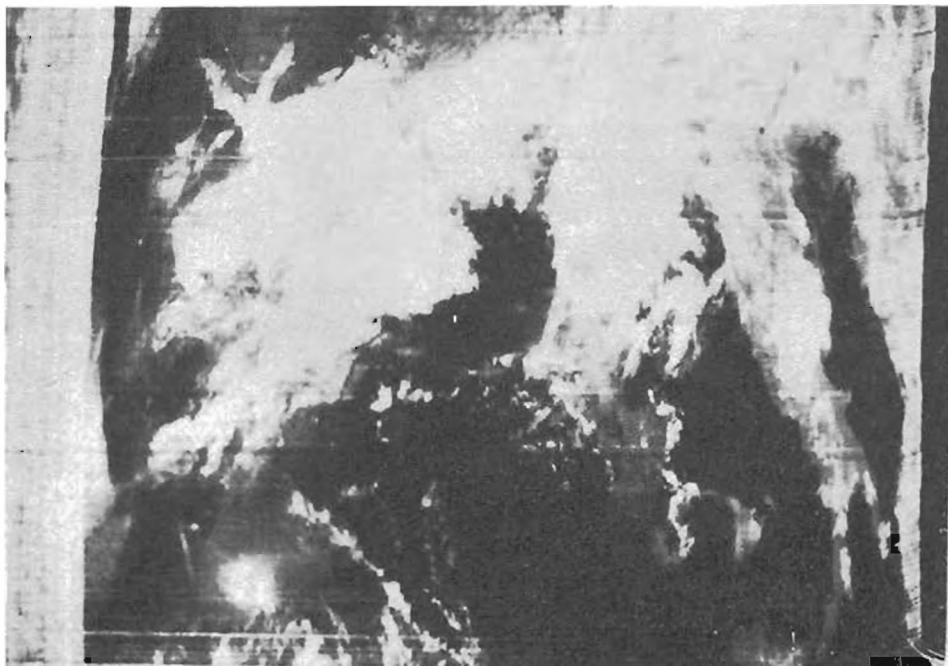


Figura 13

Immagine HRPT intera di TIROS N (2.048 pixel).

Notare la distorsione geometrica ai bordi (la barra bianca a sinistra dell'immagine è la telemetria!).

Gran parte degli amatori APT, autore compreso, utilizza per la riproduzione delle foto APT un display con un tubo CRT per TV. Purtroppo un tale tubo ha una risoluzione di sole  $400 \div 500$  linee, il che in pratica limita la risoluzione delle foto ricevute. Una buona idea è di riprodurre sul display soltanto la parte centrale della foto con la massima risoluzione possibile.

Le foto che ho allegato a questo articolo le ho ottenute con questo metodo, utilizzando una memoria RAM da 4 kbit ( $512 \text{ pixel} \times 8 \text{ bit}$ ) per l'« espansione ». In questo modo ho anche diminuito la banda di frequenze video a circa 2 kHz facilitando la registrazione. Non pubblico lo schema a blocchi di questo apparecchio per non complicare troppo l'argomento.

In questo articolo ho cercato di presentare questo nuovo metodo di trasmissione impiegato dai satelliti meteorologici. Sono partito dal presupposto che il lettore abbia già una certa conoscenza sull'argomento, peraltro dettagliatamente trattato su **cq elettronica** dal professor Walter Medri nella sua serie di articoli « Progetto Starfighter », e altri.

**G. Lanzoni** <sup>12VD</sup> <sup>12LAG</sup> **HAL** Communication  
20135 MILANO - Via Comello 10 - Tel. 589075-544746

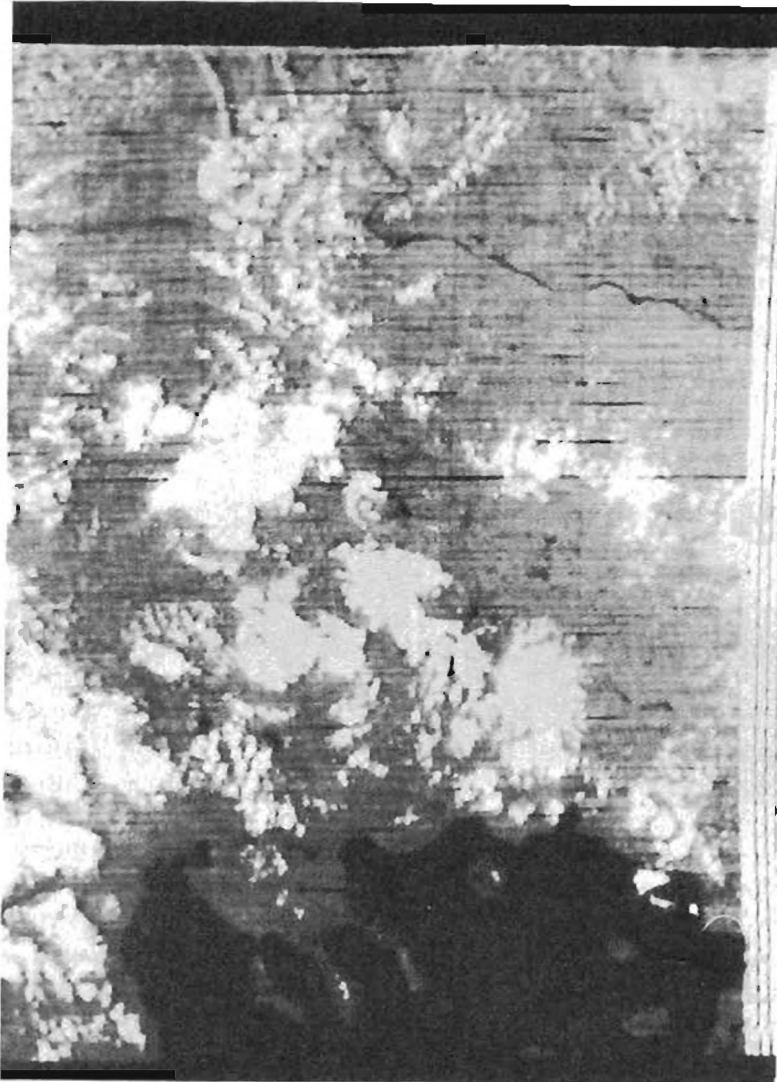


Figura 14

Parte della HRPT di TIROS N (512 pixel): Grecia settentrionale e Bulgaria; notare il fiume Danubio in alto sull'immagine (l'impulso di sincronismo a destra è generato dall'apparecchiatura ricevente, non dal satellite).

## Letteratura

1. W. Medri: **Attuale e futura attività APT**, cq 2/77.
2. NOAA Technical Report NESS 75: **Guide For Designing RF Ground Receiving Stations For Tiros-N.**
3. NOAA Technical Memorandum NESS 95: **The Tiros-N/NOAA A-G Satellite Series.**
4. ESA, **Meteosat Programme, Dissemination Mission, High Resolution Image Transmissions.**
5. W. Medri: **Progetto Starfighter**, serie di articoli su cq elettronica.

# Taratura dei moltiplicatori di frequenza

---

*Maurizio e Sergio Porrini*

---

Su precedenti numeri della rivista sono apparsi alcuni moltiplicatori di frequenza, utilizzati per pilotare convertitori da 1.200 a 144 MHz e da 1.690 a 137 MHz.

La costruzione di questi circuiti è di solito semplice, almeno se paragonata ad altri con maggior numero di componenti, anche se lavoranti a frequenze più critiche.

La messa a punto pone però gravi difficoltà, che diventano insormontabili se non si dispone di una adeguata strumentazione. Descriviamo in questi articolo il sistema da noi usato per tarare un moltiplicatore da 92,8 MHz a 1.670 MHz.

Successivamente descriveremo il convertitore da 1.690 a 30 MHz, adatto a ricevere il satellite Meteosat, che speriamo sia messo in orbita questa primavera, essendo da lungo tempo inattivo il primo della serie.

Il moltiplicatore serve a generare una frequenza di riferimento, in questo caso 1.670 MHz che, interferendo col segnale ricevuto di 1.690 MHz, produce una FI di 20 MHz, inviata al ricevitore BC603.

A partire dalla frequenza di 1.670 MHz, lo schema fa uso di cavità, con all'interno un cilindretto risonante su questa frequenza.

In figura 1 è rappresentato un comune oscillatore a quarzo, che serve a produrre la frequenza base di 92,8 MHz; è chiaro che la precisione del quarzo è determinante per ottenere la frequenza di conversione, cadente nella gamma ricoperta dal BC603, che va da 20 a 28 MHz.

E' realizzato in una scatolina di vetronite a doppio rame: sul fondo è ricavato il circuito stampato, che non è critico.

Il secondo transistor è posto a metà di una finestrina ricavata su una parete della scatola, per ottenere una schermatura totale verso gli stadi seguenti. L'alimentazione stabilizzata di 12 V è fatta entrare attraverso un condensatore passante di 1.000 pF.

Il quarzo potete ordinarlo alla AZ Elettronica di Milano.

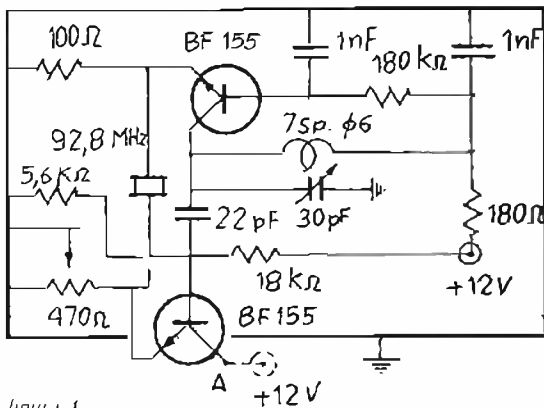


figura 1

La bobina si compone di 7 spire di filo argentato  $\varnothing$  1 mm, avvolta su un supporto  $\varnothing$  6 mm.  
 I condensatori sono tutti del tipo ceramico, e i collegamenti conviene siano più corti possibile.  
 In figura 2 potete vedere la bobina e il condensatore variabile.

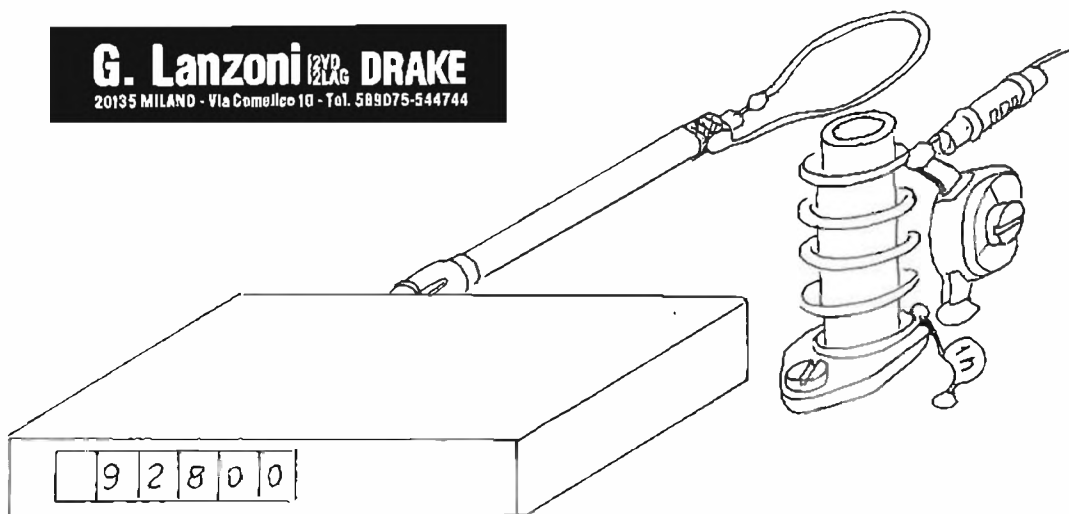


figura 2



Passiamo alla taratura, per questo stadio abbastanza semplice.  
 Applicare a un frequenzimetro uno spezzone di cavo coassiale, da 50 Ω, terminante con una corta spira, saldata alle estremità al polo caldo e alla calza del cavo. Avvicinatela alla bobina, regolando il potenziometro fino a ottenere sul display una lettura stabile di 92,800 MHz. Regolate il condensatore variabile da 30 pF fino a ottenere il massimo assorbimento, connettendo un milliamperometro in serie all'alimentazione.

Queste regolazioni dovranno tendere a stabilizzare la frequenza.

La messa a punto di questo stadio e dei successivi sarà eseguita coi contenitori chiusi coi relativi coperchi, i punti da regolare saranno resi accessibili attraverso fori praticati nella vetronite.

In figura 3 è rappresentato lo schema del primo duplicatore.

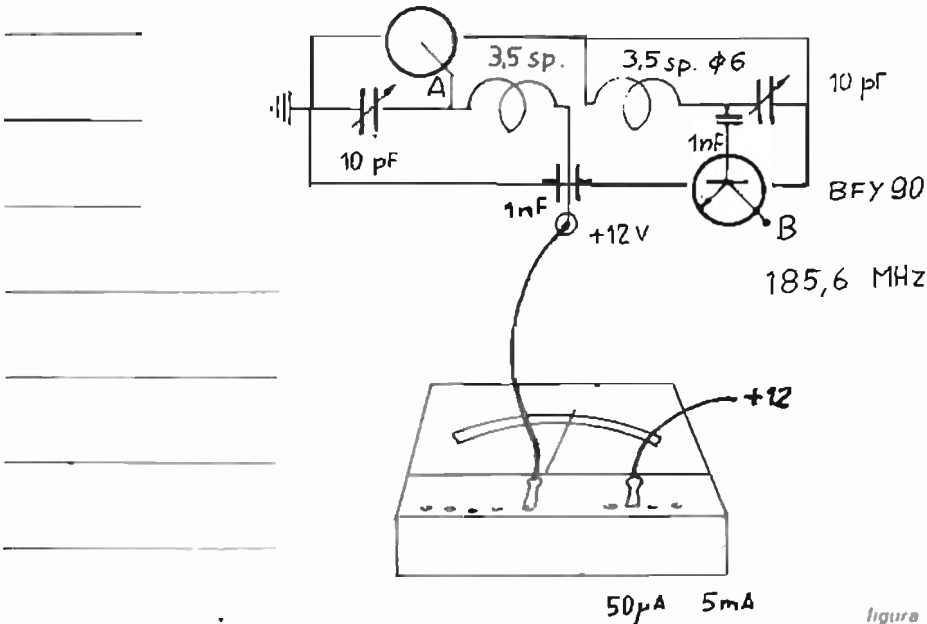


figura 3

La frequenza di 92,8 viene raddoppiata a 185,6 MHz.

Il contenitore, realizzato come il precedente, è saldato a questo. Il punto A dello schema 1 va connesso al punto A dello schema 3. Le bobine sono in filo argentato  $\varnothing$  1 mm, avvolte in aria, con diametro interno di 6 mm, e passo 1,5. Saranno affacciate una all'altra alla distanza di 1,5 mm. Il senso dell'avvolgimento sarà per ambedue destro. I condensatori variabili sono del tipo a pistoncino, ceramici della Philips.

In questo stadio le connessioni dovranno essere brevissime e ridotte al minimo indispensabile.

Il condensatore da 1.000 pF sarà del tipo a dischetto ceramico.

Rispettate comunque la disposizione dei componenti, rappresentata sullo schema; il condensatore passante da 1.000 pF sarà piazzato sul fondo e servirà da sostegno alla bobina.

La taratura comincerà a essere difficoltosa, per l'apparire delle armoniche alla frequenza del quarzo. Le difficoltà sarebbero minori se si potesse avere a disposizione un frequenzimetro, con adeguato preamplificatore. Connettete comunque un milliamperometro come in figura 3, e regolando il condensatore a pistoncino di sinistra cercate di ottenere il massimo assorbimento; attenzione alle armoniche, la giusta fasatura sarà ottenuta con un dip molto pronunciato sullo strumento.

Passiamo ora al triplicatore.

Premesso che questo contenitore deve essere realizzato in vetronite argentata, della stessa larghezza degli altri tre, per permettere un montaggio modulare, dovrà essere saldato su tutti gli spigoli e tutte le saldature dovranno essere eseguite con cura.

In figura 4 troverete lo schema, con l'indicazione dei piedini, comune al BFR91 e al BFR90, che potete trovare presso la B&S elettronica di Gorizia. La linea risonante superiore è ricavata dal lamierino di rame da 0.8 mm, argentato, con dimensioni di 10 x 35 mm.

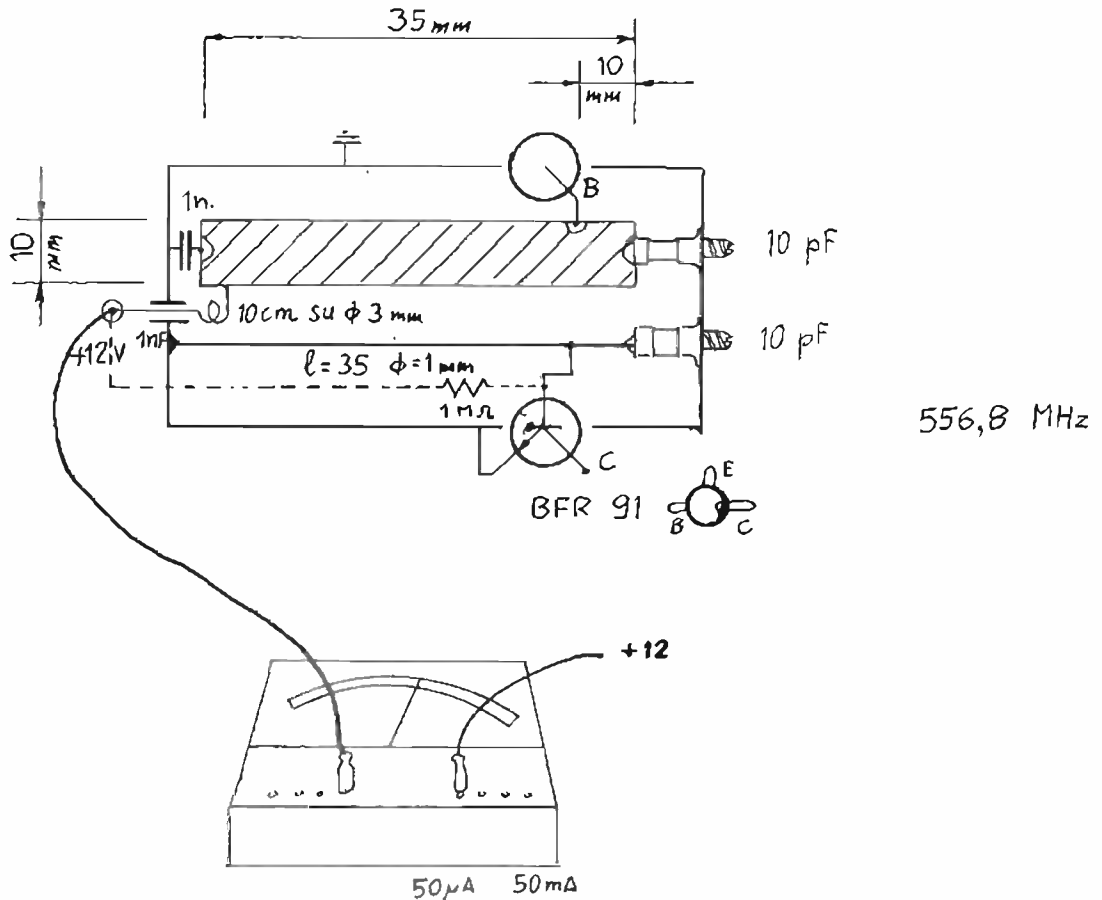


figura 4

A una estremità è saldato a un condensatore ceramico a disco, senza piedini, a sua volta il condensatore è stagnato alla scatola, facendo in modo che la base di questa risulti a 4 mm dalla linea.

L'estremità opposta è saldata a un condensatore a pistoncino della Philips, a sua volta saldato al contenitore. All'estremità di sinistra fa capo l'impedenza di alimentazione composta da filo smaltato  $\phi$  0.3 mm, lungo 10 cm, e avvolto su un diametro di 3 mm. Un condensatore passante permette l'alimentazione e serve da Test Point.

A 5 mm dalla prima monterete la seconda linea risonante, composta da un filo di rame argentato  $\phi$  1 mm, posto a 4 mm dalla base.

La lunghezza di questa linea sarà pure di 35 mm. I terminali dei transistor saranno saldati a 10 mm dal lato caldo.

Per l'argentatura rivolgetevi a un rivenditore di coppe e medaglie.

Arriviamo ora alla messa a punto di questo stadio, che comporta qualche difficoltà e richiede una buona dose di paziente applicazione. Applicate il tester al Test Point, come in figura 4, manovrate lentamente il condensatore variabile da 10 pF di destra dello schema 3, per ottenere il massimo assorbimento; la stessa operazione sarà eseguita col condensatore superiore dello schema 4.

Questa taratura è difficile perché il forte dip, che indicherà la avvenuta messa a punto, sarà ottenuto con le linee di base e di collettore perfettamente accordate, e non si avranno indicazioni sullo strumento in caso contrario.

Avremo così ottenuto 556,8 MHz, e passiamo alla messa a punto del triplicatore a cavità accordato a 1.670 MHz.

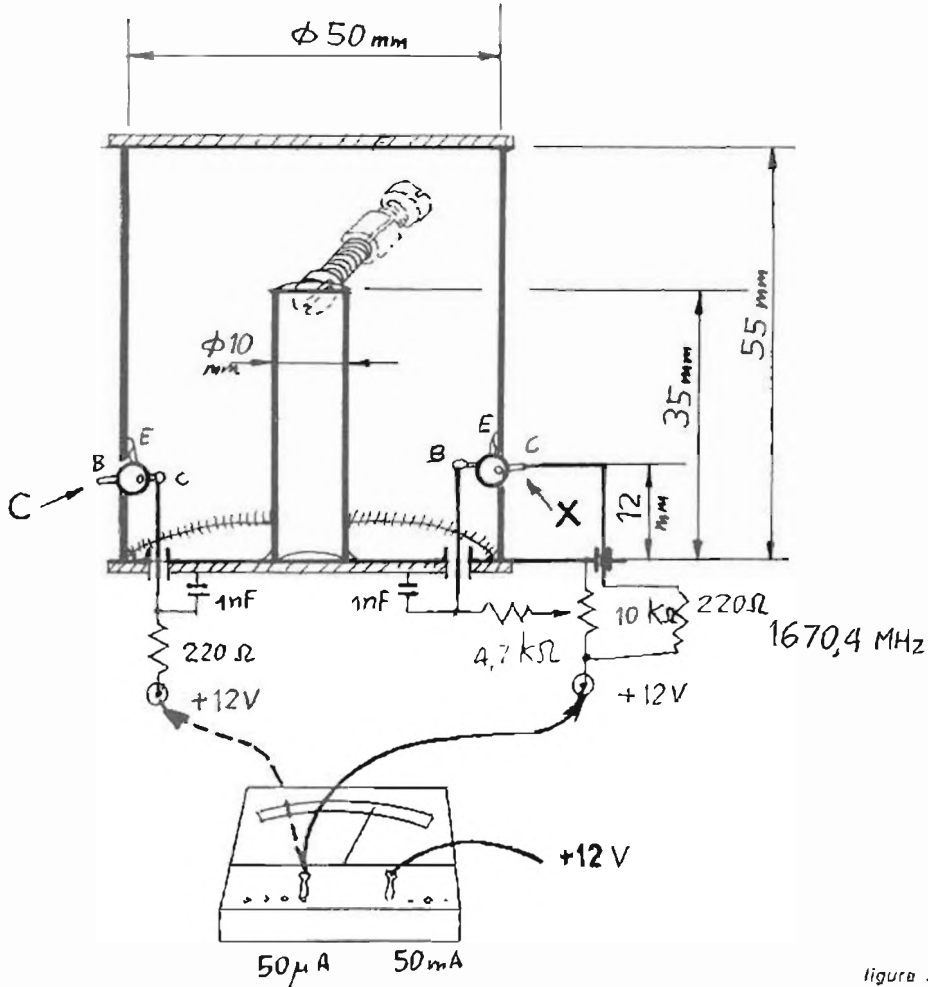


figura 5

E' ottenuto tagliando un tubo di ottone del diametro di 50 mm chiuso con due pezzi di vetronite da 2 mm, una saldata, l'altra fissata con 4 tirantini filettati esterni al tubo. Al centro saldato un tubetto  $\varnothing$  10 mm, lungo 35 mm, risonante a 1.670 MHz (1/4 d'onda). Queste parti vanno argentate prima di essere saldate a stagno.



I due transistori sono BFR34/A, saldati ai loop di filo argentato da 1 mm, lunghi 12 mm, a loro volta saldati a condensatori passanti da 100 pF.

A 35 mm dal fondo è saldato un dado di ottone con passo 0,5 mm che potrete ricavare da un tubetto di una antenna telescopica da 4 mm. Una vite da  $4 \times 0,5$  funge da condensatore variabile.

Dopo aver collegato il tester, regolate il trimmer inferiore dello schema 4, e la vite della cavità per ottenere un dip molto forte.

Purtroppo le cose non sono così semplici, perché basta spostare impercettibilmente i due comandi, per non ottenere nessuna indicazione sullo strumento. Per aggirare la difficoltà usiamo alcuni accorgimenti, cominciamo con l'aumentare la conicità della punta del pistoncino, del condensatore, per ottenere una variazione più graduale della capacità. Polarizzate provvisoriamente la base del BFR91, con una resistenza da 1 M $\Omega$ , dopo averla isolata dalla linea con un condensatore ceramico da 1.000 pF per avere una indicazione iniziale sullo strumento. Regolate il potenziometro da 100 k $\Omega$  per avere 9 V sulla base del transistor di destra. Riassumendo, con lo strumento connesso secondo la linea tratteggiata, registrerete il condensatore dello schema 4, connesso secondo la linea continua varierete la taratura della cavità. Naturalmente i punti C degli schemi saranno connessi assieme, al punto X avremo 1.670,4 MHz, sarà alimentato provvisoriamente, in attesa di collegarlo col miscelatore che descriveremo in un prossimo articolo. \*\*\*\*\*

## Raccoglitori per la rivista "cq elettronica"

Richiedeteli a:

**edizioni CD**  
**via C. Boldrini, 22**  
**40121 BOLOGNA**

Due raccoglitori  
per annata  
**L. 6.500**  
agli abbonati  
**L. 6.000**



Pagamento con assegni propri o circolari - vaglia  
o con c./c. P.T. n. 343400 a noi indirizzati.

# Del telaio e delle sue funzioni

---

Giuseppe Zella - risposta a IOZV

---

*Ricorderete senz'altro l'articolo riguardante l'antenna direzionale per onde medie pubblicato sul numero di marzo 1980 e quello conseguente di IOZV del mese di giugno; quanto segue è appunto la risposta che mi auguro chiarificatoria per quanti avessero dei dubbi insorti dopo l'articolo sopracitato e naturalmente per lo stesso IOZV.*

*Intanto mi sembra giusto ringraziare F. Cherubini per aver letto quanto riguardava il loop da me realizzato e naturalmente per le informazioni storiche contenute nel suo articolo e che senz'altro saranno state apprezzate da tutti.*

*E veniamo quindi all'analisi delle contestazioni di IOZV:*

1) *Del funzionamento o meccanismo della direttività: IOZV dice che l'interpretazione del funzionamento del loop riportata nel mio precedente articolo è inesatta per la ragione che il loop non è altro che una grossa bobina e che ha la fondamentale caratteristica di essere piccola rispetto alla lunghezza d'onda su cui è sintonizzata; fin qui non si può certo dire che la sua contestazione sia chiarificatoria e non comprendo bene cosa voglia dire.*

*E ancora: « Il loop ordinario è costruito in modo che le sue dimensioni siano piccole rispetto alla lunghezza d'onda, nel qual caso le correnti sono della stessa grandezza e fase nel loop ». Questa frase sarebbe opportuno che fosse chiarita o comunque che fosse spiegata a tutti i Lettori la ragione per cui le correnti sono della stessa grandezza e fase nel loop. A chiusura di questo argomento, riporto qui di seguito il punto di vista riguardante appunto il funzionamento del loop, di I. Zherebtsov da « Fundamentals of Radio »; riporto il testo direttamente in lingua inglese (il senso di quanto segue è praticamente lo stesso riportato nell'articolo di marzo): « The directional characteristics of a loop aerial are attributed to the following. If the loop plane is set at right angles to the direction of incoming radio waves, two equal and opposite electromotive forces E1 and E2 will be set up in both halves of each wire turn of the loop. As a result, the total e.m.f. in the whole of the loop will be zero. However, if the loop is so set that its plane is parallel to the direction of the incoming wave, E1 will no longer be equal to E2 because their phases are not the same, for the wave reaches one half of the turns before the second half. A resultant e.m.f. will then appear in the loop aerial, the value of such an e.m.f. being directly proportional to the size of the loop aerial and the number of turns in the loop, and inversely proportional to the length of the wave ».*

2) *Antenna a telaio e ferrite* - Pur concordando sul fatto che l'elevata permeabilità magnetica della ferrite consente di ottenere con una piccola bobina installata su di un bastoncino di ferrite una f.e.m. uguale a quella ottenibile in un loop di dimensioni notevolmente maggiori, va tenuto conto del fatto che in commercio non sono facilmente reperibili bacchette di ferrite di dimensioni tali da ottenere il rendimento dato da un loop delle dimensioni riportate e anche maggiori (150 cm di lato). Per questa ragione e anche a fronte delle molteplici prove condotte nella ricezione di segnali d'oltre Atlantico, il loop è a tutt'oggi l'antenna più adatta alla ricezione DX in onde medie.

3) *Direttività del loop*: IOZV sostiene che la direttività del loop è notevole sui segnali provenienti per onda diretta. Intanto sarebbe opportuno conoscere che cosa IOZV intende per onda diretta: nella terminologia della propagazione in onde medie esistono le definizioni « skywave » (onda di cielo ovvero onda che giunge per propagazione ionosferica) e « groundwave » (onda di terra o di superficie); se la definizione onda diretta si riferisce all'onda di superficie, l'onda stessa è da intendersi proveniente al massimo da una distanza di circa 1.600 km (in condizioni di elevata conduttività del suolo come nel caso dell'area del Mar dei Caraibi a elevata quantità salina). Si dà il caso che con il loop a suo tempo descritto, ho avuto la possibilità di ricevere sullo stesso canale e con la semplice rotazione del loop stesso di pochi gradi, emittenti del Nord, Centro e Sud America; facciamo qualche esempio:

- 600 kHz: *Radio Sucre, Cumanà, Venezuela.*  
*Radio Libertad, Barranquilla, Colombia.*  
*Radio Rebelde, Cuba.*
- 930 kHz: *Radio Montecarlo, Montevideo, Uruguay.*  
*Radio Continental, Bogotá, Colombia.*  
*Radio Antillas, Montserrat.*  
*CJON, St. Johns, Canada.*
- 940 kHz: *Radio Jornal do Brasil, Rio, Brasile.*  
*CBM, St. Johns, Canada.*  
*WIPR, La Emisora del Pueblo, S. Juan, Puerto Rico.*
- 950 kHz: *Radio Belgrano, Buenos Aires, Argentina.*  
*Radio Visión, Caracas, Venezuela.*  
*CHER, Sidney, Canada.*
- 1.010 kHz: *WINS, New York, USA.*  
*Radio Sutatenza, Barranquilla, Colombia.*  
*CFRB, Toronto, Canada.*
- 1.130 kHz: *Emisoras Rio Mar, Baranquilla, Colombia.*  
*Radio Ipanema, Rio, Brasile.*  
*WNEW, New York, USA.*
- 1.210 kHz: *Radio Anzoátegui, Barcelona, Venezuela.*  
*Radio Coro, Coro, Venezuela.*  
*Radio Calypso, Roseau, Dominica.*  
*WCAU, Philadelphia, USA.*

*E mi fermo qui per non annoiare con un elenco che rischia di diventare forse troppo lungo: questo è un piccolo assaggio che contribuirà a dimostrare che la direttività del loop è più che valida anche per questi segnali che non penso giungano certamente per onda diretta essendo la distanza tra la mia località e quelle citate compresa tra 8.000 e oltre 10.000 km. Oltre alle emittenti qui citate ho potuto riceverne molte altre sempre dell'area N.C.S. America, alcune asiatiche e tutte le altre già riportate alla fine dell'articolo descrittivo del loop; tutto quanto sopra è stato ricevuto con il loop all'interno dell'abitazione e scusate quindi se mi sono permesso di definire quanto sopra come strabiliante. Forse IOZV con l'antenna in ferrite è riuscito a fare meglio?*

E' lapalissiano che se si abita in una casa bunker o gabbia di Faraday forse è difficile ottenere risultati interessanti, così pure giustamente il rendimento migliorerebbe se l'antenna fosse installata all'esterno; l'installazione esterna è limitata però dal fatto che l'antenna va accordata di tanto in tanto, ragion per cui o si hanno braccia lunghe alcuni metri oppure si manda sul letto qualche schiavo che sintonizzi e ruoti il loop oppure si fa un po' di footing dal ricevitore all'antenna e viceversa. A parte questa parentesi poco seria, si potrebbe tentare la soluzione della sintonia a diodi varicap con comando vicino al rx e installazione del loop su di un rotatore; sono comunque soluzioni molto complesse che non tutti possono permettersi, è invece più facile e in ogni caso redditizio l'impiego all'interno di detta antenna.

A conclusione, torno quindi a ribadire che quanto è ottenibile dal loop non è un mito come sostiene IOZV ma una realtà senz'alcun dubbio positiva. In ogni caso posseggo delle registrazioni magnetiche di quanto ho potuto ricevere e sarò ben lieto di porle a disposizione degli eventuali interessati.

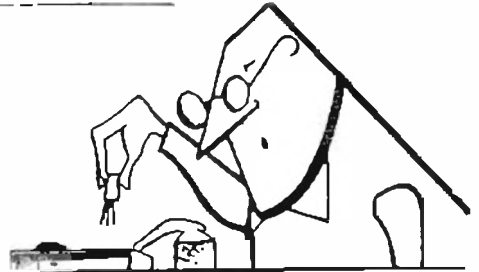
Tanto per completare: i « sacri testi » non meglio identificati e comunque citati da IOZV che potreste eventualmente consultare sono: « How to listen to the World, 5th Edition 1969/70 » - « How to listen to the World, 7th Edition » - « World DX Guide » e « Fundamentals of Radio ».

\*\*\*\*\*

## sperimentare

circuiti da provare, modificare, perfezionare.  
presentati dai Lettori  
e coordinati da

18YZC, Antonio Ugliano  
corso De Gasperi 70  
CASTELLAMMARE DI STABIA



© copyright cq elettronica 1981

## PAPOCCHIOSCOPIO PANORAMICO

(n. 1/81 - pagina 64)

E' purtroppo - saltata - la lista dei componenti. Eccola:

R<sub>1</sub> 47 Ω  
R<sub>2</sub> 1.5 kΩ  
R<sub>3</sub> 3.9 kΩ  
R<sub>4</sub> 33 kΩ  
R<sub>5</sub> 82 kΩ  
R<sub>6</sub> 270 Ω  
R<sub>7</sub> 22 kΩ trimmer  
R<sub>8</sub> 120 Ω  
R<sub>9</sub> 3.9 kΩ  
R<sub>10</sub> 1.5 kΩ  
R<sub>11</sub> 4.7 kΩ trimmer  
R<sub>12</sub> 2.7 kΩ  
R<sub>13</sub> 22 kΩ  
R<sub>14</sub> 270 Ω  
R<sub>15</sub> 470 Ω  
R<sub>16</sub> 1.5 kΩ  
IC<sub>1</sub> SO42P

T<sub>1</sub>, T<sub>4</sub>  
T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub>  
XTL1, XTL2

C<sub>1</sub>  
C<sub>2</sub>  
C<sub>3</sub>  
C<sub>4</sub>  
C<sub>5</sub>  
C<sub>6</sub>  
C<sub>7</sub>  
C<sub>8</sub>  
C<sub>9</sub>  
C<sub>10</sub>  
C<sub>11</sub>  
D<sub>1</sub>  
F<sub>1</sub>, F<sub>2</sub>  
MF<sub>1</sub>, MF<sub>2</sub>, MF<sub>3</sub>, MF<sub>4</sub>

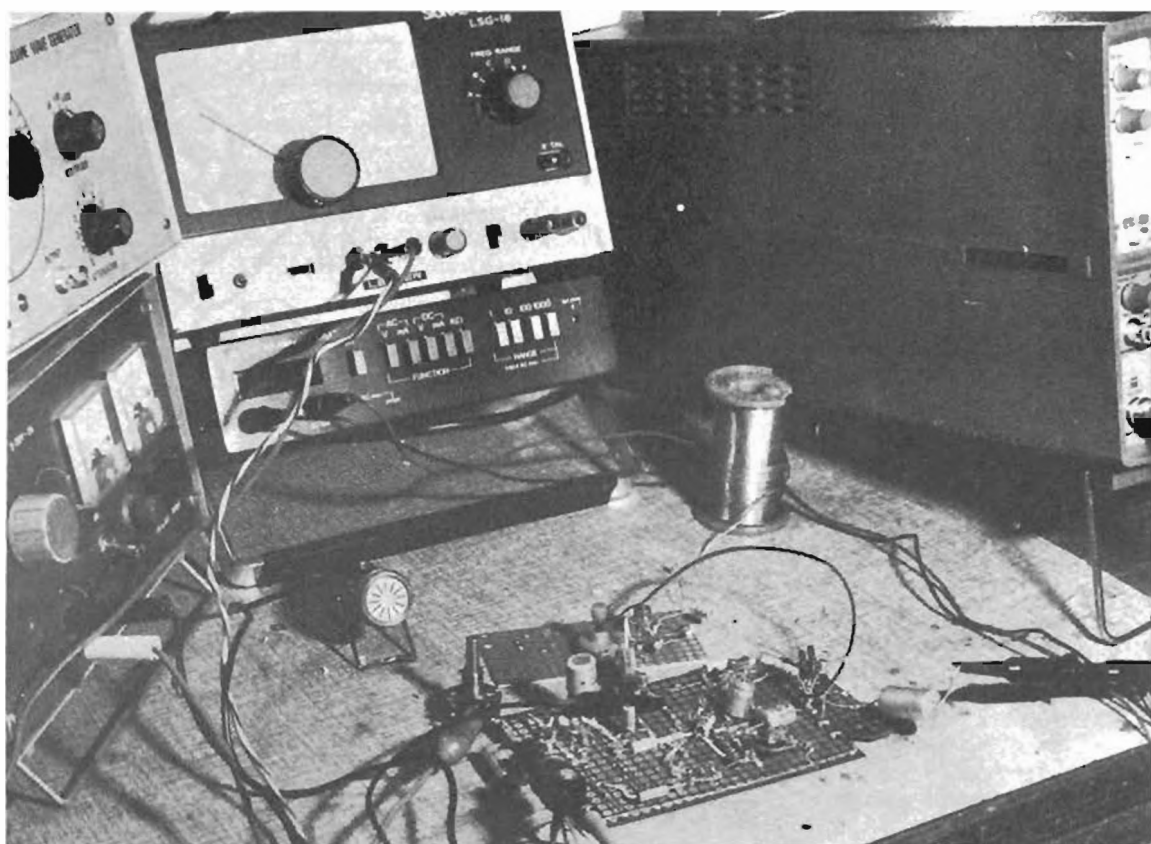
BC238A  
BC153  
quarzi ricezione canale 20  
CB (26,750 MHz)  
Interno a MF,  
120 pF  
Interno a MF,  
100 nF  
82 pF  
82 pF  
30 pF  
47 nF  
47 nF  
12 pF  
100 nF  
BB104  
2N3819  
10.7 MHz, nucleo verde

# miscelatore autoattenuante ovvero

# il FADDER

*Liberantonio Cafiero e Paolo Narcisi*

*Sembrerà strano ma tutto cominciò con uno scampanello alla porta... no, non è l'inizio di un romanzo di Raimond Chandler ma più modestamente una nuova e allucinante peripezia elettronica dei sottoscritti.*



Corriamo ad aprire e ci troviamo davanti il nostro vecchio amico LUDOVICO, un noto Speaker-Animatore-Organizzatore della più scalcinata e caotica Radio privata del quartiere, che porgendoci innanzi le mani callose ci urla « *Guardate come sono ridotto!! Ho bisogno del vostro aiuto...* ».

Continuando su questo tono a metà fra l'isterico e il piagnucoloso, interrompendosi a tratti con fantascientifici e quanto mai irrealizzabili consigli « *pe' mettece sulla buona strada* », ci spiegò che, stanco di manovrare continuamente i cursori del mixer, gli occorreva un dispositivo in grado di attenuare automaticamente il brano sonoro durante i suoi interventi.

Un po' attratti dall'attuazione dell'idea, un po' commossi da quelle protuberanze callose decidemmo di aiutarlo.

Fu così che cominciò una nuova Odissea.

Ludovico a parte, l'idea non era certo nuova, dispositivi simili sono ampiamente sfruttati in tutti i casi in cui occorra sovrapporre uno « short » parlato a una base musicale preesistente che tornerà al normale livello sonoro non appena lo Speaker cesserà il suo intervento.

Tipici esempi d'impiego, a parte le Radio private, possiamo trovarli nei grandi magazzini, discoteche, supermercati, ecc.

Ma, bando alle chiacchiere, passiamo alla descrizione del circuito.

Esaminiamo, dapprima, le condizioni che, dati gli usi, tale realizzazione deve soddisfare. Dunque in ordine di importanza abbiamo:

- 1 - Essendo il dispositivo generalmente inserito in catene ad alta fedeltà appare evidente che esso non debba introdurre alcuna distorsione e/o rumori.
- 2 - Il tempo d'intervento deve essere piuttosto breve mentre il tempo di ripristino deve essere tale da consentire che, fra una parola e l'altra, il segnale di fondo non ritorni ai livelli iniziali (creando così un fastidioso effetto di riverbero).
- 3 - L'apparato non deve avere una forte preamplificazione, questo per non far andare incontro a distorsioni gli eventuali stadi che seguono nella linea di amplificazione.
- 4 - La possibilità, qualora occorra, di tornare al comando manuale della miscelazione.

Premesso ciò, prendemmo in mano carta e malita, una scatola di Aspro, e con i gomiti sulla scrivania, cominciammo a uccidere cellule nervose. E più ne uccidevamo, più si riempiva il cestino della carta straccia ma noi, da veri eroi, continuavamo imperterriti.

Dopo alcuni block notes e qualche decina di compresse avevamo pronto un embrione di schema a blocchi, non era molto, ma già abbastanza per proseguire nel difficile parto.

E' raffigurato in figura 1 a pagina seguente.

Nel primo blocco, quello relativo all'ingresso che chiameremo d'ora in poi « fono », è presente un amplificatore differenziale del tipo autosfasante. Questa configurazione circuitale permette di ottenere, ai capi di  $R_A$  e  $R_B$ , due segnali di pari ampiezza ma di fase opposta (sfasamento di  $180^\circ$ ).

Tali segnali si sommano algebricamente nel nodo « N ». Ora, se noi inseriamo una resistenza variabile, insita nel blocco 6, fra il nodo « A » e la

massa abbiamo realizzato un attenuatore a « T » (formato da  $R_B$ ,  $R_C$  e il blocco 6) con rapporto d'attenuazione variabile.

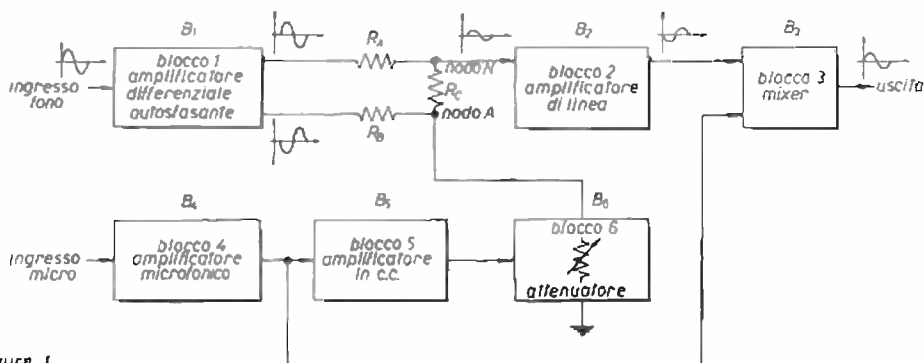


figura 1

Schema a blocchi del Fadder.

In particolare un segnale presente all'ingresso « micro », opportunamente trasformato in continua, farà aumentare di molto il valore della « resistenza » presente fra il nodo « N » e massa. Questo provocherà un aumento del segnale disponibile ai capi di  $R_C$  che, di conseguenza, si sommerà algebricamente (si ricordi la differenza di fase) al segnale proveniente da  $R_A$ . Il risultato di tale « incontro » (ci si passi il termine) sarà un'attenuazione piuttosto marcata nei confronti dell'informazione presente all'ingresso fonos. Il perché avviene un'attenuazione e non, ad esempio, una esaltazione a questo punto dovrebbe essere chiaro.

Ricorderemo, solo per i più sprovveduti, che quando due segnali di fase opposta ( $180^\circ$ ) si « sommano algebricamente » in realtà essi si sottraggono in ragione della loro ampiezza.

Niente paura per chi non avesse ancora capito; ora daremo una ulteriore spiegazione un po' più pratica.

In figura 2 abbiamo due funzioni sinusoidali di pari ampiezza e frequenza ma di fase opposta; esse potrebbero essere, ad esempio, i segnali presenti ai capi di  $C_2$  e  $C_1$ , se nell'istante  $t_1$  la funzione « A » raggiunge l'ampiezza, supponiamo, di  $0,5 V_n$ , avremo che, nel medesimo istante, la funzione « B » sarà  $A - 0,5 V_n$ . Ora se lo sfasamento è rigidamente di  $180^\circ$  e se la matematica non è un'opinione avremo  $(0,5) + (-0,5) = 0,5 - 0,5 = 0$ . Cioè la tensione risultante della sovrapposizione delle due funzioni sarà pari a zero.

Consideriamo, a puro titolo d'esempio, che la funzione « A » sia quella che, nel nostro caso, sia pur attenuata, venga riproposta agli stadi successivi e quindi presente all'uscita.

Chiamiamo invece la funzione « B » col termine « tensione di sottrazione » (scusate la poca liceità dei vocaboli usati ma non abbiamo trovato nulla che rendesse meglio l'idea).

Bene, ora beccatevi il seguente postulato: affinché il circuito svolga la sua funzione è condizione necessaria che il valore in modulo della « tensione di sottrazione » sia di un buon margine inferiore a quello della funzione « A ».

Questo è necessario affinché nella dinamica di attenuazione il segnale « A » non venga annullato completamente o, peggio, il valore di tensione (modulo) della funzione « B » superi il valore modulare di « A ».

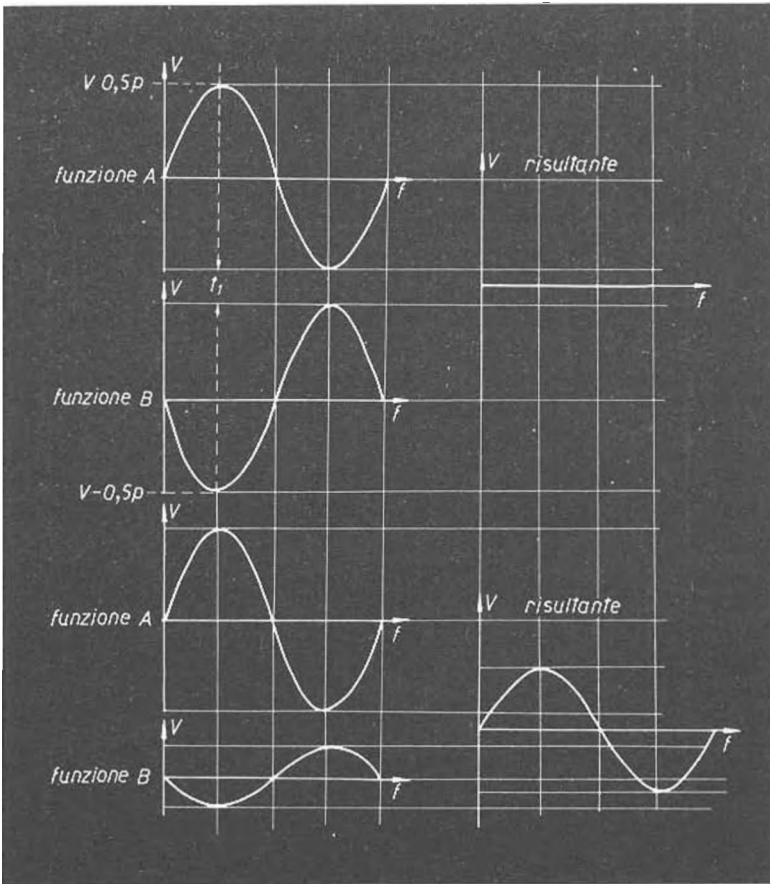


figura 2

Ciò porterebbe delle gravose conseguenze, ovvero il segnale di sottrazione risulterebbe di ampiezza così elevata, tale, non solo da annullare la funzione « A », ma bensì di sostituirsi ad essa ottenendo così una sorta di funzionamento inverso.

E adesso, per favore, non domandateci perché abbiamo scelto un sistema così complicato... Sapete come si dice dalle nostre parti?

« A OGNI TESTA IL SUO CAPPELLO ».

Torniamo ora allo schema a blocchi.

Abbiamo esaminato i blocchi 1 e 6 che sono, in un certo senso, le « prime donne » della nostra realizzazione; ora passiamo all'esame generale degli altri.

All'interno del blocco 2 troviamo un normalissimo, quasi canonico, preamplificatore che porta il segnale a livelli più idonei a successive elaborazioni. Il blocco 4 assolve funzioni di preamplificatore microfonico.

Il blocco 5, invece, trasforma e amplifica il segnale microfonico in c.c. rendendolo così « digeribile » al blocco 6.

Il blocco 3 è un normalissimo miscelatore utile a evitare interazioni.

Tali ritorni indesiderati causerebbero attenuazioni del segnale fono anche in assenza di informazioni all'ingresso micro.



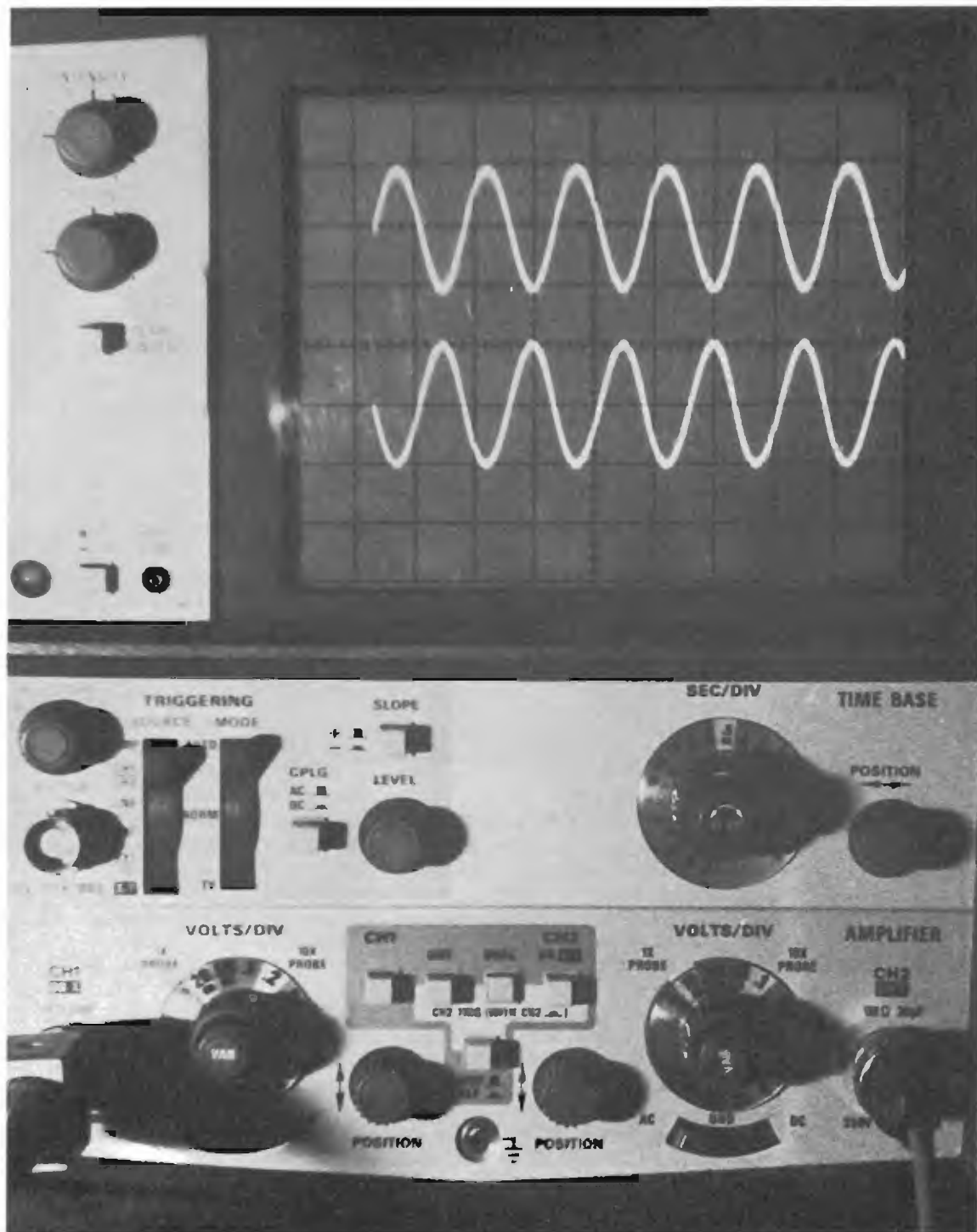


foto 1

Segnali presenti sui collettori di  $Q_1$  e  $Q_2$

Si noti la differenza di fase (onda sinusoidale a 1.000 Hz. base tempi 0.5 ms).

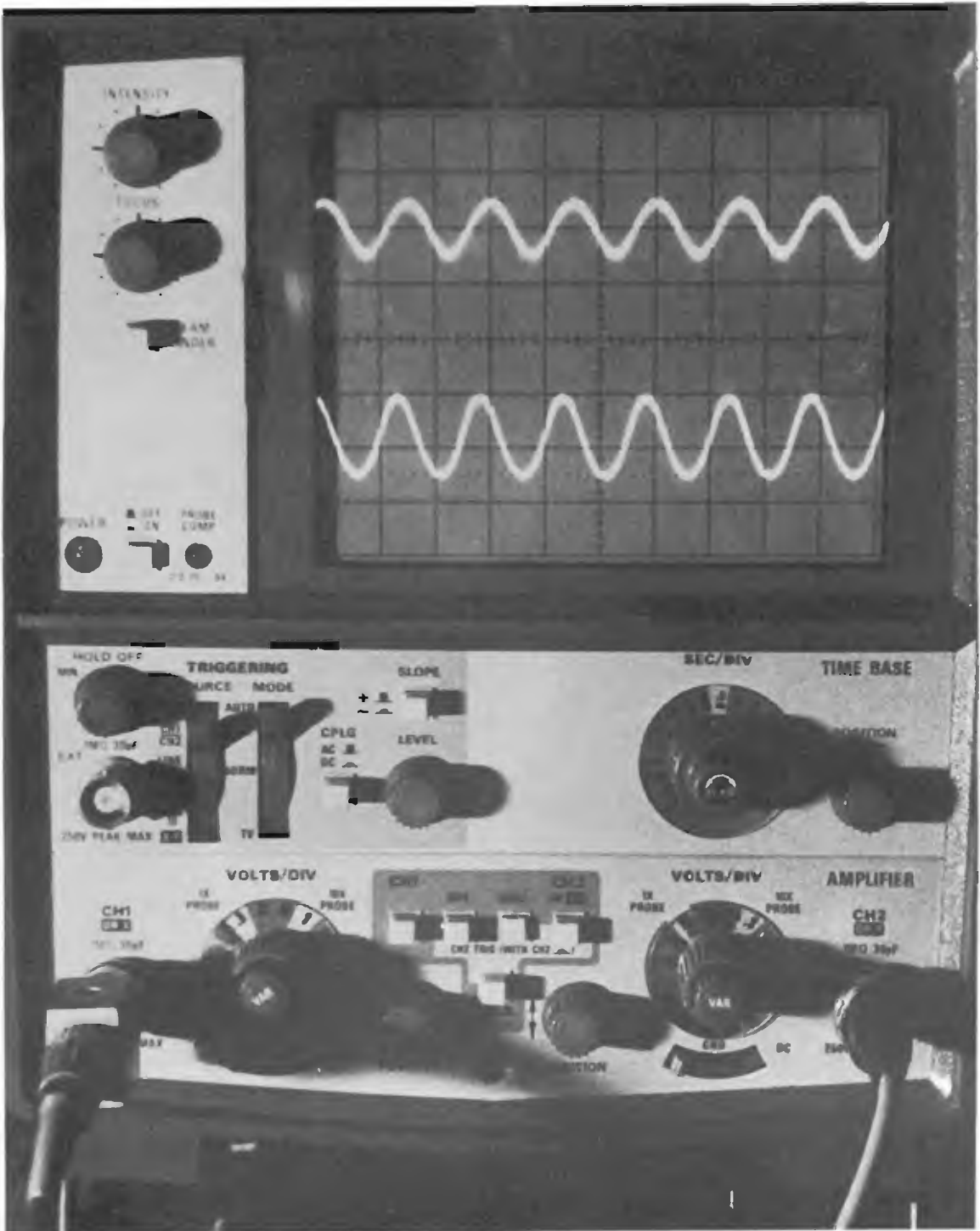


foto 2

Segnale presente in entrata (in basso) confrontato con quello presente all'ingresso del blocco 2 di figura 1; si noti la differente ampiezza dovuta all'attenuazione.

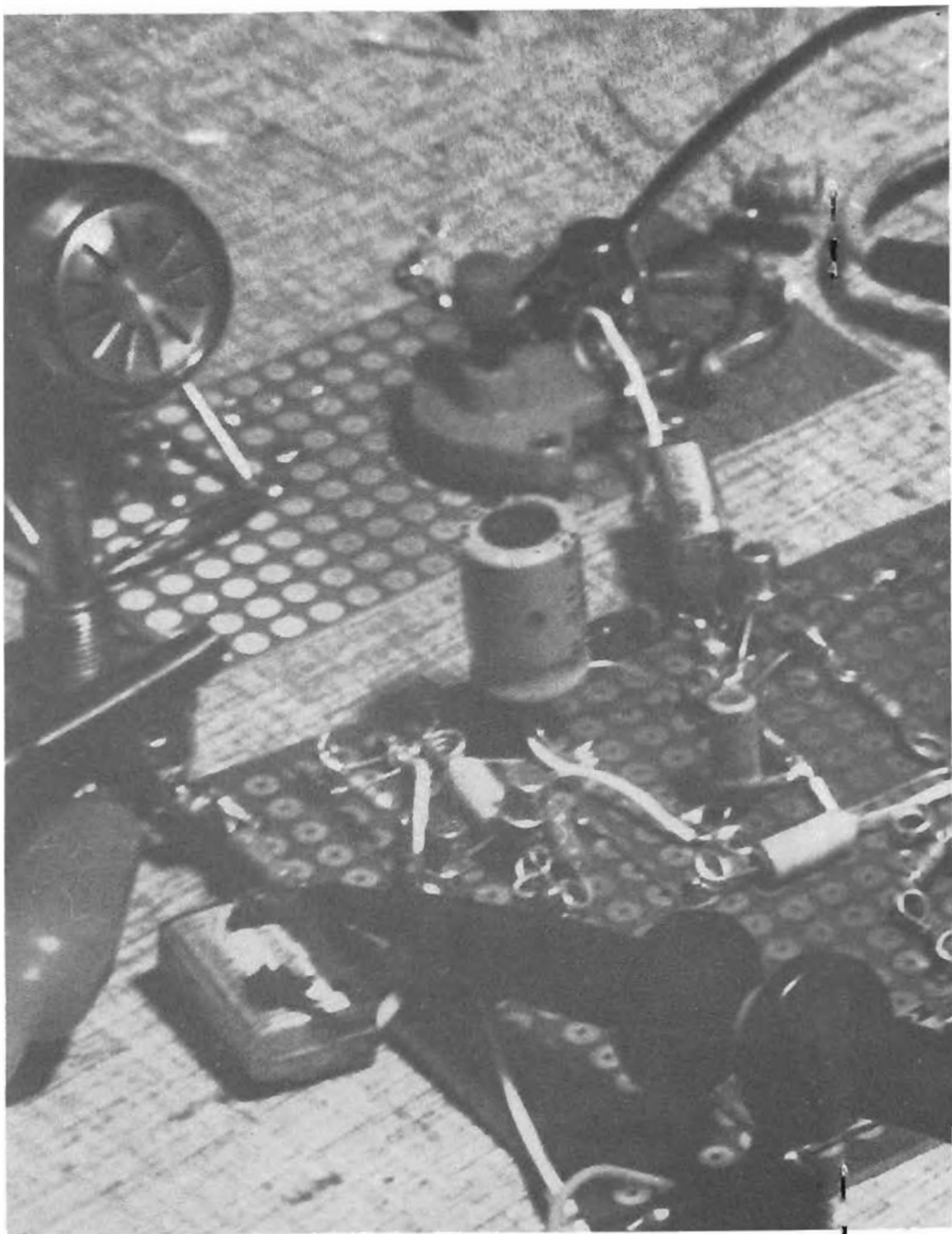
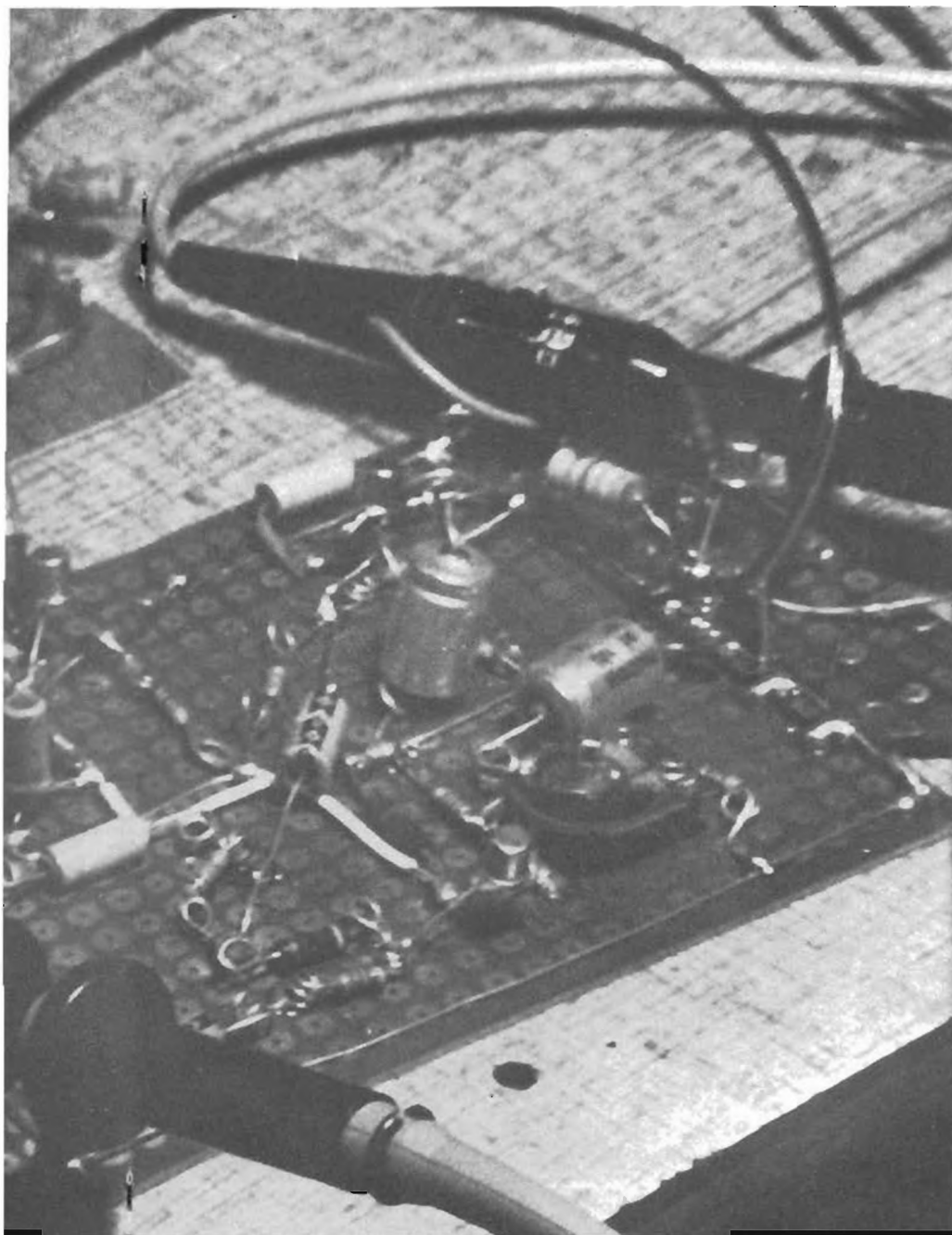


foto 3

*Il prototipo sperimentale (!) durante le misure.*



Vediamo ora come tali funzioni teoriche si traducono in soluzioni circuitali. Esaminiamo, quindi, lo schema elettrico in figura 3 tralasciando, per non offendere alcuno, le spiegazioni dei circuiti relativi ai blocchi 2 e 3. Passiamo all'esame dell'amplificatore differenziale contenuto nel blocco 1.

Della caratteristica principale di questo amplificatore abbiamo già parlato. Diremo in breve che, inviando il segnale alla base di  $Q_1$  e cortocircuitando per le componenti alternative la base di  $Q_2$ , si otterrà alle due uscite:

$$V_{u1} = A_d V_{input}$$

$$V_{u2} = -A_d V_{input}$$

Ovvero i due segnali amplificati e sfasati di  $180^\circ$ .

Questa configurazione presenta innegabili vantaggi rispetto all'invertitore di fase a un solo elemento attivo con una doppia resistenza di carica. Due parole sull'amplificatore microfonico; esso è servito da un operazionale del tipo « 741 », in configurazione invertente controreazionato tramite  $R_1$  che andrà regolato, una volta per tutte, in base al miglior compromesso fra guadagno e fedeltà. Il segnale così amplificato si presenta ai capi di  $D_1$  ove viene raddrizzato e presentato alla base di  $Q_1$  (blocco 5).

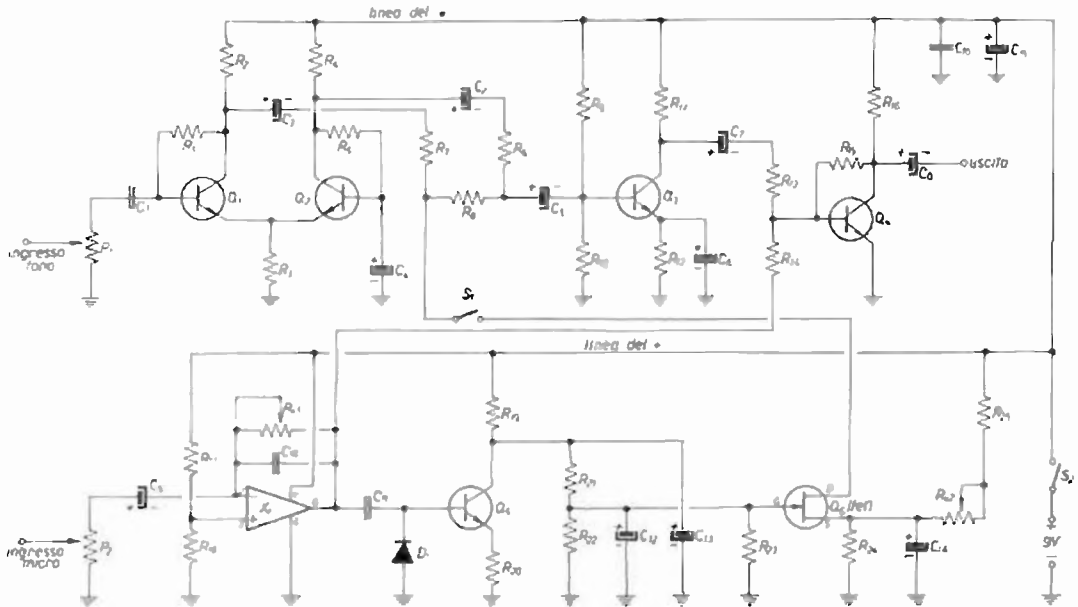


figura 3

$R_1$	33 k $\Omega$	$R_{15}$	8,2 k $\Omega$	$C_{11}$	1 $\mu$ F
$R_2$	470 $\Omega$	$R_{16}$	100 $\Omega$	$C_{12}$	5 $\mu$ F
$R_3$	220 $\Omega$	$R_{17}$	22 k $\Omega$	$C_{13}$	220 $\mu$ F
$R_4$	470 $\Omega$	$R_{18}$	10 k $\Omega$	$C_{14}$	100 $\mu$ F
$R_5$	33 k $\Omega$	$R_{19}$	1 M $\Omega$	$C_{15}$	1.000 $\mu$ F
$R_6$	15 k $\Omega$	$R_{20}$	1 k $\Omega$	$C_{16}$	0,1 $\mu$ F
$R_7$	470 $\Omega$	$R_{21}$	1 k $\Omega$	$P_1$	1 M $\Omega$ , logaritmico
$R_8$	4,7 k $\Omega$	$C_1$	0,22 $\mu$ F	$P_2$	470 k $\Omega$ , logaritmico
$R_9$	47 k $\Omega$	$C_2$	2,2 $\mu$ F	$R_{11}$	3,3 M $\Omega$ , lineare
$R_{10}$	10 k $\Omega$	$C_3$	22 $\mu$ F	$R_{12}$	10 k $\Omega$ , lineare
$R_{11}$	4,7 k $\Omega$	$C_4$	10 $\mu$ F	$D_1$	AA119 o similari
$R_{12}$	1 k $\Omega$	$C_5$	4,7 $\mu$ F	$Q_1 \div Q_3$	BC108C
$R_{13}$	1 M $\Omega$	$C_6$	100 $\mu$ F	$Q_4$	BFW10 o 2N3823
$R_{14}$	1 M $\Omega$	$C_7$	2,2 $\mu$ F	$X_1$	1A741
$R_{17}$	1,2 M $\Omega$	$C_8$	2,2 $\mu$ F	$S_1, S_2$	Interruttori
$R_{18}$	3,3 k $\Omega$	$C_9$	2,2 $\mu$ F		
$R_{19}$	10 k $\Omega$	$C_{10}$	10 $\mu$ F		
$R_{20}$	4,7 k $\Omega$	$C_{11}$	47 pF		

Tutte le resistenze sono da 0,5 W con tolleranza del 5 %

Tutti i condensatori possono essere da 16 V, ..., tranne  $C_1$  e  $C_2$ , che debbono essere da 25 V, ... Per  $C_{11}$  e  $C_{12}$  (segnati con asterisco) si veda il testo.

Sul collettore di tale transistor è presente, in assenza di voce, una tensione continua (tramite  $R_{19}$ ) che caricherà il condensatore  $C_{11}$ .

Non appena si parlerà al microfono,  $Q_3$  condurrà, causando una diminuzione di potenziale sul suo collettore che provocherà la scarica di  $C_{11}$  e un conseguente abbassamento di tensione ai capi di  $C_{11}$ .

Il valore del condensatore  $C_{11}$  (da noi dato indicativamente) determina il tempo che intercorre dall'istante in cui si cessa di parlare a quello in cui il segnale fono si presenta all'uscita con il livello originale.

Consigliamo comunque di non scostarsi troppo dal valore da noi consigliato in quanto una capacità grande, oltre ad aumentare eccessivamente il tempo d'intervento che dovrebbe essere il più breve possibile, allungherebbe di troppo il tempo di ripristino. Con la diminuzione eccessiva di tale capacità si andrebbe incontro, ovviamente, a problemi inversi.

Diremmo quasi che la scelta del valore sia bene venga effettuata secondo la cadenza e lo stile vocale dello Speaker.

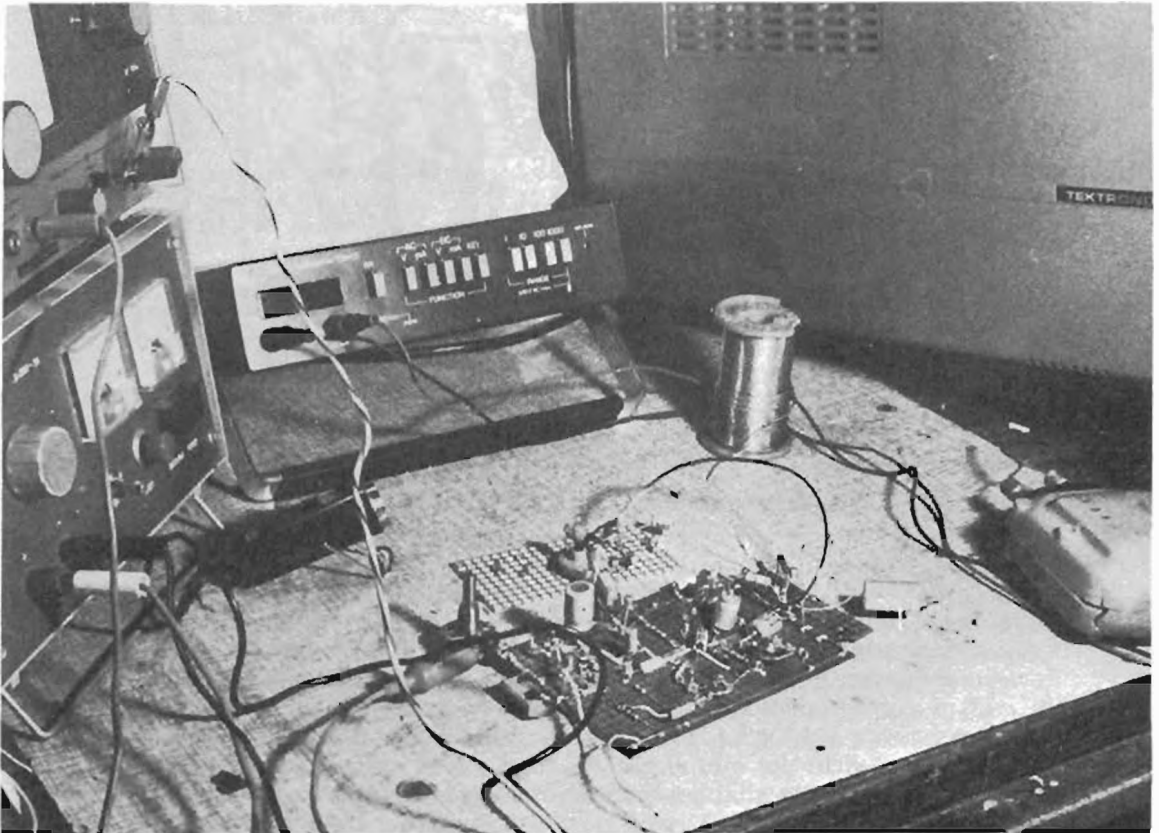
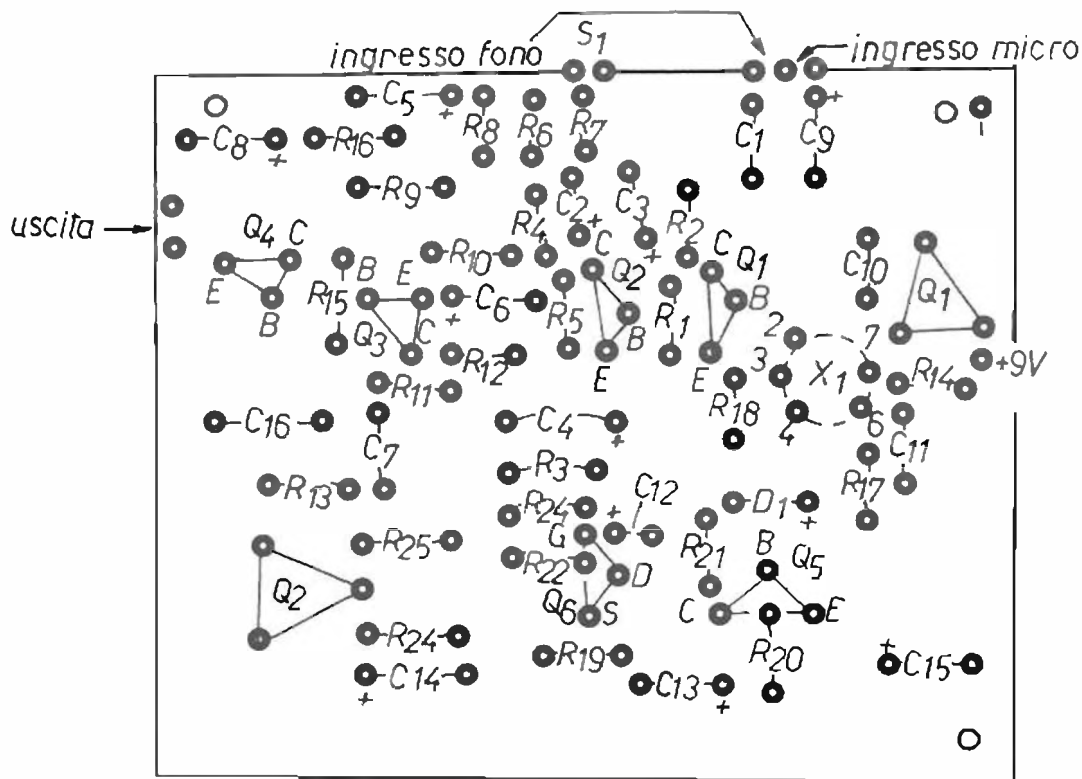


foto 4

*Le prove continuano tra un immondo intrigo di fili.*

Per quanto riguarda  $C_{12}$ , esso costituisce un ulteriore filtraggio delle componenti alternate eventualmente ancora presenti sul partitore formato da  $R_{21}$  e  $R_{22}$ . Dato il suo modesto valore di capacità esso non influisce in maniera apprezzabile sulle costanti di tempo poco fa esaminate.



Liberatantonio CAFIERO

figura 4

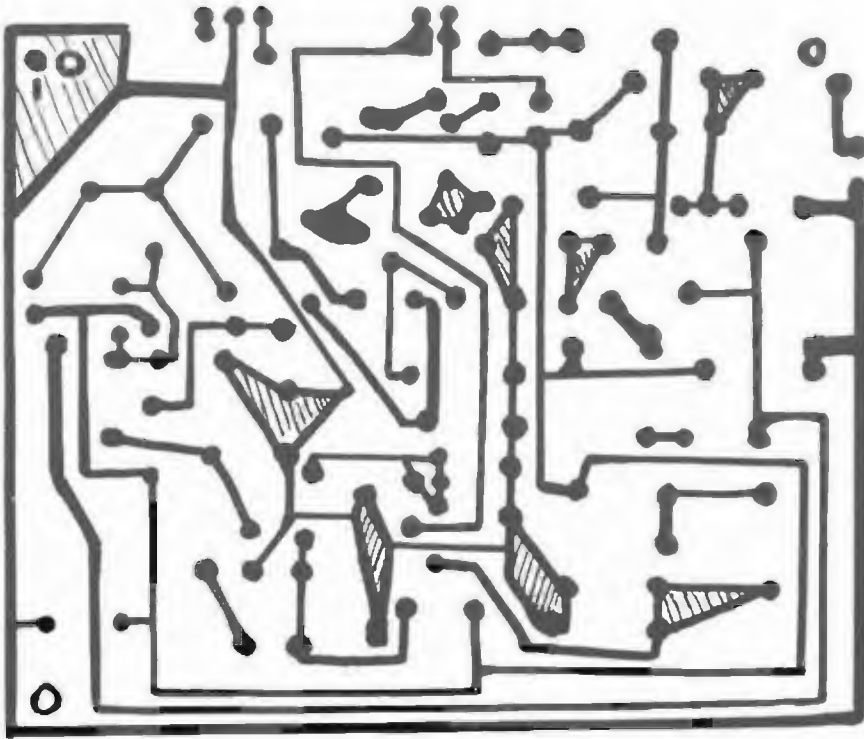
Circuito stampato: vista lato componenti.

Il cuore del blocco 6 è un fet a canale « N » sulla cui porta è presente, in assenza di segnali all'ingresso micro, una tensione fra Gate e Source debole e positiva. Tale differenza di potenziale fa sì che la resistenza interna del fet fra Drain e Source sia bassa (nell'ordine dei  $400 \div 600 \Omega$ ). In queste condizioni il famoso partitore a « T » formato da  $R_7$ ,  $R_8$  e la resistenza interna del fet ha la massima attenuazione (quindi il segnale sulla base di  $Q_1$ , in virtù dei motivi già esplicitati, ha la massima ampiezza).

Un eventuale segnale all'ingresso micro porterà la  $V_{GS}$  a un valore negativo (circa  $-1.5V$ ) il cui effetto sarà quello di aumentare di molto la resistenza fra Source e Drain (quindi diminuzione del segnale sulla base di  $Q_1$ ). Il trimmer  $R_{12}$  regolerà l'esatto punto di lavoro del fet e andrà posizionato, in sede di taratura, in modo che la differenza di potenziale tra massa e Source sia pari a  $+2V$ .

Questa, teniamo a precisarlo, è l'unica norma di taratura un po' critica. L'interruttore  $S_1$ , normalmente chiuso, permette di escludere l'attenuazione automatica. Ciò potrà tornare utile, ad esempio durante un dibattito.

In figura 4 è visibile il circuito stampato effettuato su una volgare basetta di bachelite.



Paolo NARCISI

*Stelio Quini*

*Circuito stampato, vista lato rame.*

E ora passiamo a un breve esame dei parametri del circuito.

L'assorbimento totale di corrente si aggira sui 23 mA.

Mentre il rapporto fra i due segnali presenti in uscita è circa di 10 dB, converrà non oltrepassare la soglia dei 100 mV<sub>eff</sub> in entrata all'ingresso fono altrimenti potremmo incorrere in distorsione.

L'uscita max è di 0,6 V<sub>eff</sub>.

Il guadagno all'entrata microfonica è superiore ai 20 dB con un'ottima fedeltà di risposta.

A questo punto ci sembra di dover concludere la chiacchierata sperando di non avervi annoiato troppo con le lunghe spiegazioni e lodando il vostro coraggio che vi ha permesso di seguirci sino in fondo, buon lavoro e... gloria al Fadder!

*Un ringraziamento per la gentile collaborazione alla signorina Filomena Nenna.*

## Bibliografia

Cupido - Lotti: *Elettronica generale*

« Le haut - parler », 16.4 75.

\*\*\*\*\*



# L'ECONOMICA

ovvero

## “sevizie e torture” in chiave moderna a una **Ringo per la CB**

---

*18YGZ, Pino Zámoli*

---

Una delle caratteristiche più importanti che contraddistinguono i meridionali, più polemicamente chiamati « terroni », è quella dell'arrangiarsi.

Questa parola in altri posti d'Italia forse non « esiste » proprio nel vocabolario corrente... mentre invece qui da noi diventa sinonimo di rocambolesche attività all'insegna della praticità e dell'ingegnosità quotidiana!

La tecnica dell'arrangiarsi non si impara... quella nasce con l'individuo e si tiene nel sangue forse già prima di venire al mondo!

Tra i « maestri arrangiatori », i radioamatori occupano un posto di primo piano e giorno per giorno spremono le meningi per cercare di sfruttare sempre il massimo dalle cianfrusaglie e rottami che si trovano in giro! Premesso quanto era « doveroso » premettere, passiamo senza ulteriore indugio all'argomento in questione: ovvero come ricavare da un rottame residuo, un'antenna economicissima che ha un funzionamento e una resa oserei dire eccezionali!

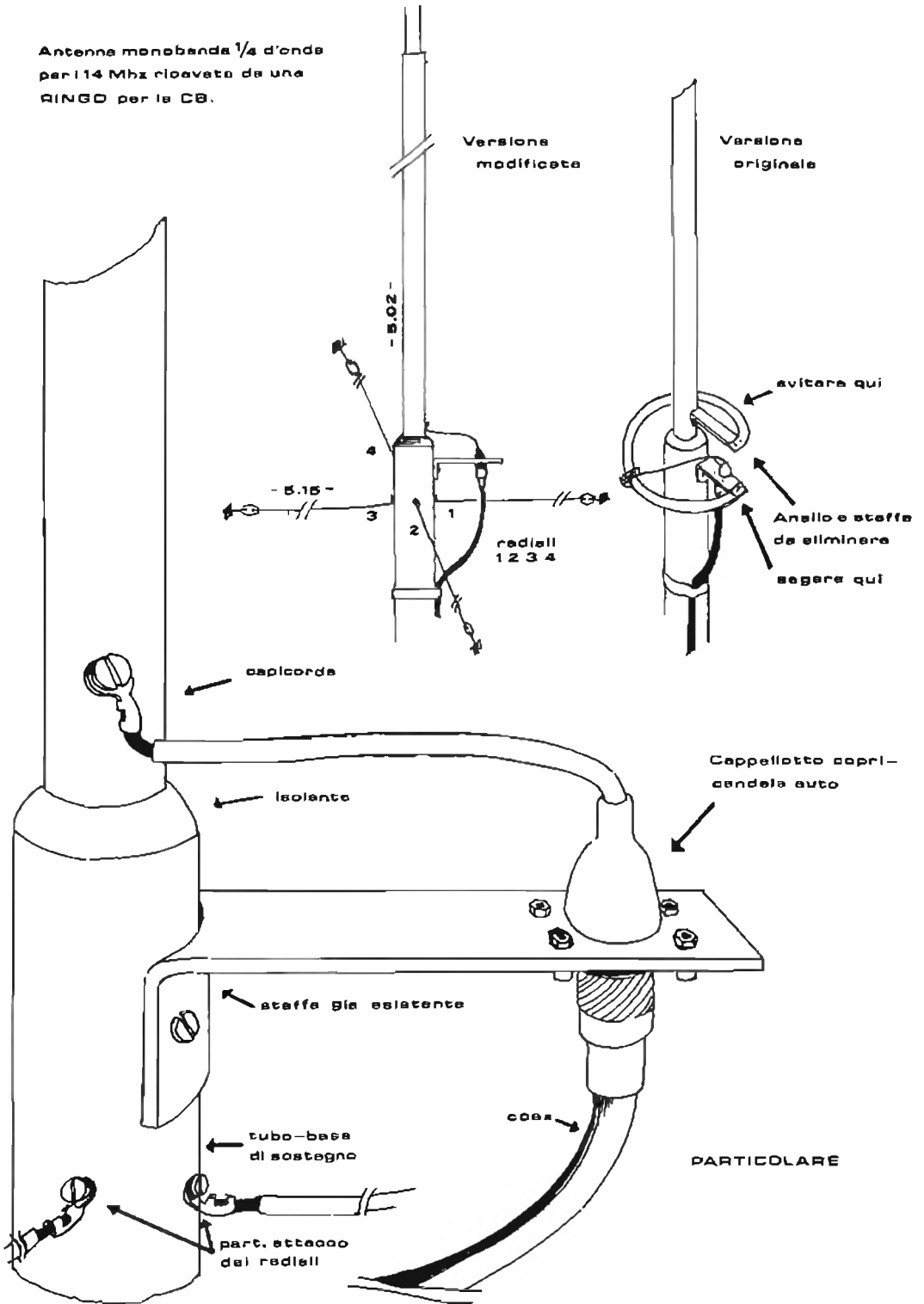
Una delle prime antenne molto diffuse all'inizio dell'attività CB, insieme alla ground plane fu la famosa **RINGO** che fece veramente furore all'epoca in quanto permetteva diversi vantaggi rispetto alle Ground Plane. Essendo una 5/8 d'onda già guadagnava « fisicamente » rispetto alla G.P.: in più poi aveva un anello che la metteva elettricamente a massa e in questo modo si eliminavano le famose scosse dovute alla corrente elettrostatica in caso di fulmini o temporali in arrivo (... quanti di voi toccando il bocchettone di discesa della G.P. provarono il « solletico »...!) nonché una buona parte di noise o QRN atmosferico.

Tempo fa ebbi la fortuna di trovarne una abbandonata fra i rottami in un garage di un amico; nel prenderla, gli feci gran piacere... lo liberavo di « un vecchio residuo bellico 27aro... »! Ma non sapeva il meschino la cura di ringiovanimento che avrebbe fatto quella povera « vecchietta »!

**Ne è venuta fuori una monobanda per i 20 metri**

che fa furore e in alcuni casi si è dimostrata migliore anche della tre elementi grazie al suo basso angolo di radiazione e alla mancanza di trappole. Per quelli che volessero tentare, la cura è questa: per prima cosa bisogna togliere l'anello che unisce l'elemento radiatore alla base. Questa è un'ope-

Antenna monobanda  $\frac{1}{4}$  d'onda per 114 Mhz ricevuta da una RINGO per la CB.



razione molto semplice: basta segare gli estremi delle due staffette che reggono l'anello oppure segare solo quello di sotto e svitando la vite che sorregge la staffetta superiore all'elemento centrale radiante.

In questo modo vi troverete in mano l'anello (che avrete segato dal supporto inferiore) con attaccato il supporto superiore (che avrete svitato dal centrale).

A questo punto vi rimane solo la base con attaccato il supporto che a sua volta tiene il bocchettone femmina da pannello (SO239) che serviva per la discesa del cavo.

Una volta fatta tutta questa operazione di asportazione vi consiglio di sostituire anche il bocchettone SO239 con uno di buona qualità (diciamo Amphenol originale) perché quello che c'è in origine lascia molto a desiderare per l'isolamento...!

Nel caso il bocchettone che è presente sulla staffa fosse non avvitato con viti e relativi bulloni, ma inchiodato: o trapanate i chiodini o li limate con molta pazienza. Quando sistemate il nuovo bocchettone abbiate la « coscienza » di cartavetrare il supporto e usare dei bulloni e dadi ottonati o zincati antiruggine.

Procuratevi presso un elettrauto un cappellotto copricandela possibilmente di gomma e coprite il centrale del bocchettone dopo aver saldato un pezzo di filo di adeguata sezione ricoperto al quale avrete nel frattempo sistemato, mediante una abbondante saldatura possibilmente non « fredda », un capocorda a occhiello che avrete contemporaneamente rafforzato con lo stagno saldando tutto intorno l'occhiello.

Non vi rimane adesso che fissarlo con una vite autofilettante nel buco rimasto vuoto ove era alloggiato il sostegno superiore originale e... tutto è fatto!

Ah!, dimenticavo i radiali: sempre con lo stesso sistema dei capicorda li fisserete alla base opportunamente bucata e con viti autofilettanti.

Ne servono quattro, ma con tre va bene lo stesso; qualsiasi filo va bene: io ho usato perfino la corda in acciaio per stendere il bucato legata arrotolata intorno alla base! (... mica ci potevo saldare i capicorda...!).

Per le misure... c'è la figura, dalla quale si vede che i dati sono: 5.02 l'elemento centrale (da misurare dall'isolatore) e 5.15 i radiali.

L'elemento centrale va accorciato in quanto in origine è circa 5.60, quindi non ci sono problemi!

Allungate o accorciate di qualche centimetro per avere una risonanza al centro banda (14.200 MHz) e... buoni DX!

\* \* \*

**Quest'antenna, preparata a dovere, non presenta assolutamente problemi di ROS;** il quarto d'onda intero senza trappole permette un funzionamento migliore di qualsiasi altra verticale trappolata; la mancanza delle trappole dà all'antenna una curva di risonanza piatta per cui si può lavorare su tutta la banda tranquillamente.

Unica raccomandazione è quella di non eccedere con la potenza perché l'isolatore non è di buona qualità, ma 200 W continui li ha sopportati benissimo e non sono SSB...!

Mal che vada avrete costruito un parafulmine...! \* \* \* \* \*

# progetto

di un trasmettitore  
e  
di un ponte traslatore  
per emittenti FM  
di

# radio locali

---

*14SBX, Eraldo Sbarbati*

---

*(segue dal numero 12/80)*

## RX e FREQUENZA INTERMEDIA

Questo modulo serve per realizzare un ponte ripetitore.

Esso, come già detto nell'introduzione, può essere sostituito dal blocco del modulatore.

È composto da uno stadio amplificatore RF, un mixer, un amplificatore di media frequenza e, naturalmente, da un oscillatore locale.

Quest'ultimo è uguale a quello usato nel modulo mixer precedentemente descritto.

L'amplificatore RF è stato realizzato con un fet a base a massa che ci assicura un guadagno dell'ordine di 15 dB e una cifra di rumore inferiore a 3 dB.

Il transistor a effetto di campo E300 è specificamente costruito (dalla Siliconix) per amplificatori RF a basso rumore e ad alta dinamica. Si possono così manipolare segnali molto forti senza avere problemi di intermodulazione, cosa molto utile in questi casi dove i segnali in gioco sono tanti e di notevole potenza.

Anche il mixer doppio bilanciato a diodi Schottky manipola segnali molto forti senza problemi di intermodulazione o di modulazione incrociata. Infatti essi danno i primi segni di sovraccarico con dei segnali dell'ordine di 250 mV o oltre.

Per avere la massima resa da questi dispositivi bisogna prestare particolare cura alla giusta chiusura (50 Ω resistivi).

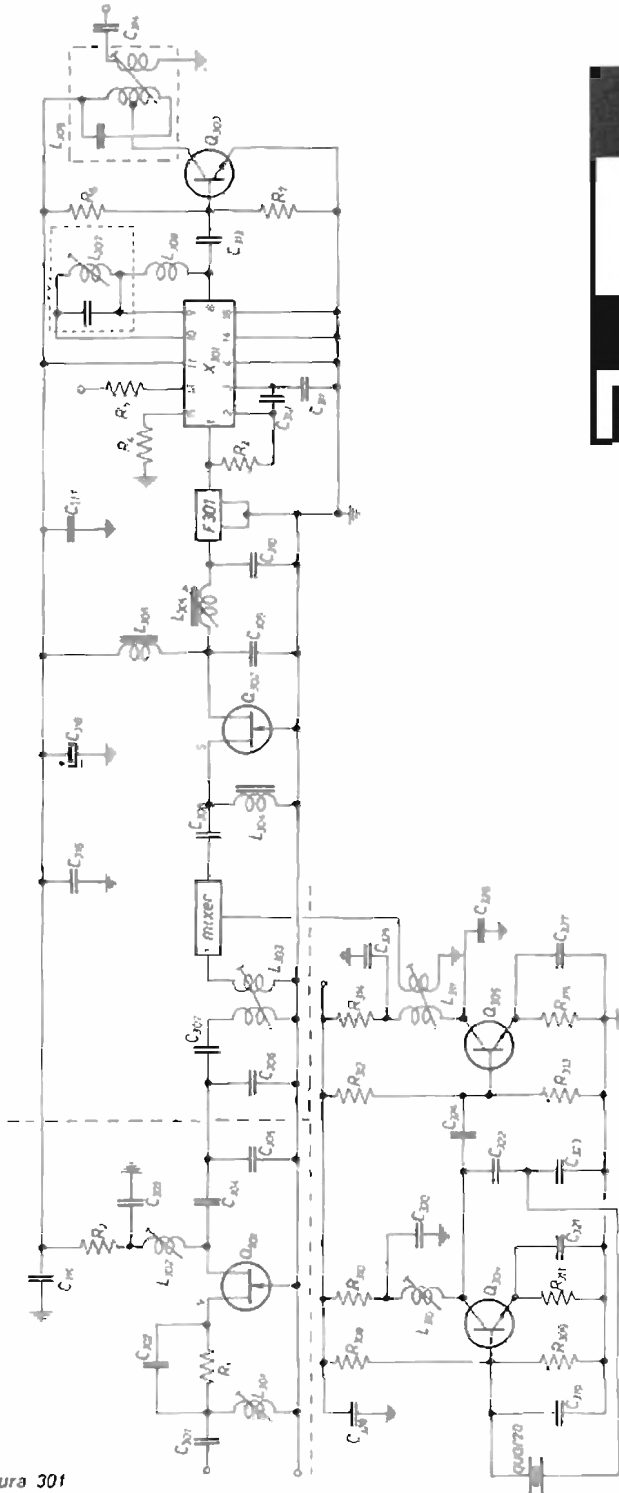


figura 301

Schema elettrico RX e IF.

**DUMMY LOAD  
CARICO FITTIZIO**




HLD 1 K = 1.000 W ICAS  
 HLD 2 K = 2.200 W ICAS



**real  
measurement  
systems**

T. 0321  
85356

$Q_{311}, Q_{312}$	E300 (Siliconix)
$Q_{314}$	2N2222
$Q_{313}, Q_{315}$	2N708
$X_{301}$	CA3089 o TDA1200
MIXER	SRA1, SBL1 Mini Circuits, o equivalenti
$F_{301}$	filtro ceramico MuRata SFW-10.7MA (GBC cat. OD-0290/02)
$L_{301}, L_{313}$	8 spire filo smaltato $\varnothing$ 0.3 mm su supporto $\varnothing$ 5 mm con nucleo come $L_{311}$ , con link 3 spire
$L_{302}$	10 $\mu$ H
$L_{303}, L_{314}$	trasformatore per Ft 10.7 MHz senza condensatore di accordo come $L_{301}$ , ma con condensatore di accordo
$L_{304}, L_{315}$	22 $\mu$ H
$L_{305}$	5 spire filo smaltato $\varnothing$ 0.3 mm su supporto $\varnothing$ 4 mm con nucleo
$L_{310}$	7 spire come $L_{310}$ , link 3 spire
$L_{311}$	5 <sup>a</sup> overtone contenitore HC/6 o HC/25, frequenza uguale alla frequenza di ingresso $\pm$ 10.7 MHz
quarzo	
$R_{301}, R_{303}$	330 $\Omega$
$R_{302}, R_{310}, R_{312}$	100 $\Omega$
$R_{304}, R_{305}$	10 k $\Omega$
$R_{306}$	33 k $\Omega$
$R_{308}$	100 k $\Omega$
$R_{309}$	39 k $\Omega$
$R_{317}$	2.7 k $\Omega$
$R_{318}$	390 $\Omega$
$R_{319}$	22 k $\Omega$
$R_{320}, R_{325}$	56 k $\Omega$
tutte le resistenze sono al 5% e 1/4 W	
$C_{301}, C_{304}, C_{317}$	47 pF
$C_{303}, C_{309}$	2,2 pF
$C_{307}$	120 pF
$C_{311}$	220 pF
$C_{319}, C_{324}$	18 pF
$C_{322}, C_{323}$	22 pF
$C_{326}$	47 $\mu$ F, 16 V, tantalio
tutti gli altri condensatori sono ceramici da 4.7 ÷ 10 nF	

Scatola TEKO modello 4A.

Connettore 13 poli tipo Siemens (GBC cat. G06432-90)



## Riferimenti

Edwin Oxner « Design Ideas », Siliconix, February 1972, November 1973.

« RF Components Designer's Guide », Mini Circuits Laboratory.

U. Rohde « High dynamic range converter », ham radio, July 1977.

M. Martin « Empfangereingangsteil mit grossen dynamikbereich und sehr geringen intermodulationsverzerrungen », DL Clubzeitschrift des DARC, 6-1975.

E' possibile ottenere un peggioramento di alcune decine di decibel soltanto facendo seguire il mixer da un filtro stretto. Si rende cosí superfluo l'utilizzo di un dispositivo che, pur economico, è abbastanza raro in Italia (lo scrivente li ha ordinati in U.S.A., ma ora possono essere reperiti anche presso Radio Communication di Bologna).

Il fet  $O_{304}$  serve proprio a caricare in modo adeguato il mixer oltre che ad amplificare il segnale di frequenza intermedia di una decina di decibel.

Il pi-greco sul drain del fet adatta l'impedenza d'uscita e in parte filtra il segnale di media frequenza.

La selettività della media frequenza è affidata quasi per intero al filtro ceramico  $F_{301}$ .

L'amplificatore di media frequenza è stato ottenuto con un solo integrato  $X_{301}$  (CA3089 o TDA1200) il quale è provvisto del discriminatore e di una uscita per uno strumento indicatore della forza del segnale d'ingresso.

Il circuito risonante fra i piedini 9 e 10 dell' $X_{301}$  funge da discriminatore permettendo di avere un'uscita di bassa frequenza per un eventuale monitor.

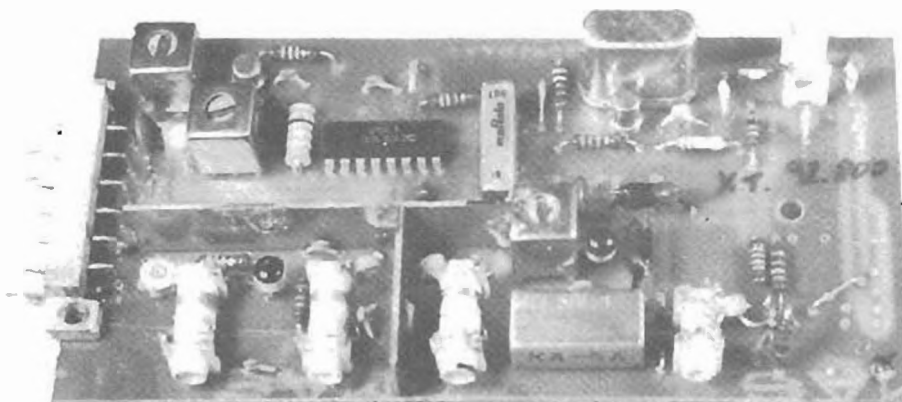


**G. Lanzoni** I2YD  
I2LAG YAESU-ICOM  
20135 MILANO - Via Comellicò 10 - Tel. 589075-544744



I supporti delle bobine dell'amplificatore RF e dell'oscillatore locale sono rispettivamente di 5 e di 4 mm di diametro, montati orizzontalmente al circuito stampato, sostituibili, comunque, con delle corrispondenti a montaggio verticale.

Se vengono usati i supporti verticali, alcuni condensatori di accordo dovranno essere montati sugli stessi fori delle bobine; ciò non dovrebbe essere un grosso problema.

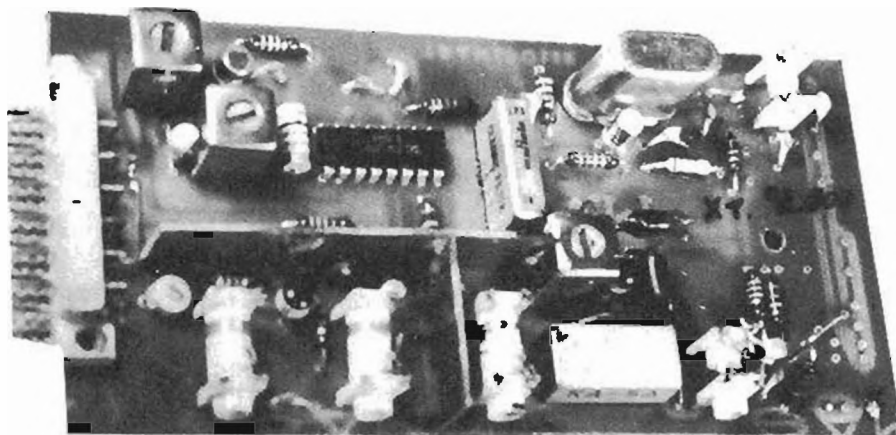


Sul circuito stampato è stato previsto un ulteriore stadio amplificatore per l'oscillatore locale che, in questo caso, non viene utilizzato; un ponticello scavalcherà questa parte.

Lo stadio amplificatore non utilizzato viene usato per un altro progetto simile per radioamatori.

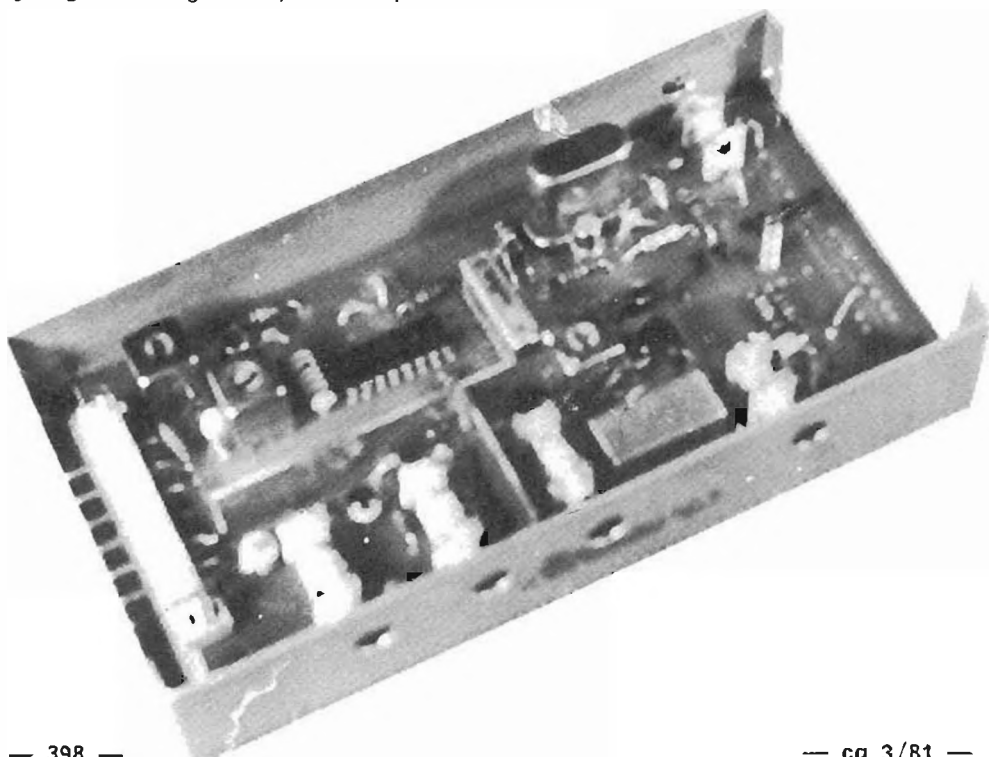
Le bobine  $L_{304}$  e  $L_{305}$  sono delle impedenze già avvolte facilmente reperibili in qualsiasi negozio di radioricambi.





Per le bobine  $L_{305}$  e  $L_{307}$  sono stati utilizzati i primari di comuni trasformatori di media frequenza: la  $L_{307}$  è completa del condensatore di accordo (circa 50 pF), la  $L_{305}$  ne è invece sprovvista.

Come per lo stadio mixer, precedentemente descritto, anche per questo modulo il numero delle spire delle bobine deve essere considerato come indicativo, perciò, se verranno usati altri tipi di supporto o delle frequenze abbastanza distanti al centro gamma (100 MHz), è buona norma assicurarsi che la taratura avvenga con i nuclei inseriti a metà corsa altrimenti aggiungere o togliere qualche spira.



## Taratura

Il modulo ricevitore, se pur complesso nella costruzione, non è particolarmente difficile da tarare.

Sono necessari: un generatore radiofrequenza con un'uscita di 1 mV regolabile, un voltmetro elettronico a radiofrequenza. Un frequenzimetro digitale, uno sweep e marker completo di oscilloscopio o un poliscopo Rohde e Schwarz possono essere utili ma non indispensabili.

Prima di tutto tarare l'oscillatore locale (vedi taratura del modulo mixer già descritto) agendo su  $L_{110}$  per la giusta oscillazione e su  $L_{111}$  per la massima uscita.

All'ingresso del mixer doppio bilanciato il livello dell'oscillatore locale deve essere almeno di  $0,5 V_{eff(max)}$ .

Tarato l'oscillatore locale collegare fra il piedino 5 del connettore di uscita e massa un microamperometro di  $150 \mu A$  f.s. e sul piedino 10 (out RF) un carico di  $50 \Omega$  e il voltmetro a radiofrequenza.

Con un segnale all'ingresso di  $300 \div 500 \mu V$  della giusta frequenza tarare tutti i nuclei delle bobine per la massima elongazione del microamperometro e di conseguenza, per la massima uscita sul connettore, leggibile con il voltmetro elettronico.

Eseguito quest'ultima operazione bisogna fare attenzione a non saturare l'ingresso con troppo segnale, perciò diminuire il segnale man mano si procede nella taratura.

La taratura di  $L_{301}$  è a valle del microamperometro perciò si può eseguire soltanto sul voltmetro elettronico: in mancanza di questo strumento si lasci il nucleo a metà corsa ripromettendosi di terminare la taratura a realizzazione ultimata leggendo la massima potenza di uscita tramite l'accoppiatore direzionale del PA.

Solo in rari casi può accadere che il primo stadio autooscilli, quindi ritoccare leggermente il nucleo delle bobine di ingresso in particolare  $L_{302}$ .

---

*(segue il mese prossimo)*

---

---

---

---

**a fine marzo  
in omaggio agli abbonati e in edicola per tutti**

**XELECTRON**

# Dino Paludo, I1-12932

presenta

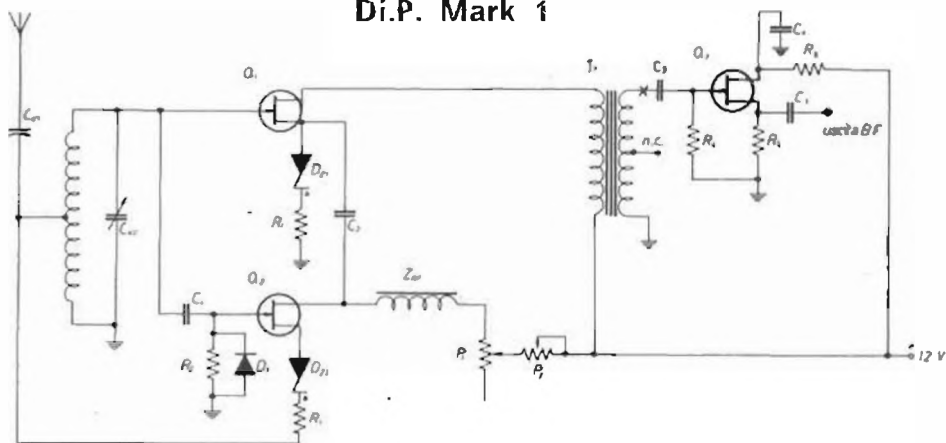
## Di.P. Mark 1 mini RX - quasi reattivo per principianti

*In uno dei miei (numerosi) momenti di aberrazione mentale, ho partorito questo ricevitore.*

*I risultati sono stati talmente interessanti che, preso il coraggio a due mani, propongo agli amici Lettori schema e descrizione.*

*Signori, ecco a voi il:*

Di.P. Mark 1



$C_{v1}$  2 ÷ 17 pF (Q/86 GBC)  
 $C_{v2}$  50 pF, variabile con demoltiplica  
 $C_1$  22 pF  
 $C_2$  220 nF  
 $C_3$  1 nF  
 $C_4$  10 nF  
 $C_5$  100 nF  
 $P_1$  1 k $\Omega$ , lineare  
 $P_2$  3 k $\Omega$ , trimmer  
 $D_1$  0A95  
 $D_{z1}, D_{z2}$  2,5 V, 400 mW, zener  
 $Z_{R1}$  VK200 Philips  
 $T_1$  trasformatore accoppiamento push-pull (eventualmente recuperato da vecchia radiolina)  
 $Q_1, Q_2$  BF245  
 $Q_3$  BF245, 2N3819

$R_1$  220  $\Omega$   
 $R_2$  47 k $\Omega$   
 $R_3$  22  $\Omega$   
 $R_4$  1 M $\Omega$   
 $R_5$  2,2 k $\Omega$   
 $R_6$  1 k $\Omega$   
tutte da 1/4 W

\* \* \*

*D<sub>1</sub> DEVE essere uno 0A95, ed egualmente Q<sub>1</sub> e Q<sub>2</sub> DEVONO essere BF245; sono i tipi che mi hanno dato il funzionamento piú stabile; d'altra parte sono tipi comuni ed economici (circa 600 lire) quindi non ci sono difficoltà.*

*Per chi avesse voglia di farlo consiglio di provare anche ad avvolgere L<sub>1</sub> su un nucleo toroidale.*

*Come potete osservare, il circuito è una via di mezzo tra un moltiplicatore di Q, un rivelatore a prodotto e un ricevitore a reazione.*

*Mettiamolo nella categoria dei reattivi con oscillatore separato e non parliamone più.*

*Qualcuno storcerà il naso sentendo parlare di circuiti a reazione, quindi qui ci vuole un lamalfiano **DISTINGUO**: questo RX non ha niente a che vedere con i vari reattivi ululanti e instabili!*

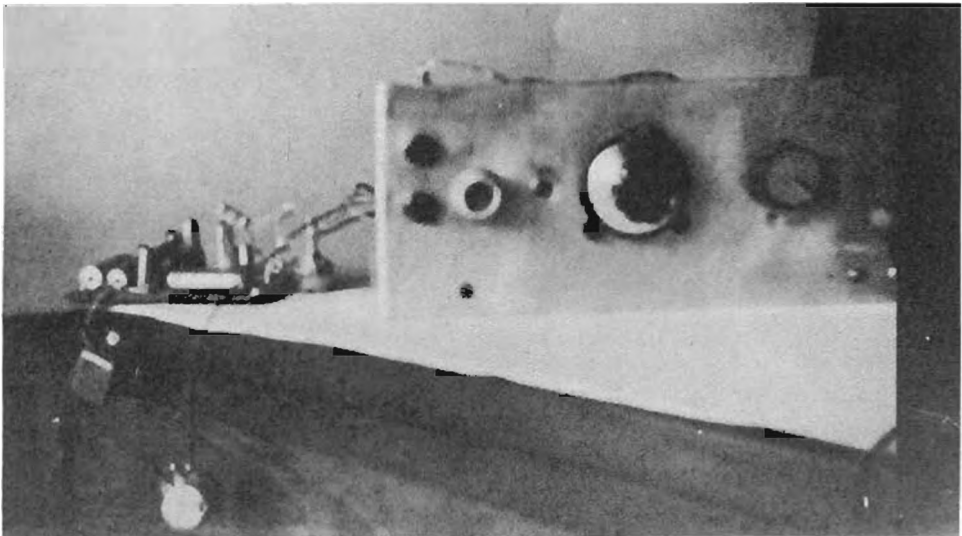
*Tanto per non farla lunga vi dò un esempio delle sue prestazioni: una sera ho tenuto sintonizzata per un'ora Radio Pechino sulla gamma dei 31 metri mentre il gringhella ballava intorno e la BBC imperversava a pochi kilohertz di distanza (antenna: tre metri di filo sul balcone in cemento e ferro, primo piano, discesa non schermata che (sic!) attraversa il muro).*

*Scherzi a parte, i pregi maggiori di questo ricevitore sono la selettività e la stabilità. La sensibilità ovviamente è subordinata all'uso di un'antenna decente.*

*Invito comunque a provarlo, se non altro per curiosità, data la semplicità e il basso costo, oppure come RX d'emergenza.*

### *Due parole sul circuito, ad usum Pierinibus*

*Il fet siglato  $Q_1$  funge da rivelatore, mentre  $Q_2$ , collegato in circuito Hartley allo stesso circuito accordato, viene portato vicino all'inesco tramite il potenziometro  $P_1$ . Il considerevole aumento del Q ottenuto in questo modo da  $Q_2$  viene anche « travasato » su  $Q_1$ , essendo i due fet praticamente in parallelo tra loro.*



*$Q_2$  serve da amplificatore-separatore, avendo osservato un migliore funzionamento del rivelatore reattivo se chiuso su un'alta impedenza.*

*Tutto chiaro? Bene, andiamo avanti.*

*Ah, già. Qualcuno si chiederà che funzione hanno i due zener sul Source dei fet.*

*Messi sperimentalmente, hanno portato a un notevole aumento della sensibilità (veramente io li avevo messi per diminuire il rumore...). Il PERCHE' sinceramente non l'ho capito, aspetto una spiegazione da qualcuno più bravo di me (elettronicamente parlando).*

*Un'ultima cosa: in uno dei diversi cablaggi da me effettuati, la reazione era brusca e difficilmente controllabile.*

*Il difetto spari sostituendo  $T_1$ .*

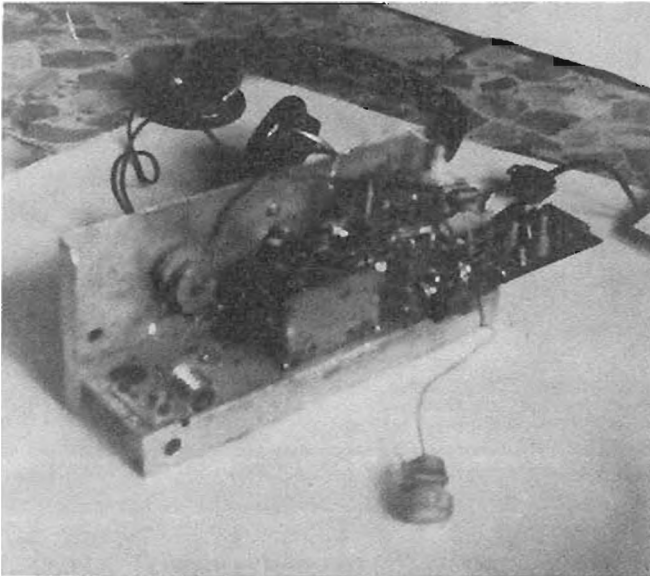
*Se quindi riscontrate un'uguale difficoltà, provate per prima cosa a cambiare il trasformatore; se non ne avete altri a disposizione eliminate il collegamento di  $C_3$  col secondario nel punto segnato con una  $\times$ , e collegate lo stesso  $C_3$  direttamente al Drain di  $Q_1$  tramite una resistenza da 100 k $\Omega$ .*

### Qualche nota sul cablaggio

*Il circuito patisce un po' i cablaggi miniaturizzati eccessivamente (anche qui non ho capito perché). Montatelo quindi tranquillamente con fili anche discretamente lunghi.*

*D'altra parte il cablaggio sperimentale, quello che vedete nelle foto (che vedete se avete la vista buona...) era una specie di ragnatela ma « andava » che era una meraviglia.*

*Usate una buona demoltiplica per  $C_{v2}$ .  $C_{v1}$  deve ovviamente essere isolato da massa.*



---

*Occhio che  $D_{v1}$  e  $D_{v2}$  sono polarizzati inversamente (positivo verso massa). Terminato il cablaggio controllare, al solito, che non vi siano errori e dare la scossa al tutto.*

*Naturalmente avrete collegato un amplificatore di BF all'uscita del circuito, sul source di  $Q_3$ .*

*Va benissimo un qualsiasi amplificatore. Ai principianti consiglio un modulo già premontato. Quello che si vede nelle foto è un arcaico PMB/A della Philips, quasi un pezzo di antiquariato.*

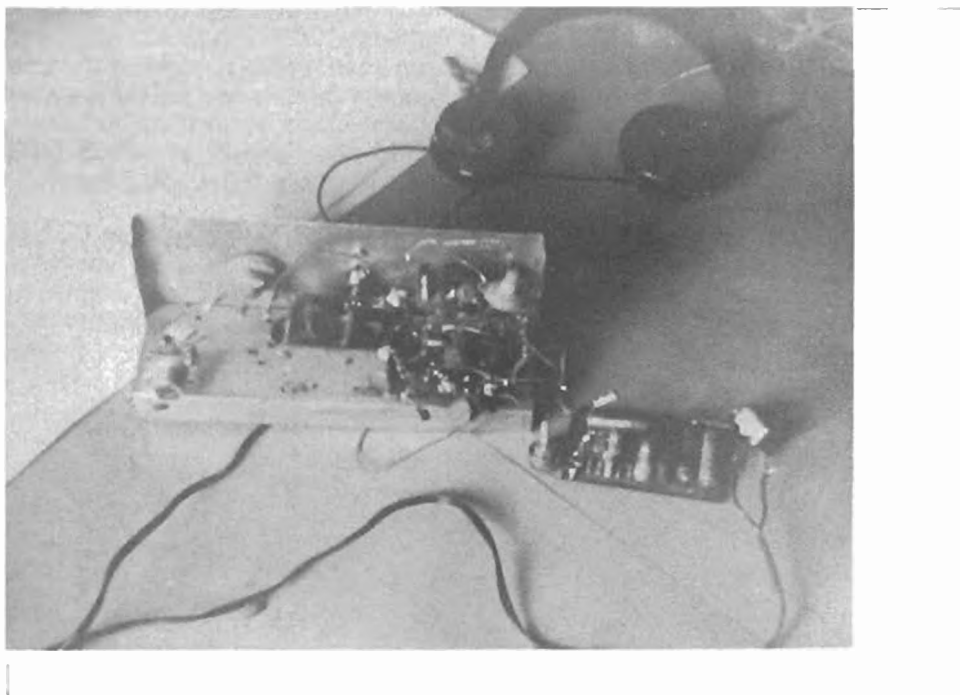
Portare  $P_1$  a fine corsa.  $C_{v2}$  deve essere tutto aperto (lamine fuori),  $C_{v1}$  tutto chiuso.

Manovrare  $P_2$  finché la reazione innesca.  $P_2$  non andrà più toccato.

Retrocedete lentamente con  $P_1$  finché la reazione sarà sul punto di innescare, qui il circuito avrà il massimo guadagno.

Tutto qui. Variando la sintonia, la reazione andrà naturalmente ritoccata.

Dopo qualche prova avrete imparato le malizie che il circuito richiede: capacità di  $C_{v1}$  al minimo o quasi nelle affollate gamme Broadcast, effetto di moltiplicazione del Q sulla stazione centrata manovrando  $P_1$ , ecc.



Non fornisco i dati per le bobine. Dò invece le formule. Ognuno se le calcolerà secondo la gamma che interessa.

Formule per le bobine: l'induttanza si ottiene così:

$$L = \frac{25.300}{f^2 C} \quad (L \text{ in microhenry, } C \text{ in picofarad e } f \text{ in megahertz}).$$

Una volta ottenuta l'induttanza, le spire si ottengono con la formula seguente:

$$L = 0,01 \cdot \frac{d^2 n^2}{l + 0,45 d}$$

dove  $d$  è il diametro del supporto (in centimetri!) e  $n$  il numero delle spire; l'induttanza ottenuta è in microhenry ( $\mu H$ ).

Tenete conto che se la bobina ha il nucleo, la sua induttanza aumenta di circa un terzo.

Se non ne venite fuori, scrivetemi a casa: via Manzoni 36 - frazione Tetti Rosa - Vinovo (TO), o chiamatemi al telefono (011) 9651742.

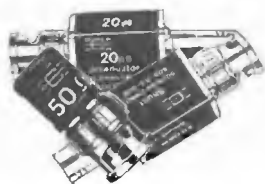
La presa per l'antenna e la reazione va fatta a circa un quarto del totale delle spire, a partire dal lato massa.

Originalmente avevo fatto una seconda presa per l'antenna, a circa un decimo del totale spire, poi ho constatato che il tutto funzionava benissimo anche così.

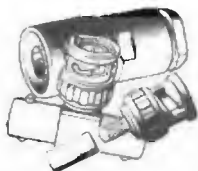
Ad ogni modo ognuno potrà sbizzarrirsi a fare prove a suo piacimento.

73 & 51 da I1-12.932. \*\*\*\*\*

## Coline Ltd SONDE CONNETTORI ATTENUATORI



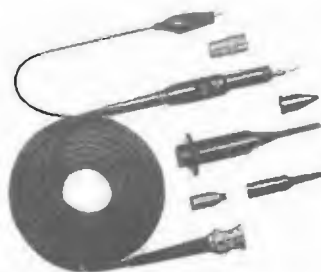
- CONNETTORI BNC-N-UHF-ecc.
- ATTENUATORI
- TERMINAZIONI



DISTRIBUITO da:

**DOLEATTO**

Sede TORINO - via S. Quintino, 40  
Filiale MILANO - via M. Macchi, 70



### SONDE DI VARI TIPI

- 2P250 250 MHz
- DP750 demodulatori
- HV40B alta tensione
- LCP100 100 MHz
- SP100 10 MHz

altri tipi disponibili. cataloghi a richiesta.

### RIVENDITORI:

Reflit Radio - ROMA, Paoletti Ferrero - FIRENZE,  
Fantini Elettronica - BOLOGNA, Radtutto - TRIESTE,  
Dal Zovi Elettronica - VICENZA, Elettronica Calò - PISA

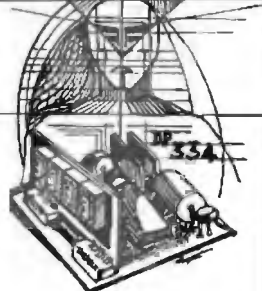


Montato L. 25.500  
+IVA

**grifo** 40016 S. Giorgio  
V. Dante, 1 (BO)  
Tel. (051) 892052  
Vers. c/c postale n. 11489408  
aggiungere L.1.000 per spese p.



**PIPPO...µP DIDATTICO**  
Kit L.168.000 Compresa IVA



DP 334L	Kit	L. 36.500 +IVA
DP 334	Montato	L. 41.500 "
PM 312	"	L. 42.500 "
AD	"	L. 15.500 "

### STAMPANTI CENTRONICS 730

- Carta Perforata e a Lettura Facilitata per Centronics 730
- Contenitori DIN 48 x 96 con mascherina
- Ritardatori Octal R 78 K / 24 Vac
- Sensori per Sas... ecc..

Distributore per il Veneto  
**Ditta ABACO**  
via Ognissanti - 7  
cap 30174 MESTRE  
Tel. 041-940330



© copyright cq elettronica 1981

14KOZ Maurizio Mazzotti  
via Andrea Costa 43  
Santarcangelo di Romagna (FO)

## 78esima mietitura

Assodato che fisicamente state bene e che siete in pieno possesso delle vostre facoltà mentali lo, Gran Sire insignito dell'ordine dell'Elettron Pazz, del Cortocircuit, del Grand Telecommand TV e della Giarrettiera a Strappo dò il via a questa 78esima mietitura. Se qualcuno ha validi motivi per protestare parli ora o taccia per sempre!

Già vi vedo famelici spettatori del teleschermo, impegnati nella caotica ricerca di un qualsiasi programma, nella speranza prima o poi di riuscire a captare un segnale video sufficientemente intelleggibile. Nel marasma di Interferenze e intermodulazioni già dittatoriamente state per relegare i piccoli nella camera da letto perché frammischiato alla pubblicità di un canale che si vede molto bene in sottofondo, a una partita di calcio locale, a un documentario ecologico e a un thriller forse, dico forse, sul canale XYZ stanno trasmettendo un filmetto « porno », d'accordo, non è che si veda molto bene, fra l'altro non si aggancia nemmeno il colore, però, non si sa mai, qualche immagine scandalosa che potrebbe turbare l'innocenza dei discendenti potrebbe sempre apparire inequivocabilmente. Una volta è capitato anche a me di intravedere una coscia nuda un po' ose anche se poi mi son dovuto ricredere in quanto la famigerata coscia altro non era che una costa di sedano di un programma sull'arte culinaria. Voi credete che io stia scherzando, nient'affatto, gli impianti d'antenna TV perfettamente funzionanti tre mesi addietro oggi non reggono più, ogni emittente, pur di arrivare senza farsi spazzar via da altri non fa altro che aumentare sempre più la potenza, da pochi watt siamo arrivati a oltre il kilowatt, gli amplificatori d'antenna sudano sette camicie per reggere il colpo, fra non molto al posto degli amplificatori dovremo installare degli attenuatori. Cosa sta succedendo?

### Teoria spicciola sul funzionamento di un amplificatore d'antenna UHF a larga banda

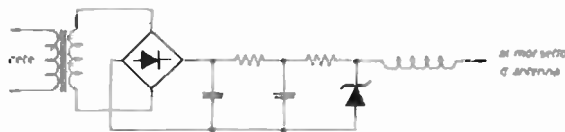
Supponiamo di avere tutto lo spettro UHF libero, non proprio libero, con una sola emittente in gamma, un amplificatore d'antenna in grado di sopportare un segnale massimo di 5 mV (quelli più buoni ce la possono fare!), ai morsetti d'antenna compaiono 2,5 mV, le cose vanno molto bene, aggiungiamo un'altra emittente che faccia comparire 1 mV, un'altra da 0,5 mV, ancora andiamo bene, e zzacchete altre dieci emittenti da 0,4 mV, ancora qualche altra, facciamo solo altre cinque di ampiezza variabile fra i 50  $\mu$ V e i 3 mV, ebbene?

I praticoni mi diranno che ancora le cose possono andar bene perché nessun segnale supera la soglia di intermodulazione fissata a 5 mV, se da un



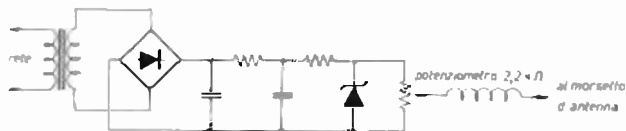
canto sono costretto a confermare questa tesi, da un altro sono costretto a smentirla, sì, è vero nessun segnale supera la soglia, ma tutti assieme? Il calcolo teorico è difficile perché bisognerebbe conoscere esattamente le frequenze di emissione per spaccare il valore esatto della tensione massima presente ai capi dell'antenna ricevente, però vi posso dire che anche senza sommare i vari segnali con una semplice addizione in quanto difficilmente tali segnali possono essere in fase fra loro, purtuttavia in qualche istante, chiamiamolo istante X, ciò può accadere realmente, vale a dire che ci troviamo proprio in condizioni di fase tali da dover sommare veramente il tutto, e date le frequenze assai elevate, 700 MHz di media, chissà quante volte in un secondo ai capi dell'ingresso del nostro amplificatore d'antenna compariranno segnali in fase virtualmente sommabili, non me la sento di tentare un calcolo, neppure approssimativo, sta di fatto che ogni volta che il fenomeno si verifica troviamo ai capi dell'amplificatore d'antenna una tensione superiore alla massima sopportabile con generazione spontanea di extra segnali identificabili sotto forma di eterobattimenti spurii i quali a loro volta « sporcano » l'immagine ricevuta o con ondulazioni sul raster o con sovrapposizioni di trame fuori sincronismo o addirittura con entrambi i difetti.

In precedenti puntate di questa rubrica avevo accennato a filtri trappola atti ad attenuare i segnali più forti, oggi si rende quasi impossibile e anche abbastanza costoso l'impiego di tali filtri per cui diventa più vantaggioso « spostare » il punto di lavoro degli amplificatori d'antenna, sacrificando magari qualche qualche debole segnale a tutto vantaggio però di una miglior ricezione globale. Spostare il punto di lavoro non è cosa difficile perché in moltissimi casi è sufficiente diminuire la tensione di alimentazione dell'amplificatore d'antenna inserendo, come da schema allegato, un trimmer resistivo di 2,2 k $\Omega$  sull'alimentatore situato sul retro del TV (per impianti NON CENTRALIZZATI).



Schema di alimentatore per amplificatore d'antenna.

Schema di alimentatore a tensione variabile.



Per la regolazione del potenziometro, vedi articolo.

Abbassando tale tensione, si sposta la curva dinamica del pre d'antenna rendendolo meno sensibile, ma in grado di accettare tensioni d'ingresso assai più elevate scongiurando il caos accennato qui sopra.

Spostare la dinamica non significa alzarla anche se in apparenza così potrebbe sembrare, dato che si è in grado di amplificare senza distorsione segnali di ampiezza maggiore, resta il fatto che alcuni segnali di debole

intensità, se prima della « cura » erano tali da superare la soglia di amplificazione, dopo l'intervento è possibile che rimangano sotto al punto di lavoro dei transistor del pre e ingoiati dal vostro TV assieme a tanta « sabbia » o effetto neve che dir si voglia, per cui nella taratura del trimmer si dovrà tener conto di questo fattore regolandolo in modo da attenuare i forti segnali, ma senza sacrificare troppo quelli deboli.

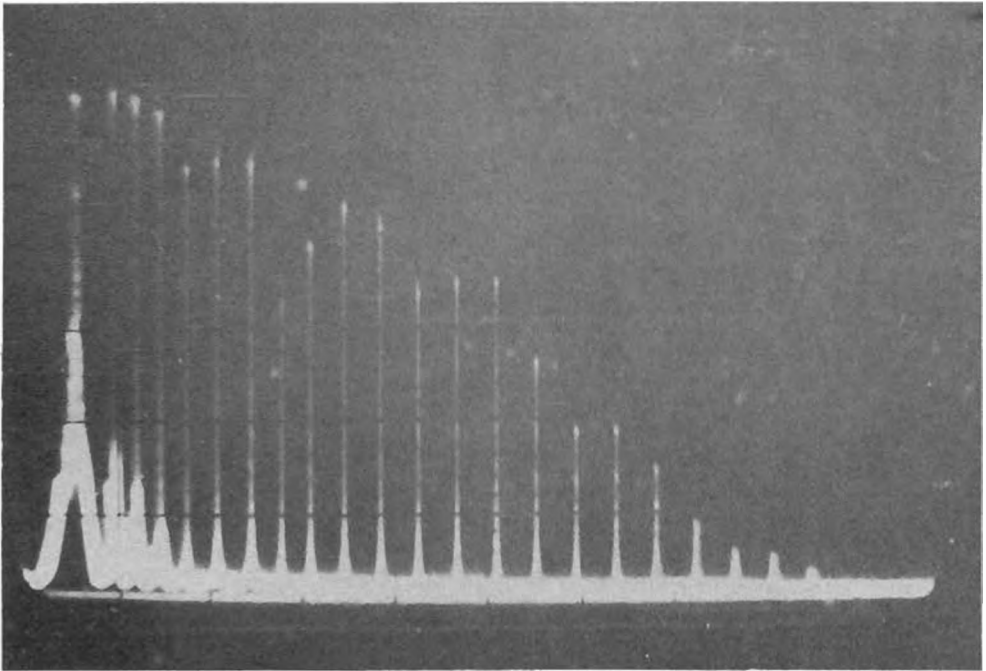
\* \* \*

Ecco qua le foto che vi avevo promesso nella scorsa puntata, tutte fatte col mio sciaguratissimo analizzatore di spettro.

Foto n. 1: contenuto armonico di un forte segnale a 10 MHz iniettato all'ingresso con funzioni di calibratore.

Foto n. 2: segnali presenti in gamma FM da 88 a 104 MHz.

Foto n. 3: analisi spettrale da 3 a 530 MHz usando come antenna un pezzo di filo lungo 2 metri.



*foto 1*

Foto n. 4: analisi spettrale della regione UHF comprendente le bande IV e V con analizzatore collegato all'antenna del mio TV, ben visibili molteplici portanti video e audio.

Foto n. 5: analisi in dettaglio di una portante TV, sulla destra il picco video e sulla sinistra il picco audio.

Foto n. 6: l'analizzatore collegato all'oscilloscopio.

La foto 4 è stata scattata dopo aver effettuato alcune commutazioni sull'analizzatore, scavalcando il primo convertitore e sweepando l'ingresso varicap del tuner UHF in origine operante come seconda conversione.

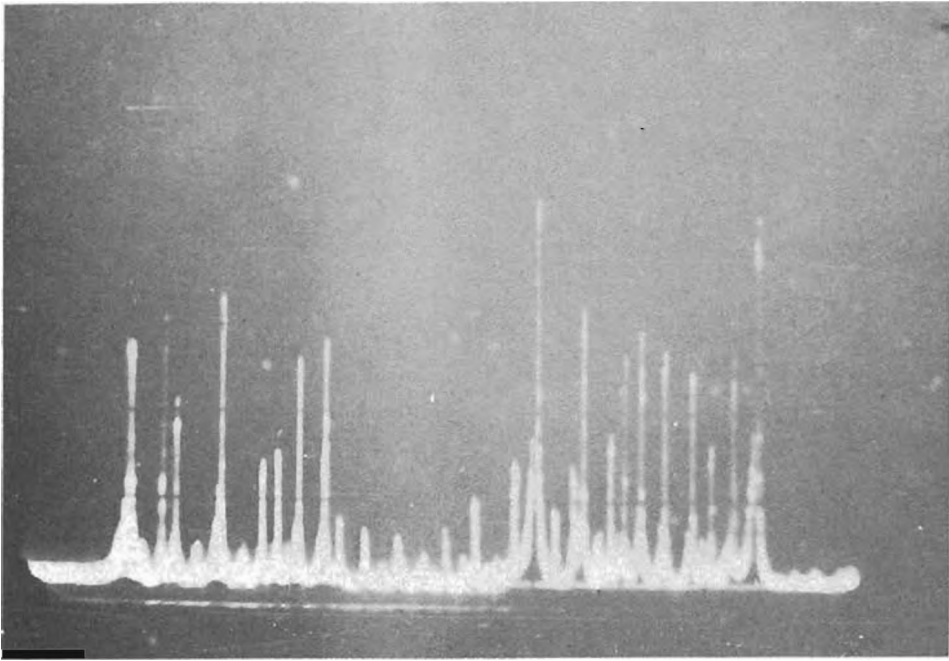


foto 2

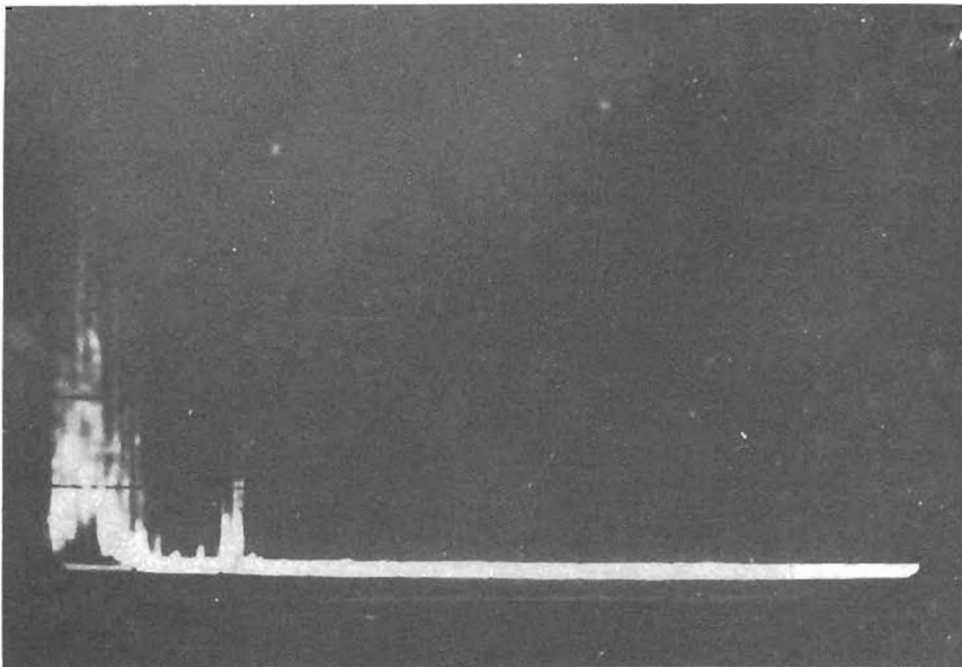


foto 3

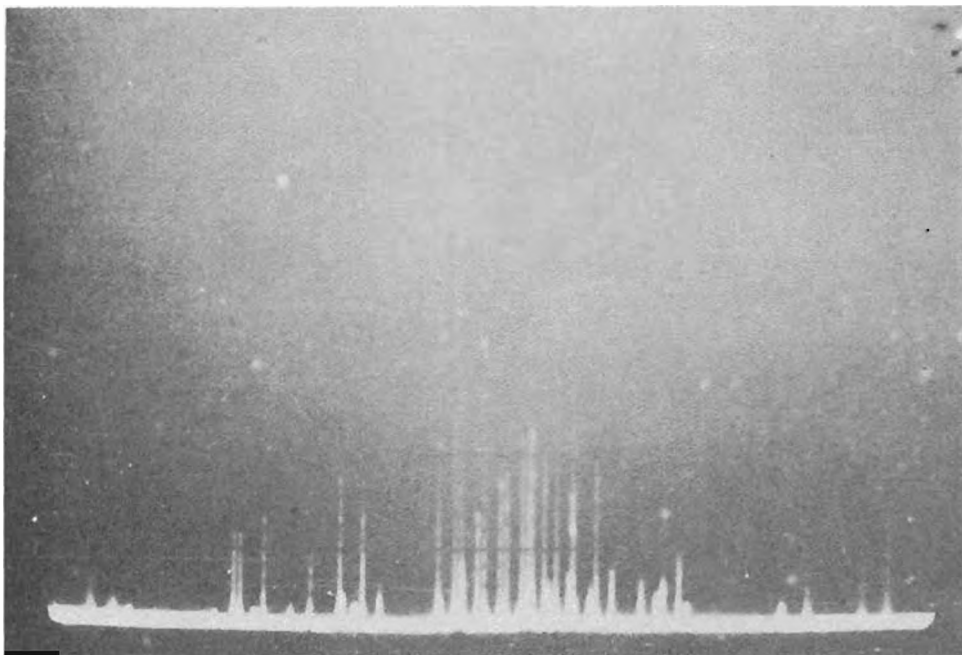


foto 4

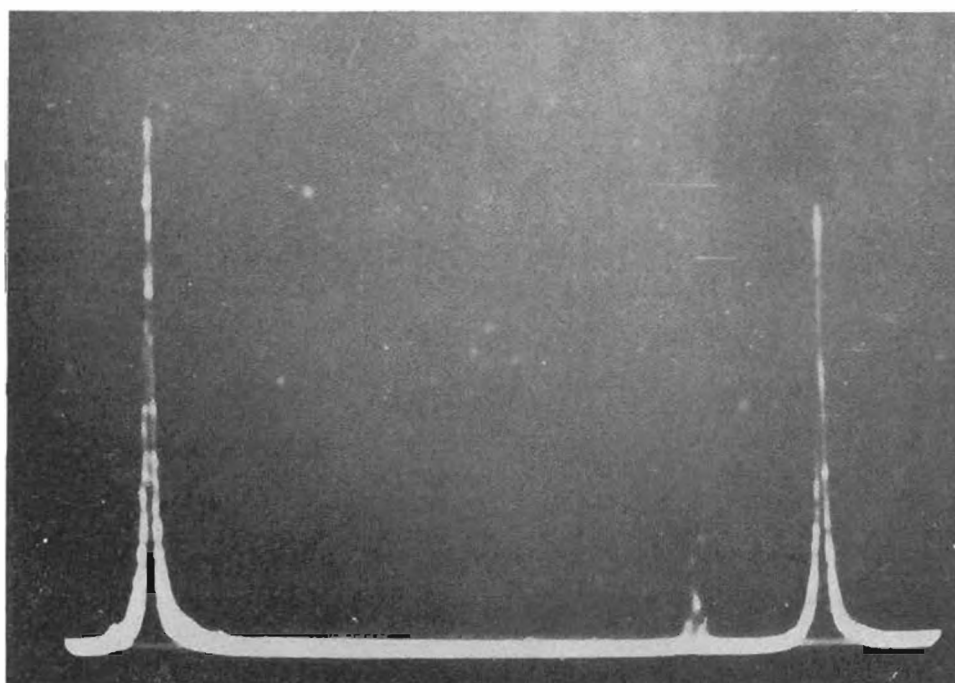
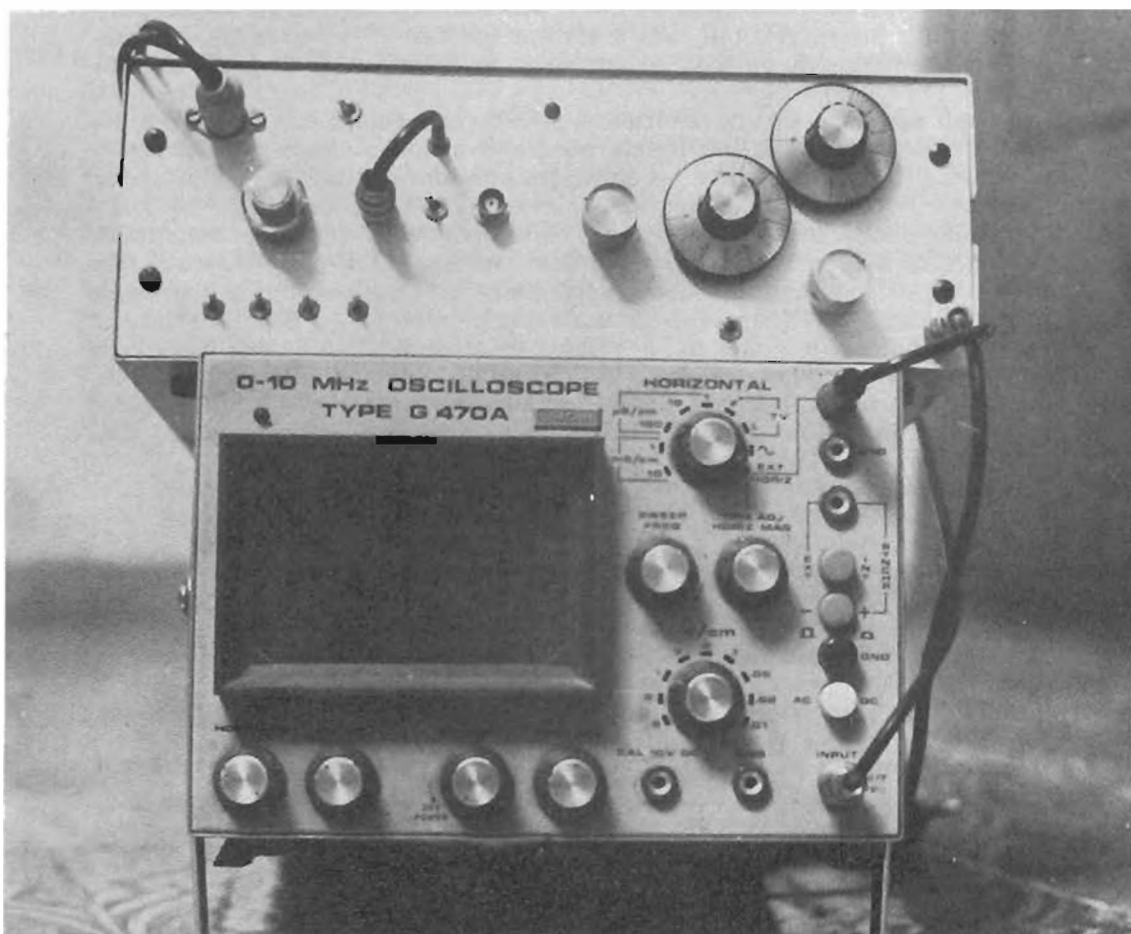


foto 5



*foto 6*

### Costruiamoci « IL MONITOR BOX »

Aggeggio di facile costruzione a uso e consumo degli audiofili muniti di oscilloscopio.

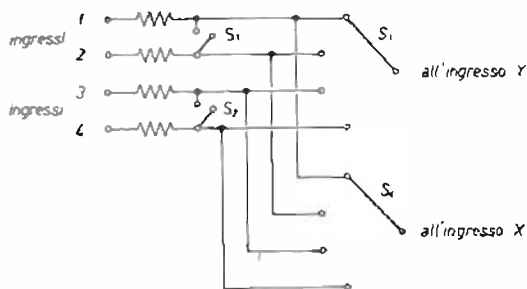
Serve a confrontare fra loro segnali di diversa provenienza sia di tipo analogico che digitale, nato nel mio laboratorio con il preciso scopo di ottenere perfette equalizzazioni di bassa frequenza si è poi rivelato di una utilità incredibile in tante altre applicazioni.

Il tutto è di una semplicità vergognosa dato che i componenti più sofisticati sono quattro resistenze...; non necessita di alcuna alimentazione né di taratura.

Attraverso una serie di commutazioni sfruttando gli ingressi dell'oscilloscopio sia verticale che orizzontale si possono ottenere degli oscillogrammi di facile interpretazione atti a fornire indicazioni validissime, di fase, di bilanciamento, di polarità e ampiezza, relative a due segnali contemporanei.

Nel caso specifico di una emittente privata che voglia con sicurezza trasmettere un segnale il più fedele possibile a quello modulante in provenienza dal mixer: operazioni — collegare agli ingressi 1 e 2 l'uscita stereo del Tuner rispettivamente destro e sinistro, collegare agli ingressi 3 e 4 una delle uscite mixer e anche qui rispettivamente destro e sinistro da cui ingressi dispari sul destro e ingressi pari sul sinistro, collegare il centrale di  $S_1$  all'ingresso Y (canale verticale) dell'oscilloscopio e il centrale di  $S_2$  all'ingresso X (canale orizzontale), commutare  $S_1$  e  $S_2$  in posizione 1 in modo che sia in Y che in X si abbia lo stesso segnale, indi ruoteremo i controlli di guadagno verticale e orizzontale fino a ottenere sull'oscilloscopio una traccia inclinata di  $45^\circ$  rispetto ai due assi Y e X in tal modo avremo calibrato gli amplificatori dell'oscilloscopio a identico guadagno.

Schema commutazioni del MONITOR BOX.



Le resistenze sono tutte uguali, 330 k $\Omega$ , 1/8 W.

Poniamo su un giradischi un disco test ove vi siano incise colonne sinusoidali alle diverse frequenze audio scegliendo la colonna a 1.000 Hz e prendiamo nota dell'ampiezza relativa di questo segnale guardando la traccia lasciata sull'oscilloscopio con  $S_1$  in posizione di cortocircuito.

Ruotiamo  $S_3$  e  $S_4$  in posizione 3 ponendo successivamente  $S_2$  in cortocircuito in modo da leggere ora l'uscita relativa al mixer ruotando il guadagno di quest'ultimo fino ad ottenere una traccia di ampiezza identica alla precedente. Ora,  $S_1$  e  $S_2$  aperti,  $S_1$  in posizione 1 e  $S_2$  in posizione 3, in tal modo avremo sull'ingresso Y il canale destro del Tuner e sull'ingresso X il canale destro del mixer, sempre con il giradischi esplorante 1.000 Hz; se tutto è in regola si vedrà sull'oscilloscopio ancora una linea inclinata a  $45^\circ$  che indicherà una perfezione da capogiro fra i due segnali. In pratica una cosa simile difficilmente potrà accadere a causa degli inevitabili ritardi di fase fra il segnale del mixer e il segnale ricevuto dal Tuner, al posto di una linea si potrà vedere un ellissoide, in questo caso terremo d'occhio l'asse maggiore dell'ellissoide che ovviamente dovrà essere inclinato ancora a  $45^\circ$ . Ora si può procedere alla equalizzazione delle diverse frequenze spostando la puntina del giradischi sulle diverse colonne sinusoidali partendo da 40 Hz fino ai 16 kHz, agendo sui comandi dell'equalizzatore relativi alle frequenze in esame cercando di ottenere per tutte le frequenze la stessa inclinazione dell'asse. In tal modo sarete certi di ottenere un'uscita modulata il più fedele possibile a quella in uscita dal mixer, l'operazione va ripetuta anche sul canale sinistro.

Ancora altri commenti sulle foto purtroppo non molto riuscite a causa di pellicola poco sensibile.

Per gli appassionati dirò che sono state prese con pellicola a 21 DIN, camera Minolta SRT303, obiettivo Rokkor 50 mm f. 1:1.4, massima apertura e velocità d'otturazione 1/30 di secondo. La pellicola ideale per queste foto dovrebbe avere una sensibilità di almeno 27 DIN.

Nella foto n. 6 si può vedere l'analizzatore costruito in contenitore TEKNEL (TEKNEL, via Raffaele 10, CASTELGOMBERTO (VI), telefono 0445/90132) il quale si presta molto bene a tale tipo di costruzione per la facilità di smontaggio qualora si volesse accedere a parti interne per tarature o eventuali riparazioni e per il supporto a superficie totale posto all'interno, particolarmente adatto anche ai pasticcioni in quanto il fronte e il retro essendo perfettamente uguali, in caso di errori nella foratura del pannello si può tranquillamente utilizzare l'altro pannello!

Nella foto n. 5 sulla sinistra della portante audio si vede una porzione di energia relativa alla subportante di cromaticanza.

Nella foto n. 3 a destra della traccia bianca più grande se ne vede una più piccola ed è quella relativa a tutta la regione delle emittenti FM.

Nella foto n. 1 si possono contare ben 22 armoniche compresa la fondamentale a 10 MHz e si può notare anche una buona linearità nella risposta fino a  $22 \times 10 = 220$  MHz.

Per il momento non seguono altri commenti anche se prevedo di aggiungere qualcos'altro all'argomento.

Ora vi lascio per dedicarmi alla 79esima « dannazione » dedicata totalmente al concorso della PLURAL TENZONE (vedi regolamento a pagina 1843, dicembre '80), puntata da non perdere!!!

Posso già anticiparvi che ci sarà da ridere alle spalle dei furbacchioni, furbacchioni intelligenti che hanno dimenticato di aver a che fare con una « lenza » come il sottoscritto, beh, non aggiungo altro e vi lascio in piena suspense.

Ciao, a presto

Maurizio

**Giovanni Lanzoni** i2YD  
i2LAG

20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 589075-544744



+ 2



M + 3M



SUPERSIDEKICK



EXPANDER



+ 3M

DISTRIBUTORE AUTORIZZATO DALLA:

**TURNER**  
IMPORT. DIRETTA USA

# FT207B

## Base Station Unit

---

*15CLC, Carlo Ciapetti*

---

L'utilità e il piacere di un ricetrasmittitore /M o /P, sia che si tratti di apparati VHF che di apparati CB! Quando però siamo a casa e non ce ne andiamo a spasso per le strade statali o per i monti, il /M e il /P rimangono a casa a friggere di impotenza.

A casa, perché smontare il mobile è comunque una necessità (ad evitare di doverlo non solo ricomprare ma anche di pagare salati conti di carrozziere) e il portatile poi è come Lassie di buona memoria: torna sempre a casa!

E la maggior parte delle volte con le batterie scariche.

Così ho sempre fatto a portatili e mobili il trattamento « BASE STATION », riuscendo a divertirmi un po' anche a casa (foto 1).

*foto 1*





L'ultima nata della famiglia è questa « FT207R BASE STATION UNIT » che mi permette di godermi anche nel OTH fisso le interessanti caratteristiche di questo gioiello della microminiatucomputerizzazione (foto 2).

foto 2



Quando dissi a Piero, I5TDJ, uno dei più autorevoli OM e tecnici italiani di aver acquistato questo marchingegno, lui me lo definì subito « VHF da caffè » intendendo dire che è una di quelle meraviglie che si portano solo al caffè per farle vedere ai soliti amici: una intera estate di utilizzo mi ha invece convinto del contrario, lo FT207R va anche molto bene e può veramente dare molte soddisfazioni sia in /P che con questa « BASE UNIT ».

Quello che ci voleva era quindi una base, vedremo poi i dettagli di ordine meccanico, che fosse in grado (tramite i tre piedini allo scopo previsti nella base) di



Per illustrarlo vediamo in figura 2 la curva caratteristica di scarica di una Nicad come quella dello FT207R, composta di nove elementi in serie da 1,2 V (totale 10,8 V), con valore di scarica a 1,1 V (9,9 V) e di massima carica a 1,45 V (13,05 V teorici).

Ciò che avviene per la scarica avviene anche, in senso inverso, per la carica: non tutte le Nicad sono però uguali ed alcune non arrivano a 12 V di valore massimo di carica.

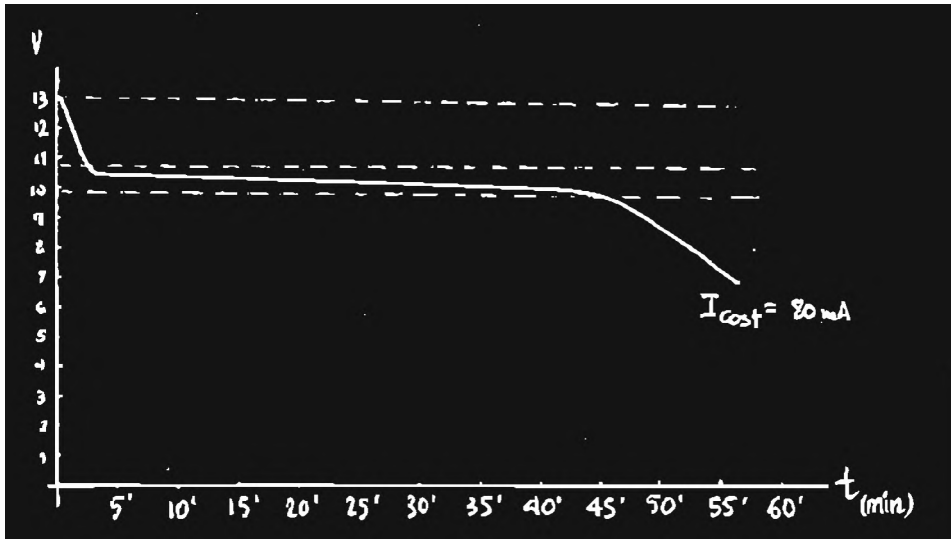


figura 2

Tutto va perfettamente bene se interrompiamo la carica a 11,5 V.

Il circuito di automatismo permette, tramite il potenziometro fra la base dell'ultimo BC109B e il partitore resistivo sulla Nicad di selezionare il valore di 11,5 V in modo che a questo valore si interrompa la carica tramite il blocco del 2N2905. Ma la Nicad tenderà a scendere al suo valore nominale di 10,8 V e quindi, superato il valore di soglia (circa 11,3 V) il circuito On/Off ripristinerà la carica fino al raggiungimento degli 11,5 V; e così via, provvedendo in tale modo al mantenimento di una carica di magazzinaggio. Se poi la batteria dello FT207R se ne fosse andata molto in scarica e non fosse in grado di attivare il circuito di carica, è previsto un apposito interruttore che provvede a dare un « cicchetto » (Hick-up) per permettere una carica iniziale sufficiente a mantenere in funzione il sistema nel suo uso normale; in questa fase va fatta attenzione a togliere il « cicchetto » non appena si veda che il led « Ricarica ON » resta acceso da solo, senza « cicchetto ».

Per la messa a punto della sezione di ricarica:

- 1) controllare che la corrente sia, fra dispositivo e batteria, di  $45 \div 55$  mA, variando se necessario  $R_1$  (minore se è più bassa, maggiore se è più alta la corrente);
- 2) iniziare la carica di una Nicad anche solo un po' scarica, vedendo la tensione ai suoi capi e col potenziometro multigiri  $P_1$  tutto a lato massa; quando la tensione sarà salita a 11,5 V girare lentamente il potenziometro fino a spegnere il led « Ricarica ON »;
- 3) dopo pochi secondi il led di cui sopra si riaccenderà, dimostrando così di aver iniziato a recuperare il valore di 11,5 V; il tempo fra ogni ciclo di carica dovrebbe essere di circa  $2 \div 3$  sec. se non lo fosse, variare la resistenza  $R_2$  di  $22 \Omega$ , tenendo presente che l'intervallo varierà in meno diminuendola e viceversa e procedendo per piccoli valori di incremento/decremento ( $20 \div 27 \Omega$ , ecc.).

Il relé  $K_1$  è previsto in quanto altrimenti si ha una corrente di scarica a dispositivo spento: potrebbe essere sostituito da un doppio interruttore di accensione  $S_1$ . Sia i regolatori di tensione che il 2N2905 devono essere provvisti di dissipatori: di massima capacità quello del 7812 che deve erogare 0,8 A nella condizione più gravosa (trasmissione in posizione HI).

Niente vieta di impiegare questo circuito anche per altri « portatili da caffè » con caratteristiche analoghe.

Per quanto riguarda la parte meccanica ho usato per alloggiare il tutto un contenitore in alluminio SC4 ma non ci sono problemi, purché c'entri tutto dentro!

Il contenitore dello FT207R l'ho realizzato in vetronite non ramata, provvedendo una spalla alta in modo da poter esser infilata nella clip prevista sulla parte posteriore dell'apparecchio, due fiancate, due basette (da forare entrambe in corrispondenza degli attacchi della base dello FT207R); a questo proposito per contatti ho usato spezzoni di 35 mm di filo di rame di 2 mm di diametro, cui ho arrotondato la cima destinata al contatto e su cui ho saldato una rondellina di pari diametro a circa 1 cm, completando il tutto con una molla ricavata da « pezzi disponibili »: il tutto è stato assemblato come in figura 3 e fissato alla scatola con collante epossidico o cianoacrilato.

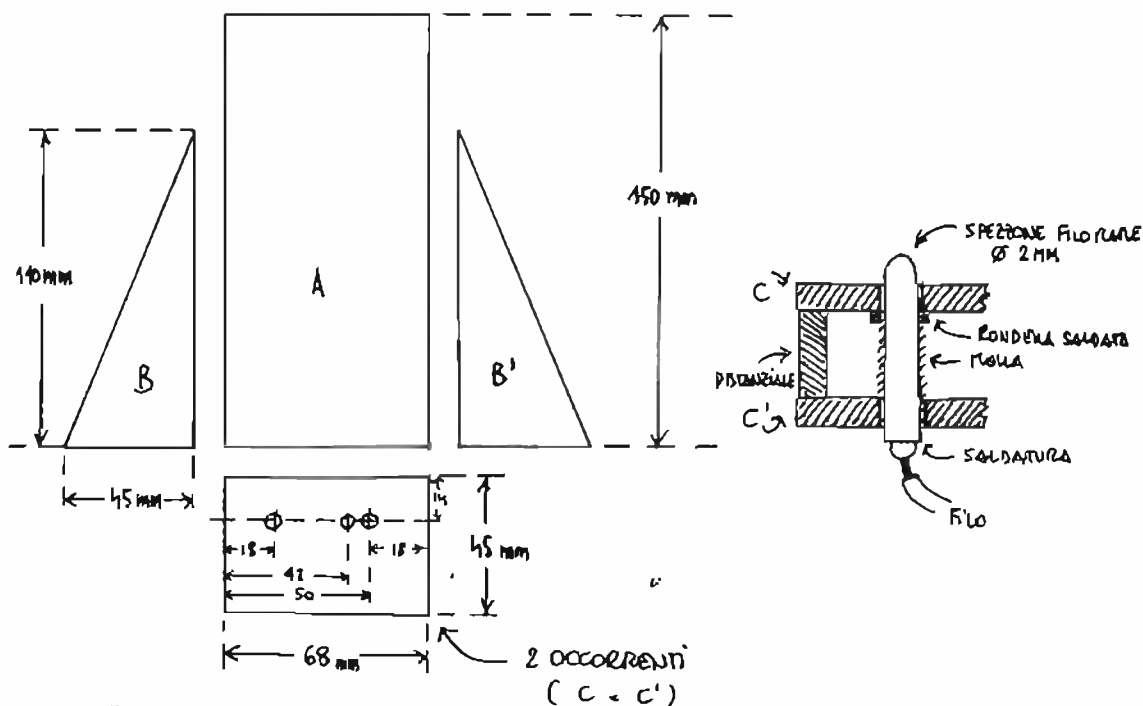


figura 3

E il portatile « da caffè » è diventato « da casa »!

### Bibliografia

- ham radio - Aug '74 pag. 56; Oct '74 pag. 56 (Noll).
- HAM NOTEBOOK - Vol 2 - pag. 84: power supplies (Fisk).
- cq elettronica - 5/79 - pag. 944 - Caricabatterie ecc. (Palasciano).
- QST - 5/80 - pag. 28 - A deluxe Nicad Charger ecc. (Shriner).
- 73 - 12/79 - pag. 158 - Build a simple HT charger (Buckman).
- BREAK! - 6/7 '79 - pag. 38 - Un carica batterie (Giraldi).

# il PICO

## microcomputer minimo

### per tutte le tasche

Paolo Forlani

(segue da 1/81)

ULTIMA PUNTATA

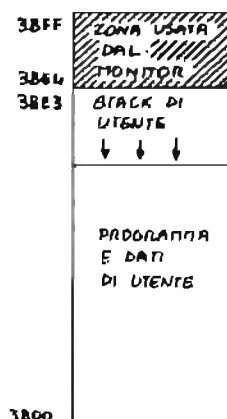
Questa volta vedremo come sia possibile eseguire sul nostro microcalcolatore qualche piccolo programma scritto da noi, utilizzando il programma MONITOR che posso fornire su memoria. Infine vedremo i circuiti di PICO, spiegando come sia possibile espanderlo per ottenere un sistema su misura per esigenze particolari. Sia per scrivere programmi che per realizzare queste espansioni è indispensabile procurarsi le necessarie conoscenze sul microprocessore: consiglio quindi di procurare e di studiare attentamente un manuale dello 8080: il migliore ovviamente è quello della INTEL (« 8080 User's Manual ») che ha il solo difetto di essere scritto in inglese. Esistono manuali in italiano della Edelektron e nella serie dei Bugbooks.

### MONITOR

Mentre per il Master Mind è sufficiente una tastiera di 12 tasti, per potere usare il Monitor è necessaria una tastiera di 16 tasti, il cui disegno trovate nello schizzo sotto riportato.

Tastiera e mappa di memoria.

D	E	F	
7	8	9	MEM
A	B	C	
4	5	6	REG
1	2	3	GO
ST	O	PT	2 <sup>MA</sup>



Sostituendo la memoria 2708 del Master Mind con quella del Monitor, sempre che PICO funzioni correttamente, potremo:

- generare nostri programmi nella RAM di PICO;
- verificarli ed eventualmente modificare una o più istruzioni;
- eseguirli su PICO, inserendo una o più chiamate al Monitor per poter verificare come procedono;
- a ogni chiamata, verificare tutti i registri e la memoria ed eventualmente fare modifiche;
- riprendere il nostro programma al punto in cui è interrotto;
- eliminare le chiamate al Monitor ed eseguire il programma completo.

La capacità di PICO è piuttosto bassa, a causa della piccola RAM che vi è prevista. Poiché il Monitor stesso usa una piccola parte di RAM (28 bytes) resta a nostra disposizione una zona di 228 locazioni per il nostro programma, i nostri dati e la nostra stack. Per avere un'idea delle dimensioni di questa memoria, posso dire che il Master Mind occupa 514 bytes per il programma, 13 locazioni per i dati e 12 locazioni per la stack: in totale 539 bytes. D'altra parte, le nostre 228 locazioni non sono poi così poche se si considera che il programma su RAM è volatile e va riscritto ogni volta che si toglie tensione!

Vediamo quindi il funzionamento del Monitor attraverso un esempio; ricordo che tutti i numeri sono in esadecimale.

La RAM di PICO inizia dall'indirizzo 3800. Il semplice programma che useremo come esempio somma due numeri da noi introdotti:

```
RST      7      ; chiamata al Monitor per permettere di inserire i due
              numeri nei registri B e C.
MOV      A, B   ; mette il primo numero nell'accumulatore.
ADD      C      ; somma.
MOV      E, A   ; mette il risultato nel registro E.
RST      7      ; chiamata al Monitor per permetterci di vedere il ri-
              sultato, che troveremo nel registro E.
```

Traducendo in esadecimale con la tabella delle istruzioni dello 8080:

FF - 78 - 81 - 5F - FF

Accendendo PICO, il Monitor si presenta con ----. Il comando PT serve a introdurre un indirizzo di memoria o di una coppia di registri nell'apposita memoria del Monitor (puntatore); il comando ST lo incrementa di uno. Quando si preme PT ricompare il vecchio puntatore (o zero se PT è premuto per la prima volta) che può essere modificato introducendo da tastiera il puntatore nuovo.

Scriverò, nel seguito, nella colonna di sinistra il numero displayato e in quella di destra i tasti premuti; XX indica che il numero displayato è casuale perché non è Inizializzato all'accensione. Notare che per introdurre le lettere (A ÷ F) si deve premere prima 2<sup>nd</sup>.

----	PT
0	3800
3800	MEM
XX	2 <sup>nd</sup> F - 2 <sup>nd</sup> F
FF	ST
XX	78
78	ST

```

XX      81
 81     ST
XX     5 2ndF
 5F     ST
XX     2ndF 2ndF
FF

```

In caso di comandi errati, il Monitor scrive |||| sul display e si deve ricominciare da PT. Ora posso verificare il programma e correggere eventuali errori (ad esempio, 88 al posto di 78):

```

PT
3804    3800
3800    MEM
FF      ST
88      78
78      ST
81      ST
5F      ST
FF

```

Per eseguire il programma:

```

PT
3804    3800
3800    GO
-----

```

Le barrette indicano che il nostro programma è andato in esecuzione a partire dall'indirizzo 3800 dato dal puntatore, ha chiamato il Monitor e questo ha risposto.

A questo punto dobbiamo modificare i registri. La procedura è analoga a quella che si segue per displayare e modificare la memoria; i registri vengono però visualizzati a coppie secondo la tabella:

PT	registro visualizzato
0	A - Flags
1	B - C
2	D - E
3	H - L
4	Program Counter
5	Stack Pointer

Il byte dei flags è così formato:

S Z 0 AC 0 P 1 C

S = Sign; Z = Zero; AC = Aux Carry; P = Parity; C = Carry.

Mettiamo i due numeri esadecimali da sommare (10 e 33) in B e C:

```

PT
0      1
1      REG
0      1033
1033   PT
1      GO
-----

```

La sequenza PT - GO, senza introduzione di un nuovo indirizzo, fa ripartire sempre il programma al punto in cui si trovava prima della chiamata al Monitor.

Adesso leggiamo il risultato:

----	PT
0	2
2	REG
43	

Il risultato è  $10 + 33 = 43$  anche in esadecimale.

Vogliamo ora verificare tutti i registri?

	PT
2	0
0	REG
4302(1)	ST
1033(2)	ST
43(3)	ST
0(4)	ST
3805(5)	ST
38E4(6)	

- 1 - In A è rimasto 43; 02 ci dice che i flags si sono azzerati tutti.
- 2 - In B e C sono rimasti i numeri che avevamo messo.
- 3 - In E c'è il risultato, mentre in D è stato inizializzato uno zero, come in tutti i registri, dal Monitor e non è stato modificato.
- 4 - In H, L è rimasto lo 0 messo dal Monitor.
- 5 - Il Program Counter è a 3805, infatti il nostro programma è di cinque istruzioni a partire da 3800.
- 6 - Lo Stack Pointer viene inizializzato dal Monitor a 38E4, la prima locazione libera sotto la zona usata dal Monitor, e non è stato alterato dal nostro programma.

Riassumendo quindi il comportamento del Monitor, ricordiamo che, al comando PT - ZZZZ - GO, tutti i registri vengono inizializzati a zero, tranne PC (Program Counter) che è inizializzato a ZZZZ e SP (Stack Pointer) che è inizializzato a 38E4. Il comando PT - GO invece fa riprendere l'esecuzione senza modificare altro, se non ciò che avremo volontariamente riscritto con i comandi MEM e REG. L'istruzione RST 7 (FF), scritta nel programma, chiama il monitor. Nel nostro esempio, le chiamate al Monitor servono ai fini stessi del programma; è possibile invece usarle per verificare punto per punto lo svolgimento del programma stesso andando a controllare registri e memoria. Terminata la verifica del programma (in gergo, DEBUG), è semplice eliminare le chiamate senza riscrivere tutto il programma, sostituendole con l'istruzione NOP (« NO OPERATION »: cioè l'istruzione che non fa niente!) il cui codice è 00.

## LE SUBROUTINES DEL MONITOR

Ho cercato di porre rimedio alla scarsa capacità di memoria RAM di PICO, rendendo disponibili alcuni sottoprogrammi (Subroutines) che ho scritto nella memoria EPROM del Monitor. Quest'ultimo impiega infatti circa la metà del contenuto di una 2708. I programmi dell'utente possono utilizzare queste subroutines chiamandole con l'istruzione CALL; si ha così un notevole risparmio di memoria. Alcune di queste subroutines sono usate



anche dal Monitor, ma la cosa non ci deve preoccupare, in quanto una delle particolarità delle subroutines è proprio quella di poter essere usate da più programmi senza interferenze reciproche.

Troverete qui di seguito l'elenco delle subroutines, l'indirizzo a cui vanno chiamate con l'istruzione CALL (esadecimale CD) e quali registri alterano. Ricordo che, scrivendo programmi in esadecimale, bisogna invertire i due byte dell'indirizzo; ad esempio CALL 1000 va scritto CD 00 10; JMP 2348 va scritto C3 48 23.

**DPHEX - Indirizzo 200.**

Viene usata dal Monitor. Serve a visualizzare nei quattro display il contenuto della coppia di registri B, C tradotto in esadecimale. Non visualizza le cifre più significative se sono zero (leading zero blanking).

Registri modificati: nessuno.

Stack: usa 8 locazioni (oltre alle due della CALL).

**CONV - Indirizzo 1F0.**

Si tratta di una decodifica per display a sette segmenti, usata anche da DPHEX e da DISPY. Trasforma il contenuto di A secondo la tabella a lato:

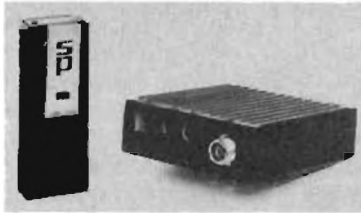
Registri modificati: A.

Stack: 2 locazioni.

numero esadecimale	Display
0	D
1	I
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6
7	7
8	B
9	9
A	R
B	b
C	C
D	d
E	E
F	F
10	-
11	G
12	H
13	L
14	P
15	U
16	-
17	-
18	≡
19	
1A	4
1B	7
1C	∏
1D	C
1E	∩
1F	spento

*La grande richiesta conferma  
il successo del*

**Sistema  
di allarme  
tascabile  
a basso  
costo**



**SP400  
Ultimo modello**

- il bip-bip continuo vi avverte quando il vostro veicolo viene rubato o manomesso
- ideale per la protezione della casa o dell'appartamento
- facilmente installabile nella vostra automobile, autocarro, furgone, camper, roulotte, aeroplano, imbarcazione
- fornisce una sorveglianza di 24 ore su 24 dei vostri valori, a bassissimo costo
- centinaia di applicazioni di comunicazioni - un perfetto guardiano tascabile
- 60.000 diversi toni di codice - praticamente nessuna possibilità che un altro trasmettitore ecciti il vostro ricevitore

**Trasmettitore**

- Oscillatore controllato a cristalli montati completamente anti-urto
- potenza input finale: 4 W max a 13,6 (12 V nomin)

**Ricevitore**

- compatto completamente transistorizzato (larghezza 3,8 cm - lunghezza 11,4 cm - spessore 19 mm)
- il ricevitore emetterà segnali fino a che non venga fermato a mano anche dopo che il trasmettitore è stato fermato
- alimentazione: batteria a mercurio (2,8) circa 1000 ore
- alta affidabilità
- codificazione sequenziale bivalente.

L. 109.900

**Giovanni Lanzoni** IZTD  
IZLAC  
20135 MILANO - Via Cornello 10 - Tel. 589075-534743

**INPUT** - Indirizzo 109.

Viene usata dal Monitor per introdurre numeri e comandi da tastiera. Non spiegherò qui come funziona perché sarebbe troppo lungo; a chi richiederà la EPROM del Monitor farò avere una descrizione completa.

Registri modificati: A, B, C.

Stack: 14 locazioni.

**TIMER** - Indirizzo 220.

Genera un ritardo di n millisecondi, in cui n è il contenuto di D, E prima della CALL. Ritardo max 65,5 sec.

Registri modificati: D, E.

Stack: 2 locazioni.

**DISPLAY** - Indirizzo 230.

Visualizza nel display il contenuto della locazione di memoria indirizzata da H, L e delle tre successive, usando i formati specificati in CONV.

Registri modificati: nessuno.

Stack: 8 locazioni.

**MULTI** - Indirizzo 253.

Moltiplica il numero binario presente in A (2 ÷ 8 bit) con quello presente in D, E (14 ÷ 8 bit). Il risultato (max 16 bit) è in H, L.

Registri modificati: H, L.

Stack: 4 locazioni.

**BCSUM** - Indirizzo 26B.

Somma due numeri BCD di 4 cifre, contenuti in B, C e in D, E. Risultato in H, L.

Registri modificati: H, L.

Stack: 2 locazioni.

**BCBIN** - Indirizzo 276.

Trasforma il numero BCD contenuto in B, C nell'equivalente binario (max 9999 → 270F). Risultato in B, C.

Registri modificati: B, C.

Stack: 14 locazioni.

**BINBC** - Indirizzo 2B4.

Operazione inversa rispetto a BCBIN. Se il risultato supera 9999, in B, C si trovano le 4 cifre più basse del risultato stesso. Esempio: FFFF(65535) → 5535.

Registri modificati: B, C.

Stack: 6 locazioni.

## NOTA IMPORTANTE

La ditta **Edelektron**, corso Sempione 39, 20145 Milano, dispone di uno degli assortimenti più completi di libri relativi allo 8080.

Posso consigliare:

**MCS-80 Microprocessor manual** - Edizione Intel.

**8080/8085 Assembly Language Programming Manual** - Intel.

**Bugbook III: Interfacciamento e programmazione del microcomputer 8080A** - Edizioni Jackson Italiana.

**Bugbooks V e VI: Esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione e all'interfacciamento del microcomputer 8080A** - Jackson Italiana.

Per le memorie contenenti i miei programmi e tutti gli altri componenti necessari, rivolgersi alla ditta **AZ** di Milano, Inserzionista di questa rivista.

In questa e nelle puntate precedenti ho spiegato come costruire PICO e come scrivere dei programmi che sfruttano le risorse di PICO già esistenti: una tastiera di 16 tasti, un display di 4 cifre, 256 byte di memoria RAM e 1024 byte di memoria EPROM su cui risiede un Monitor che può gestire tutto il sistemino.

Dopo una spiegazione del funzionamento dei circuiti « minimi », vedremo in questa ultima puntata quali sono le espansioni, almeno le più semplici, che è possibile eseguire per ottenere qualche prestazione in più dal nostro sistema. Occorre precisare che ogni intervento sull'hardware richiede una certa quantità di esperienza, per cui sconsiglio ai principianti ogni modifica finché, con l'uso di PICO così com'è e con lo studio dei « sacri testi », non avranno acquisito le necessarie conoscenze.

## I CIRCUITI DI PICO

Il microprocessore, come si è detto, è lo 8080 che viene usato in una configurazione assai più semplice di quella comunemente adottata; ritrovate lo schema in figura 1 alle pagine 1856 e 1857 del numero 12/80 di cq. Il generatore di clock, questo è indispensabile, è lo 8224 che è collegato con lo 8080 in modo convenzionale. Non ho usato invece lo 8228, system controller, che è semplicemente sostituito con IC3. L'eliminazione dello 8228 è stata possibile anche perché ho rinunciato a dotare il microcomputer di possibilità di Interrupt. Lavorare senza interrupt, in un sistema semplice, è molto economico anche in termini di memoria occupata: semplicemente, anziché interrompere il  $\mu p$  ogni volta che si preme un tasto per servire il tasto stesso, si programma il micro in modo che entri in un loop di attesa (il cosiddetto « Polling ») quando si attende che il tasto venga premuto; il  $\mu p$ , cioè, continua a esaminare lo stato del tasto finché non lo trova premuto. Chiaramente, durante il Polling, il  $\mu p$  non può svolgere alcun lavoro, ma questo non è un problema del nostro sistema in cui il  $\mu p$  è di gran lunga più veloce dell'essere umano che si trova alla tastiera.

Senza lo 8228 non è nemmeno possibile usare le istruzioni IN e OUT; anche questo non è un problema perché basta collegare eventuali ingressi e uscite in modo che vengano visti dal  $\mu p$  come memoria: è allora possibile scrivere negli output o leggere gli input con le istruzioni che svolgono le operazioni in memoria. Questa procedura, detta « Memory Mapped I/O », è bene descritta nel manuale dello 8080.

Ultima caratteristica semplificatrice del mio progetto è la completa assenza di amplificatori di potenza (Buffers) nei fili dei dati e degli indirizzi dello 8080. Questi sono normalmente usati per aumentare le ridotte capacità di pilotaggio (Fan-out) dello 8080 quando questo deve comandare più di un carico TTL per uscita. Nel nostro caso i carichi collegati allo 8080 sono parecchi (le 2 RAM, la EPROM, lo 8279) ma sono tutti mos e presentano quindi bassissime correnti d'ingresso, hanno cioè Fan-in statico quasi zero. D'altra parte i mos presentano una certa capacità d'ingresso, per cui lo 8080 potrebbe essere caricato troppo dal punto di vista dinamico, con conseguente riduzione di tutti i margini nelle temporizzazioni. Il rimedio, almeno entro certi limiti, è semplice: ridurre la velocità del microprocessore abbassandone la frequenza di clock. E' questa la ragione per cui ho adottato un quarzo da 10 MHz al posto del 18 MHz normalmente usato: la riduzione di velocità non ha un gran peso per i nostri semplici programmi.

Lo 8279 è un completissimo componente che risolve tutti i problemi di pilotaggio multiplexato dei displays e di scansione della tastiera, con eliminazione dei rimbalzi dei contatti. Viene qui usato nella sua minima configurazione perché al massimo può pilotare 16 displays e scandire una tastiera di 64 tasti.

Passiamo alle espansioni, ricordando che per ogni aggiunta può essere necessario potenziare l'alimentatore.

## ESPANSIONE DELLA RAM

Per passare da 256 byte a 1024 byte si sostituiscono le 2111 ( $256 \times 4$ ) con le 2114 ( $1024 \times 4$ ); ad esse debbono arrivare due bit di indirizzo (A8 e A9) in più mentre, nel resto, le 2114 sono simili alle 2111. Non scendo in particolari perché ho scritto che le modifiche vanno fatte disponendo di esperienza. Ulteriori coppie di 2114 possono essere aggiunte, a patto di verificare il carico capacitivo aggiunto sui fili di dati ed indirizzi, collegandone i chip select alle uscite inutilizzate più alte del 74LS138.

## ESPANSIONE DELLA EPROM

E' possibile aggiungere altre 2708 ( $1024 \times 8$ ) collegandone i chip select alle uscite inutilizzate più basse del 74LS138; è anche possibile passare alle 2716 ( $2048 \times 8$ ) collegando in più A10.

## AUMENTO DEL NUMERO DEI TASTI E DEI DISPLAYS

Fino a 32 tasti, è sufficiente utilizzare RL4 ÷ RL7 dello 8279 allo stesso modo di RL0 ÷ RL3. Per poter invece superare i 32 contatti, è necessario passare dal modo « decoded scan », in cui su RS0 ÷ RS3 è presente una scansione decodificata, al modo « Encoded Scan » in cui su RS0 ÷ RS3 è presente un conteggio che deve essere poi decodificato esternamente con un decoder con uscite open-collector (74LS156). Il diverso tipo di scansione va impostato inizializzando da programma lo 8279.

Per questo rimando al Data-Sheet dello 8279. Tenere presente che la scansione della tastiera è contemporanea con quella del display, per cui sarà necessario decodificare esternamente anche la scansione dei displays che possono così aumentare il numero. Essendo più basso il tempo per cui ogni display rimane acceso, sarà anche necessario aumentare la corrente riducendo R5 ÷ R12 o passare a displays ad alta efficienza.

## AGGIUNTA DI PORTE DI INGRESSO-USCITA

Per quanto ho detto a proposito del caricamento delle uscite dello 8080 e degli altri integrati, non è possibile aggiungere componenti di tipo TTL. Consiglio quindi di adottare lo 8255 che è un mos e contiene 24 bit di ingresso/uscita programmabili da software. Il Chip Select sarà collegato ancora a IC5. Anche qui rimando al Data-Sheet dell'Intel per tutti i particolari sulla programmazione dell'integrato.

*Lo scopo della serie di articoli era di dare modo ai principianti di apprendere le prime nozioni sui microprocessori; non posso qui dilungarmi in altri particolari che, sono sicuro, si imparano maneggiando direttamente i « pluripedi » più che leggendo una intera biblioteca. Attenzione però a non prendere troppa confidenza, perché basta, a volte, dimenticare di togliere tensione prima di estrarre un integrato per essere costretti a buttarlo nel cestino e trovarsi disgustati per un bel po'.*

*Auguro buon divertimento a coloro che vorranno provare, e resto a disposizione per eventuali problemi; vi prego solo di non chiedermi ciò che PICO non può sopportare, come interfacce video o cassette, che richiedono mezzi ben superiori a quelli, veramente minimi, che ho voluto usare per questo piccolissimo microcalcolatore.*

FINE

**minor prezzo - LA QUALITÀ AL MINOR PREZZO - la qualità al minor**

## **ANTENNE PROFESSIONALI FM E TV A PREZZI IMBATTIBILI!!!**

Collinearli per alte potenze con accoppiatori in ottone trattato a partire da **L. 220.000.-**  
 Direttive 5 elementi da 1,5 Kw ideale per ponti radio FM particolarmente robuste e adatte per  
 le peggiori condizioni atmosferiche **L. 130.000.-**

Dipoli simmetrizzati particolarmente adatti dove si voglia ottenere una irradiazione omogenea  
 e di elevato guadagno. Angolo di irradiazione a richiesta.

I dipoli sono in ottone trattato in grado di sopportare 1500 Watt ognuno.

Vengono forniti sfusi o in versione collinare a 2 · 3 · 4 · 6 · 8 · 16 dipoli per potenze fino a 10 Kw.

Collinearli di direttive 2 · 3 · 4 · 5 elementi tutte con accoppiatori solidi.

Pannello TV a 4 dipoli larga banda IV e V, 14 dB di guadagno; 1 Kw max copertura ermeticamente stagna in materiale antirullo a basso coefficiente di perdita (inferiore alla tradizionale fibra di vetro) **L. 295.000.-**

Pannelli larga banda FM a 1 e 2 dipoli.

Direttive 2 · 3 · 4 · 5 elementi FM

Direttive TV 11 · 16 · 21 elementi

Accoppiatori canalizzati e a larga banda in ottone trattato

Per raggiungere guadagni più elevati tutte le nostre antenne sono tarate e collaudate sulla frequenza richiestaci.

Forniamo inoltre: trasmettitori e amplificatori FM e TV, filtri cavi e connettori coassiali.

**SERIETÀ E SOPRATTUTTO GARANZIA TOTALE! PRONTA CONSEGNA.**

**PER CONSIGLI E INFORMAZIONI TELEFONATECI. I NOSTRI TECNICI SONO A VOstra DISPOSIZIONE.**

**DR. DE LUCIA FIORENZO - Telecomunicazioni**

via A. Gramsci 10 - VILLA VERUCCHIO (FORLÌ) - Tel. (0541) 677014 - 774187

Rivenditore per le Puglie: LAVARRA DONATO - Tel. 080/736148

LA QUALITÀ AL MINOR PREZZO - la qualità al

prezzo - LA QUALITÀ AL MINOR PREZZO - la qu

# ROS

## non se ne parla mai abbastanza

---

*Antonio Anselmi*

---

La trasmissione di informazioni tra una sorgente e uno o più utenti remoti richiede l'uso di un canale di comunicazione: cioè di un mezzo attraverso il quale si invii il nostro segnale.

In taluni casi si richiede al mezzo in questione una struttura fisica, in talaltri no, affidando la trasmissione del segnale allo spazio libero.

Lo sviluppo delle linee di trasmissione, intendendo per linea il mezzo fisico e tangibile di trasmissione, deriva in larga misura dall'uso della familiare bifilare per potenza elettrica che trasporta grandi quantità di energia da un generatore a un carico distante da esso.

Parlando in generale, le linee di trasmissione sono a parametri distribuiti: capacità, induttanza e resistenza sono distribuiti in modo uniforme lungo la lunghezza totale della linea. Sempre in generale, guardiamo solamente il cavo coassiale: linea che più da vicino ci interessa essendo i moderni ricetrans con uscite asimmetriche e quindi adatti ai cavi coassiali (per l'occasione ricordo che la piattina è una linea simmetrica e quindi maggiormente adatta ad esempio ad alimentare dipoli aperti o chiusi, essendo questi antenne simmetriche).

Il cavo coassiale è utile solo a frequenze minori di 100 MHz, oltre si incorre in forti perdite dovute all'effetto pelle nei conduttori e a radiazione della superficie.

Per continuare questo breve ripassino sui cavi coassiali, si dirà poi che l'impedenza caratteristica di un siffatto cavo è data dalla relazione

$$Z_0 = \sqrt{L/C} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} b/a \quad (\Omega)$$

dove  $b$  = raggio del dielettrico politene;

$a$  = raggio del conduttore interno.

Sempre per generalità, l'impedenza caratteristica del cavo RG8/U è di 53  $\Omega$  con una capacità di 96,76 pF/m, mentre per il cavo RG58/U le grandezze summenzionate sono: 53  $\Omega$  e 93,48 pF/m.

Per non ingenerare erronee interpretazioni, d'ora in poi con il termine  $Z_l$  intenderò l'impedenza caratteristica della linea e con  $Z_r$  la generica impedenza di carico posto all'estremità della linea: nel caso in esame il carico è costituito dalla antenna.

Se l'impedenza al termine di una linea di trasmissione non è  $Z_0$ , allora esiste una discontinuità e vengono originate onde riflesse di tensione e di corrente, che percorrono la linea a ritroso verso l'estremità trasmettitore. Per quanto riguarda l'energia, ciò significa che una parte della energia incidente viene riflessa, mentre la rimanente è assorbita dal carico e quindi irradiata se il carico è costituito da una antenna. I casi estremi di riflessione si hanno a circuito aperto e in corto circuito. Prendiamo in considerazione il primo caso: circuito aperto. Quando l'onda incidente raggiunge il circuito aperto alla estremità della linea, il campo magnetico si annulla perché la corrente è zero. Ciò induce tensione sulla linea che si aggiunge alla tensione esistente già in linea e l'uguaglia in ampiezza. C'è quindi un effetto di raddoppio della tensione. Per quello che riguarda il corto circuito all'estremità della linea, siccome la tensione è nulla deve esserci qui un capovolgimento di fase della tensione incidente: così le due onde, quella incidente e quella riflessa, si annullano in modo reciproco. L'onda riflessa si propaga poi a ritroso lungo la linea e, come per il caso di circuito aperto, può essere assorbita dal generatore se questo ha impedenza  $Z_0$  (riscaldamento dei finali) oppure, se l'impedenza del generatore è diversa, essa si propaga ancora avanti e indietro sulla linea finché viene del tutto smorzata. Perciò in entrambi i casi di lavoro della linea, sulla linea medesima ci sono due onde: quella incidente proveniente dal generatore e quella riflessa. L'onda risultante, in una qualsiasi parte della linea, è la somma algebrica delle due e si manifesta come « onda stazionaria » sulla linea. Da qui una semplice deduzione: non è l'onda stazionaria che torna indietro a bruciare i finali, se torna indietro che cavolo di « stazionaria » è? ciò che

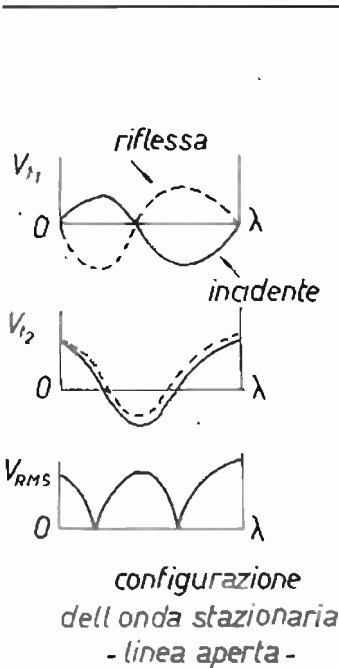


figura 1

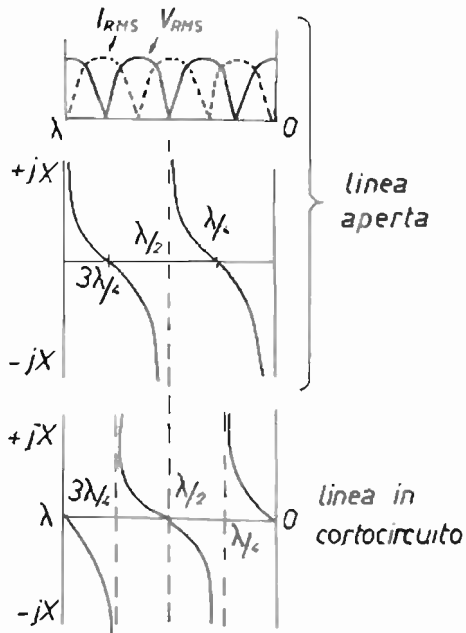


figura 2

torna indietro è l'onda riflessa, assai diversa dalla stazionaria; semmai possiamo dire che la presenza dell'onda stazionaria ci informa del fatto che sulla linea abbiamo potenza che non viene irradiata, bensì che viene riflessa indietro. Quindi la stazionaria non ci riscalda i finali, bensì ci dice che i finali si stanno riscaldando a causa di potenza riflessa.

La configurazione dell'onda stazionaria risultante sulla linea varia in ampiezza, ma rimane « stazionaria » e contiene massimi e minimi in certi punti dove i massimi e minimi sono separati da  $1/2$ . Un diagramma che illustra questi vari punti in due diversi istanti è quello di figura 1, in cui si assume che la linea sia priva di perdite e di lunghezza  $\lambda$ .

I valori efficaci di tensione e corrente nonché i diagrammi delle reattanze sono dati in figura 2.

Per convenienza le distanze sono misurate dalla estremità ricevente. In particolare, si vede che la reattanza di una linea aperta lunga  $1/4$  è nulla, mentre quella di una linea della stessa lunghezza in corto circuito è infinita. Il rapporto fra l'onda riflessa e quella incidente è detto coefficiente di riflessione, abbreviato in  $\rho$ . Alla estremità di una linea di lunghezza  $l$ , l'onda incidente è  $Ae^{-j\theta}$  e l'onda riflessa è  $Be^{j\theta}$ . Perciò in generale il coefficiente di riflessione è un numero complesso e può essere scritto come  $|\rho| e^{j\varphi}$  con ampiezza e angolo di fase. Esso è legato all'impedenza del carico  $Z_r$  e all'impedenza di linea  $Z_0$  come si vede dalle equazioni generali delle linee:

*(chi non ha dimestichezza salti questi due o tre passaggi che servono solo a dimostrare quanto detto)*

$$x = l$$

$$V_r = Ae^{-j\theta} + Be^{j\theta} = Ae^{-j\theta} + \rho Ae^{-j\theta}$$

$$I_r = \frac{A}{Z_0} e^{-j\theta} - \frac{B}{Z_0} e^{j\theta} = \frac{A}{Z_0} e^{-j\theta} - \frac{\rho}{Z_0} Ae^{-j\theta}$$

$$V_r = Ae^{-j\theta} (1 + \rho)$$

$$Z_r I_r = Ae^{-j\theta} (1 - \rho)$$

$$\frac{Z_r}{Z_0} = \frac{V_r}{I_r} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

quindi

$$\rho = \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0} \quad \text{dove } 0 \leq \rho \leq 1$$

Per una linea aperta  $Z_r = \infty$

$$\rho = \frac{1 - Z_0/Z_r}{1 + Z_0/Z_r} = 1$$

Per una linea in corto circuito  $Z_r = 0$ ,

$$\rho = -1$$

e c'è il capovolgimento della fase della tensione,

Per una linea adattata

$Z_r = Z_0$  implica che sia  $\rho = 0$   
e non c'è onda riflessa.



Quando una linea di trasmissione termina con una impedenza arbitraria  $Z_r$ , diversa da  $Z_0$ , come visto, sono presenti in linea sia un'onda incidente che un'onda riflessa. Se A e B sono le loro rispettive ampiezze in qualche punto della linea, ovviamente si ha un massimo quando le due ampiezze sono in fase ed un minimo quando esse sono sfasate di  $180^\circ$ .

Avremo quindi

$$|V_{\max}| = A + B = A(1 + B/A)$$

$$|V_{\min}| = A - B = A(1 - B/A)$$

Il rapporto di onda stazionaria  $s$  è definito come rapporto tra  $V_{\max}$  e  $V_{\min}$ , quindi avremo

$$s = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{1 + B/A}{1 - B/A}$$

Avendo in precedenza definito il coefficiente di riflessione  $\rho$  come

$$|\rho| = B/A$$

sostituendo avremo

$$s = (1 + |\rho|) / (1 - |\rho|)$$

Il rapporto dell'onda stazionaria  $s$  è quindi direttamente legato al coefficiente di riflessione e siccome questo è legato a  $Z_r$ , dopo facili calcoli, avremo:

$$s = \frac{Z_r}{Z_0} \quad \text{se } Z_r > Z_0$$

$$s = \frac{Z_0}{Z_r} \quad \text{se } Z_r < Z_0$$

Quindi le misure di  $s$  danno una conoscenza diretta sul tipo di carico  $Z_r$  che abbiamo al termine della linea.

Facciamo un esempio: una linea di trasmissione ad alta frequenza con perdite trascurabili ha una impedenza caratteristica di  $600 \Omega$  ed ha alla estremità una antenna con impedenza  $400 + j300$ ; calcolare il VSWR (rapporto onda stazionaria = ROS italianizzato) lungo la linea

$$\rho = \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0} = \frac{400 + 300j - 600}{400 + 300j + 600} = \frac{-2 + 3j}{10 + 3j}$$

$$|\rho| = \frac{\sqrt{2^2 + 3^2}}{\sqrt{10^2 + 3^2}} = \frac{\sqrt{13}}{\sqrt{109}} = 0.346$$

quindi

$$\text{VSWR} = s = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = \frac{1,346}{0,654} = 2,06$$

Altro esempietto: supponiamo di avere 20 metri di cavo coassiale RG8/U che alimenta una Ground Plane, supponiamo di aver inoltre inclinato i ra-

diali della medesima di  $45^\circ$  sul piano, in modo che la GP presenti una impedenza puramente resistiva di  $50 \Omega$ ; calcoliamo il VSWR (ROS) lungo la linea che collega l'antenna:

$$Z_0 = 53 - jX_c$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi f \cdot C} = (\text{GR8/U ha capacit\`a di } 96,76 \text{ pF/m} = 3,05; f \text{ sui } 27 \text{ MHz})$$

$$Z_0 = (53 - j3,05) \Omega$$

$$Z_r = 50 \Omega$$

$$\rho = \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0} = \frac{50 - 53 + j3,05}{50 + 53 - j3,05} = \frac{-3 + j3,05}{103 - j3,05}$$

$$|\rho| = \frac{\sqrt{3^2 + 3,05^2}}{\sqrt{103^2 + 3,05^2}} = 0,042$$

$$s = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = \frac{1,042}{0,958} = 1,09$$

Sorpresa! abbiamo 0,9 di VSWR che pensavamo di non trovarci. Comunque tranquillizzo subito gli animi dicendo che un VSWR di circa 1,1 risponde a una potenza riflessa dello 0,23 % sulla potenza in linea, cio\`e una perdita di potenza trasmessa di appena 0,010 dB; praticamente niente perdite; comunque \`e interessante questo esempio che mostra come il ROS possa infilarsi anche dove si suppone non ci sia spazio per lui.

A questo punto consiglio caldamente gli interessati a leggere le pagine 709-715 di cq 4/77, che possono considerarsi un conseguimento di questo discorso. Anche se ho trattato il problema semplicisticamente, spero di aver dato l'idea di quanto sia complicato il ROS: bisognerebbe poi parlare di perdite di linea, risonanza di antenna, accoppiamenti coniugati fra generatore e carico e tante altre belle cosette che rendono ancora pi\`u complesso lo studio del ROS. Testimonianza di ci\`o sono le contraddittorie teorie che si trovano un po' dappertutto sull'argomento: ad esempio c'\`e chi sostiene che non si modifica il ROS allungando o accorciando la linea di trasmissione, personalmente, e a conti fatti, trovo che, seppure in maniera minima, il ROS \`e influenzato dalla lunghezza della linea. Comunque la « praticaccia » detta legge e, a volte, contraddice la teoria, val la pena di ricordare che cinque minuti di pratica valgono pi\`u di un'ora di studio! \*\*\*\*.

## Bibliografia

F.R. Connor « Wave Transmission », E. Arnold Ltd - London.  
cq elettronica, pagina 709/1977.

**cq elettronica**  
**in edicola sempre il primo del mese**