



Selezione articoli
luglio - settembre 1982

sommario

- 35 offerte e richieste
- 37 modulo per inserzione
- 38 pagella del mese
- 43 il commutatore coassiale del mio sistema di antenne (Zamboni)
- 51 Costruiamoci un TV-monitor (Vidmar)
- 67 RX R-388/URR, un ricevitore ancora molto «OK» (Buzzi)
- 73 Tasto per codice Morse «Star Trek» (Fanti)
- 78 l'primordi... delle fibre ottiche (Chelazzi)
- 82 RADIONOSTALGIA e SURPLUS (Longhi)
- 83 post - BEEP e novus - BEEP (Iurissevich)
- 88 «ALBATROS» (Veronese)
- 98 Complemento all'IC202 (Sartori)
- 104 Proteggiamo «casse» e «finali» (Puglisi)
- 109 CODICI nella telefonia e nella trasmissione dati (Minotti)

EDITORE a.n.c. edizioni CD
 DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Totti
 REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
 ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ
 40121 Bologna - via C. Boldrini, 22 - (051) 552706-551202
 Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1988
 Diritti riprod. 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

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. 24.000 (nuovi)
 L. 23.000 (rinnovi)
 ARRETRATI L. 2.000 cadauno
 Raccoglitori per annate L. 7.500 (abbonati L. 7.000).

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 del 10% su tutti i volumi delle edizioni CD.

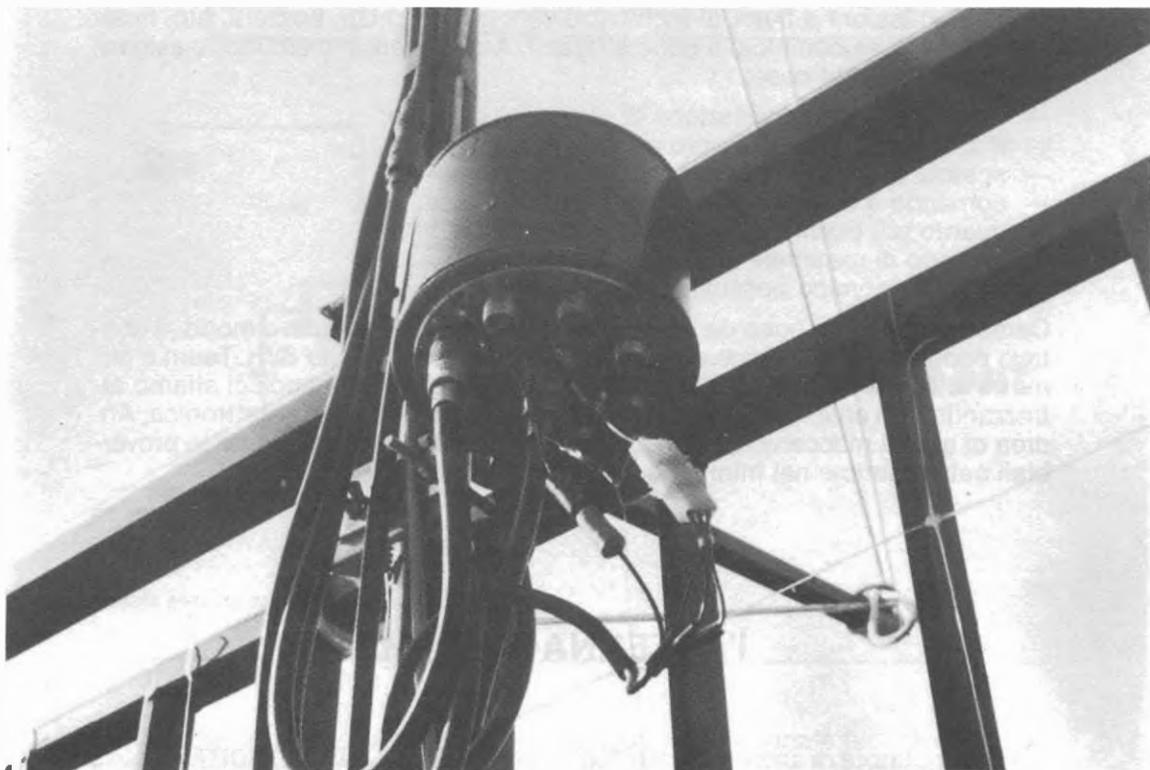
ABBONAMENTI ESTERO L. 27.000
 Mandat de Poste International
 Postanweisung für das Ausland
 payable à / zahlbar an

edizioni CD
 40121 Bologna
 via Boldrini, 22
 Italia

il commutatore coassiale del mio sistema di antenne

I8YGZ, prof. Pino Zàmboli

*Dopo l'ampia descrizione della sistemazione e del funzionamento dei «tiranti-antenna» pubblicata sul numero di aprile della rivista, eccoci di nuovo in argomento, ma questa volta non per parlare di antenne, ma bensì di quella cosa che ha permesso la realizzazione e il buon funzionamneto di tutto l'impianto: il **COMMUTATORE COASSIALE**.*



Il commutatore in loco.

·Come vi sarete resi conto dalle fotografie e dai disegni, per quella particolare sistemazione non fu possibile usare una sola discesa di cavo coassiale unendo tutti i dipoli a un solo centrale. Questo perché i vari dipoli non si potevano installare incrociati fra di loro e principalmente anche perché unendoli tutti con una sola discesa, visivamente non si presentavano simili a tiranti... e cadeva così lo scopo di tutto il mascheramento!

Vi renderete conto che il problema **commutatore di antenna** aveva una importanza prioritaria; senza questo preziosissimo accessorio non avrei potuto realizzare un bel niente e oggi sarei qui a parlarvi di francobolli o monete... invece di randiantismo! Fatta una rapida indagine di mercato, mi «accorsi» che un commutatore di antenna, il più economico, superava abbondantemente le 100.000 lire alle quali bisognava aggiungere la spesa del cavo a più capi.

Quest'ultimo particolare non è da trascurare; quando si parla di commutatori di antenna, il primo pensiero che corre alla mente è quello di quante vie è possibile scambiare e di conseguenza a questo il cavo ausiliario per le commutazioni che normalmente viene richiesto a più capi (leggi: 4-6-8). Oltre al fatto che in molti casi, specialmente qui al sud, è difficilmente rintracciabile, non bisogna nemmeno «trascurarne» il costo che, unito a quanto sopra... non sempre diventa «accessibile» alle tasche di tutti gli OM! Anche io appartengo alla categoria di quegli OM che hanno le tasche «poverine...» e, fatti i relativi calcoli, la cosa sembrò non facilmente realizzabile...; allora che fare?? Tentare l'autocostruzione aiutati dalla buona volontà e dal coraggio della disperazione! L'idea dell'autocostruzione arrivò nella nostra sezione A.R.I. «G. Alfano» di Angri (SA) e subito suscitò vivo interesse da parte dello SWL-Team; dopo chilometriche discussioni e fiumi di inchiostro versato in schizzi, bozzetti, etc. finalmente qualcosa cominciò a concretizzarsi. A dir la verità io ero molto esigente; chiedevo molte cose:

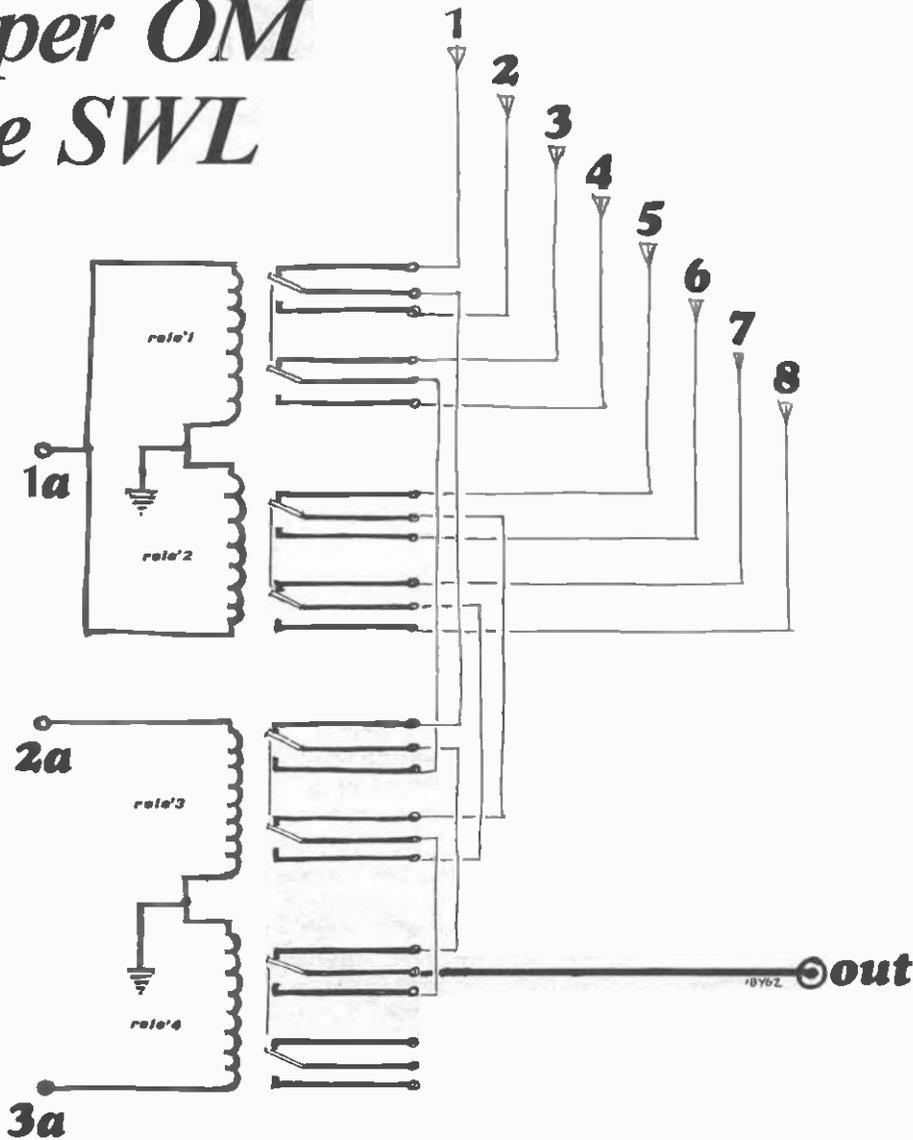
- possibilità di commutazione di almeno 4 antenne;
- massima potenza di lavoro almeno 1 kW;
- scatola stagna facilmente mimetizzabile;
- comando a distanza con indicazione luminosa;
- quanto più pochi capi nel cavo di commutazione;
- impiego di materiale di recupero o surplus;
- il più economico possibile...

Come vedete, c'era poco da sollazzarsi! Onestamente chiedevo molto, e contavo poco sulla risoluzione del problema. Ma gli amici dello SWL-Team il cui motto è: «Le cose impossibili le abbiamo già fatte; per i miracoli ci stiamo attrezzando», mi chiesero la fiducia. Rino si interessò della parte elettronica, Andrea di quella meccanica, e finalmente, dopo tanto lavoro e sudate le proverbiali sette camicie nel mini laboratorio di Andrea, nacque:

I'ANTENNA SWITCH

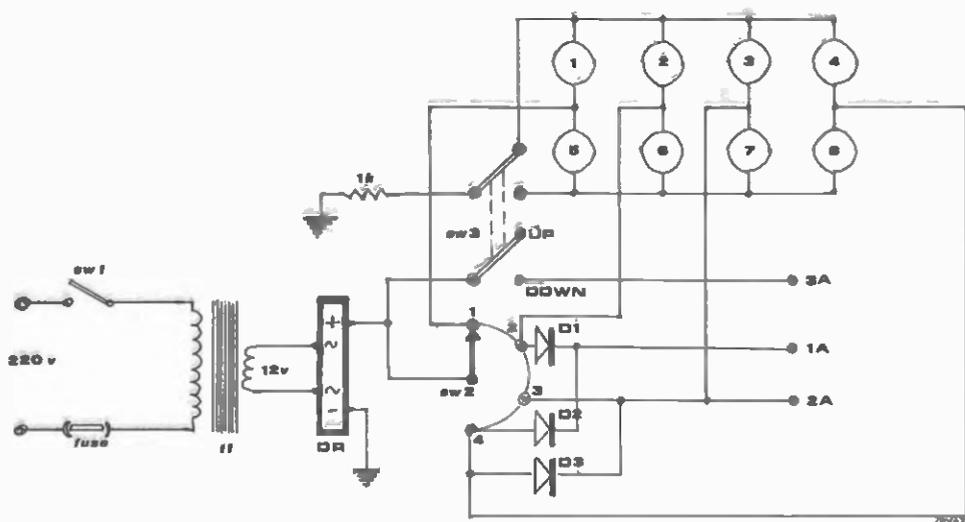
un commutatore di antenna a ben 8 (dico OTTO) vie e, ... **UDITE, UDITE...** solo 3 (dico TRE...) fili per le commutazioni! Il tutto usando solo materiale di recupero, eccetto i led e il commutatore a quattro posizioni.

utilissimo per OM e SWL



schema elettrico del commutatore

Dallo schema potete notare che non è nulla di eccezionale (se c'è qualcosa che non vi piace ... prendetevela con Pino... è lui l'autore del misfatto!). Se si è interessati, le vie si possono ridurre a quattro e usare solo due fili per le commutazioni.



schema elettrico del telecomando

MATERIALE USATO

Credo che la migliore descrizione la facciano le fotografie!

Comunque qualcosa bisogna dirla.

Come scatola esterna è stata usata una vuota di SINTOFER (stucco per carrozzieri) recuperata presso un'officina di un amico; fra tante è stata scelta proprio questa perché si incastra con millimetrica precisione fra il passamano e il ferro inferiore della mia ringhiera. La parte esterna è stata verniciata marrone (come la ringhiera) per essere facilmente mimetizzabile.

Sul coperchio sono stati sistemati i nove bocchettoni SO239 da pannello: uno al centro per l'uscita e gli altri otto intorno per le varie antenne; tutti recuperati da un surplus di «mamma RA».

I quattro relé sono della OMRON a 12 V, abbastanza robusti; due li avevo nel cassetto e gli altri due recuperati da un vecchio flipper in QRT (TNX Franco!).

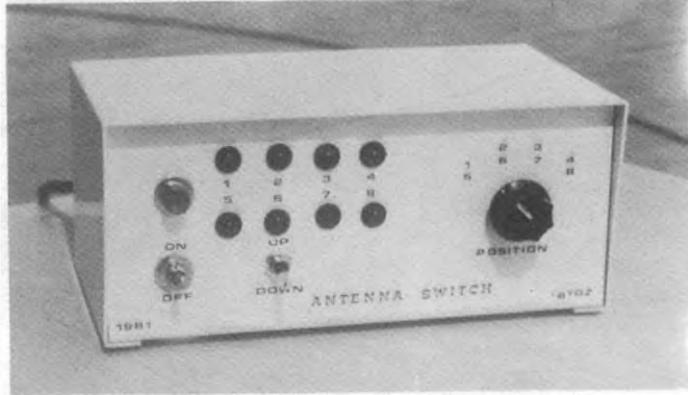
Se i relé invece di quattro diventano tre si perdono quattro vie e i fili di commutazione diventano solo due. I quattro relé sono infilati in zoccoli octal ceramici recuperati da un vecchio TV dei tempi di Pappagone ... (TNX Ernesto!).

I quattro zoccoli sono fissati su di un disco di alluminio un po' più piccolo del coperchio; questo disco si mantiene al coperchio con viti e distanziatori e fra di loro hanno un altro disco di materiale isolante (carta per trasformatori) che serve da isolamento fra i piedini degli zoccoli octal e il coperchio stesso altrimenti si rischiavano dei cortocircuiti.

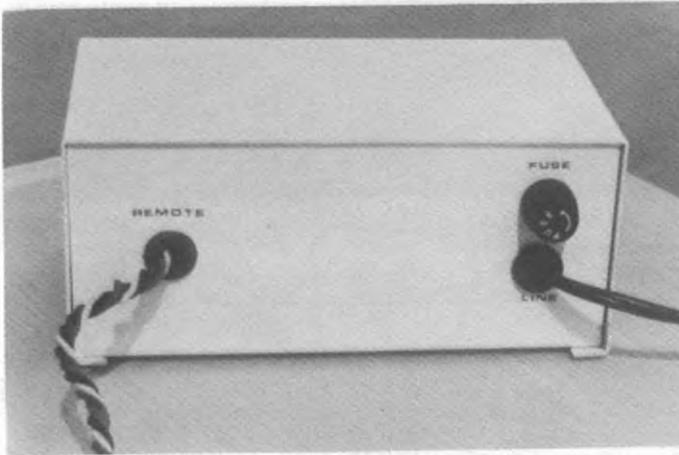
A fianco al bocchettone di uscita (OUT) escono fuori i tre fili positivi del relé; gli altri tre sono collegati direttamente a massa.

Questi tre fili sono stati collegati alla linea di alimentazione (REMOTE) tramite una presa maschio-femmina polarizzata recuperata dall'impianto elettrico di un'auto. Ai tre fili positivi io ne ho aggiunto anche un quarto, la massa, perché avevo già in garage del filo elettrico a quattro capi; in questo modo il negativo dell'alimentazione relé non l'ho inviato tramite la calza del cavo coassiale ma direttamente con il quarto filo che in effetti io avevo a disposizione. Nello stes-

il telecomando

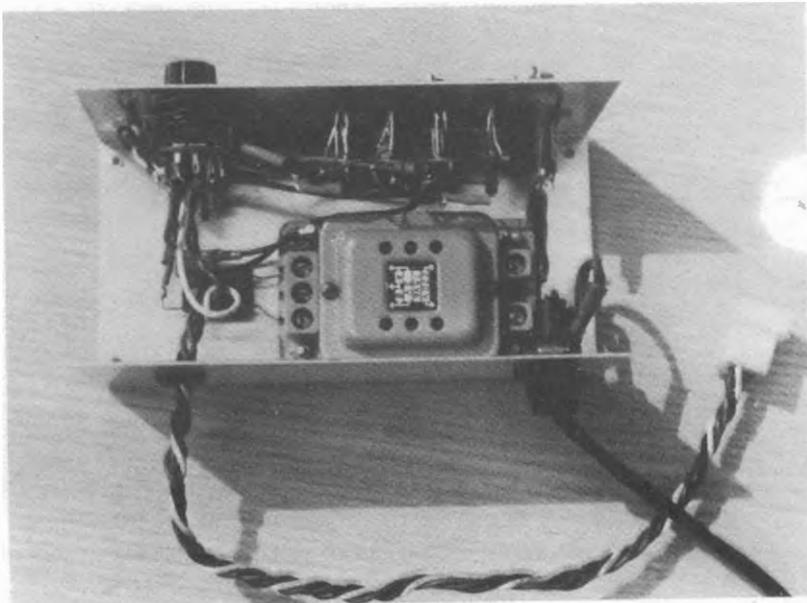


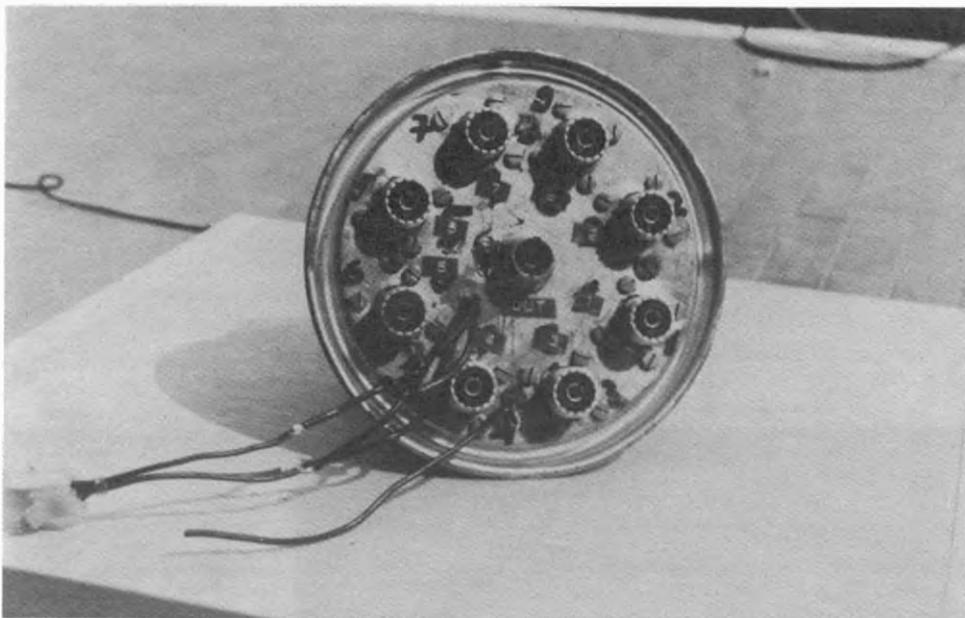
vista anteriore



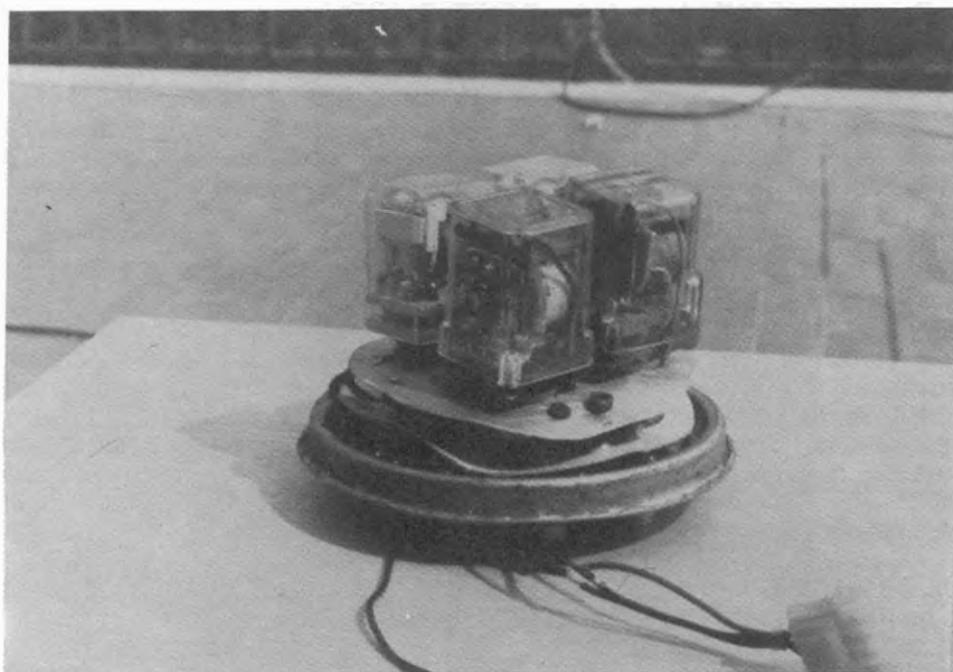
vista posteriore

vista interna





I nove bocchettoni sistemati al coperchio.



I quattro relé fissati sul coperchio della scatola.

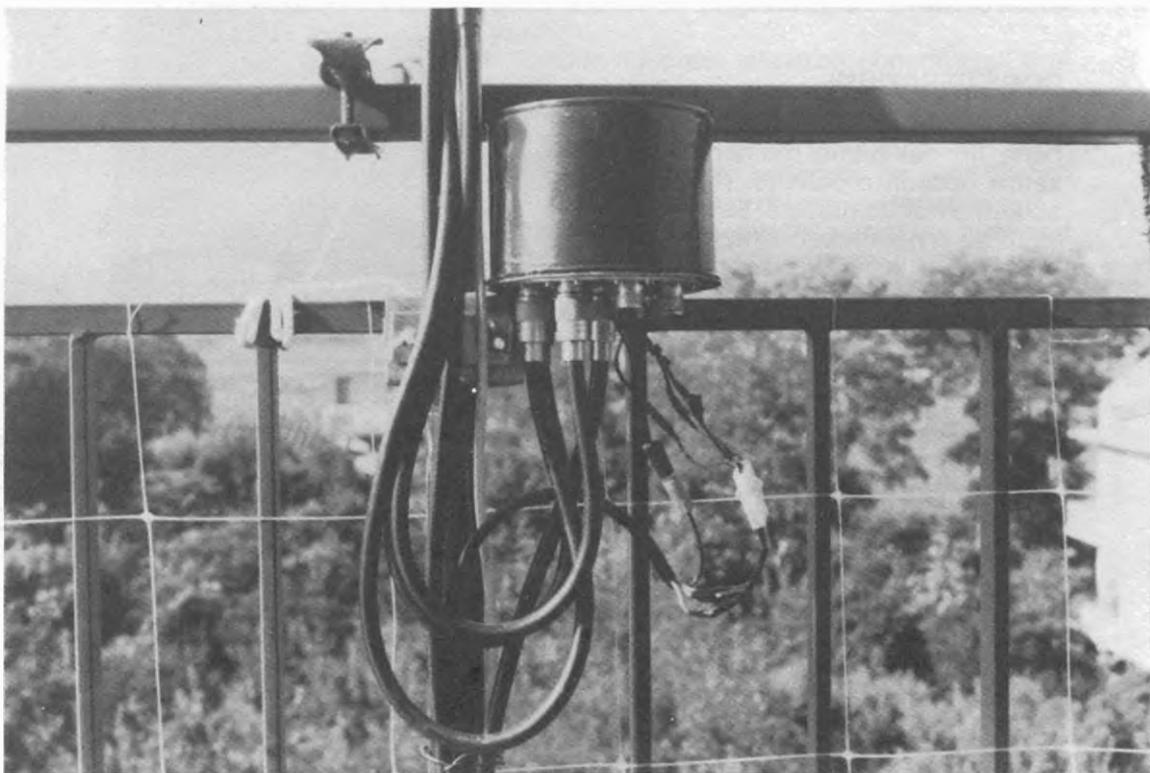
so tempo non ho dovuto portare il negativo dal telecomando alla massa comune apparati-antenna; in questo modo l'unità telecomando è rimasta autonoma. Ma resta chiaro che è preferibile usare i tre fili e portare il negativo a massa sulla scatola e collegare la scatola alla massa comune. Sul coperchio della scatola esterna il filo di massa è stato collegato con un capocorda e avvitato con vite e dado; poi una banana maschio-femmina collega la massa alla linea di alimentazione.

La scatola del telecomando misura $16 \times 7 \times 8$ cm; è standard, facilmente recuperabile in commercio a basso costo.

Sul frontale ci sono, partendo da sinistra: l'interruttore ON/OFF per accendere e spegnere il telecomando; una spia a neon verde indica che l'apparecchio è in funzione o non; otto led rossi indicano le posizioni di commutazione da 1 a 4 sopra e da 5 a 8 sotto; un commutatore a 1 via 4 posizioni serve per la commutazione manuale delle antenne. Un deviatore sistemato in corrispondenza della 2^a (6^a) posizione seleziona quando è in UP da 1 a 4 antenne, quando lo si posiziona viceversa su DOWN si collegano le altre quattro da 5 a 8.

Nella parte posteriore troviamo il cavo di alimentazione con relativo fusibile e l'uscita dei quattro fili del remote. Questi vanno alla linea di telecomando tramite un'altra presa maschio-femmina polarizzata sempre recuperata dall'impianto elettrico di una vecchia auto.

All'interno, tolto il coperchio, potete notare: il trasformatore 220→12 V, un ponte raddrizzatore di una vecchia radio OM in QRT... il commutatore, i led, la resistenza da 1 kΩ, la spia al neon e l'interno del fusibile: come vedete, non è niente di eccezionale!



Il commutatore tra il passamano e il ferro inferiore della ringhiera.

La scatola del telecomando è stata verniciata con una bomboletta di vernice bianca alla nitro spray; i led sono stati sistemati con relative custodie nere (portaled), le scritte sono state fatte usando lettere trasferibili fissate poi con una vernice DAMAR protettiva; nella parte inferiore sono stati messi quattro feltrini per non graffiare le apparecchiature sottostanti.

Mi pare che costruttivamente non ci sia niente da dire più; scusatemi se ho dimenticato qualche cosa.

*Andrea,
l'autore «meccanico»
del telecomando,
nel suo «Regno»,
il «mini-Laboratorio».*



CONSIDERAZIONI

Il commutatore ha funzionato bene fin dal primo momento senza nessun problema. Non abbiamo notato rilevanti perdite di inserzione specialmente in banda 10 metri. Ha sopportato «comodamente» potenze qualcosa al di sopra del kilowatt (solo in «test», oltre non abbiamo provato per mancanza di... vitamina!).

Certo, delle prove più accurate non le abbiamo potute fare perché sprovvisti di adeguata strumentazione. Però vi posso garantire che funziona... non chiedetemi come... ma funziona! **Questo è l'importante.**

Sicuramente non potrà competere con un suo simile di produzione industriale, ma per quello che costa e per la sua semplicità di costruzione vale veramente la pena di autocostruirlo!

Quanti di voi hanno del materiale buttato nei cassetti o nel garage: non ci vuole niente per metterlo insieme e ottenere delle utili cose. Oltretutto c'è sempre la soddisfazione di aver fatto una cosa con le proprie mani, di essere riusciti a realizzare una cosa del tutto personale.

*Molti si scoraggiano nell'autocostruzione perché temono che in ultimo il risultato possa essere negativo; no, amici cari, realizzate e vedrete che sicuramente funzionerà! basta solo volere. ******

Costruiamoci un TV monitor

YU3UMV, ing. Matjaž Vidmar

A parte l'impiego del TV-monitor per l'ATV, sono oggi giorno molti gli apparecchi che richiedono come display un monitor TV: basta citare le varie interfaccie video per RTTY e microprocessori, scan converters per la SSTV e per il FAX (carte meteorologiche, satelliti), vari giochi TV ed effetti luminosi.

Trasformando in TV monitor un vecchio televisore bianco e nero a valvole non si possono ottenere che **risultati scadenti**:

- la banda passante dell'amplificatore video dei televisori commerciali è di $4 \div 5$ MHz nel caso migliore mentre le interfaccie video per RTTY e microprocessori richiedono invece una banda di almeno $6 \div 8$ MHz (64 caratteri per riga);
- i TV commerciali a valvole hanno generalmente collegato un polo dell'alimentazione (rete) sul telaio, perciò sorgono dei problemi di isolamento;
- è sconsigliabile impiegare modulatori RF: la media frequenza dei televisori restringe la banda passante a soli $3 \div 4$ MHz; si corre inoltre il rischio di disturbare sia i televisori vicini che altre apparecchiature riceventi della propria stazione;
- i televisori commerciali non sono ben schermati e sono perciò essi stessi dei generatori di disturbi in un vasto spettro di frequenze rendendo impossibile la ricezione delle onde corte nelle vicinanze e producendo forti disturbi in VHF;
- il consumo di energia elettrica dei televisori a valvole non è indifferente, considerato anche che gran parte di questa energia si trasforma in calore!
- i vari apparecchi che generano il segnale video non producono sempre un segnale esattamente a norme CCIR, ci possono essere delle piccole differenze sia nella frequenza di riga che nella frequenza di quadro, che però alcuni modelli di TV commerciali non tollerano;
- i comandi di luminosità e di contrasto dei vecchi TV commerciali molte volte non hanno un campo d'azione sufficiente per ottenere un'immagine perfetta;
- i vecchi TV a valvole molte volte funzionano bene solo all'apparenza; generalmente sarà necessario sostituire il cinescopio, qualche valvola, qualche elettrolitico e tutti i condensatori a carta marci; il che rappresenta una spesa e una perdita di tempo non indifferenti! Ci sono poi dei componenti «duri» da trovare in commercio, per esempio il trasformatore EAT.

Considerando tutti questi fattori e i prezzi dei componenti sul mercato risulta perciò vantaggioso autocostruirsi un TV monitor.

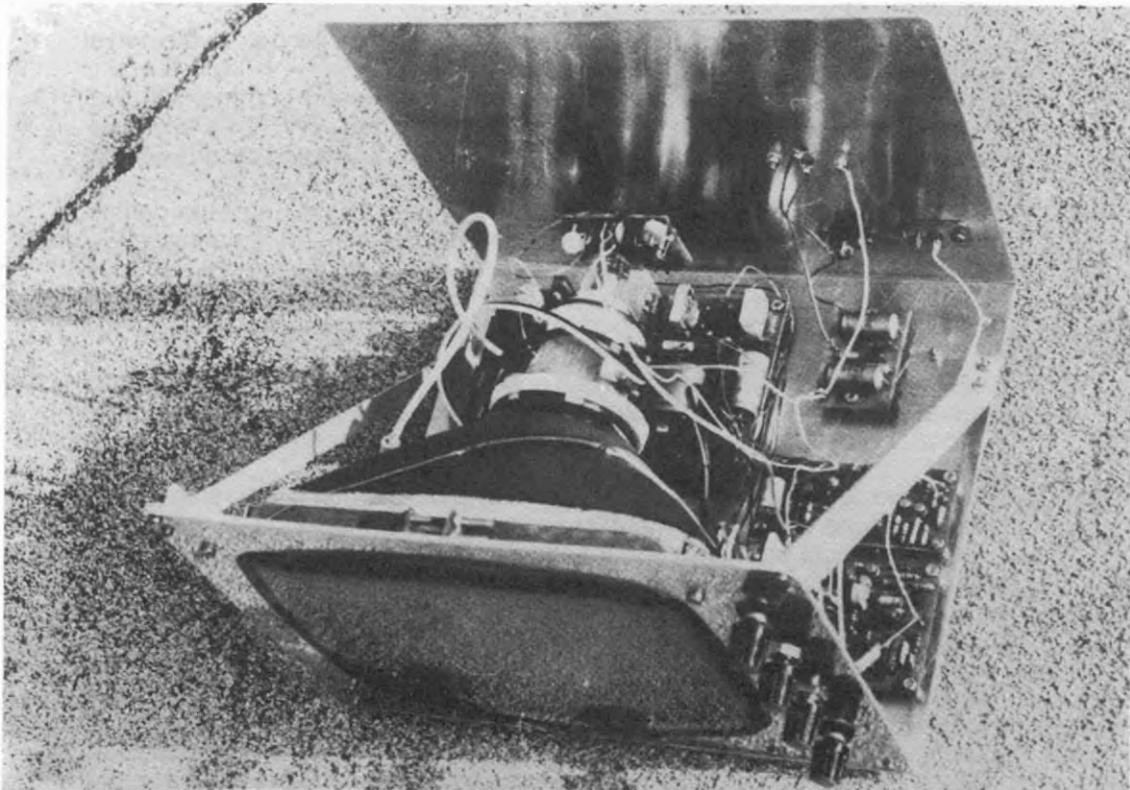
Alle varie fiere radiantistiche è possibile trovare a buon mercato cinescopi da 6", 9" e 12" nuovi e usati, gioghi di deflessione e trasformatori EAT. Ma anche comprando materiale nuovo presso i magazzini GBC la spesa sarà sicuramente inferiore a quella di ricondizionare un vecchio TV a valvole.

Data la miriade di componenti diversi reperibili sul mercato (gioghi, trasformatori EAT...) mi è sembrato illogico scrivere un articolo «costruttivo», con componenti definiti ma difficilissimi da reperire e circuiti stampati per fotoincisione.

Chi vuole intraprendere questa strada non ha che da copiare un TV transistorizzato commerciale.

In questo articolo voglio invece descrivere come si può mettere assieme e fare funzionare i componenti trovati per «fortuna» sulle bancarelle o presso un amico riparatore.

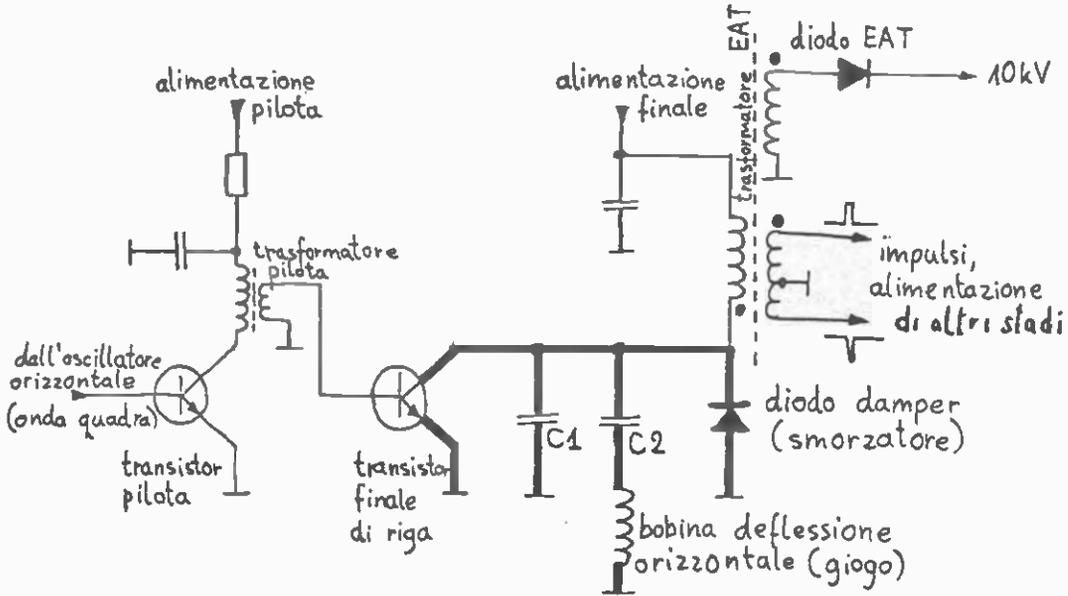
Inoltre spero che troveranno utile questo articolo coloro che hanno intenzione di modificare un TV commerciale transistorizzato in un TV monitor.



Il TV monitor scoperchiato.

Cominciamo con i circuiti di scansione del TV monitor che, oltre a pilotare il giogo di deflessione, hanno anche il compito di fornire le tensioni necessarie per il funzionamento del CRT e dell'amplificatore video. Per ottenere la scansione è necessario che i due campi magnetici prodotti dalle bobine del giogo di deflessione seguano un andamento temporale a dente di sega. Il campo magnetico di una bobina è direttamente proporzionale alla corrente che circola nella bobina, perciò le bobine di deflessione vanno pilotate con una corrente a dente di sega.

Lo stadio finale orizzontale è senza dubbio il più delicato nella messa a punto, perciò è necessario conoscere a fondo il suo principio di funzionamento (figure 1 e 2).



collegamenti nei quali circola una forte corrente RF

figura 1

Schema di principio dello stadio finale orizzontale di un TV transistorizzato.

A 15.625 Hz, frequenza di riga, le bobine di deflessione si comportano come un induttore quasi ideale. Per ottenere attraverso le bobine una corrente a forma di dente di sega a questa frequenza è necessario pilotarle con una tensione a forma impulsiva (vedi figura 2).

I progettisti dei televisori hanno studiato dei circuiti che permettono di ottenere la forma d'onda richiesta con il minimo spreco di potenza. Oggigiorno quasi tutti gli schemi dei televisori transistorizzati seguono lo schema di principio di figura 1. Il transistor finale di riga funziona in regime di commutazione, perciò le perdite sono minime. La corrente di collettore di picco raggiunge i 2 ÷ 5 A.

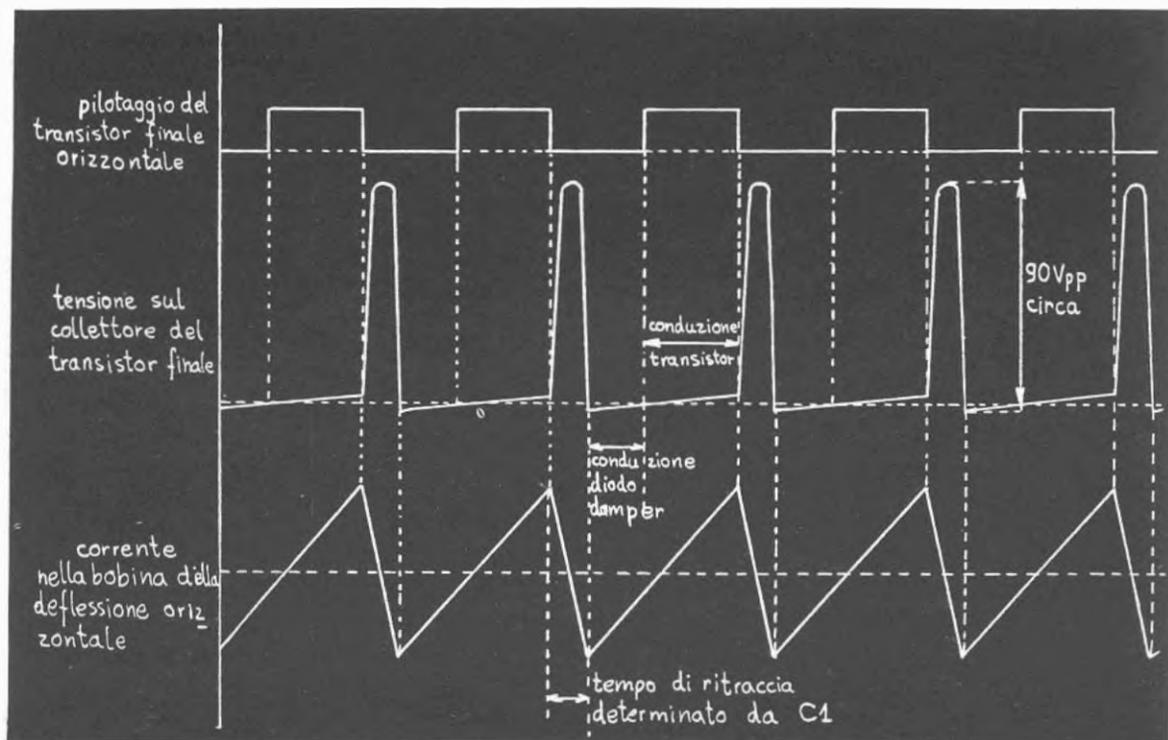


figura 2

Funzionamento dello stadio finale orizzontale.

Poichè questi transistori non hanno il β molto elevato (tipico 20), è richiesta una discreta corrente di base per portarli in saturazione. Perciò il segnale dell'oscillatore orizzontale viene amplificato da uno stadio pilota. Visto che per pilotare il transistor finale bastano pochi volt, conviene impiegare un trasformatore d'accoppiamento risparmiando circa 200 mA di consumo.

Il transistor finale di riga conduce per circa metà del ciclo. Quando esso viene interdetto, le induttanze nel circuito (le bobine di deflessione e il primario del trasformatore EAT) generano un picco di tensione di circa 90 V (con 10 ÷ 11 V di alimentazione del finale di riga). L'ampiezza e la durata di questo picco sono determinate dal condensatore C_1 (figura 1) e dalle capacità parassite tra le spire del secondario del trasformatore EAT. Il circuito risonante composto da C_1 e le capacità parassite e dalle induttanze presenti continuerebbe a oscillare: dopo il primo picco positivo ne seguirebbe uno negativo, dopo di nuovo uno positivo e così via; al fine che questo non succeda ci pensa il diodo damper (che significa smorzatore, visto che ferma l'oscillazione dopo il primo mezzo periodo, e non «di amperaggio», come traduce qualche incompetente!). La durata del picco di tensione sulle bobine corrisponde esattamente alla durata della ritraccia (circa 12 μ s, il periodo intero dura 64 μ s), agendo su C_1 possiamo perciò variare questo tempo. Accorciando il tempo di ritraccia, aumenta l'ampiezza del picco, che può diventare pericoloso sia per il transistor finale di riga che per il diodo damper. Il picco di tensione viene però anche impiegato dal

trasformatore EAT per generare l'alta tensione (circa 10 kV) per il cinescopio, variando il tempo di ritraccia varia perciò anche l'alta tensione generata. Il trasformatore EAT viene generalmente impiegato anche per generare le diverse tensioni d'alimentazione del TV, gli impulsi di spegnimento della ritraccia orizzontale e per il pilotaggio dei circuiti dei sincronismi.

Vediamo adesso lo schema pratico dello stadio finale orizzontale del mio TV monitor (figura 3).

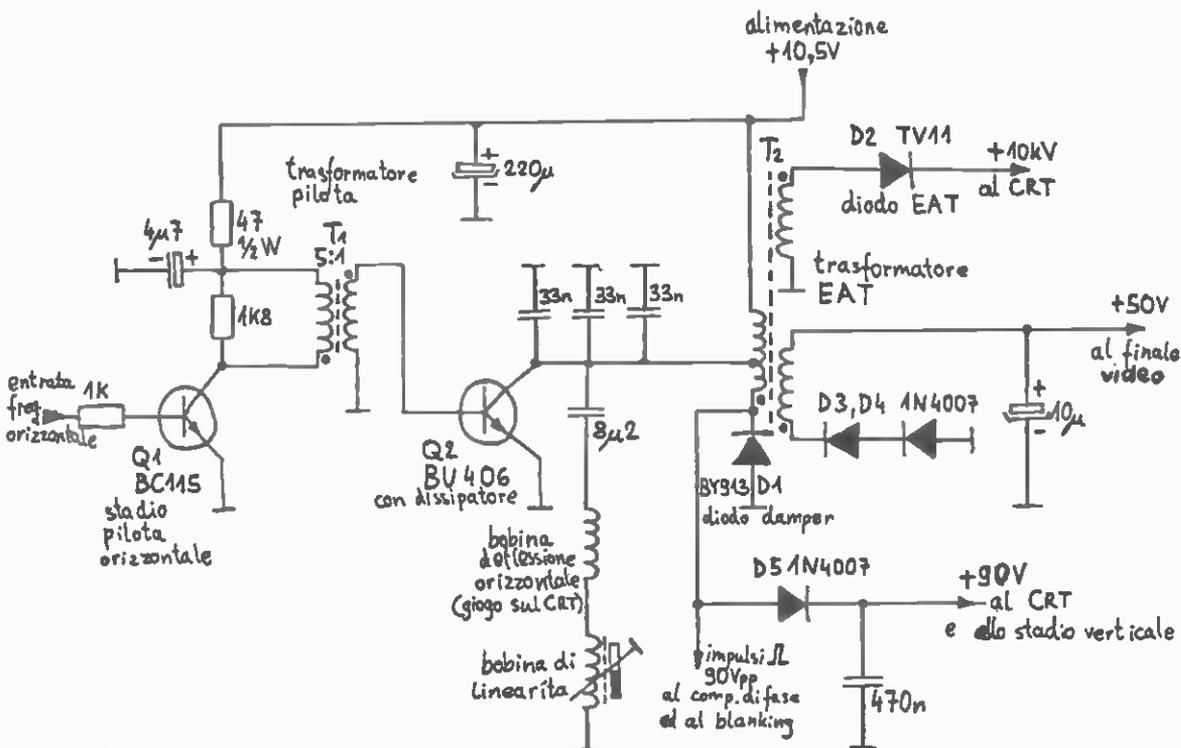


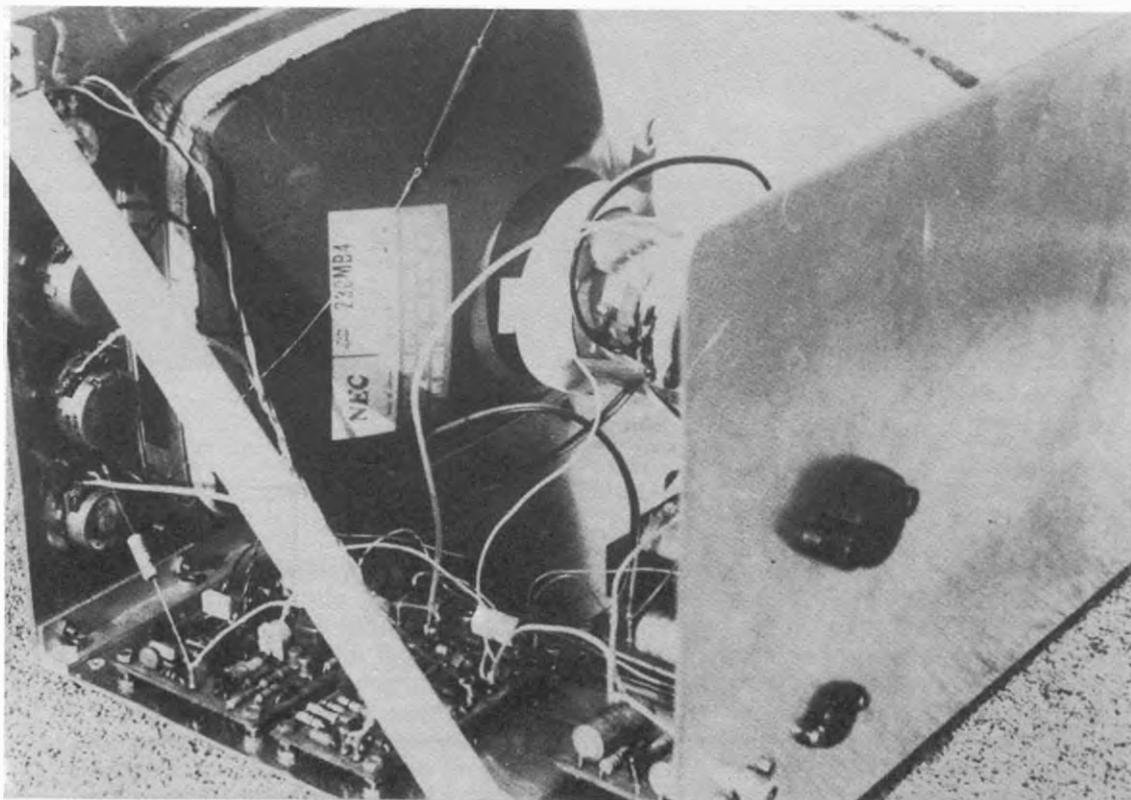
figura 3

Stadio finale orizzontale del TV monitor.

Nello stadio pilota lavora un BC115 (non critico), la resistenza da 1,8 k Ω in parallelo al primario del trasformatore pilota serve a smorzare eventuali oscillazioni. Il trasformatore pilota T₁ si può facilmente trovare in commercio (per vari tipi di televisori), per andare sul sicuro ho però preferito rifare gli avvolgimenti: il primario ha circa 100 spire, il secondario 20 spire. Notate che ho segnato la fase degli avvolgimenti sullo schema. In teoria il circuito dovrebbe funzionare con entrambe le fasi possibili, in pratica si sceglie però la fase con la quale lo stadio finale funziona meglio.

Il transistor finale di riga (Q₂) deve reggere circa 100 V in interdizione e sopportare circa 3A di picco in conduzione, inoltre deve essere sufficientemente veloce a commutare. Il BU406 utilizzato è un transistor nato proprio per questo lavoro, comunque anche comuni transistori per bassa frequenza (2N3055 e altri) generalmente funzionano bene in questi circuiti. Notate che il diodo dam-

per (D₁) in figura 3 non è collegato direttamente al collettore di Q₂, bensì tramite un avvolgimento di T₂. Il diodo damper necessita di una certa tensione negativa prima di entrare in conduzione. Il transistor finale Q₂ necessita invece di una certa tensione positiva (frazione di volt) per condurre, anche se in saturazione. Se il diodo damper fosse collegato direttamente al collettore di Q₂ allora nell'istante di entrata in conduzione di Q₂ si creerebbe una discontinuità nella scansione. Questa discontinuità si può tollerare in alcuni casi, quando per esempio si alimenta lo stadio finale di riga con tensioni di 30 V o più, oppure quando si impiega la configurazione circuitale con il diodo booster. Alle basse tensioni è però necessario impiegare un avvolgimento apposito (2 + 3 spire!) per collegare il diodo damper. Come diodo damper ho impiegato un tipo fast-recovery da 3 A, 500 V (BY913). Il circuito comunque funziona benissimo anche con un comune rettificatore (1N5404) che però scalda di più.



Notate il transistor Q₂ montato sul contenitore.

Il diodo EAT impiegato è un TV11 al selenio, esistono in commercio però anche tipi al Si adatti, per esempio BY187. Gli impulsi da 90 V_{pp} presenti sul primario vengono utilizzati per il comparatore di fase (sincronismo orizzontale), per il blanking orizzontale (cancellazione della ritraccia orizzontale) e per ottenere 90 V_{cc} per l'alimentazione dei circuiti del TV monitor. Lo stadio finale video richiede per l'alimentazione + 50 V con un assorbimento variabile da zero fino a 30 mA circa. Per ridurre l'influenza di questo carico variabile sul funzionamento dello stadio finale orizzontale ho scelto opportunamente la fase dell'avvolgimento su T₂. Questo avvolgimento fornisce ben 400 V_{pp}, da qui l'impiego di due diodi rettificatori in serie.

La messa a punto dello stadio finale orizzontale è la fase più delicata del montaggio ed è anche la prima messa a punto che dobbiamo fare visto che per procedere con la taratura dei rimanenti circuiti è essenziale che lo stadio finale di riga funzioni perfettamente. Se avessimo dei componenti che vanno perfettamente d'accordo, in particolare il giogo e il trasformatore EAT, allora non esisterebbero problemi.

Vediamo però adesso il caso tipico: alla solita fiera abbiamo acquistato un CRT di scarto, un giogo e un trasformatore EAT e il commerciante che ce li ha forniti giurava su tutto ciò che aveva di più caro che sarebbero andati perfettamente d'accordo. Arrivati a casa, però, notiamo che il giogo va bene per un tubo da 12" e 110°, il CRT è da 9" e 90°, il trasformatore EAT va bene per un tubo da 6" e che per tutti tre i componenti «duri» non disponiamo di dati tecnici...

La situazione comunque non è disperata e nel peggiore dei casi dovremo rifare il primario del trasformatore EAT (una trentina di spire). Gran parte dei CRT per televisori bianco/nero da 6", 9", 12" e 15" ha infatti il «collo» delle stesse dimensioni standard e perciò accetta qualsiasi giogo. Anche il «cannone elettronico» è in pratica lo stesso per tutti questi tubi, perciò sono generalmente equivalenti per quanto riguarda i dati elettrici (tensioni su vari elettrodi) e la zoccolatura (zoccolo miniatura a 7 piedini + tubetto).

I gioghi reperibili sul mercato, trascurando le piccole differenze tra i gioghi per 90° e per 110° di deflessione, si possono raggruppare in due categorie:

- gioghi adatti a trasformatori EAT con il solo diodo damper costituiscono la maggioranza dei gioghi reperibili in commercio e sono direttamente utilizzabili sullo schema in figura 3;
- gioghi adatti a trasformatori EAT con i diodi booster e damper o altre configurazioni circuitali hanno l'impedenza più elevata e richiedono una tensione di pilotaggio più elevata; sarà perciò necessario reperire (o avvolgere) un trasformatore EAT con gli avvolgimenti adatti.

Notate che il raggruppamento si riferisce solo all'impedenza delle bobine per la deflessione orizzontale del giogo. Le bobine per la deflessione verticale dei gioghi reperibili hanno tutte circa la stessa impedenza (circa 30 Ω resistivi + componente induttiva), l'adattamento allo stadio finale verticale, comunque, non è critico. L'impedenza delle bobine orizzontali adatte al circuito in figura 3 è molto bassa, la componente resistiva è una frazione di ohm, l'avvolgimento è generalmente costituito da una decina di fili in parallelo.

Ai due gruppi di gioghi reperibili corrispondono due gruppi di trasformatori EAT reperibili sul mercato. Per identificare un trasformatore EAT dobbiamo innanzitutto trovare i collegamenti del primario, che è realizzato con filo grosso oppure con più fili in parallelo. Il primario generalmente avrà una presa; dalla posizione di questa presa possiamo identificare il circuito richiesto dal trasformatore EAT. Per esempio, un trasformatore EAT come in figura 3, cioè adatto per funzionare con il solo diodo damper, avrà 20 + 30 spire di primario, la presa per il collettore del transistor finale sarà a poche spire (2 + 3) dal lato caldo. Un trasformatore adatto a funzionare con i diodi booster e damper avrà invece un primario di 40 + 60 spire, la presa sarà circa al centro dell'avvolgimento. Alcuni trasformatori EAT hanno due primari collegati in parallelo: uno avvolto assieme ai vari secondari per ottenere le tensioni ausiliarie e uno avvolto sotto la bobina EAT per migliorare l'accoppiamento magnetico. L'unica difficoltà è rappresentata dal fatto che il primario è generalmente avvolto sotto i secondari ausiliari, i quali devono essere rimossi per poter accedere al primario.

Sistemato il giogo e il trasformatore EAT, ancora due parole sui rimanenti componenti di figura 3.

Il condensatore che determina il tempo di ritraccia (C_1 , su figura 1) è costituito da tre condensatori da 33 nF e almeno 400 V collegati in parallelo. Il suo valore capacitivo va però ottimizzato rispetto ai componenti utilizzati, in particolare T_2 e il giogo. Il metodo più semplice è misurare con un tester la tensione che dovrebbe essere 90 V circa; aumentando la capacità, cala questa tensione. Il condensatore d'accoppiamento da 8,2 μ F deve essere del tipo che regge una discreta corrente RF. Il suo valore esatto non è critico, però non impiegate elettrolitici!

In serie alle bobine di deflessione troviamo un altro componente misterioso, la bobina di linearità orizzontale. Questa bobina viene avvolta su un bastoncino di ferrite polarizzato da due magneti permanenti, uno fisso e l'altro variabile. L'avvolgimento è calcolato in modo che il nucleo di ferrite lavori in saturazione, regolando il magnete variabile si può alterare la caratteristica non lineare di questa bobina. In pratica va sperimentato sia il numero delle spire che il senso dell'avvolgimento (il nucleo è polarizzato!) Per ragioni di semplicità, la bobina di linearità può anche essere omessa, in questo caso il quadro sarà leggermente allargato sul bordo sinistro.

* * *

Il TV monitor che descrivo in questo articolo accetta un segnale video composto (video + sincronismi) di polarità negativa da 1 a 4 V_{pp} circa.

Il TV monitor deve perciò avere dei **circuiti di sincronizzazione** come un qualsiasi televisore.

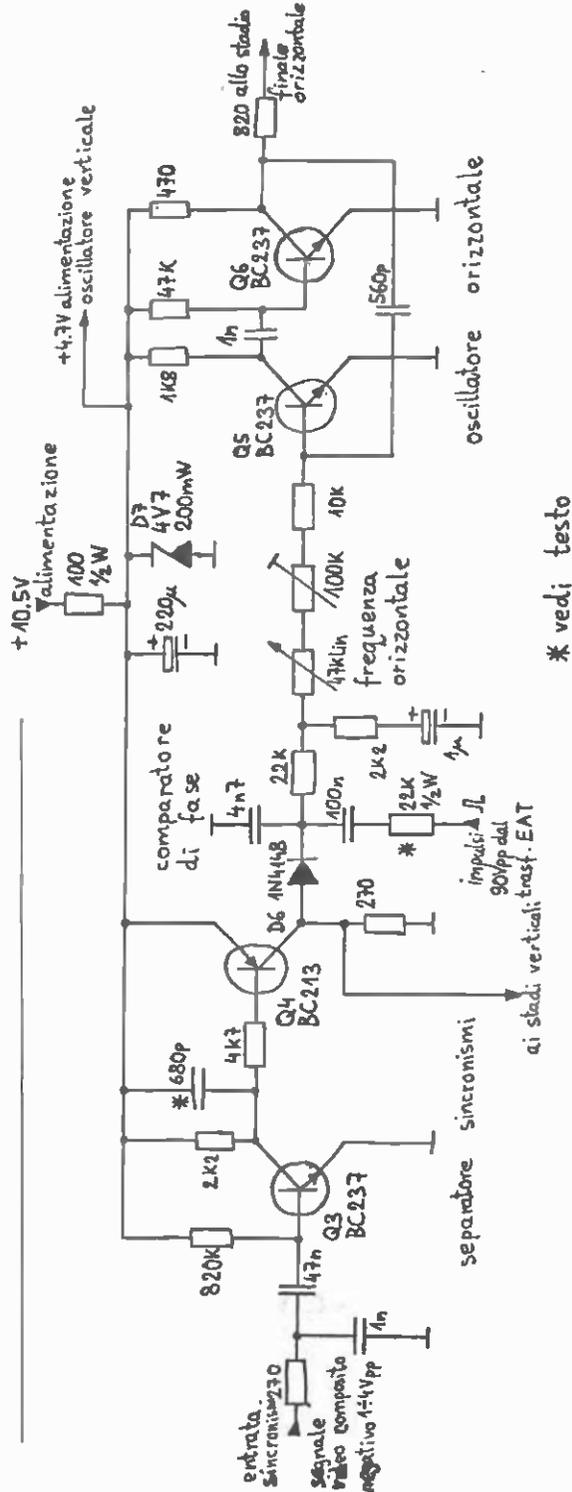
I vari apparecchi che collegheremo al TV monitor non producono sempre un segnale video esattamente a norma CCIR, ci possono essere delle variazioni sia nella frequenza di riga che nella frequenza di quadro. Perciò i comandi di frequenza orizzontale e frequenza verticale devono essere sul pannello frontale del TV monitor!

In figura 4 è visibile la soluzione circuitale adottata per il separatore dei sincronismi, comparatore di fase e oscillatore orizzontale.

Tutte queste funzioni sono già da tempo reperibili sotto forma di un unico circuito integrato chiamato «combinazione orizzontale».

Personalmente ho però preferito la soluzione con componenti discreti. Se osserviamo lo schema applicativo di questi integrati, notiamo che necessitano di un buon numero di componenti esterni per funzionare. Inoltre ogni Casa produce i suoi integrati, che non sono naturalmente compatibili con gli integrati della concorrenza anche se svolgono funzioni simili. Il difetto più grave degli integrati in questione è però la scarsa flessibilità: necessitano di particolari tensioni d'alimentazione, particolari segnali per il pilotaggio ed è difficile variare il duty-cycle del segnale all'uscita. Poiché ogni Casa produce i suoi integrati, oltre a essere costosi possono essere anche difficilmente reperibili.

Lo schema di figura 4 impiega invece componenti facilmente reperibili e come prestazioni non è certamente inferiore agli integrati in questione. La rete RC 270 Ω /1 nF all'ingresso del separatore dei sincronismi attenua i disturbi impulsivi. Il diodo base/emettitore di Q_3 funziona come clipper e conduce soltanto durante gli impulsi di sincronismo. Sul collettore di Q_3 troviamo già i soli impulsi di sincronismo, naturalmente invertiti di fase. Il condensatore da 680 pF serve a ritardare gli impulsi di sincronismo orizzontali, variando la sua capacità si può variare la posizione del quadro nella direzione destra/sinistra.

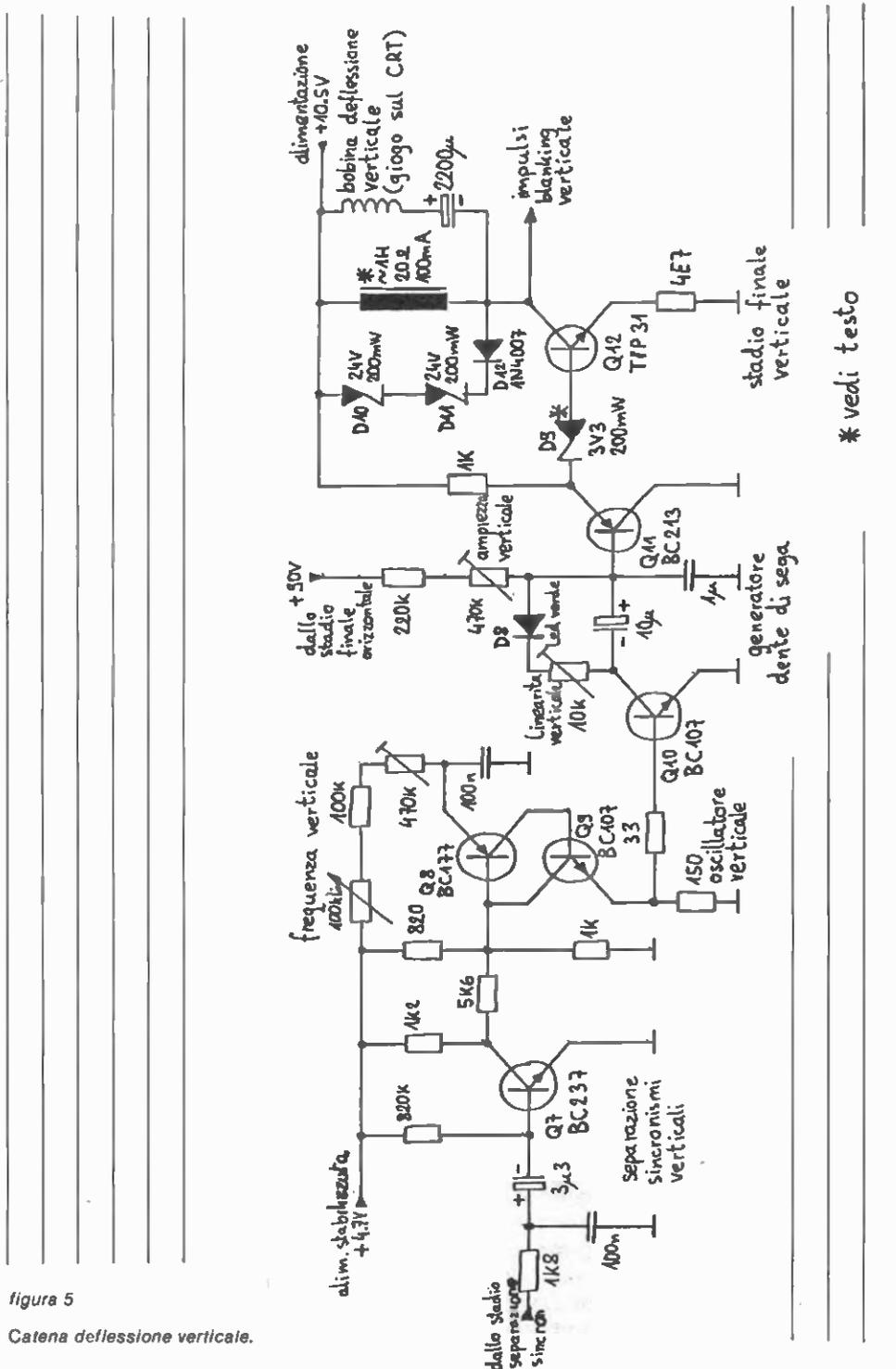


* vedi testo

figura 4

Separatore sincronismi, comparatore di fase e oscillatore orizzontale.

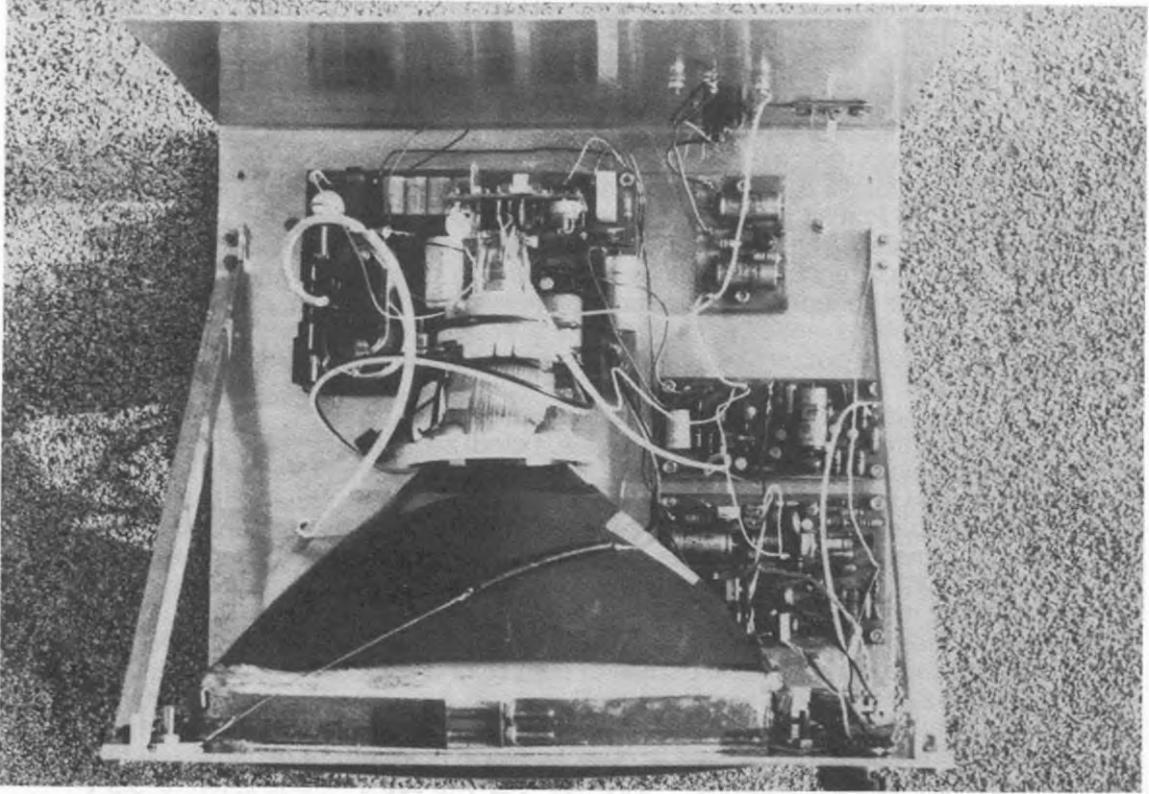
Q₄ inverte e amplifica gli impulsi di sincronismo e pilota il comparatore di fase e il separatore dei sincronismi verticali (figura 5).



* vedi testo

figura 5

Catena deflessione verticale.



Altra veduta del TV monitor.

Il comparatore di fase è costruito con un solo diodo (D_6); l'idea circuitale fu proposta dalla Siemens qualche anno fa. Il condensatore da $4,7\text{ nF}$ e la resistenza da $22\text{ k}\Omega$, $1/2\text{ W}$, costituiscono una rete d'integrazione per gli impulsi a 90 V_{pp} provenienti dal trasformatore EAT. Ai capi del condensatore da $4,7\text{ nF}$ otteniamo così una tensione a forma di dente di sega. Se il circuito EAT non fornisce una tensione di 90 V_{pp} si può agire sulla resistenza da $22\text{ k}\Omega$, $1/2\text{ W}$, per ottenere il dente di sega della ampiezza giusta. La componente continua di questa tensione dipende dall'istante d'entrata in conduzione del diodo D_6 (1N4148), pilotato dagli impulsi di sincronismo. Filtrato da una rete passa-basso il segnale del comparatore di fase controlla il VCO costituito da Q_5 e Q_6 che fungono da multivibratore astabile. Il potenziometro da $47\text{ k}\Omega$, lineare, è il comando della frequenza orizzontale sul pannello frontale, il trimmer da $100\text{ k}\Omega$ serve invece a centrare la gamma coperta dal potenziometro. Per maggiori dettagli sul funzionamento del comparatore di fase consultate i Schaltbeispiele della Siemens, edizioni 1974/75 e 1975/76.

Anche per la catena della deflessione verticale sono reperibili dei circuiti integrati che comprendono anche lo stadio finale di potenza. Considerando però che la soluzione con componenti discreti non è poi tanto complessa, ho optato per questa soluzione (vedi figura 5). La resistenza da $1,8\text{ k}\Omega$ e il condensatore

da 100 nF all'ingresso formano la rete RC per integrare gli impulsi di sincronismo verticali, il transistor Q_7 funge da clipper e ripulisce gli impulsi ottenuti. I due transistori Q_8 e Q_9 sono collegati in modo da funzionare come un transistor unigiunzione nell'oscillatore verticale. Il potenziometro da 100 k Ω , lineare, è il comando sul pannello frontale per la frequenza verticale; il trimmer da 470 k Ω serve invece a centrare la gamma coperta dal potenziometro. Il transistor Q_{10} , pilotato da impulsi brevissimi dall'oscillatore, scarica il condensatore da 1 μ F. Poiché il condensatore da 1 μ F viene caricato con una corrente quasi costante, otteniamo ai suoi capi un dente di sega quasi perfetto. Il trimmer da 470 k Ω regola la corrente di carica e di conseguenza l'ampiezza del dente di sega generato. È importante prelevare la tensione di +90 V dal gruppo EAT, in questo modo l'ampiezza della scansione verticale segue l'ampiezza della scansione orizzontale garantendo entro certi limiti la corretta geometria del quadro.

Q_{11} è un emitter-follower che pilota lo stadio finale.

Il transistor finale Q_{12} lavora in classe A, i diodi zener nel circuito di collettore limitano i picchi di tensione a valori accettabili. La semplicità dello stadio finale si paga con un componente scomodo: la bobina nel circuito di collettore. Questa bobina si può anche trovare in commercio considerando che alcuni televisori transistorizzati impiegano questa configurazione circuitale. Nel prototipo ho avvolto circa 800 spire su un nucleo di circa 2 cm² di sezione con traferro (filo 0,2 mm, rame smaltato).

Se tutti i componenti fossero ideali, allora dovremmo ottenere una corrente a dente di sega perfetto nelle bobine di deflessione verticale e di conseguenza una buona linearità della scansione. Purtroppo, a causa della non linearità del nucleo della bobina nel circuito di collettore di Q_{12} e di altre non linearità si rende necessario compensare in qualche modo i loro effetti negativi. Nel mio TV monitor ho trovato ottimale la compensazione con un diodo zener da 3,3 V (i diodi zener per basse tensioni hanno il «ginocchio» assai arrotondato). Regolando la polarizzazione dello stadio finale con il trimmer da 10 k Ω si riesce a ottenere una buona linearità. Il diodo led verde presente nel circuito serve solo come «zener» da circa 2,3 V.

La differenza principale tra i circuiti di un televisore e un TV monitor che si rispetti sta nei circuiti della catena video.

Un buon TV monitor deve avere una banda passante video di almeno 6 + 7 MHz, i due comandi di contrasto e di luminosità devono avere un ampio raggio d'azione e non interagire tra di loro come nei televisori mal progettati. Un buon TV monitor deve anche essere in grado di rigenerare la componente continua del segnale video.

Figura 6 rappresenta gli stadi video a basso livello del mio TV monitor.

Il potenziometro di contrasto da 1 k Ω è posto all'entrata dell'amplificatore video. Il condensatore da 82 pF nel circuito d'emettitore del primo stadio amplificatore video (Q_{13}) serve a compensare la risposta dell'amplificatore alle frequenze alte. Segue un emitter-follower (Q_{14}) che pilota lo stadio clipper. Lo stadio clipper fissa il livello degli impulsi di sincronismo, in questo modo viene rigenerata la componente continua del segnale video. Il livello degli impulsi di sincronismo può essere regolato tramite il potenziometro «luminosità». Seguono due stadi emitter-follower (Q_{16} e Q_{17}). Il transistor Q_{18} cortocircuita a massa il segnale video durante la ritraccia orizzontale o verticale. Le resistenze da 33 Ω e 150 Ω sparse nel circuito servono a prevenire oscillazioni «strane» su frequenze elevate.

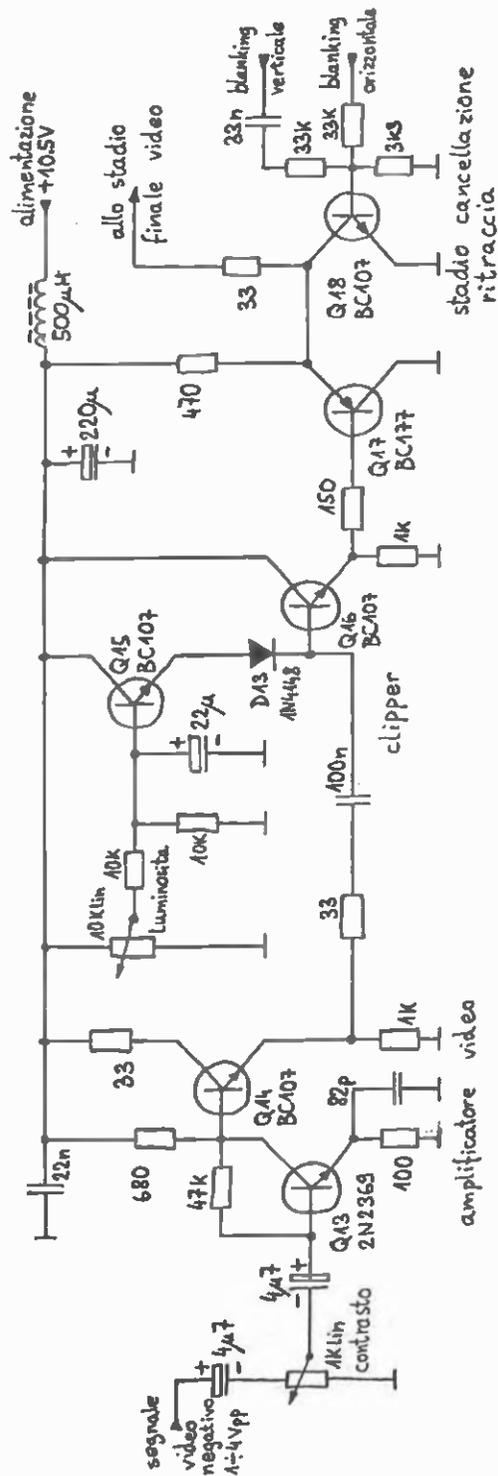


figura 6

Catena video: amplificatore, clipper e cancellazione ritraccia.

Lo stadio finale video (figura 7) è costruito direttamente sullo zoccolo del CRT per minimizzare le capacità parassite. Il trimmer da 40 pF sull'emettitore del finale video Q_{20} va regolato per ottenere una risposta piatta che corrisponde a una immagine nitida e ben definita. Per pilotare un CRT B/N sono più che sufficienti 30 V_{pp} di video, perciò lo stadio finale viene alimentato con soli 50 V. In questo modo si può ridurre la dissipazione del finale video (generalmente alimentato a 90 V o più) e/o aumentare la banda passante.

Impiegando un CRT diverso dal mio può rendersi necessario variare la tensione sul primo anodo acceleratore (+ 90 V). L'elettrodo di focalizzazione è poco sensibile alla tensione applicata, l'intera escursione del trimmer da 1 MΩ introduce una variazione appena apprezzabile. Non dimenticatevi di collegare a massa la metallizzazione esterna del tubo che funge da condensatore di filtro per l'EAT. Un tubo da 9" ha una capacità di circa 500 pF.

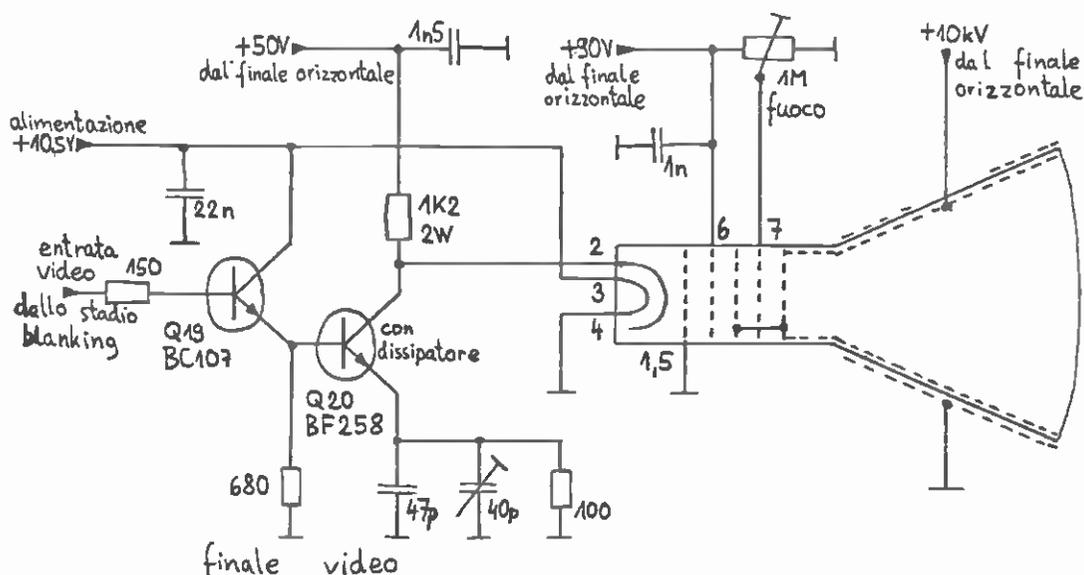


figura 7

Stadio finale video e connessioni al CRT.

pedini del CRT:

- 1 griglia controllo
 - 2 catodo
 - 3 filamento
 - 4 filamento
 - 5 griglia controllo
 - 6 primo acceleratore
 - 7 elettrodo di focalizzazione
- filamento 11V, 70 mA circa

Come avrete sicuramente notato, tutti i moduli del TV monitor sono alimentati con una tensione stabilizzata di circa 10,5 V. Lo stadio finale orizzontale richiede una alimentazione stabilizzata poiché l'ampiezza della scansione è proporzionale alla tensione di alimentazione. Poiché lo stadio finale di riga consuma ben 500 mA, il consumo dell'intero monitor si aggira invece sugli 800 mA a media luminosità, conviene alimentare tutti i moduli con la stessa

tensione stabilizzata. Il valore di 10,5 V non è scelto a caso, questa tensione si può facilmente ottenere da 12 V non stabilizzati senza troppe perdite sul transistor regolatore. Anche i televisori commerciali usano quasi tutti questa soluzione e i componenti reperibili, gioghi e trasformatori EAT, sono tutti adatti a una tensione di alimentazione di 10 + 11 V del finale di giogo.

Il **semplice alimentatore** di figura 8 ha il pregio di poter lavorare anche con una bassa differenza di tensione tra l'ingresso e l'uscita. Il transistor regolatore serie Q₂₂ è un pnp al Si di potenza (SJ1241). Il led rosso funge da «zener» da 1,5 V circa.

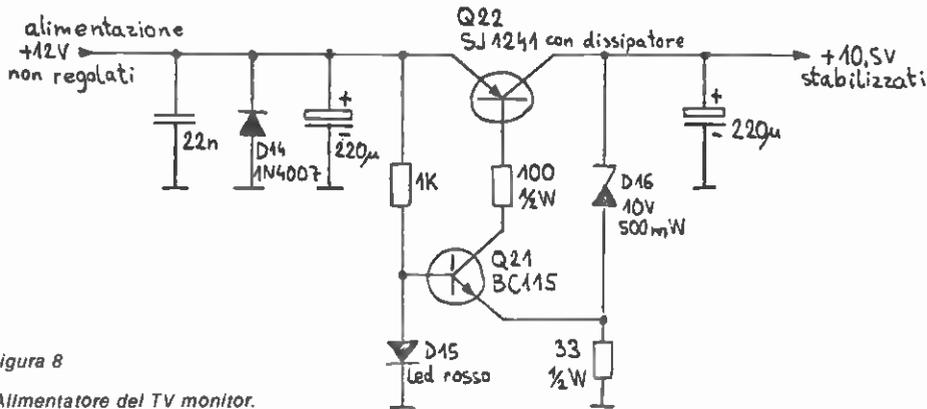
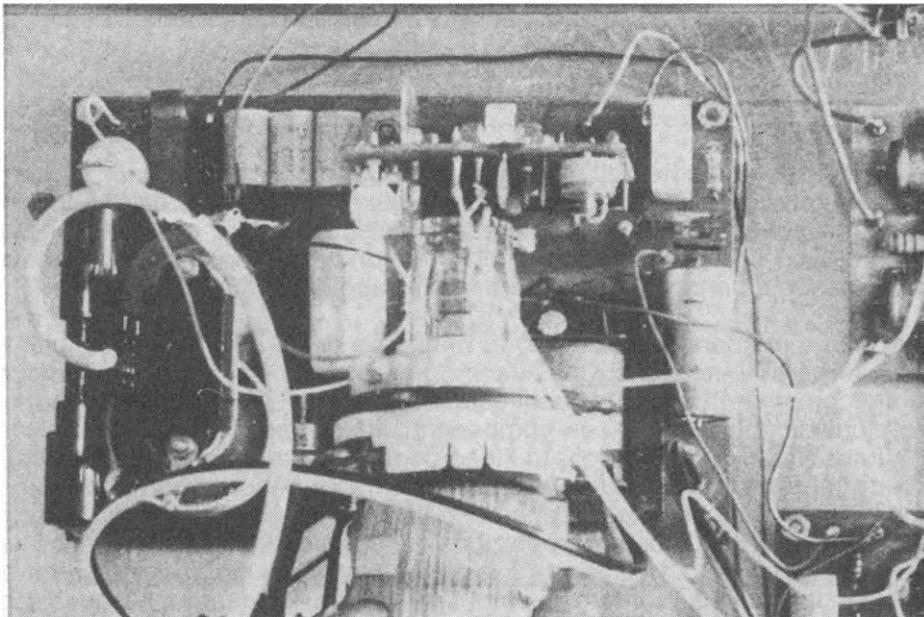


figura 8

Alimentatore del TV monitor.



Altra vista dell'interno del TV monitor.

Le fotografie possono darvi qualche idea pratica per la realizzazione del contenitore e fissaggio del tubo.

Figura 9 rappresenta l'immagine generata sul TV monitor da un'interfaccia video per microprocessore.

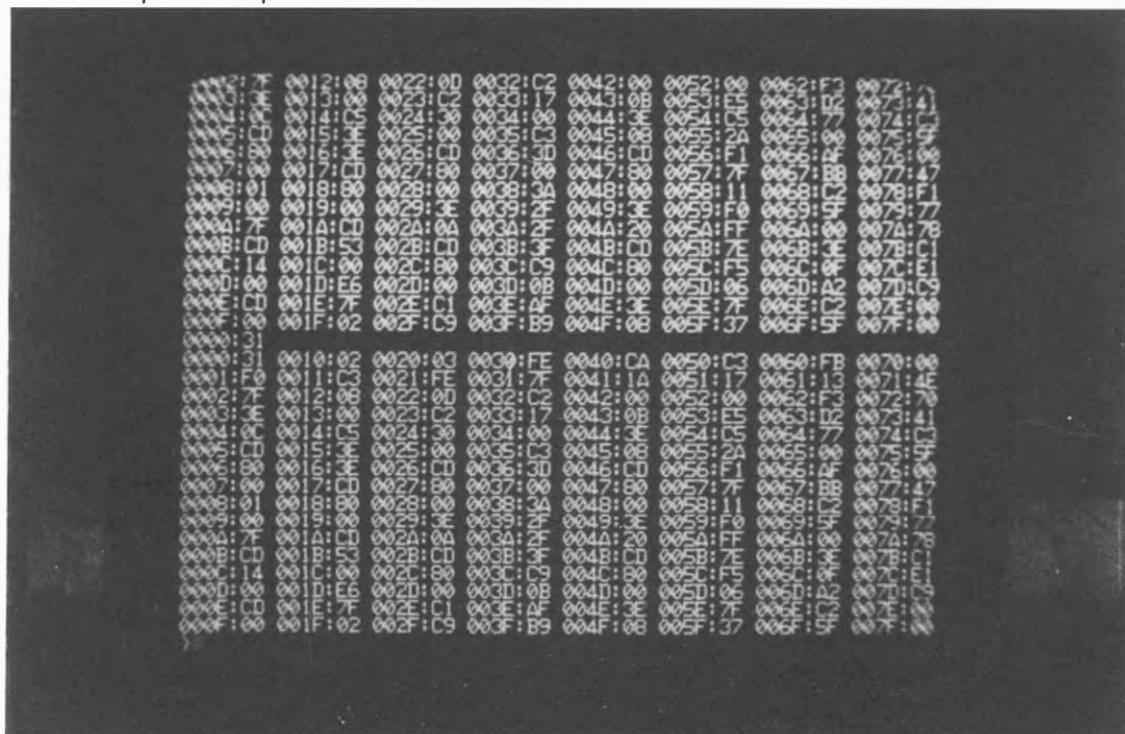


figura 9

Video generato da un'interfaccia per microprocessore.

Notate l'ottima linearità dell'immagine. Purtroppo con normali tubi TV non è possibile ottenere buona focalizzazione sull'intera superficie dello schermo, notate che ai bordi l'immagine è leggermente sfuocata. Per ottenere una buona risoluzione è inoltre necessario impiegare un tubo dalle dimensioni adatte, non pretendete perciò di distinguere su un tubo da 6" 80 o 132 caratteri!

In un primo momento ho pensato di preparare per il TV monitor dei circuiti stampati per fotoincisione. Considerando però che è difficile trovare in commercio componenti uguali a quelli usati da me (trasformatore EAT In particolare) e che da questi «scomodi» componenti dipende perfino la configurazione circuitale finale, ho abbandonato l'idea degli stampati. Tra l'altro si tratta di circuiti che funzionano a frequenze relativamente basse e non sono perciò sensibili alla disposizione dei componenti. Perciò non chiedetemi i disegni dei circuiti stampati e della disposizione dei componenti. Per esperienze personali consiglio la costruzione su basette perforate per montaggi sperimentali. Consiglio anche di montare gli stadi finali di riga e di quadro, nei quali scorrono correnti elevate, su una basetta separata per non disturbare gli stadi a basso livello.

Per eventuali chiarimenti rimango comunque a vostra disposizione. *****

RX R-388/URR

un ricevitore ancora molto «OK»

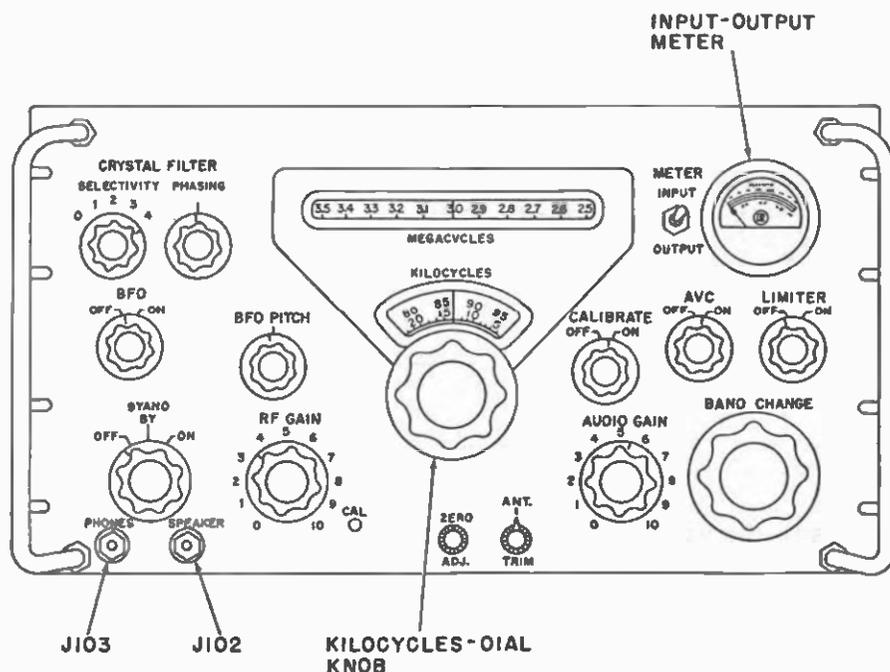
Silvano Buzzi

surplus

Il ricevitore R-388/URR della Collins è stato a mio parere un rx che ha riaffermato la superiorità costruttiva e circuitale della Collins, indicando i punti precisi dai quali bisognava passare per raggiungere risultati ad alto livello come la stabilità, la sensibilità, la selettività, e la precisione di lettura. Esso deriva dal rx 51J1 del quale è il diretto successore e, pur essendo stato costruito per uso militare, era (ma forse lo è ancora) molto diffuso presso agenzie, stazioni costiere, ecc.

Apprezzamenti e critiche personali non ne faccio.

Ritengo che i possessori di questo rx siano abbastanza capaci di giudicare se hanno fatto un buon acquisto o meno. Preciso inoltre che quella che segue è una descrizione molto sommaria del funzionamento elettrico del rx, pertanto tutti coloro i quali volessero conoscere più a fondo lo R-388/URR devono per forza consultare il Manuale.



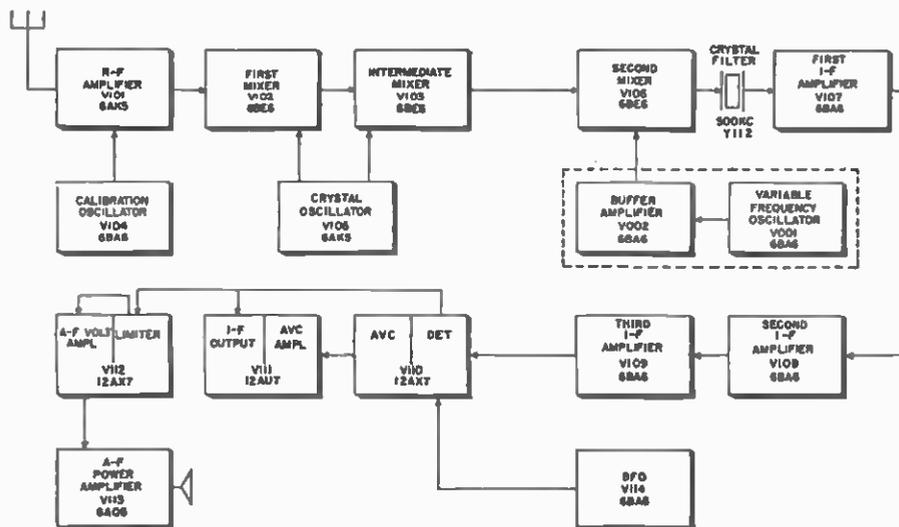
Amplificatore RF V101

Lo stadio RF usa un pentodo miniatura 6AK5 la cui uscita è accoppiata o al primo o al secondo stadio mixer, a seconda della banda prescelta. Nella gamma 1 lo rx usa la tripla conversione e l'uscita RF è inviata alla griglia del primo mixer. Anche nella gamme dalla 4 alla 30 l'uscita RF è inviata al primo mixer, ma lo rx usa una doppia conversione. Nella 2 e 3 l'uscita RF è inviata nel circuito griglia del secondo mixer e lo rx usa una singola conversione essendo escluso dal circuito l'oscillatore a cristallo.

Primo mixer V102

Lo scopo del primo mixer, un tubo pentagriglia 6BE6, è quello di mescolare su tutte le gamme prescelte ad eccezione della 1, 2 e 3, l'uscita dell'amplificatrice RF con l'uscita dell'oscillatore a cristallo V105. La frequenza di uscita del primo mixer sarà sempre compresa fra 2,5 e 1,5 MHz oppure $3,5 \div 2,5$ MHz a seconda se si è scelta una gamma di numero pari o dispari. Nella gamma 1 l'uscita del primo mixer è applicata al mixer intermedio e nelle gamme dalla 4 alla 30 al secondo mixer.

Il primo mixer non è usato nelle gamme 2 e 3. Nella gamma 1 (0,5 + 1,5 MHz) il segnale RF è eterodinato con un segnale a 12 MHz proveniente dall'oscillatore a cristallo V105. L'uscita del mixer sarà perciò compresa fra 11,5 e 10,5 MHz e inviata al mixer intermedio V103. Nelle gamme dalla 4 alla 30 (3,5 + 30,5 MHz) il circuito è simile come nella gamma 1, l'uscita però è inviata a un secondo mixer V106, invece che al mixer intermedio V103.

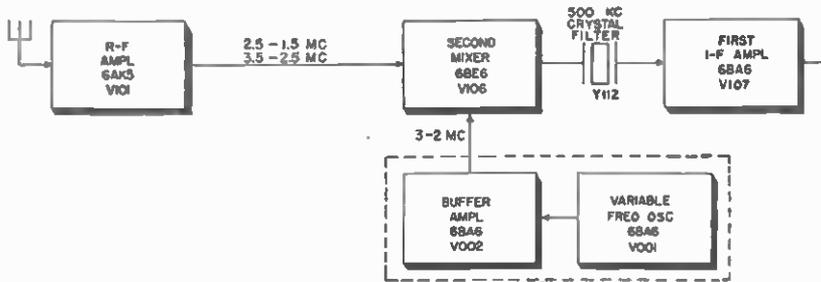


Mixer intermedio V103

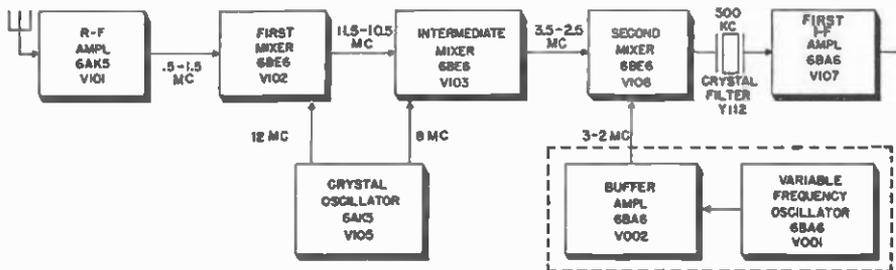
È usato solo nella gamma 1 e lo scopo è quello di mescolare il segnale proveniente dal primo mixer a 11,5 + 10,5 MHz con un segnale a 8 MHz proveniente dall'oscillatore V105 per ottenere un segnale a $3,5 \div 2,5$ MHz che sarà inviato al secondo mixer V106.

Frequenza intermedia variabile

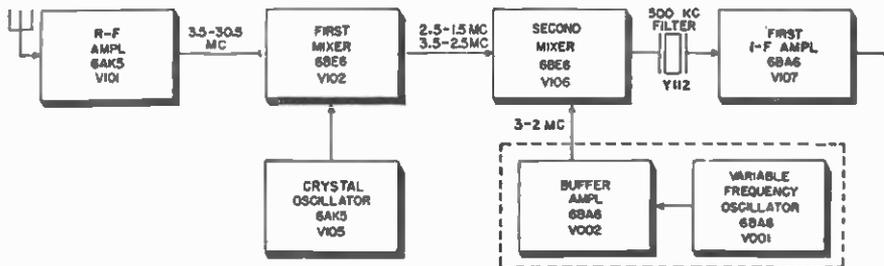
Consiste in due gamme una con frequenza da 2,5 a 1,5 MHz e l'altra 3,5 ÷ 2,5 MHz usate nella conversione di frequenza, una sulle gamme pari e l'altra sulle dispari. Usando due frequenze variabili in questo modo si dimezza il numero dei cristalli usati.



BLOCK DIAGRAM BANDS 2-3



BLOCK DIAGRAM BAND 1



BLOCK DIAGRAM BANDS 4-30

Secondo mixer V106

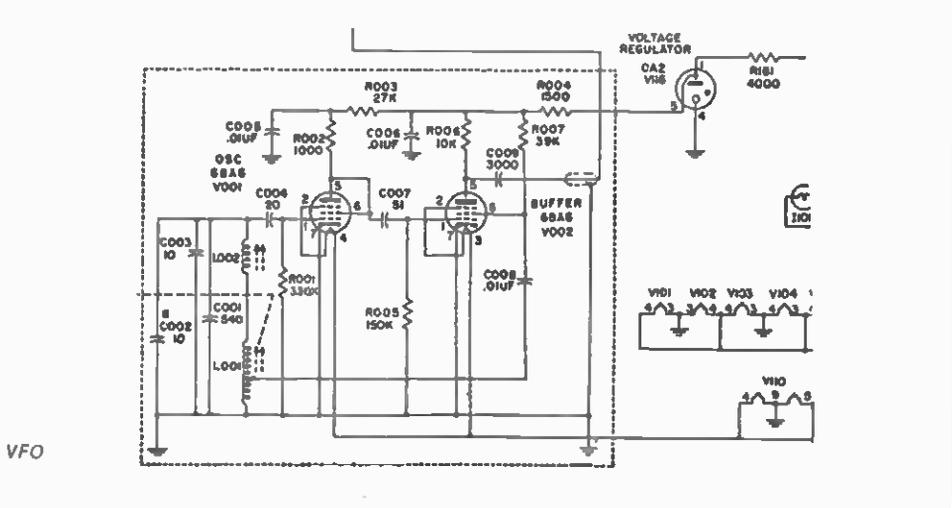
Usa un tubo 6BE6 e lo scopo è quello di mescolare elettronicamente i segnali a frequenza intermedia con i segnali provenienti dal VFO per ottenere alla sua uscita una frequenza di 500 kHz che è il valore finale delle varie conversioni. Il segnale del VFO è inviato con un cavetto schermato attraverso un filtro LC che manda a massa eventuali tracce di disturbi a 500 kHz provenienti dal VFO contribuendo così a mantenere pulito il canale della MF tarato, appunto, a 500 kHz in centrobanda.

Oscillatore a cristallo V105

Usa un tubo 6AK5 ed è un oscillatore Pierce modificato, controllato a cristallo, e le sue frequenze armoniche o fondamentali entrano nel primo mixer V102 per produrre una frequenza compresa fra $3,5 + 2,5$ MHz e $2,5 + 1,5$ MHz, ad eccezione delle gamme 1, 2, 3. Nella gamma 1 l'oscillatore produce un segnale a 12 MHz per il primo mixer V102 e un segnale a 8 MHz per il mixer intermedio V103. L'oscillatore V105 non è usato nelle gamme 2 e 3. Il segnale in queste gamme è inviato direttamente dall'amplificatrice RF al secondo mixer V106 attraverso la frequenza intermedia variabile.

Oscillatore a frequenza variabile

L'oscillatore a frequenza variabile (VFO) è una unità composta da un oscillatore e un buffer (separatore) elettricamente schermato e isolato dal resto del ricevitore da un contenitore metallico sigillato. Il VFO ha una uscita da 2 a 3 MHz. Lo scopo del buffer è quello di isolare l'oscillatore da eventuali variazioni di carico, e di amplificare e sostenere il segnale dell'oscillatore. Un tubo V116 alimenta le placche delle due valvole V001, V002 per eliminare slittamenti di frequenza dovuti a variazioni di tensione.



Filtro a cristallo

Un cristallo a 500 kHz viene usato per ottenere un filtro altamente selettivo e capace di separare il segnale desiderato da eventuali segnali interferenti. Un condensatore «PHASING», comandato dal pannello frontale, permette di eliminare segnali eterodinanti. Il comando SELECTIVITY varia le resistenze in serie al cristallo, variando perciò il Q dello stesso e di conseguenza la larghezza di banda ottenendo una selettività con cristallo inserito nell'ordine di 0,2 a 2 kHz con segnali a 6 dB. Con filtro escluso la selettività è di 6 kHz a 6 dB.

Stadi di media frequenza

Tre sono gli stadi di MF nel ricevitore R-388/URR: V107, V108, V109 e ogni stadio usa una 6BA6 e trasformatori a permeabilità variabile T102, 103, 104, 105. Lo scopo dei vari stadi MF è quello di amplificare e di accentuare il segnale a 500 kHz.

Rivelatore

Il tubo rivelatore è un triodo con placca e griglia connessi V110A (mezza 12AX7). La tensione a MF contenente il segnale utile è così applicata al diodo. Nel mezzo ciclo positivo la tensione viene rettificata; parte della tensione audio che appare ai capi di R151 è inviata al limitatore di disturbi V112A e allo stadio BF seguente. La tensione per il circuito AVC è prelevata dalla placca del rivelatore e applicata, attraverso C204, al catodo del tubo AVC V110B.

Uscita MF

Il tubo V110B (mezza 12AU7), che funziona come inseguitore catodico, permette di avere una uscita a bassa impedenza del segnale MF a 500 kHz sfruttabile da qualsiasi converter per RTTY.

AVC-V110B, e amplificatrice AVC-V110A

Il sistema AVC del ricevitore assicura una uscita costante su una larga variazione di segnale in ingresso (qui non c'è l'attenuatore che attualmente viene usato sui ricevitori moderni...) e cioè un aumento in audio inferiore a 4 dB con un aumento in RF da 5 a 125 mV e impedendo il blocco del ricevitore. Il tubo V110B produce una tensione di controllo per il tubo V110A. La tensione AVC non ha un effetto istantaneo sui segnali entranti perché l'amplificatore AVC V110A ha la propria griglia a -9 V. Si ha perciò un sistema AVC ritardato. Quando il comando AVC è su ON, parte della tensione AVC è applicata anche sul comando RF GAIN che permette un controllo manuale del guadagno dello rx. I tubi controllati dall'AVC sono V101, 107, 108, 109.

Limitatore e amplificatore audio

Il segnale per il limitatore di disturbi V112A (12AX7) è prelevato dal resistore di carico del rivelatore R151 e R150. Il limitatore funziona come fosse un conduttore in serie alla tensione audio fra il rivelatore e l'amplificatore audio durante i periodi di assenza del rumore. Quando invece è presente un picco di rumore il limitatore non conduce pertanto nell'amplificatore audio non giunge tensione BF. L'amplificatore audio V112B (12AX7) lavora in classe A e il segnale giunge alla sua griglia attraverso lo AUDIO GAIN. L'amplificatore di potenza audio V113 è un tubo 6AQ5 e l'uscita è disponibile sul secondario del T107 ai jack PHONES e SPEAKER a 4 e 600 Ω .

Oscillatore di battimento BFO

Il BFO usa un pentodo 6BA6 in un circuito Hartley. L'induttore, il condensatore variabile, il condensatore e la resistenza di griglia sono tutti contenuti nella scatola metallica del T106. La griglia, il catodo e la griglia schermo di V114 funzionano come un triodo oscillatore e l'uscita viene inviata al rivelatore V110 attraverso il condensatore C206. Quando il comando BFO è OFF, dalla griglia schermo viene tolta tensione e gli elementi circuitali sono a massa.

Oscillatore di calibrazione

Il ricevitore ha un oscillatore di calibrazione, V104 (6BA6), che fa uso di un cristallo a 100 kHz le armoniche del quale arrivano fino a 30,5 MHz. L'uscita dell'oscillatore è inviata nell'amplificatrice RF V101 e con il comando CALIBRATE su ON i suoi segnali sono udibili ogni 100 kHz. Il tubo V104 lavora in un circuito Pierce convenzionale.

Alimentazione

L'alimentazione del ricevitore, originariamente funzionante a 115 V, 45 ÷ 70 cicli, è un circuito a onda intera e usa un tubo 5V4. Il trasformatore T108 ha tre secondari: uno per l'alta tensione, uno per i filamenti della 5V4 e uno per i filamenti delle valvole a 6,3 V.

Misuratore di uscita

Uno strumento da 0 a 1 mA è montato sul lato destro del ricevitore e ha la funzione di misurare sia la tensione di entrata che di uscita. Lo strumento è calibrato in 20-40-60-70 100 dB per i segnali in entrata e -10 + 6 dB audio per l'uscita. Un commutatore permette di selezionare le due funzioni.

Cambio di gamma e sintonia

Il cambio di gamma consiste nello spostare un piccolo nucleo di poliferro nelle bobine per il tratto di 1 MHz e ciò sino al limite dell'induttanza, dopo di che vengono commutate le bobine e viene ripetuto il movimento dei nuclei per il tratto di banda successivo. In questo modo il commutatore di banda varia le bobine e i cristalli e nello stesso tempo la posizione di accordo dei nuclei di poliferro, così pure una delle due bande (da 1,5 a 2,5 MHz o da 2,5 a 3,5 MHz) del canale a frequenza intermedia variabile viene scelto e accordato nel medesimo tempo delle bobine in alta frequenza. Il controllo manuale di accordo è costituito da una scala graduata in 100 divisioni per kilohertz.

Sia la **parte meccanica** che **elettrica** del ricevitore fanno uso di componenti professionali: R-388/URR usa in totale 18 valvole. *****

Raccoglitori per la rivista "cq elettronica"

Richiedeteli a:

edizioni CD
via C. Boldrini, 22
40121 BOLOGNA

Due raccoglitori
per annata
L. 7.500
agli abbonati
sconto 10%



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

costruitevi un professionale

Tasto per codice Morse

«Star Trek»

I4LCF, prof. Franco Fanti

Ogni articolo che si rispetti deve avere un titolo che gli permetta una collocazione nella memoria del lettore e un aiuto per chi annualmente compila l'indice generale della rivista.

Supponiamo per esempio che lo avessi presentato come un circuito per: radiantismo, hobby, controlli di macchine, giochi ecc. ecc. In realtà esso può fare tutte queste cose, ma in quale indice collocarlo?

In alcuni di essi o in tutti? No, no troppo complicato! Quindi «tasto per codice Morse» va benissimo.

Il circuito è sostanzialmente un microcomputer che è stato realizzato con un numero eccezionalmente basso di componenti, un numero al disotto del quale credo che difficilmente si potrebbe scendere.

Le sue caratteristiche fondamentali sono:

- a) 2k di EPROM;
- b) una porta I/O programmabile parallela;
- c) 128 bytes di RAM statiche interne al microprocessore 6802;
- d) 1k di RAM statica opzionale;
- e) alimentazione + 5 V a 0,7 A.

Già da questo si può dedurre che quanto ho detto nella introduzione non è avventato.

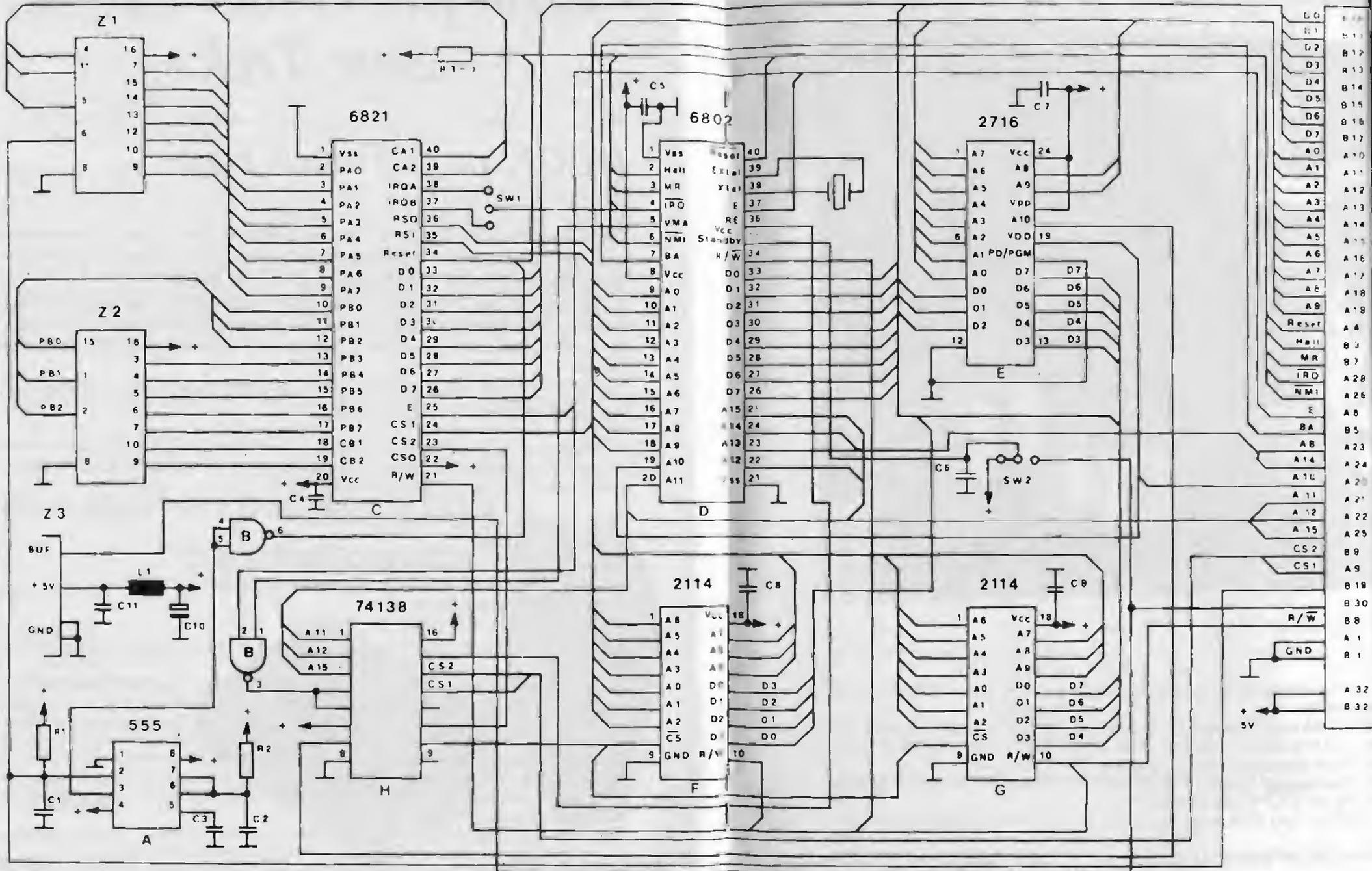
Poi la scheda è estremamente versatile (radiantismo, hobby ecc. come detto nella introduzione) e tale versatilità è in funzione dei diversi programmi che possono essere inseriti nella EPROM. Si tratta quindi di un circuito base dal quale si possono ottenere innumerevoli utilizzazioni semplicemente cambiando la EPROM e sostituendola con un'altra appositamente programmata.

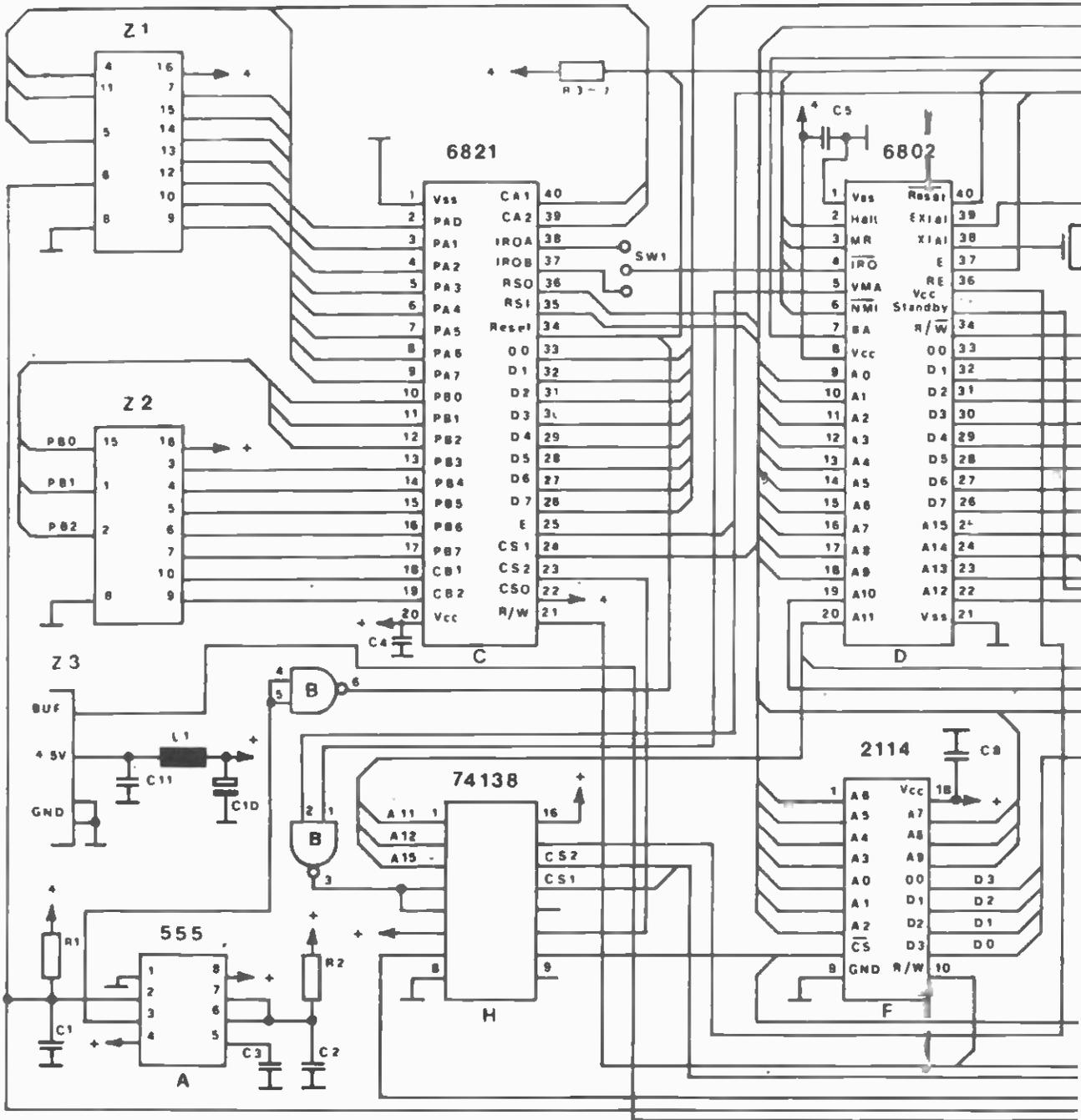
È in sostanza un discorso estremamente affascinante che però ho voluto concretizzare e, per questa volta, il circuito verrà utilizzato come trasmettitore di messaggi in telegrafia (CW).

Passando all'esame dello schema elettrico, illustrato in figura 1, vediamo come l'entrata è proveniente da una normale tastiera codificata ASCII parallelo.

Il carattere generato dalla tastiera viene quindi presentato dal microprocessore 6802 su una linea di uscita alla velocità desiderata e in codice Morse con la precisione data dal quarzo.

per OM esigenti





OM esigenti

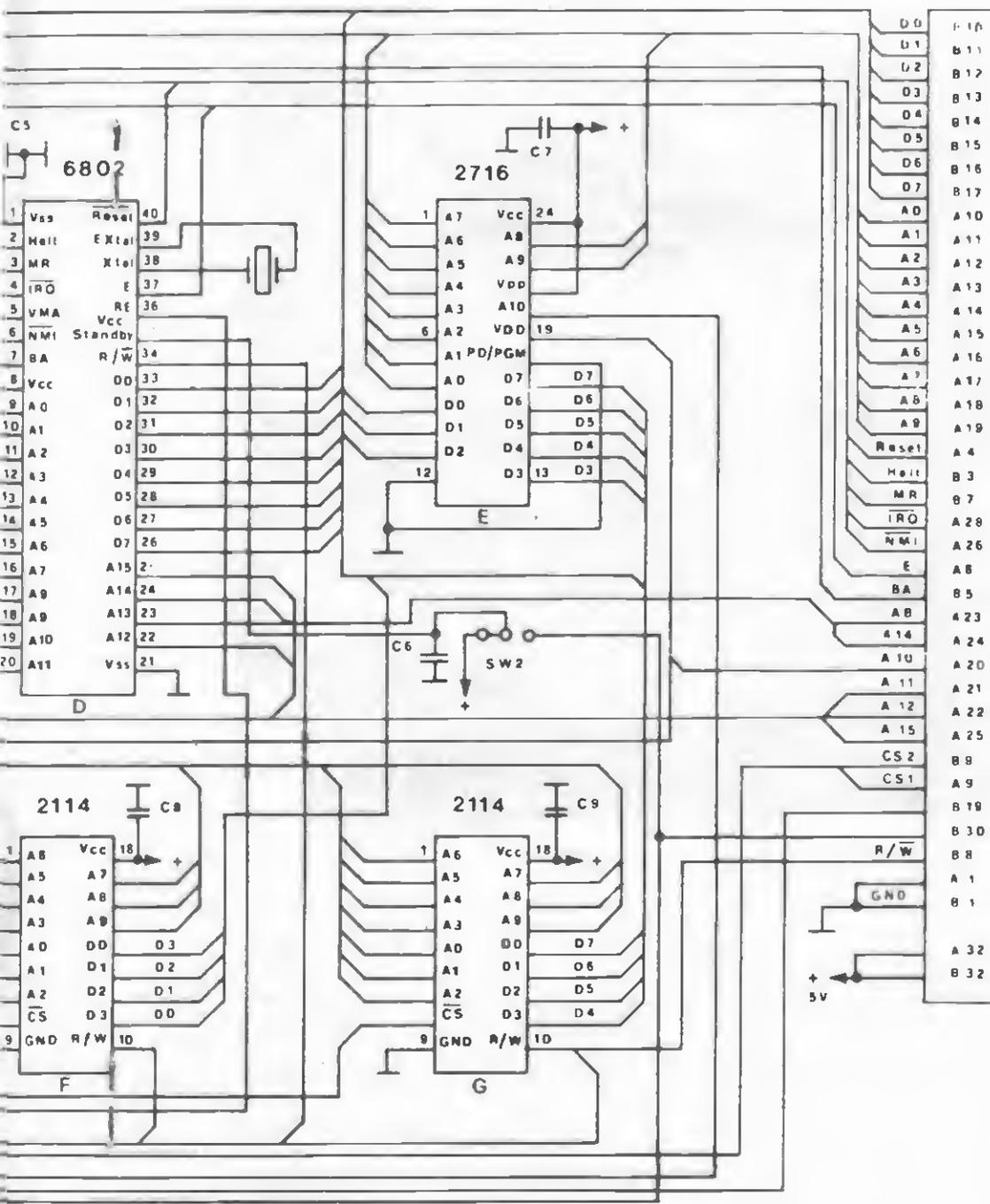
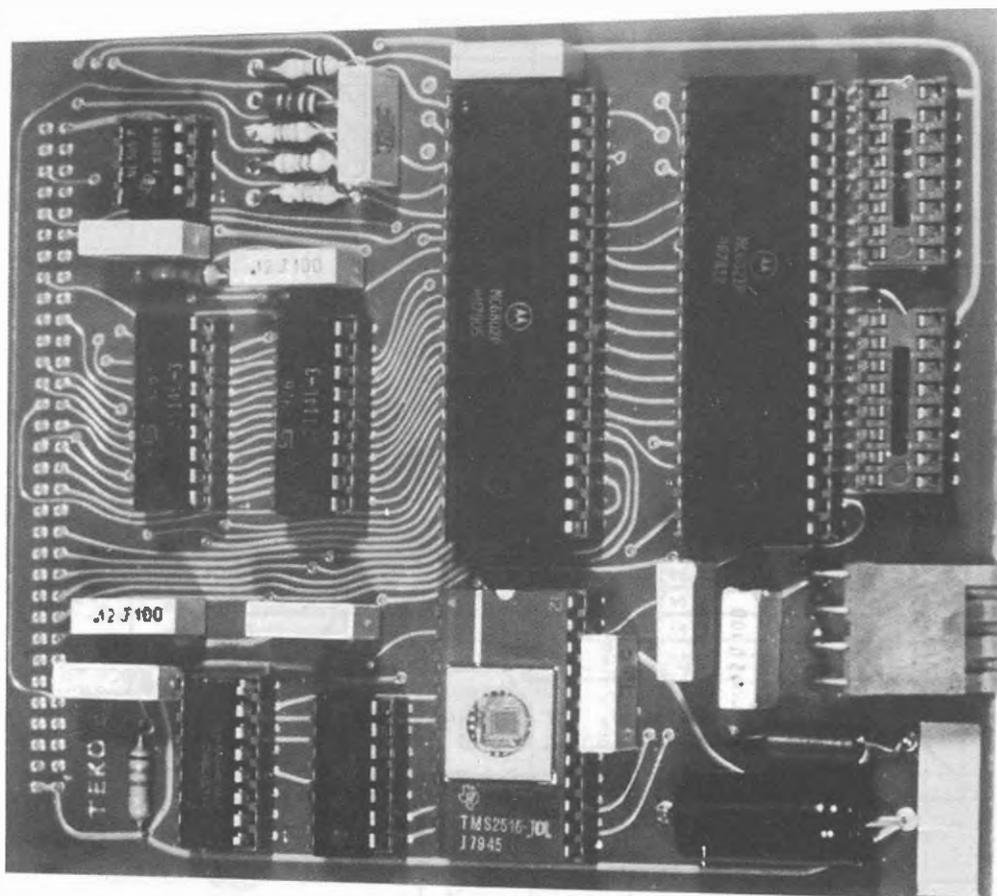


figura 1

- C₁ + C₉ 120 nF
- C₁₀ 220 μF
- R₁, R₂ 1,8 MΩ
- R₃ 3,3 kΩ (NMI)
- R₄ 3,3 kΩ (TRQ)
- R₅ 3,3 kΩ (MR)
- R₆ 4,7 kΩ (HALT)
- R₇ 10 kΩ (RESET)
- VK200
- 6821
- 6802
- 2516
- 555
- 2114

Per la velocità di trasmissione nessun problema. Questa può essere variata a piacere con un comando dato dalla tastiera.

Con CTRL W e CTRL C si controlla infatti la velocità di trasmissione (ad esempio: CTRL W 40).



Circuito stampato con componenti.

Mediante ESC si cancella la velocità richiesta e quindi la velocità ritorna su quella precedente.

Si può battere fino a un massimo di 40 caratteri. Con LET si cancella l'ultima riga che era stata impostata e che non era ancora stata trasmessa. Il sottolineato (5F esadecimale) cancella l'ultimo carattere.

Ritornando al circuito si nota un integrato NE555 che ha la funzione di resettare automaticamente la CPU alla accensione.

Due RAM statiche tipo 2114 sono disponibili per l'utente nel caso che ciò sia richiesto.

Il programma CW per esempio non ne fa uso e i due integrati possono essere omessi.

Altri due integrati (74138 e 7400) provvedono alla decodifica degli indirizzi.

Sulla alimentazione è presente un filtro contro eventuali disturbi locali.

Nella fotografia appare chiaramente la disposizione dei componenti sul circuito stampato che è un doppia faccia con fori metallizzati che misura 130 x 110 mm.

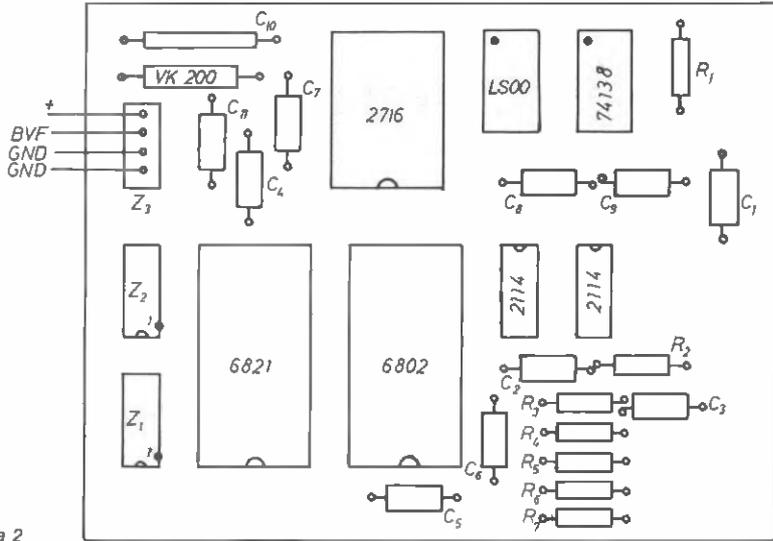


figura 2

Disposizione dei componenti.

Un KIT comprendente tutti i componenti (compresa la EPROM relativa al programma CW) è disponibile presso: **TEKO ELETTRONICA** - via Industria 5 - S. Lazzaro di Savena (BO) - Tel. (051) 456508.

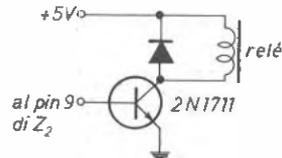
Collegamenti tra tastiera e circuito «Star Trek»:

zoccolo Z ₁	
D ₀	pin 12
D ₁	15
D ₂	14
D ₃	13
D ₄	4
D ₅	7
D ₆	9
D ₇	10
STROBE	5

OUTPUT DEL CIRCUITO

Pin 9 di Z₂ che è a livello TTL, per cui si suggerisce il seguente circuito:

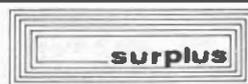
figura 3



Buon lavoro! *****

I primordi.... delle fibre ottiche

Gino Chelazzi jr



*Ehilà — mi si dirà — come, le fibre ottiche nel surplus?
Possibile questa modernità?*

Eh, andiamoci piano — dico io — in quanto non si tratta propriamente di fibre ottiche, ma di un sistema impiegato dall'USAF che, grosso modo, «prevede» il sistema della irradiazione della luce nei materiali plastici, come è stato seguentemente perfezionato con il sistema delle fibre ottiche, quali conduttrici di luce.

Il sistema di cui vi parlerò è stato adottato in tempi relativamente recenti, all'incirca nel 1960 e anni seguenti.

Antecedentemente, e cioè verso il periodo bellico, questo sistema non era stato ancora inventato, anche perché non erano ancora conosciute le materie plastiche, tra l'altro... Quindi sono escluse da questo sistema tutte le apparecchiature della serie ARN (nostre vecchie conoscenze!), mentre lo troveremo in svariati sets della serie P (radars), e tutti gli accessori per i detti, quali i «Remote Controls», ecc.

Infatti, da quale tempo si possono reperire diversi apparati, e ancor più i pannelli di controllo per i detti, e per altre strumentazioni. Questi pannelli sono generalmente destinati al cruscotto del pilota o del radionavigatore il quale, per mezzo di questi, può controllare ed eventualmente comandare l'apparato collegato a questo Remote Control (come molti sapranno, questo sistema era valido per i ricevitori della serie ARN).

Gli apparati (cito, ad esempio, lo AN/APN-70 o, meglio, lo R-277/APN-70, un radar di modeste dimensioni (decifratore di frequenze sconosciute): si presentano tutti con il pannello frontale dipinto in nero opaco, con le iscrizioni di bianco avorio. Lo stesso si può dire per tutti i pannellini di comando (i *Remote Controls*).

Ovviamente, tutti questi o i pannelli frontali degli apparati recano i vari comandi, molto spesso delle interessanti manopoline a nottolino che sono dei piccoli gioiellini. Una cosa strana, invece, che all'inizio potei constatare è che erano disseminate nei vari punti dei pannelli delle strane lampadine, generalmente a luce rossa (chissà perché, potevano averla fatta bianca, anziché rossa!), le quali

erano «acciecate» davanti (intenzionalmente, dalla fabbrica) e, posteriormente, erano completamente infilate nel loro portalampadine, per cui, sia davanti che dietro, non v'era possibilità di visione della luce emessa. Chissà, pensai, forse (come qualche volta è accaduto specialmente in apparecchiature surplus di fabbricazione inglese) avevano il valore di resistenze... ma mi sembrava strano che occorressero tante lampadine.

Avevo anche scoperto che, generalmente, i pannelli frontali avevano un certo spessore e mi accorsi che erano fatti in perspex. Verniciati, come ho detto, in nero opaco davanti e, posteriormente, in verdolino tendente al giallo, opacizzato naturalmente. Un interrogativo mi sovvenne sul perché del pannellino frontale realizzato in perspex, dello spessore di 5 mm, subito dietro il quale c'era il lamierino d'alluminio di supporto. Perché erano stati fatti questi pannelli in perspex, mentre avrebbe potuto essere sufficiente un lamierino d'alluminio solamente? Per ragioni di isolamento? Non credo.

E un mistero continuavano a essere quelle strane lampadine che non potevano essere viste né davanti, né dietro.

Nella figura 1 allegata, potrete vedere la forma di queste lampadine, nelle quali la parte «A» è propriamente il bulbo della lampadina stessa che, come ho detto, è a luce rossa.

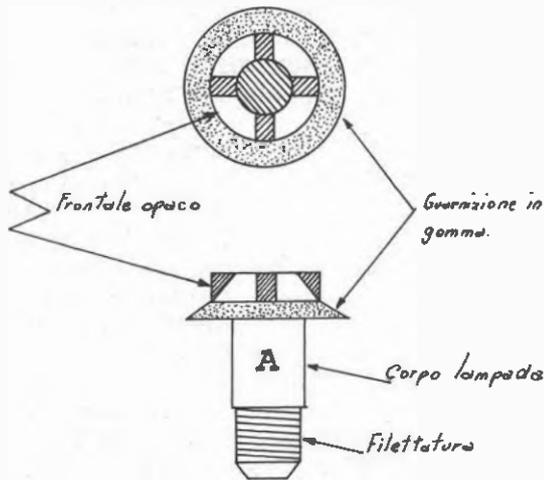


figura 1

Generalmente queste lampadine, grosso modo intorno al numero di quattro unità per pannellino, osservai, togliendo la cappa di protezione posteriore, mettendo a nudo il circuito e la relativa cablatura, erano tutte collegate in parallelo, e sul contatto posteriore era collegato solamente il filo del positivo, mentre nel negativo, cioè la messa a terra, era rappresentata dal corpo stesso del portalampadine; questo, essendo avvitato direttamente sullo chassis, rappresentava un'ottima messa a terra. Seguii il filo e vidi che era collegato a un contatto del bocchettone posteriore (in questo caso parlo di un bocchettone posteriore, esaminando un Remote Control), in altri casi potrà essere una morsettiera o altri tipi di bocchettoni, oppure collegati con i filamenti delle valvole. Eh sì mi dissi, dato che, generalmente, una tensione BT standard impiegata dagli USA è il 12 V_{cc} , proviamo a fare un esperimento a vedere che cosa succede (niente, però, può impedire di provare con un Variac di aumentare le tensioni sino a 24 V eventualmente, e controllare il grado di luminosità delle lampadine; io ho suggerito il

12 V come margine di sicurezza). Difatti, preso un alimentatore a 12 V_{cc}, collegai un coccodrillo a quel contatto del bocchettone, il positivo precisamente, e poi il coccodrillo con il negativo lo fissai a massa, più precisamente alla ghiera metallica del bocchettone.

Quindi, con la trepidazione, oserei dire, dell'inventore (quasi!), detti tensione, e ... ooh, miracolo, le diciture del Remote Control si illuminarono di rosso!

Ciò che alla luce del giorno era mostrato in bianco, con lo sfondo nero opaco del pannello, improvvisamente, con la penombra o il buio, si illuminava in rosso, con le diciture dei vari comandi perfettamente leggibili; praticamente avremmo potuto comandare il tutto anche nel buio più assoluto, data la luminosità delle diciture.

È dirò di più, anche alcune manopole, di forma cilindrica, anch'esse realizzate in perspex e dipinte in nero opaco, al limite del trattino indicatore situato da un lato, era un puntino anch'esso illuminato in rosso (come un minuscolo led).

A luce spenta questo puntino sembrava come un piccolo «bollicino» poco più grande di una capocchia di spillo, ma che accendendo le luci interne, improvvisamente si illuminava in rosso permettendo, così, una perfetta visibilità del comando-manopola anche al buio!

Come poteva accadere tutto ciò? Rifacendomi a quanto ho detto prima, questi pannelli in perspex erano dipinti in nero opaco davanti e in verdolino tendente al giallo, sempre opacizzato, sul dietro. Spessore: 5 mm. Adesso si poteva vedere, estraendo la lampadina dal portalampade, che lo spessore del bulbo scoperto, cioè quello che emetteva la luce, era esattamente contenuto dallo spessore del pannellino di perspex, che in figura 2 potrete trovare marcato con la lettera «A».

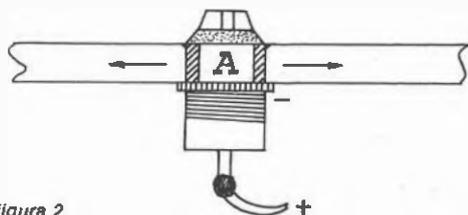


figura 2

Ebbene, una volta accesa quella lampadina, non potendo permettere l'emissione della luce sul davanti, dato l'accieciamento, e sul dietro, dato il portalampade metallico, l'unica via che poteva «prendere» la luce era quella laterale destra e sinistra, come indicato dalle frecce nella figura 2, le quali si irradiano attraverso lo

spessore del pannellino di perspex, per tutto il suo spessore (ecco qui il «primordio» delle fibre ottiche!). Sul dietro del portalampade è saldato il conduttore che porta la tensione positiva di 12 V_{cc}, mentre il corpo metallico dello stesso portalampade è negativo, cioè è la massa.

La luce, così irradiata, trovando ostacolo nella verniciatura nero opaca anteriore e in quella posteriore, «usciva» dalla zone chiare o trattate in modo simile, quindi dalle iscrizioni (e da eventuali sbrecciature di vernice) e si poteva constatare che l'intensità luminosa, rossa naturalmente, riscontrata a una sbrecciatura di vernice posta a una certa distanza dal luogo ove si trovava la lampadina, era sempre molto intensa come lo poteva essere subito a fianco della lampadina stessa.

Quindi, in un pannello in perspex potevano essere sistemate tante lampadine quante necessarie, ovviamente sistemate in parallelo a mo' di «festone». Naturalmente, come detto, la massa illustrata a destra, è data dal corpo stesso metallico del portalampade.

È ovvio che, anche se recuperate, queste lampadine non potranno servire per le normali segnalazioni di una lampadina spia, la quale, come ben tutti sanno, è visibile dalla parte anteriore; queste lampadine saranno sempre utilizzabili nello stesso modo, cioè per un'utilizzazione laterale. Quindi, a cosa potranno servire, come potrebbero essere utilizzate?

Molto semplice, potranno essere usate eventualmente per l'illuminazione di scale di sintonia, di eventuali strumenti incassati, ma come? Semplicemente tornendo delle grosse rondelle in perspex da infilare nel portalampe, come «spessore», in modo che il bulbo della lampadina rimanga «compreso» nello spessore di queste rondelle di perspex e ovviamente dando, con un pennellino, un pochino di vernice nera dalla parte opposta alla quale deve essere diretta l'illuminazione della lampadina. Così, eventualmente, potremo usare quante lampadine vorremo; ad esempio, quattro per una scala di sintonia, quattro per uno strumento incassato, oppure meno, a seconda della luminosità che si vorrà ottenere. Ottenendo anche un risultato estetico di una certa gradevolezza, con quella luce rossa diffusa internamente (un po', grosso modo, come avviene oggi per alcuni VU-meters in strumenti Hi-Fi). Quante lampadine possono essere messe? Quante uno ne desidera.

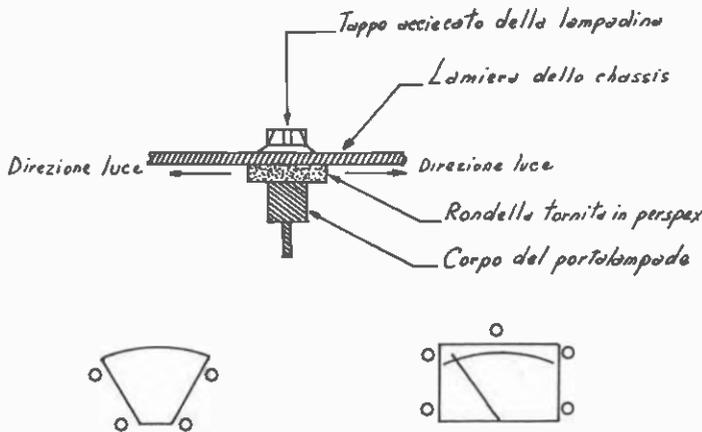


figura 3

Nella figura 3, mentre in alto ho cercato di rappresentare la nuova sistemazione di una di queste lampadine su uno chassis metallico, con la rondella di perspex tornita, come accennavo prima, in basso ho voluto rappresentare due soluzioni di illuminazione e, nel caso specifico, a sinistra per quanto potrebbe riguardare una eventuale sintonia (semberebbe la finestrella del BC312, eh?) in cui ho messo, ipoteticamente, quattro lampadine lateralmente, due a sinistra e due a destra. Nell'esempio a destra ho rappresentato uno strumento di misura, incassato eventualmente (altrimenti come faremmo a illuminare il quadrante?), per il quale ho «sistemato» cinque lampadine, due lateralmente a destra e sinistra e una superiore per dare una maggiore luminosità al quadrante dello strumento, dove deve essere effettuata la lettura.

Chi fosse interessato a questo tipo di lampadine, può scrivermi direttamente, e io potrò eventualmente procurargliele, complete naturalmente; sono veramente interessanti e vale la pena di prenderle in considerazione.

Un altro esempio pratico di utilizzazione è quella, ad esempio, di illuminare l'orologio di stazione (qualora non fosse illuminato di per sè stesso), in quanto volendo sapere che ora è, basta solamente commutare un interruttore e si illuminerà il quadrante dopo di chè potremo o spegnere nuovamente le luci, o lasciarle accese, a piacere.

Gino Chelazzi

via Scipione Ammirato 53

50136 FIRENZE *****

post - BEEP

e

novus - BEEP

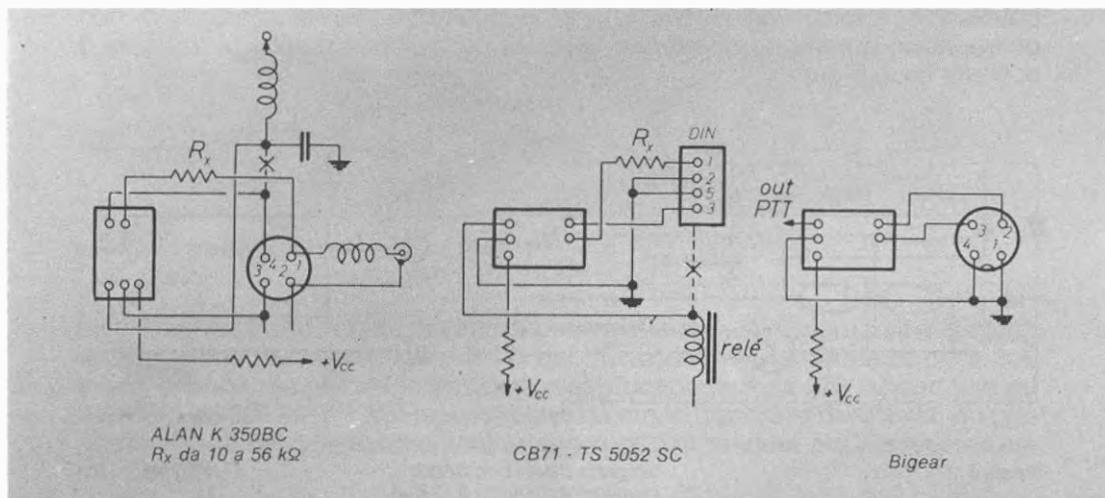
IW3QDI, Livio Iurissevich

post - BEEP

Assillato da moltissime telefonate e lettere da varie parti d'Italia, su richiesta di ordinazioni e soprattutto di delucidazioni sull'articolo del BEEP di fine chiamata apparso su cq elettronica numero 4, voglio in questo articolo illustrare dettagliatamente tutto il funzionamento dei vari stadi, e con questo soddisfare tutte le richieste di chiarimenti valide non per uno solo, ma per tanti.

Per prima cosa devo precisare che il circuito si adatta benissimo a tutti i tipi di apparecchi con il negativo a massa, o meglio sono rari in commercio gli apparecchi che posseggono il positivo sul GND, comunque è sempre meglio accertarsi che il PTT sia connesso con un capo sul GND negativo; la commutazione potrà essere sia di tipo elettromeccanico (relay) che elettronico, pilotato sempre dal transistor BC208 o similare.

A questo punto vi fornisco le applicazioni del circuito su alcuni tipi di apparati:



Il «timing», quello che costituisce il tempo di rilascio del TX, è dato da R' (560 k Ω) e C' (1 μ F) disaccoppiati dal diodo come in figura 1.

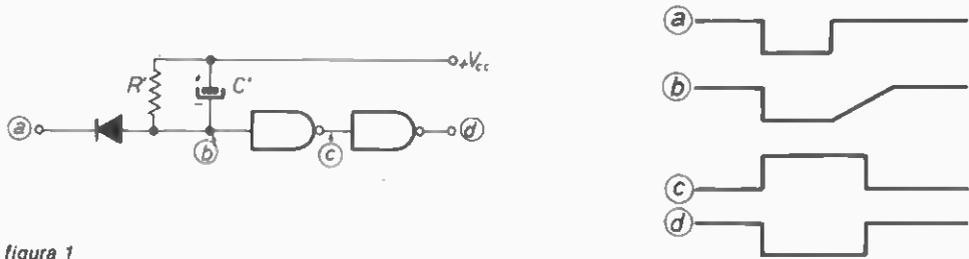


figura 1

Aumentando i valori di R' a un massimo di 1,5 M Ω o di C' a 4,7, 10 μ F, ecc., si potrà aumentare a piacere il tempo di stacco, viceversa lo si diminuirà; il nand, oltre che da inverter, si comporta come un trigger (vedi figura 1); si possono confrontare gli oscillogrammi «b» con «c» e «d» che con il successivo nand l'onda quadra sarà sfasata di 180° rispetto a «c».

Lo stadio oscillatore è del tipo tradizionale, costituito da due nand posti in serie, la frequenza è costituita dalle R' (1 M Ω + 150 k Ω) e C' da 2 nF: quella da me stabilita è a circa 1.500 Hz; ovviamente variando questi valori potrete variare a vostra scelta la frequenza; oltre tutto, con una tensione in ingresso al primo nand, sia essa positiva o negativa, potremmo inibire l'oscillatore: a questo provvedono i diodi disposti l'uno con il catodo l'altro con l'anodo verso il gate del primo nand; vedi figura 2.

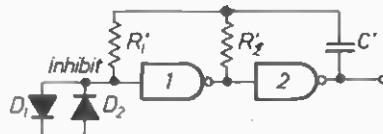


figura 2

Un piccolo accorgimento; ho constatato personalmente che pochissimi IC202 potevano funzionare senza l'ausilio del transistor, quindi si consiglia di non ometterlo in quanto non porta via spazio; riporto a tale proposito in figura 3 schema base e grafici.

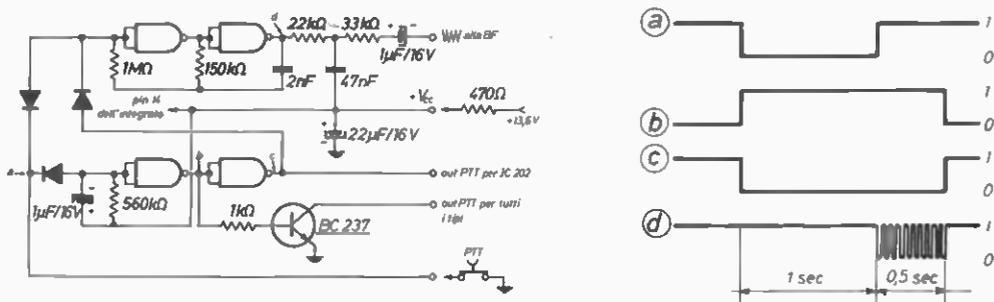


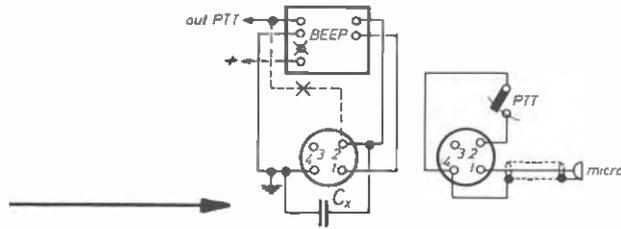
figura 3

diodi 1N4148
integrato CD4011 op CD4001
consumo a riposo (a 8 V) 8 μ A.

Altro particolare importante: se durante la emissione della nota fossero presenti rumori, inneschi oppure la nota fosse cattiva, inserire un condensatore da 100 nF o 1 μ F come in figura 4.

figura 4

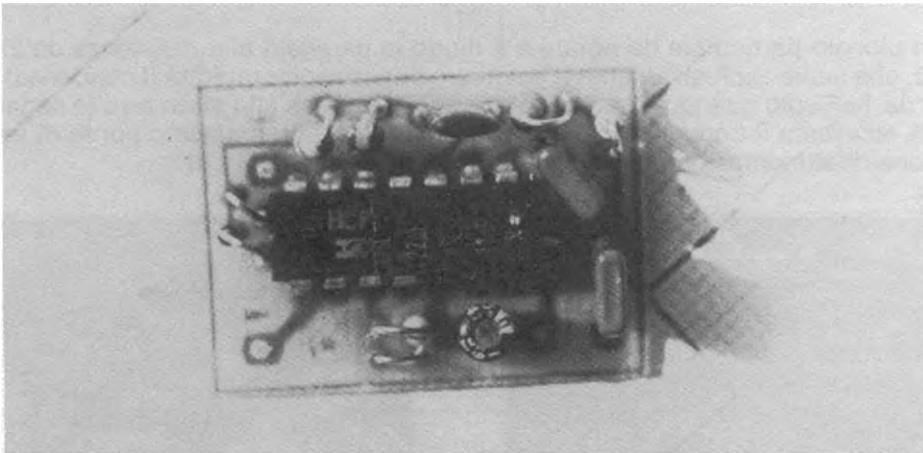
tagliare il filo connesso al pin 2 e applicarlo all'uscita del circuito del BEEP; collegare come in figura



Con la speranza di essere stato esauriente, ringrazio tutti gli interessati lettori di cq e ricordo che per eventuali delucidazioni o ordinazioni possono scrivere a: IW3QDI - Casella Postale 2211 - 34146 TRIESTE o telefonarmi allo 040-821351. Per informazioni tecniche vi prego di scrivere inviando L. 800 in francobolli a titolo di *parziale* rimborso spese! Grazie.

novus - BEEP

... E dopo il BEEP di fine chiamata eccomi qui tornato nuovamente con un circuitino quasi analogo al precedente!

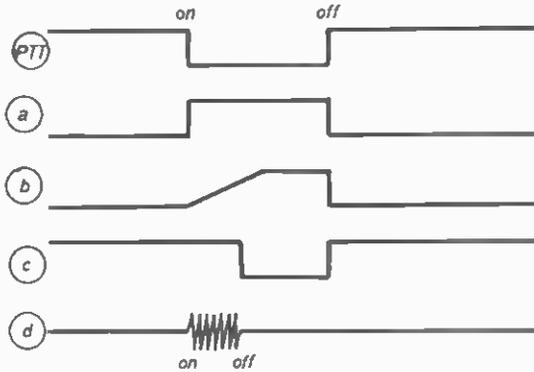
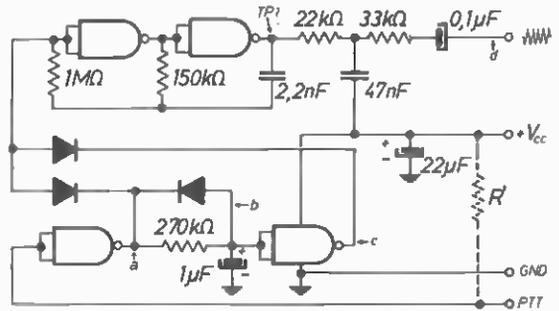


Dimensioni reali: 23 x 32 mm.

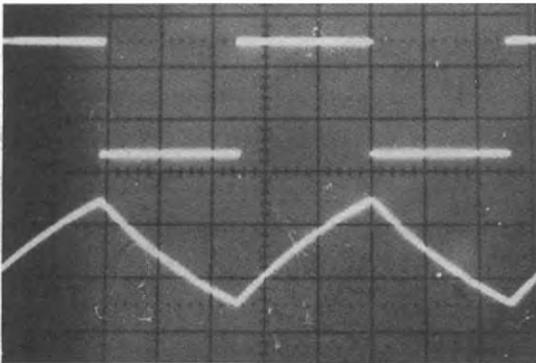
La differenza è che la nota, invece di essere alla fine, si presenta all'inizio non appena viene premuto il tasto (PTT) del microfono per la durata di circa 300 msec, allungabile per chi lo desidera, sostituendo la R da 270 k Ω con una ad esempio da 330 k Ω o 1 M Ω (sconsigliato da me in quanto la durata da me prescelta risulta più che soddisfacente allo scopo di rendere più piacevole l'entrata in QSO).

BEEP di inizio QSO

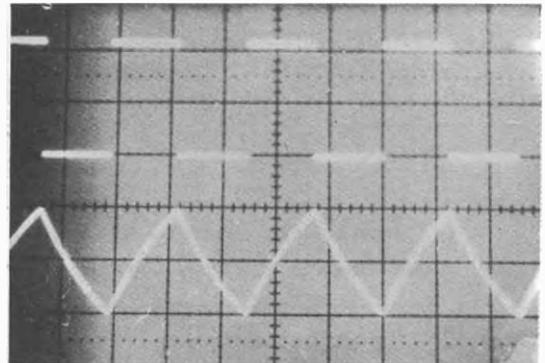
integrati 40011 oppure 4001
 diodi 1N4148
 R' circa 10 kΩ; metterla solo nel caso non ci fosse nessuna tensione positiva con il PTT rilasciato (fuori dello stampato)



Un piccolo particolare da notare è il diodo in parallelo alla resistenza da 270 kΩ, che serve esclusivamente a scaricare con maggior rapidità il condensatore da 1 μF solo quando il nand pilotato dal PTT passa allo stato zero (o negativo), viceversa il condensatore si caricherà fino al suo massimo punto di tensione di alimentazione del circuito, vedi forme d'onda:

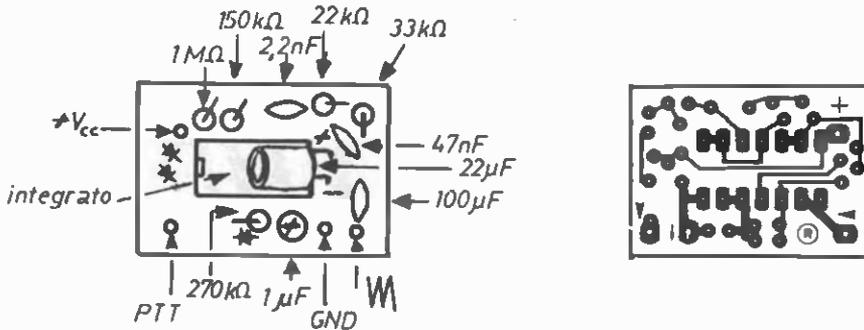


Onda quadra prelevata su TP1 sotto segnale, dopo il filtro a T 22 kΩ - 47 nF - 33 kΩ. Rilevazione effettuata con Tektronix 2215 in posizione «chop».

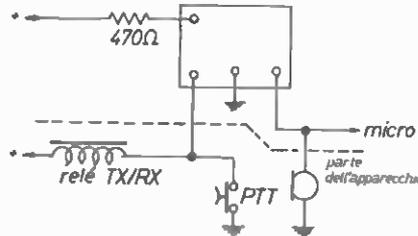


Stesse condizioni descritte a lato con scansione orizzontale diminuita.

Lo stampato è sempre di dimensioni ridotte (23 × 32 mm) e con un po' di pazienza può essere alloggiato dentro il microfono, sempre se avete a disposizione un contatto disponibile per l'alimentazione.



NOTA: nel montaggio non occorre tagliare nessun filo come risulta nel BEEP precedente, però con la differenza che il BEEP risulterà all'inizio dalla chiamata, è quindi importante premere e attendere circa mezzo secondo prima di collocare con i vari corrispondenti.



Come per l'altro, vi posso dare volentieri una mano a montare e collaudare il circuito: telefonatemi allo 040-821351 o scrivetemi alla C.P. 2211 - 34146 TRIESTE: specificate se BEEP di fine o inizio chiamata. *****

*non c'è alternativa:
o si subisce,
o si ha fantasia e si legge cq*

«ALBATROS»

*un banco di lavoro per chi vuole
esordire in VHF*

Fabio Veronese

«Ai miei tempi con un triodo si faceva tutto...» potrebbe essere il commento, dettato più dalla nostalgia che da un reale convincimento, di chi, avendo scoperto il mondo delle VHF, a suo tempo, con uno degli incredibili ricetrans (?) impieganti la sola, gloriosa 6C4 come rivelatrice (in superreazione, che diamine!) e come oscillatrice, si trovi davanti gli schemi delle moderne apparecchiature riceventi per queste frequenze, nelle quali mediante l'impiego di un paio di integrati e di un pizzico di componenti si ottiene senza troppi problemi un bel RX dalla performance semiprofessionale. Eppure, questa è la verità: un po' di buona volontà, pochi spiccioli e soprattutto un progetto azzeccato, ed ecco che anche il superPierino può fare le sue esperienze, divertendosi, sulle VHF. Per quanto riguarda «il progetto azzeccato», naturalmente, siamo qua noi, o meglio è qui per voi il nostro «ALBATROS».

bibliografia essenziale

Punzi/Lazzari: «Sintonizzatore FM stereo da 88 a 108 MHz» cq 9/79, pagina 1601 e seguenti.

Baccani per «ELETTRONICA 2000»: Progetto «Alfa Omega» cq 11/79 pagina 2038 e seguenti.

Prizzi: «Ricevitore FM... da sfizio» - XÉLECTRON 3/80 pagina 22 e seguenti.

Paramithiotti: «Per il laboratorio» - cq 12/80 pagina 1870 e seguenti.

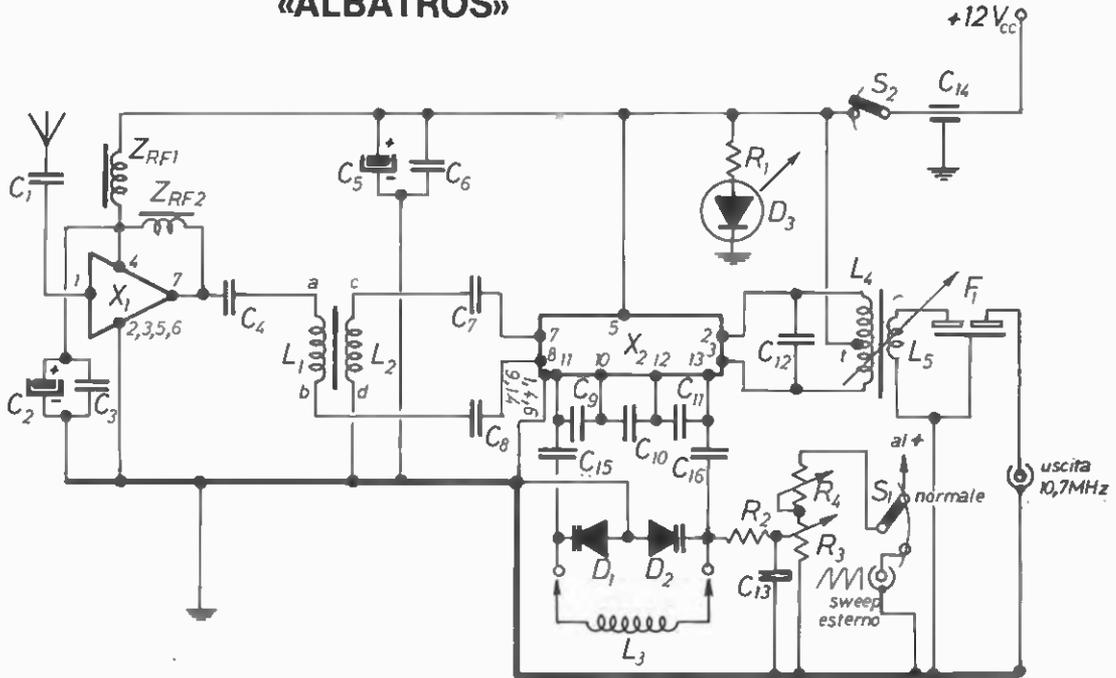
Ugliano/Odino per sperimentare: «Papocchioscopio panoramico», cq 1/81, pagina 64 e seguenti.

Diamo dunque un'occhiata più ravvicinata alla «pensata» in questione. Mediante l'impiego dei più moderni integrati presenti sul mercato, l'«ALBATROS» risulta concepito come una unità di base, semplice ma efficiente e versatile, mediante la quale, tramite elementari circuiti periferici (niente modifiche interne, dunque) è possibile ottenere:

- un converter VHF per il vostro ricevitore;
- un completo ricevitore VHF a se' stante;
- un analizzatore di spettro VHF;
- un rivelatore/misuratore di intensità di campo e di profondità della modulazione, sempre naturalmente in VHF.

Un circuito molto goloso, dunque; bando agli indugi e vediamoci lo schema.

un modulo di base: «ALBATROS»



- C₁ 5,6 pF, ceramico
- C₂ 1 μF, 35 V_L, elettrolitico al tantalio
- C₃ 6.800 pF, ceramico
- C₄ 56 pF, ceramico
- C₅ 100 μF, 25 V_L, elettrolitico
- C₆ 0,1 μF, ceramico
- C₇, C₈ 1 nF, ceramici
- C₉, C₁₁ 8,2 pF, ceramici NPO
- C₁₀ 12 pF, ceramico NPO
- C₁₂ 15 pF, ceramico
- C₁₃ 15 nF, mylar
- C₁₄ 1 nF, passante
- C₁₅, C₁₆ 220 pF, ceramici

- R₁ 560 Ω
- R₂ 68 kΩ
- R₃ 10 kΩ, potenziometro lineare
- R₄ 330 Ω, potenziometro lineare
- X₁ SH120
- X₂ SO42P
- D₁, D₂ BB105B
- D₃ diodo led
- F₁ filtro ceramico 10,7 MHz
- S₁ deviatore 1 via / 2 posizioni
- S₂ interruttore a levetta
- L₁ + L₅ vedi oltre
- ZRF1, ZRF2 VK200

- 1 contenitore «Teko 333» o similari purché metallici
- 3 connettori BNC da pannello
- 1 manopola graduata (per R₃)
- 1 manopola a indice (per R₄)
- 1 maniglietta da ante
- 2 distanziatori e relativa viteria per il fissaggio dello stampato al contenitore
- 1 zoccolo per quarzi miniatura CB
- 1 zoccolo per integrato dual-in-line a 14 piedini

il circuito: com'è concepito

Le soluzioni circuitali adottate per il nostro «ALBATROS» potranno forse apparire quantomeno strane, se non poco ortodosse, almeno a prima vista. Fughiamo pertanto ogni dubbio analizzando con maggiore attenzione il circuito... in campo.

Il «nostro» consta sostanzialmente di due stadi: un amplificatore RF, aperiodico, e un convertitore integrato.

Lo stadio a radiofrequenza risulta in pratica costituito dal circuito ibrido a film spesso SH-120 (X_1) il quale ci permette di realizzare un amplificatore d'ingresso che «tira» in modo spaventoso (provare per credere!) con la sola circuiteria esterna relativa agli accoppiamenti (C_1 e C_4) e a un prudenziale disaccoppiamento con il positivo dell'alimentazione (Z_{RF1} e Z_{RF2} , C_2 , C_3). Il gagliardo segnale VHF così ottenuto perviene al gruppo L_1/L_2 ; questi due avvolgimenti costituiscono un semplice trasformatore RF a larga banda mediante il quale potremo sia selezionare tutti e solo i segnali VHF dal... groviglio di serpi presente all'uscita dello stadio precedente, sia ottenere lo sfasamento di 180° del segnale in questione, indispensabile per il corretto funzionamento dell'integrato convertitore, all'entrata del quale esso viene iniettato tramite C_7 e C_8 .

Lo stadio convertitore, servito da X_2 , uno SO42P assemblato in un circuito piuttosto tipico per questo dispositivo, «trasforma», per così dire, i segnali VHF in segnali identici, ma aventi una frequenza di 10,7 MHz, e quindi visualizzabili dalla maggior parte dei moderni oscilloscopi e facilissimamente rivelabili tramite un demodulatore esterno o un comune ricevitore per onde corte, purché adatto alla ricezione di segnali in FM (ricordo appena, a beneficio dei Pierini, che la quasi totalità delle trasmissioni in gamma VHF avviene in modulazione di frequenza, la quale richiede tassativamente dei particolari sistemi di rivelazione).

L'integrato SO42P contiene in sé sia l'oscillatore locale che il mixer; in esterno, troviamo solo gli organi di controllo della frequenza.

La frequenza di lavoro dell'oscillatore risulta determinata dalla coppia D_1/D_2 , due modernissimi diodi varicap BB105B prodotti dalla Telefunken. La tensione di controllo dei varicap è regolata dalla rete resistiva $R_2/R_3/R_4$; in particolare, i due potenziometri R_3 e R_4 presiedono, rispettivamente, alla sintonia generale e alla sintonia fine.

I varicap sono connessi nella classica disposizione «back-to-back» e ricalcano nel principio di funzionamento i condensatori variabili a statori divisi («split stator») che molti dei Lettori non più giovanissimi avranno probabilmente assemblato su certi superreattivi a valvola di buona memoria...

In derivazione ai suddetti, troviamo la bobina L_3 ; come si osserva dallo schema, essa risulta intercambiabile e ciò per consentire un agevole e veloce cambiamento della gamma di ricezione.

Ai pins 2 e 3 dello SO42P risultano disponibili i segnali derivanti dal battimento con l'oscillatore suddetto: si tratta adesso di selezionare il solo avente l'esatta frequenza da noi scelta come IF (10,7 MHz). A questa delicata operazione, cui è legata per intero la selettività dell'«ALBATROS», provvede in un primo tempo il gruppo C_{12}/L_4 ; quindi, tramite il link L_5 , si ha la totale «pulizia» del segnale di media grazie al filtro ceramico F_1 .

Completano questo secondo stadio le capacità di disaccoppiamento C_5/C_6 e il passante C_{14} , nonché il led-spia D_3 con la relativa resistenza limitatrice R_1 .

La presenza del deviatore S_1 consente di pilotare i varicap, anziché con una tensione continua (modo «normale»), con un segnale a dente di sega rilevabile da un oscillatore esterno (modo «sweep esterno») in modo da poter impiegare l'«ALBATROS» come visualizzatore di spettro.

«ALBATROS»: come ce lo costruiamo

Adesso che ci siamo abbondantemente (o almeno lo spero!) chiariti le idee su che cosa intendiamo realizzare e sui principi informatori del suo funzionamento, possiamo finalmente arrivare al dunque e vedere come realizzarlo in pratica.

a) Alla ricerca del condensatore perduto... ovvero, mettiamo insieme i componenti!

Prima di ogni altra operazione è buona norma, in questo caso come per ogni montaggio elettronico serio, procurarsi **tutti** i componenti necessari, realizzando anche quelli che devono essere autocostruiti, quali induttanze e simili.

Eccezion fatta per queste ultime, tutti i componenti che ci servono sono reperibili praticamente ovunque; in caso di difficoltà, potrete sempre ripiegare su una delle tante Ditte che smerciano materiale elettronico per corrispondenza: un'occhiata alle inserzioni pubblicitarie di **cq** e non avrete che l'imbarazzo della scelta.

Per quanto concerne le bobine, invece, occorre munirsi soprattutto di un po' di pazienza (che peraltro non costa nulla e non crea problemi di scarsa reperibilità commerciale...) e mettersi al lavoro attenendosi con la massima precisione possibile a quanto descritto nei dati di avvolgimento e sui disegni esplicativi.

Per realizzare il trasformatore RF a larga banda (L_1/L_2) occorre prima di tutto un grano di ferrite per trasformatori RF di bilanciamento. Questo tipo particolare di nucleo presenta una scanalatura centrale che ha lo scopo di ospitare gli avvolgimenti, ha una sezione a forma di «H» arrotondato ai lati. Viene prodotto in varie versioni differenziatesi per forma e dimensioni, ma la scelta di un tipo piuttosto che di un altro non è, nel nostro caso, molto critica. Una volta in possesso del nucleo, avvolgeremo nella scanalatura due spire di filo di rame smaltato o ricoperto in seta del diametro di 4/10 mm sia per L_1 che per L_2 , seguendo lo stesso senso di avvolgimento per entrambi i solenoidi (si veda la figura).

L₁/L₂ trasformatore RF a larga banda (vedi testo e schizzo)

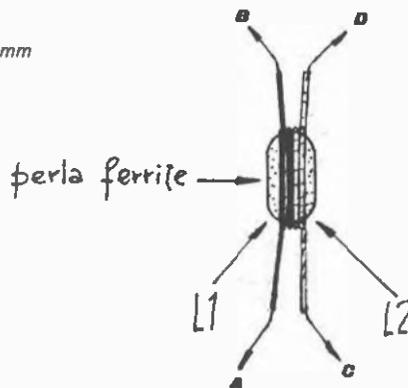
L₃ bobina intercambiabile di sintonia (vedi testo)

L₄/L₅ trasformatore MF a 10,7 MHz

L₄ 40 spire filo rame smaltato Ø 0,2 mm su supporto Ø 6 mm con nucleo regolabile; la presa «t» è alla 20ª spira

L₅ 5 spire stesso filo, avvolte nel medesimo senso di L₄ a livello della 30ª spira

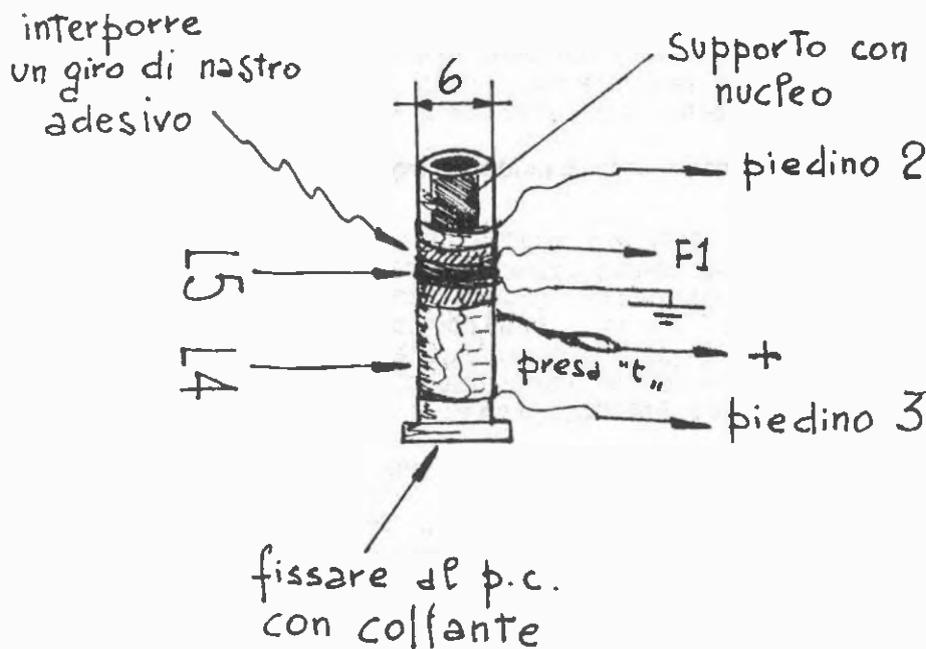
dal lato connesso al piedino 3 di X₂.



trasformatore RF L₁/L₂

N.B: fare bene attenzione a collegare i vari terminali nei fori con la lettera corrispondente dello stampato.

L'avvolgimento di media frequenza L_4/L_5 è invece di tipo convenzionale e può essere ottimamente composto seguendo le istruzioni e l'illustrazione riportate a pagina seguente.



realizzazione del trasformatore di MF L₄/L₅

La bobina intercambiabile di oscillatore L₃ merita al contrario qualche parola in più. Onde poter coprire una rosa di frequenze più estesa possibile senza incorrere in soverchie complicazioni circuitali o meccaniche, la L₃ risulta in pratica una serie di solenoidi intercambiabili mediante la semplice inserzione e disinserzione dei terminali in uno zocchetto plastico per quarzi CB di tipo miniatura. Ed ecco tutti i dati dei solenoidi in questione:

bobina	banda coperta	numero spire e supporto
L _{3a}	FM (88 + 108 MHz)	7 spire filo rame smaltato Ø 1 mm su supporto con nucleo regolabile Ø 6 mm
L _{3b}	Aeronautica (105 + 140 MHz)	9 spire filo rame smaltato Ø 0,8 mm, avvolte in aria con diametro esterno di 4 mm
L _{3c}	TV banda III/Radioamatori 2m/ Servizi civili (130 + 190 MHz)	3 spire avvolte spaziate di 3 mm, stesso filo e supporto di L _{3a}

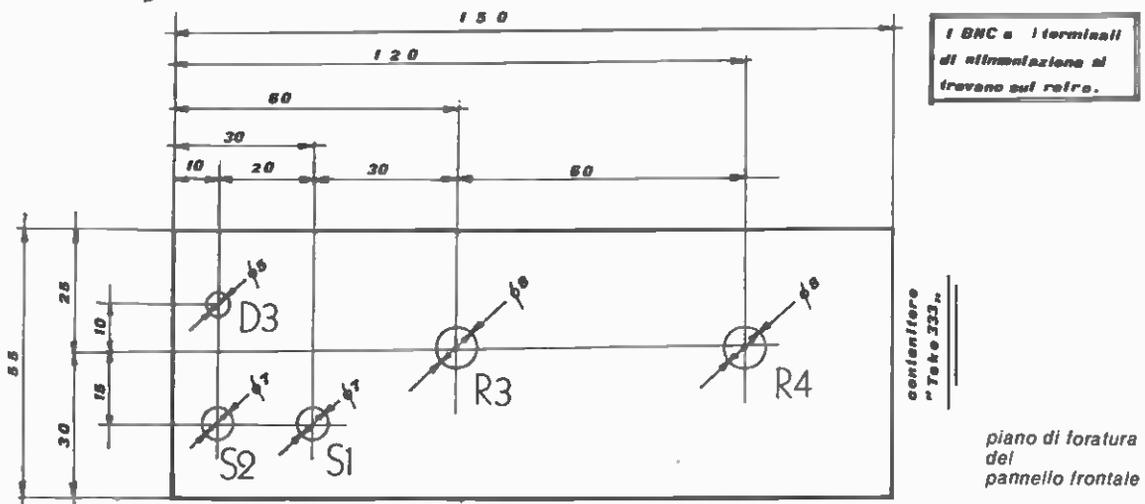
NOTA: data l'altissima frequenza alla quale lavoriamo, anche delle lievi tolleranze realizzative possono alterare in modo non indifferente i limiti di banda indicati, che pertanto devono essere assunti come valori di massima puramente orientativi.
I solenoidi muniti di nucleo vanno fissati allo stesso, ad avvolgimento ultimato, con adatto collante.

Le bobine descritte sono state scelte tra le molte sperimentate perché consentono una facile e completa copertura delle gamme di maggior interesse. Ciò non toglie che se ne possano utilmente collaudare altre, anche per tentare di coprire bande diverse da quelle indicate: l'integrato convertitore ci consente infatti di spaziare dai 20 ai 200 MHz circa prima di rifiutarsi tassativamente di oscillare, condizione che in pratica si manifesta con una improvvisa e totale sparizione del fruscio di fondo. Volendo premunirsi di una bobina adatta per dare un'occhiata alle basse VHF, si possono avvolgere, su un nucleo analogo a quello di L_{3a} , 18 spire di filo di rame smaltato da otto decimi. Un metodo simpatico per esplorare le regioni «alte» della gamma VHF è invece quello di preparare una serie di forcelle ripiegando uno spezzone di filo argentato da $1 \div 1,2$ mm in modo da formare una «U» lunga circa 7 cm e larga 1 cm. Ciascuna di queste forcelle sarà poi gradualmente accorciata, in sede di sperimentazione, fino a ottenere la copertura delle frequenze che interessano.

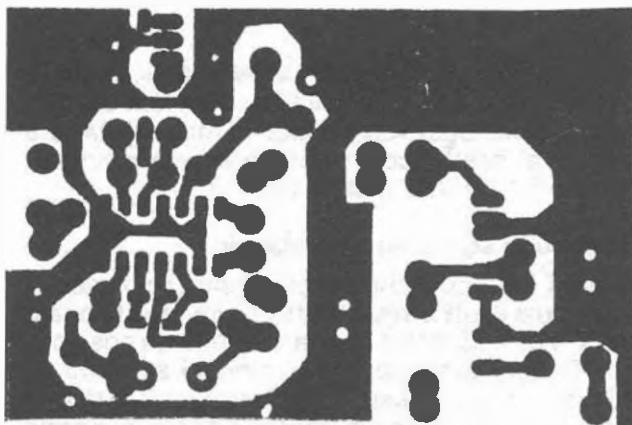
Concludendo questa divagazione sui componenti dell' «ALBATROS», una nota per gli immancabili superpigri: il trasformatore L_1/L_2 e il filtro ceramico a banda stretta F_1 , possono essere richiesti alla Ditta «La Semiconduttori» di Milano, mentre molti solenoidi adattissimi ai nostri scopi possono essere recuperati belli e pronti dai vecchi converters TV per VHF (banda III).

b) Al lavoro!: preparazione del circuito stampato e montaggio

Adesso che abbiamo raggranellato tutto quel che ci serve, rimbocchiamoci le maniche e vediamo di mettere insieme il tutto: innanzitutto, il circuito stampato. Taglieremo dunque una piastrina di 85×55 mm di buona vetronite (se possibile, di provenienza surplus militare; in ogni caso, occhio ai laminati scadenti nei quali il rame se ne va per i fatti propri alla sola vista del saldatore...), e vi riporteremo con attenzione e con la massima precisione la traccia indicata, servendoci degli adatti caratteri trasferibili (che poi comprimeremo accuratamente con un dito sulla piastrina onde assicurare una perfetta aderenza al rame) per tracciare le piste di collegamento e le piazzole di saldatura, e ricoprendo infine le ampie zone di massa mediante una penna per circuiti stampati. Dopo la corrosione e l'eliminazione dello strato protettivo, puliremo il rame strofinando energicamente con una gomma per cancellare, indi passeremo alla foratura: non esagerate col diametro della punta del trapano (non oltre i sei decimi) se non volete complicarvi troppo la vita con le saldature!

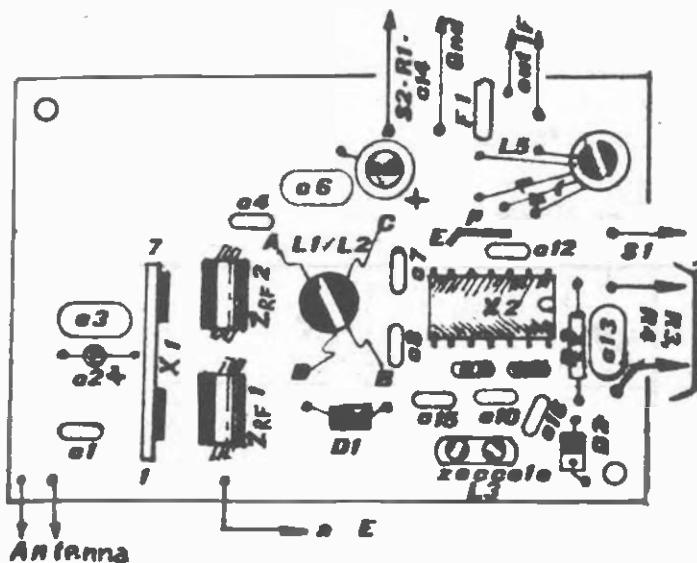
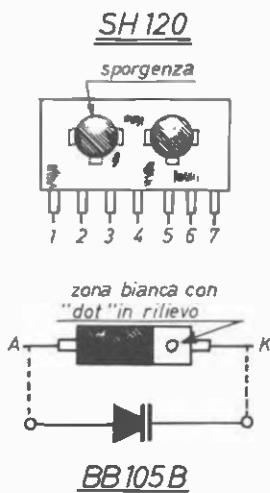


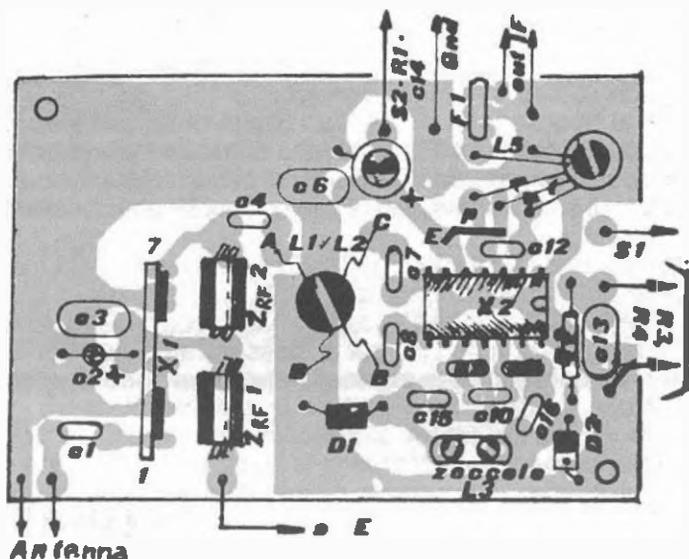
A questo punto ci potremo armare di un saldatore a punta sottile e di opportuna potenza (30+40 W) nonchè di un po' di filo sottile di lega saldante (stagno/piombo con anima deossidante) e ci daremo, con **calma** e metodo, al lavoro di assemblaggio delle parti, seguendo l'ordine consueto: zoccoli/resistenze/condensatori/induttanze/semiconduttori (lo SO42 P va montato sull'apposito zoccolo!). Da ultimi collegheremo i fili per la connessione dei componenti che trovano posto sul contenitore, servendoci di cavetto schermato per RF per la entrata e per l'uscita e, possibilmente, di piattina multipolare per gli altri collegamenti, onde evitare un eccessivo intrico di fili all'interno del contenitore, poco estetico e ancor meno funzionale.



Circuito stampato al naturale

*forza pierini e pelandroni!
è la vostra grande occasione*





Come anticipato, è assolutamente indispensabile sistemare la basetta ultimata in un contenitore metallico, che fungerà da schermo RF, e da supporto e conduttore di massa per gli elementi di controllo esterno (connettori, potenziometri, interruttori, led, terminali di alimentazione). Personalmente ho optato per un «Teko» mod. 333 (reperibile presso i distributori G.B.C.), abbastanza ampio da poter ospitare anche i circuiti periferici menzionati all'inizio, ma nel contempo sufficientemente economico. Il contenitore in questione dovrà potersi aprire velocemente e senza difficoltà per permettere la rapida sostituzione della L_3 . Nel prototipo dell' «ALBATROS» da me costruito, ho realizzato tutto il montaggio meccanico nella plancia del contenitore, lasciando completamente libero il coperchio, al centro del quale ho fissato una maniglietta cromata per cassette, reperibile presso i rivenditori di ferramenta, con la quale si può facilissimamente tirar via il coperchio stesso che, in condizioni normali, resta sufficientemente solidale al resto anche senza l'ausilio delle viti di chiusura; la maniglietta sul coperchio dà anche un tocco di simpatia al tutto.

Siamo finalmente giunti al faticoso momento della verità.

Un po' di meritato riposo, poi facciamo un po' d'ordine sul banco di lavoro, e, senza la dovuta trepidazione, procediamo!

la fase finale: collaudo, taratura...

Il collaudo e la taratura dell' «ALBATROS» si identificano praticamente nella semplice regolazione del nucleo della L_4/L_5 .

Ma procediamo con ordine: colleghiamo innanzitutto l'alimentazione, cui provvederà un buon alimentatore ben stabilizzato erogante 12 V e almeno un centinaio di milliampere. Insisto sulla necessità di una ottima «pulizia» e stabilizzazione della tensione di alimentazione perché ogni «ripple» o qualsiasi altro tipo di fluttuazione di questa porterà inevitabilmente a spasso con sé la capacità interna dei varicap, con le immaginabili conseguenze sul funzionamento del tutto.

Ciò fatto, innesteremo nello zoccolo la bobina L_{3a} (quella per la FM).

a) Taratura... capitalistica (con strumenti)

Sebbene non sia indispensabile, l'ausilio di un po' di strumentazione ci consentirà di ottenere i migliori risultati col minimo sforzo.

Dunque, colleghiamo al bocchettone d'antenna l'uscita di un generatore RF, anche non modulato, che copra le VHF, e all'uscita di media frequenza l'input verticale di un oscilloscopio avente almeno 10 MHz di banda passante, commutato per $50 \div 100$ mV/cm di sensibilità e per $0,5 \mu\text{s}$ (o meno, se possibile) in base dei tempi.

Non appena il nostro apparecchio sarà sintonizzato esattamente sulla medesima frequenza del generatore, sullo schermo dell'oscilloscopio apparirà una perfetta sinusoide a 10,7 MHz. Ci si munirà allora di un cacciavite anti-induttivo e si regolerà con cura il nucleo del gruppo L_4/L_5 per la massima ampiezza del segnale visualizzato. A seconda del segnale in ingresso, tale valore potrà raggiungere e superare il volt.



b) Taratura... alla poveraccia (con l'orecchiometro)

La taratura dell' «ALBATROS» può anche essere effettuata alla garibaldina, purché si disponga di un minimo di buona volontà.

Si colleghi allora a mo' di antenna uno spezzone di filo (per esempio uno dei cavetti di un tester) e in uscita un qualsiasi apparato in grado di rivelare il nostro segnale di media a 10,7 MHz in FM. Oltre che a tutti i «Communications Receiver» muniti di discriminatore FM, potranno andare bene tutte le varie «IF strips» pubblicate in abbondanza anche su cq, impieganti il TAA661, il TBA120S, lo SO41P eccetera, nonché lo stadio di media di una radiolina munita della gamma FM, o perfino un ricevitorino in reazione che copra i 10,7, purché l'ampio segnale di media uscente dall' «ALBATROS» non ne blocchi l'oscillazione.

In queste condizioni dovrete riuscire a captare il segnale di qualche emittente privata locale; scegliete il più chiaro e regolate il nucleo di cui sopra per la massima intensità sonora, ripetendo eventualmente l'operazione con altre stazioni più deboli, per una maggior precisione.

Qualsiasi metodo di taratura abbiate seguito, dovrete ora regolare i nuclei delle bobine intercambiabili indicate in precedenza (o variarne le dimensioni) per coprire le bande di vostro interesse.

e per finire... l'uso

Per concludere il nostro discorsetto, qualche considerazione sull'impiego dell' «ALBATROS».

a) **Converter VHF:** colleghiamo l'uscita dell' «ALBATROS» all'ingresso di un rx sintonizzato su 10,7 MHz e in grado di rivelare segnali modulati in frequenza e otterrete un poderosissimo ricevitore VHF.

b) **Ricevitore VHF:** il nostro apparecchio può essere adibito a unità a sè stante collegando in uscita un amplificatore di media/rivelatore FM a integrati. A tale scopo si vedano gli arretrati di cq (vedasi bibliografia) oppure... oppure si attenda la semplice e simpatica «IF Strip» che ho in cantiere!

c) **Analizzatore di spettro:** per questa applicazione tanto curiosa e affascinante ci occorre un generatore di denti di sega adatto a pilotare i nostri varicap e l'orizzontale di un buon oscilloscopio. Anche per questo «device» sono all'opera e non posso che rimandarvi ai prossimi numeri della Rivista; nel frattempo, datevi un'occhiata indagatrice al modernissimo apparato presentato da Luciano Paramithiotti sul numero di dicembre 1980 (vedi bibliografia).

d) **Visualizzatore di portante modulata:** con l'uscita IF collegata al verticale di un oscillografo da almeno 10 MHz di banda passante (vale tuttavia la pena di tentare anche se si dispone di un modello da soli 5 o 6 MHz) riuscirete a determinare l'ampiezza relativa, la profondità, e il tipo di modulazione di ogni emittente operante sulle frequenze coperte dal «nostro», sia essa il vostro tx sui 144 o sui 27 + 28 MHz, il radiomicrofono appena ultimato o la lontana stazione FM che disturba maledettamente quella di cui voi (guarda caso!) siete assidui collaboratori.

* * *

Il nostro «ALBATROS» può presentare, a seconda degli stadi che lo seguono, una sensibilità pari o inferiore al microvolt, e ha in ogni caso una invidiabile selettività. Per questo motivo, quando sia usato come convertitore in unione a un rx molto gagliardo, è bene non eccedere con la lunghezza dell'antenna per evitare di mandare in saturazione il tutto; negli altri casi si possono utilizzare vantaggiosamente un paio di metri di cavetto di rame ricoperto, uno stilo o anche una Ground-Plane per la FM o per i due metri. Se disponete di una buona presa di terra collegatela senza remore alla massa dell'apparecchio: diminuirà sensibilmente il rumore di fondo.

* * *

Ultimissimo discorsetto: non disponendo di veri e propri circuiti accordati d'ingresso l' «ALBATROS» convertirà indifferentemente e contemporaneamente tanto gli eventuali segnali aventi una frequenza superiore di 10,7 MHz a quella dell'oscillatore, che quelli aventi frequenza nella stessa misura inferiore. All'atto della ricezione, pertanto, una stessa emittente sarà sintonizzata in due distinti punti della scala di sintonia distanti fra loro $10,7 \times 2 = 21,4$ MHz. A questo inconveniente si fa in pratica l'abitudine non appena si familiarizza con l'apparecchio; è peraltro possibilissimo eliminare una delle immagini e quindi regolarizzare le cose ponendo un elementare preselettore semifisso (bobinetta e compensatore) in parallelo all'entrata. Anche per questo sono già all'opera, quindi ne riparleremo presto: per ora, sotto con l' «ALBATROS» e... buon lavoro! * * *

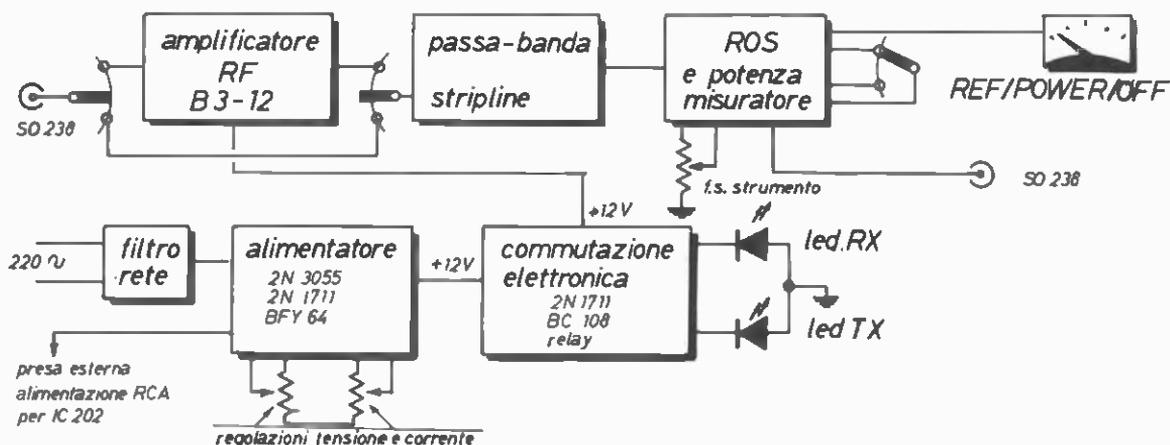
Complemento all'IC202

BQNS, Federico Sartori

L'apparecchio che descriverò è un complemento all'IC202 o simili per i 2 metri.

È composto da un alimentatore regolabile sia in tensione che in corrente fino a 5 A; da un amplificatore a RF in classe B con B3-12; da un filtro passa-banda a stripline; da un misuratore sempre a stripline di ROS e potenza; da un filtro di rete, e infine da un controllo elettronico per le funzioni di commutazione.

Con questo complemento l'IC202 risulta più efficace in molte occasioni quali contest o stazione fissa.



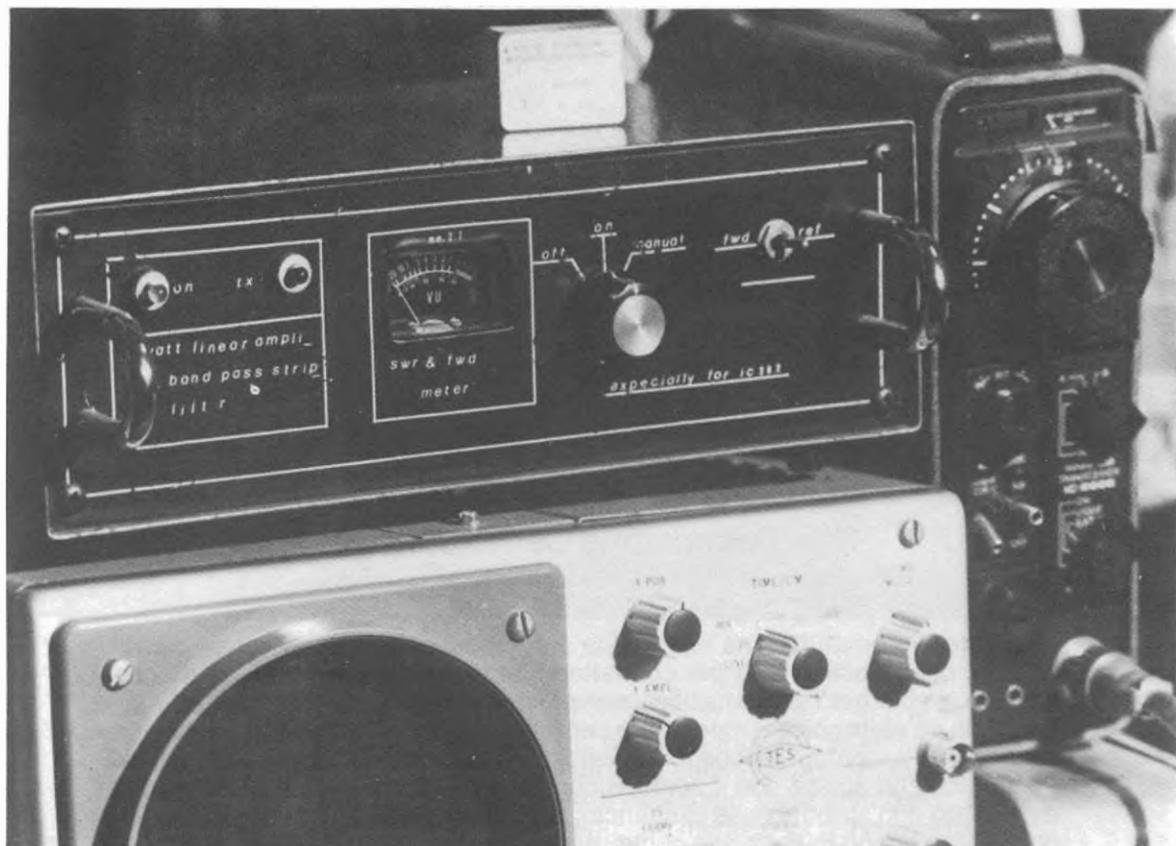
Schema a blocchi del «complemento» per IC202.

Il contenitore è un Ganzerli di 26 × 20 × 8 cm di dimensione nel cui pannello frontale trovano posto i due led per l'indicazione della funzione attuale, uno strumento illuminato per le misurazioni di ROS e potenza, un commutatore rotante a tre posizioni per la scelta della funzione desiderata, un selettore per ROS/POWER/OFF.

Nel retro troviamo l'aletta di raffreddamento del transistor dell'alimentatore, due fori per la taratura del filtro di banda, una presa per alimentare l'IC202, due bocchettoni coassiali + un potenziometro per il fondo scala dello strumento. I moduli descritti sono tratti da «VHF communications» e da **cq elettronica** (tranne l'amplificatore RF), quindi ampiamente provati e collaudati.

Filtro di banda
Amplificatore RF
Commutazione elettronica
Alimentatore
ROS e Power Meter

da VHF Communications 4/1969
STE note AN12-AY12
cq elettronica 3/1973
VHF Communications 2/1973
VHF Communications 1/1972



Nonostante la media complessità del «Complemento» il costo risulta abbastanza contenuto.

Due anni sono ormai passati e le modifiche effettuate sono state solo la sostituzione del B3-12 con il 2N5590 e l'adozione della commutazione elettronica; il resto, funzionando bene, non ha certo bisogno di modifiche.

Le foto lo mostrano un po' rovinato d'estetica ma d'altronde l'uso dello stesso in portatile durante contest e svariate operazioni in 10 GHz con i 2 metri come frequenza appoggio lo hanno reso per così dire «vissuto» ma d'altronde miglior collaudo di questo non poteve avere. Preciso che il «messaggio» fondamentale che intendo trasmettervi è la «logica» di complemento: vi indico anche le fonti dalle quali io ho tratto spunto: ciascuno può, peraltro, seguendo la stessa logica, usare schemi o moduli di sua ideazione.

FUNZIONAMENTO

Il funzionamento è semplice: dopo aver connesso i bocchettoni d'antenna e la presa di alimentazione all'IC202, accendere l'apparato con il commutatore rotante su ON; accendere ora l'IC202 che verrà così alimentato e sarà pronto per funzionare. Attenzione: anche se apparentemente «da solo» (l'IC202) è in serie al filtro passa-banda e al misuratore di ROS/POWER cosicchè sia in ricezione che in trasmissione l'IC202 usufruisce dell'utile filtro e inoltre si può misurare la potenza relativa e le stazionarie. Ricordo che la scala non è tarata per conoscere l'esatta potenza in uscita.

In questo momento è acceso il led verde; passando in trasmissione in questa prima posizione non usufruiremo quindi dell'amplificatore: dovremo comunque azzerare con l'apposito potenziometro posteriore lo strumento nella posizione POWER, commutando su REF leggeremo il ROS relativo; si può comunque escludere qualsiasi lettura sullo strumento posizionando su OFF il commutatore (a levetta) REF/POWER/OFF.

Posizionando il commutatore delle funzioni su «Automatic» rimangono invariate le precedenti funzioni solo che premendo il PTT del microfono passando in trasmissione verrà eccitato l'amplificatore a RF la cui potenza si aggira sui 10 ÷ 12 W. In questo caso bisogna ritarare il fondo scala dello strumento sempre con l'apposito potenziometro posteriore sulla posizione POWER, passare poi su REF per la lettura delle stazionarie.

Il tempo di rilascio è determinato da C_x e può essere variato a piacere. In questa funzione è acceso il led rosso.

Descrizione dei circuiti

Commutazione elettronica

Il circuito di commutazione elettronica è composto da un relay a tre scambi, due dei quali necessitano per connettere l'amplificatore in serie all'antenna, l'altro scambio per l'alimentazione sempre del lineare.

Tratto da **cq elettronica** e modificato per maggiore sensibilità trova posto su di un piccolo stampato. Sarebbe forse stato meglio disporre di una commutazione elettronica che agisce con il solo residuo delle partenze cosicchè nelle pause del parlato non si verificasse lo sgancio; per contro, in questo modo il lineare riposa meno tempo rispetto alla commutazione tipo VOX sopra citata. Ognuno si regoli di conseguenza.

Alimentatore

Lo schema dell'alimentatore è tratto da «VHF communications» 2/73 e originariamente alimentava un amplificatore con B3-12 e B25-12, quindi per le nostre esigenze va più che bene. Montando un solo transistor di potenza, è molto semplice ma ha il pregio (o difetto che dir si voglia) di richiedere un carico fisso di 50 mA prima di stabilizzarsi, che nel nostro caso è la lampadina dello strumento.

Nonostante i picchi nell'assorbimento superino 2,5 A, si è dimostrato sempre all'altezza con cali di tensione tollerabilissimi. È necessaria una discreta aletta di raffreddamento esterna per l'onesto 2N3055 che compie assieme a un economico 2N1711 e un BFY64 le funzioni di stabilizzatore. Il circuito stampato dell'alimentatore non essendo stato previsto dalla rivista è stato fatto da me, con in più l'adozione di un filtro di rete composto da quattro impedenze e qualche condensatore. Il trasformatore è sufficiente da 2,5 + 3 A mentre il ponte è bene surdimensionarlo perché tende a scaldare. Ricordo che sia la tensione che l'assorbimento sono regolabili tramite piccoli potenziometri; la protezione contro il corto circuito è eccellente, intervenendo istantaneamente sulla tensione.



Amplificatore RF

L'amplificatore RF comunemente detto «lineare» monta l'ormai noto B3-12 o 2N5590 su di un circuito ricavato direttamente dalle note applicative della STE la quale fornisco disegno, disposizione e cablaggio dello stampato; sarebbe stato inutile realizzarlo ex-novo, quando questo modello va più che bene e inoltre può essere previsto per la commutazione a RF tramite diodi e cavi $\lambda/4$. Il funzionamento è ottimo, non autoscilla anche se fuori accordo, gli adattamenti della entrata e uscita sono dolci e precisi. Lo si può acquistare in kit completo della ottima aletta di raffreddamento o autocostruirlo, in tutti i casi se il lineare deve essere usato in AM o FM consiglio vivamente l'aletta originale, per la SSB e CW va più che bene un raffreddamento di dimensioni più modeste. Raccomando di non piegare i terminali del transistor e di saldarli solo dopo aver fissato strettamente l'aletta al circuito stampato. Con semplici modifiche può anche funzionare in classe C per l'uso in FM.



Filtro di banda

L'amplificatore RF è seguito da un filtro di banda munito di bobine stampate, ovvero sia ricavate direttamente sul circuito stampato in rame. Questo circuito è di K. Maiwald, DJ4KH ed è stato pubblicato su VHF Communications 4/69; il suo funzionamento è sicuro e non critico. Consiglio di montarlo dentro uno scatolino tipo Teko oppure di vetronite, oppure ottone, ponendo cura alle saldature e alla distanza del bordo inferiore del contenitore che deve essere più di 10 mm dalla vetronite del circuito.

L'attenuazione stimata è di circa 0,5 dB e la curva di risonanza buona. Le entrate e le uscite sono effettuate tramite passanti in vetro saldati o avvitati a seconda del contenitore, e situati sui fianchi di esso.

Nell'eseguire le bobine stampate è bene attenersi il più possibile alle dimensioni originali, anche se sono ammesse piccole tolleranze. È bene che i compensatori, data la radiofrequenza e il Q elevato siano ad aria, mentre è bene non superare i 15 W_{RF} per non incorrere in inconvenienti. Non vi sono problemi di potenza con il B3-12 usato. *****



RAPPRESENTANTE PER L'ITALIA

CTC



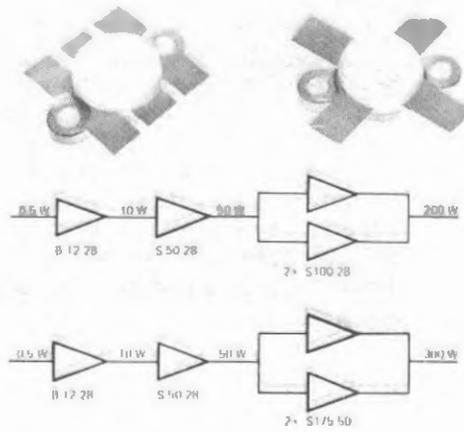
F

K

TRANSISTOR SERIE "S" PER FM 88-108 MHz

	COLL. VOLT V	POWER OUT W	POWER IN W	PACKAGE
S 50 28 (1)	28	70	10	K
S 100 28 (1)	28	100	20	K
S 175 28 (1)	28	175	20	K
S 25 50	48	25	4	K
S 100 50	48	100	10	K
S 175 50 (1)	48	175	20	K
CD3740 (1,5,200 50) 1	48	200	30	K
CO4318 (2)	40	150	15	F

nota 1 normalmente a stock - nota 2 base a richiesta



DOCUMENTAZIONE, ASSISTENZA TECNICA E PREZZI INDUSTRIA A RICHIESTA.

ST E s.r.l. - via maniago,15 - 20134 milano - tel. (02) 215.78.91-215.35.24 - cable stetron

Proteggiamo «casse» e «finali» senza manomettere l'impianto con il nuovo limitatore in alternata

Antonio Puglisi

Secondo il titolo, in linea di principio questo progetto è dedicato alla Grande Confraternita Universale degli Audiofili. È stato infatti sviluppato su specifica e pressante richiesta di Uno di Loro che, pur avendo acquistato un finale da 100 + 100 W (Quad 405), non voleva però rinunciare al superbo sound delle sue meravigliose casse acustiche da 50 W per canale; e viveva perciò continuamente tormentato dall'ansia e dal timore che, magari in seguito a una banale distrazione non intenzionale della moglie, spingendo il volume dei «finali» al massimo, un giorno o l'altro avrebbe assistito alla tragica fine prematura di quei suoi insuperabili e preziosissimi diffusori.

Io sapevo che, aggiungendo una sola resistenza su ciascuno degli stadi d'ingresso del Quad 405, la potenza dell'amplificatore si sarebbe senz'altro dimezzata. Se non che, il mio caro MaxiPatito dell'Amplificazione Ultralineare non voleva assolutamente manomettere l'impianto.

Non restava quindi che ripiegare su un «fusibile» incredibilmente rapido: un progetto d'oltre Oceano (figura 1) capace, in caso di sovraccarico, di «staccare» l'impianto servito dalla rete-luce entro pochi microsecondi.

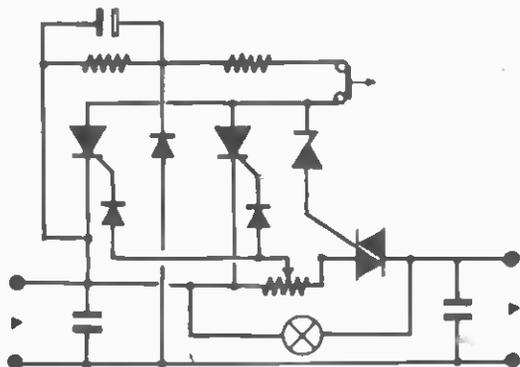


figura 1

Schema del «fusibile» d'oltre Oceano.

Pertanto — ragionavo — per proteggere le casse, sarebbe bastato tarare il dispositivo per un'uscita massima di 100 W complessivi. Solo che non avevo ancora fatto i conti col forte spunto dei grossissimi elettrolitici di filtro dell'alimentatore del Quad 405...

Fu così che, due settimane dopo, previa abbondante alettatura della resistenza di caduta (quella in serie al diodo zener) da 15 W, avendo approntato il fatidico marchingegno dentro un bel contenitore di alluminio annerito (figura 2) che finiva in breve per scaldare come una piccola stufa, all'atto del collaudo, invece di lasciar passare la corrente, a ogni nuovo tentativo di accensione dell'amplificatore, il tanto decantato interruttore elettronico andava inevitabilmente in ... blocco!

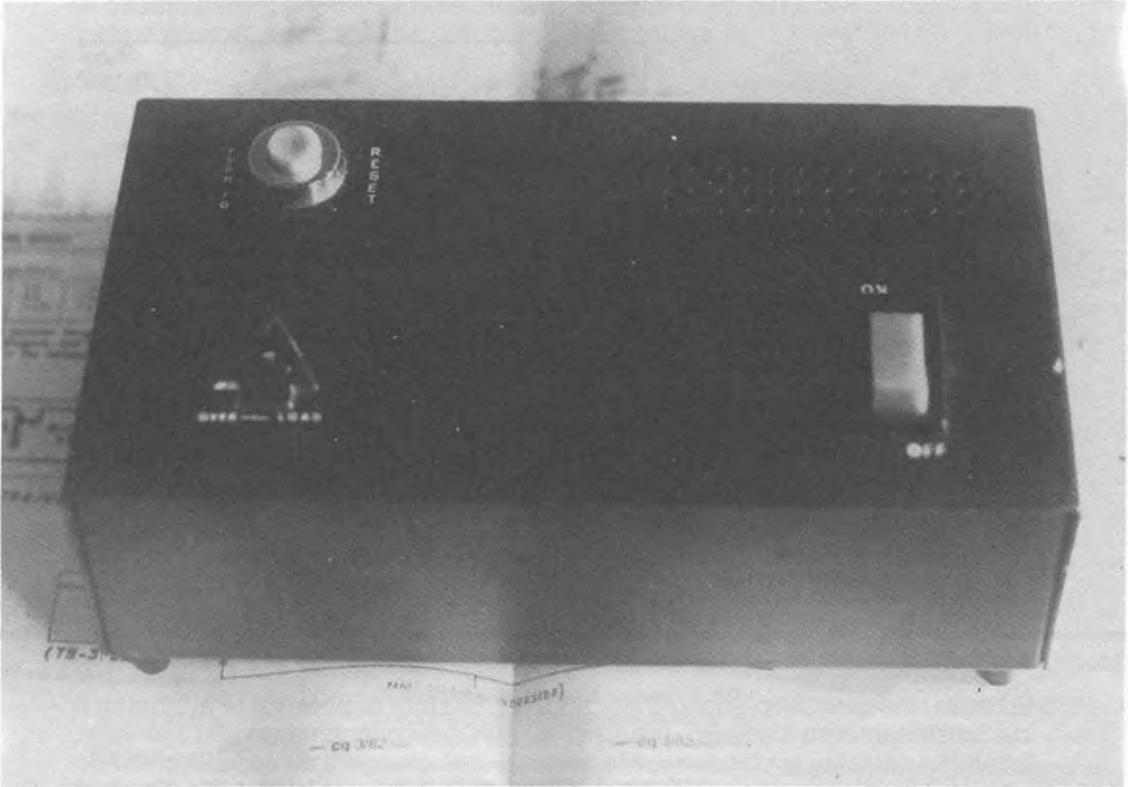


figura 2

La prima realizzazione, rivelatasi poi inutilizzabile (notare i fori per aerare la grossa resistenza in circuito).

A questo punto, però, non era più possibile tirarsi indietro. Occorreva, anzi, salvare la faccia trovando al più presto la soluzione necessaria per superare l'inghippo imprevisto.

Innanzitutto bisognava eliminare quella grossa resistenza calorifera. Quindi, pur mantenendo la rapidità d'intervento propria dei semiconduttori per azionare l'eventuale «distacco» a scopo protettivo dell'impianto e, in definitiva, delle casse acustiche, occorreva trovare un sistema in grado di superare lo «spunto» degli elettrolitici dell'alimentatore; nonché quello dovuto a possibili altri

«picchi istantanei» dell'amplificatore di potenza, dei quali — per non privare quest'ultimo di tutta la possibile estensione dinamica — bisognava pur prevenire l'occorrenza. Si doveva, in ultima analisi, introdurre nel circuito di «blocco» una lieve inerzia, rispetto al troppo rapido tempo di risposta agli «spunti» del progetto inutilizzabile, in modo da ottenere infine un **interruttore rapidissimo, molto sensibile e selettivo**, capace di intervenire pure nel caso di una repentina eccessiva dissipazione dei finali, sinonimo di sovraccarichi o malfunzionamenti e, quindi, foriera di «brucature», prima o poi.

Un paio di notti dopo, ecco l'idea: un reed-relay, fatto agire alla massima velocità adoperandolo in apertura, così da sfruttare la forza elastica caratteristica delle lamine metalliche a tornare in posizione «off» nel caso di immediata interruzione del passaggio di corrente nella bobina.

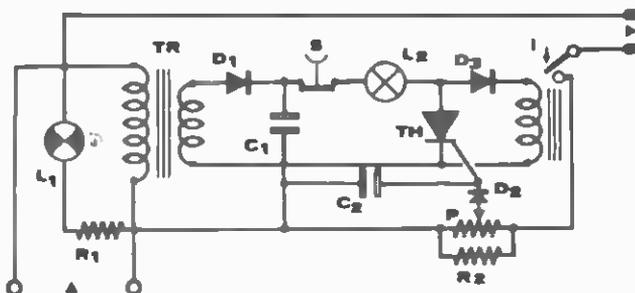


figura 3

Il nuovo circuito del limitatore di potenza in alternata.

R_1 120 k Ω

R_2 vedi testo

C_1 1.000 μ F

C_2 250 μ F

D_1, D_2, D_3 1N4004

L_1 lampada al neon

L_2 lampada di voltaggio pari a quello del secondario di TR

TR trasformatore con secondario di voltaggio pari o di poco inferiore al voltaggio nominale del relay usato

I è un reed-relay o altro relay con contatti normalmente aperti

TH BTY30/50 o altro SCR di bassa potenza

S pulsante di reset, normalmente chiuso.

Ed ecco, in figura 3, lo schema del nuovo limitatore di potenza in alternata, il cui funzionamento è davvero intuitivo: all'atto del collegamento alla rete-luce, le lamine del relay si chiudono, e la corrente può giungere all'apparecchio servito; quindi, in caso di sovraccarico, ai capi di R_2 si ha una differenza di potenziale tale da innescare lo SCR che, agendo da interruttore in chiusura, interrompe l'erogazione di corrente alla bobina del relay, facendo accendere nel contempo la lampada spia L_1 .

Eliminato il sovraccarico, per riattivare il tutto basta togliere la corrente allo SCR, premendo S per un attimo. P serve invece per variare il punto d'intervento del limitatore, da zero (= nessun intervento) al massimo (= intervento al massimo assorbimento di corrente previsto).

Perfetto, vero?! Vediamo allora come dimensionare R_2 in previsione di un carico massimo pari a 110 W, ossia 0,5 A su 220 V. Sapendo che per fare condurre lo SCR basta meno di un volt in corrente continua, ma considerando che qui si utilizza un raddrizzatore a una sola semionda, e che P costituisce un lieve carico in derivazione su R_2 ; tenendo anche conto delle tolleranze dei vari componenti, nonché delle perdite, per starci dentro abbondantemente, ma soprattutto

to per facilitare il calcolo a tutti gli autocostruttori principianti, nella formula $R = V/I$ basterà assegnare a V il valore di un volt (salvo, poi, a ridurre per difetto, secondo la scala dei valori commerciali delle resistenze). R_2 sarà perciò pari a: $1:0,5 = 2$. Si sceglierà, quindi, una resistenza da $1,8 \Omega$, con la sicurezza di potere fruire ancora di una buona escursione di P (controllo della massima potenza servita agli apparecchi da proteggere).
 Un altro esempio: per un assorbimento massimo di 220 W, pari a 1 A su 220 V, R_2 sarà pari a $1:1 = 1$ (valore commerciale della resistenza da usare: $0,82 \Omega$).



A questo punto, dopo aver presentato il disegno di un possibile circuito stampato (figura 4), resta solo da dire che, oltre a servire per l'impianto hi-fi, il limi-

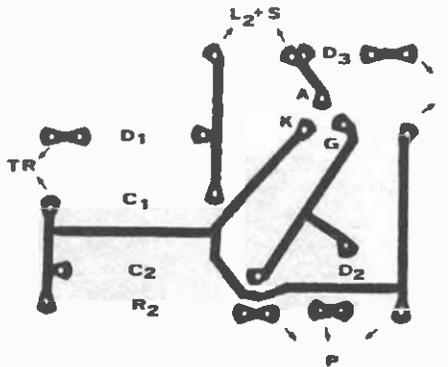
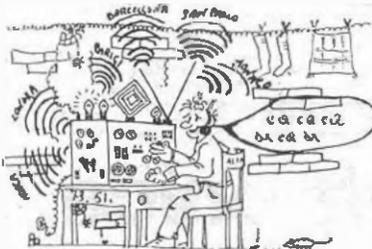


figura 4

Disegno del circuito stampato.

BASTA CON I QSO INCOMPRESIBILI



Finalmente un corso completo a difficoltà programmata particolarmente indicato per studenti e persone autodidatte che vogliono apprendere una lingua in forma corretta e completa.

Si assimilano le regole grammaticali attraverso letture, dettati, conversazioni ed esercizi da inviare ai ns. insegnanti per la correzione ed eventuali spiegazioni.

Si apprende la giusta pronuncia e la corretta intonazione del discorso, la formulazione delle frasi idiomatiche mediante l'ausilio della parte fonica che facilita notevolmente l'allievo rendendolo disinvolto nell'esprimersi.

INOLTRE

Il corso comprende una terminologia completa per radio amatori e CB, che permette di effettuare qualsiasi discorso sia tecnico che generale riguardanti un QSO.

Ritagliare e spedire in busta chiusa a:
 WORLD LANGUAGES
 via Curtatone 11 - 60122 ANCONA

Desidero ricevere delucidazioni su un corso di lingua:

- INGLESE
- FRANCESE
- TEDESCO
- SPAGNOLO
- RUSSO

COGNOME

NOME

via n°

Tel.

CAP

CITTA'

PR

tatore serve anche a **garantire lunga vita** a tanti altri apparati, dal televisore a colori alla grattugia elettrica (sapete quanto costa fare ribobinare un macina-caffè o un frullino?...).

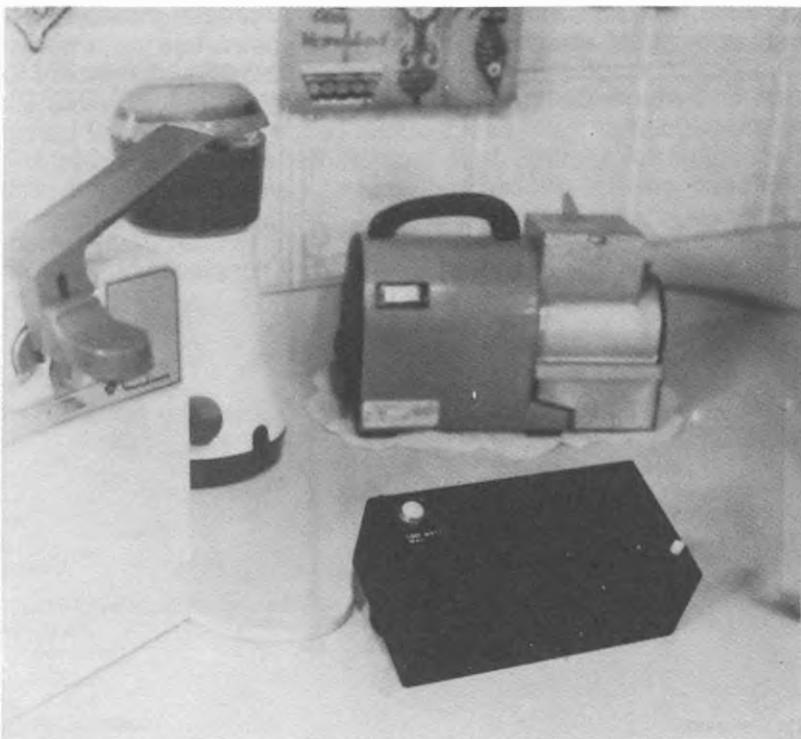


figura 5

Il limitatore può servire anche a proteggere i «tesori» della XYL.

A differenza dei soliti disgiuntori termici, i quali per lo più intervengono quando un certo danno si è già provocato, il limitatore agisce infatti con la massima rapidità, e ciò anche quando, nei casi meno delicati — la protezione dei motori, per esempio — sarà possibile impiegare i normali relay che certamente ciascuno di noi tiene sempre da parte nel famoso cassetto del ciarpame.

AVANTI con **cq elettronica**

CODICI

nella telefonia e nella trasmissione dati

Marco Minotti, perito in telecomunicazioni

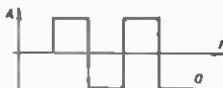
Parecchi di Voi, a sentire parlare di codici, penseranno alle applicazioni che hanno avuto nel traffico normale delle radiocomunicazioni per trasmissioni dati ma pochi di Voi hanno fatto uno studio approfondito in materia.

Per riempire questa lacuna vi illustrerò i sistemi che vengono usati nella telefonia e nella trasmissione dati.

Per trasmettere un'informazione binaria si può agire nel seguente modo:

1° METODO

Mediante l'inversione di una corrente continua, detto anche sistema a doppia corrente:



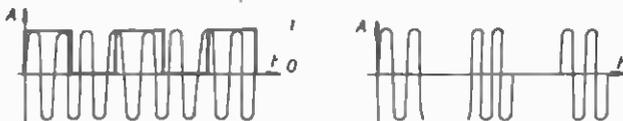
2° METODO

Sistema a corrente semplice; il segnale ha un salto di tensione fra due valori assegnati:



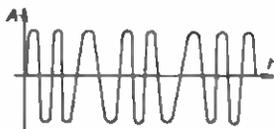
3° METODO

Si può trasmettere un impulso mediante l'interruzione di una sinusoide (modulazione di ampiezza):



4° METODO

Mediante un brusco salto di frequenza fra due valori fissi appropriati:



5° METODO

Mediante una brusca variazione di fase di un'onda sinusoidale. Negli istanti di salto fra i due valori viene invertita la fase del segnale:



TRASMISSIONI IN BANDA BASE

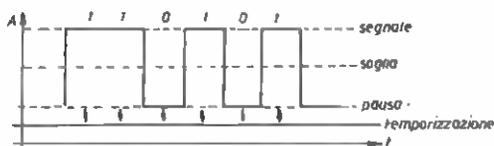
Le trasmissioni in banda base sono sistemi dove non si modula (senza modulazione).

Le trasmissioni in banda base si dividono in due tipi: nel primo tipo il segnale non passa mai per l'asse dei tempi (livello zero) per questo è chiamata trasmissione NRZ (non ritorna a zero) compresa quindi fra due valori.

Nel secondo tipo il segnale passa per lo zero ed è chiamata trasmissione RZ (ritorna a zero).

ESAMINIAMO I DIVERSI TIPI DI TRASMISSIONI:

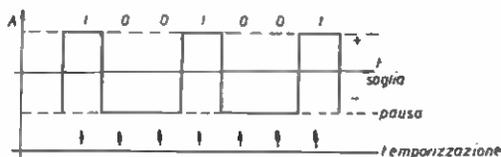
- Trasmissione a due valori in banda base NRZ:



Per l'interpretazione del segnale è necessaria una temporizzazione per cui il segnale acquisterà il significato di 0 o 1 a seconda che in corrispondenza del clock (del temporizzatore) la sequenza del segnale presenti valore 0 o 1. La funzione del temporizzatore serve quindi per rilevare il vero segnale alto o basso (1 o 0).

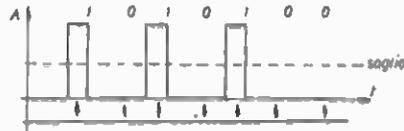
Questo viene fatto tramite un flip-flop.

- Trasmissione a due valori polarizzata NRZ:



Con l'inversione di corrente, non c'è mai un istante in cui il segnale sta a zero.

- Trasmissione a due valori RZ:

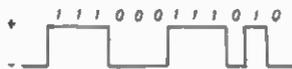


L'intervallo di tempo viene diviso in due parti e viene mandato per mezzo periodo a due valori uno 0 e uno positivo (1), come è chiaramente indicato in figura.

- Trasmissione a due valori polarizzata NRZ con decodifica.

(METODO DI CODIFICA DIFFERENZIALE):

1) Informazione base



2) Cambiato di stato



3) Spostato di un periodo



4) Ricostruzione segnale



Attraverso processi logici si effettua una transizione di stato (da zero a uno e viceversa) solo quando è presente lo stato 1 positivo. Quest'informazione viene registrata tramite **registri di memoria** che includono i vari segnali successivamente poi tramite dei temporizzatori si riprendono gli stessi segnali.

Per la rivelazione si prende la sequenza ricevuta e la si trasla tutta di un segno (intervallo) poi si confrontano le due, dove c'è discordanza si ha uno stato 1 positivo, dove c'è concordanza si ha uno zero.

Questo si può fare tramite un circuito OR ESCLUSIVO e si chiama perciò METODO DI CODIFICA DIFFERENZIALE.

Questo perché i circuiti logici sono previsti per queste funzioni.

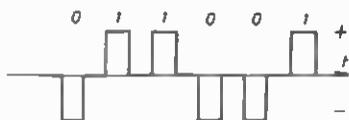
Facciamo un esempio chiamando i due ingressi della porta OR-ESCLUSIVA X e Y e l'uscita semplicemente U.

Si ottiene questa tabella:

X	Y	U
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

ONDE A TRE LIVELLI:

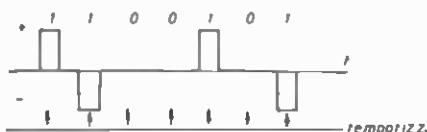
- Onda a due valori RZ polarizzata:



Questa onda è **AUTOPOLARIZZANTE**, perché c'è sempre un istante di intervallo (zero) fra un impulso e un altro.

- Onda a due valori bipolare RZ.

Per indicare lo stato caratteristico 1 si usano alternandoli impulsi positivi e negativi con ritorno a zero; per indicare lo stato zero si usa il livello zero. È necessaria una temporizzazione e mediamente si elimina la componente continua che è però presente anche se in minima parte se tra due «1» intercorre un tempo piuttosto lungo.



Per eliminare la componente continua si ricorre alla seguente rappresentazione codificando lo stato 1 con una coppia di polarità in sequenza (un positivo seguito da un negativo), lo stato zero rimane come prima:



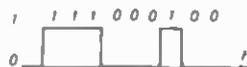
TRASMISSIONI CON MODULAZIONE

1° CASO-MODULAZIONE DI AMPIEZZA

È una trasmissione di segnali binari con modulazione d'ampiezza.

- La modulante è una NRZ a due valori non polarizzata.
- La portante è sinusoidale:

1) Modulante

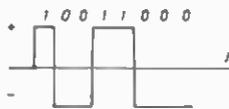


2) Modulata



MODULAZIONE ON-OFF

— La modulante è una NRZ a due valori polarizzata:



modulante



modulata

Dove la modulante ha ampiezza 1, la modulata ha ampiezza piena; dove la modulante ha ampiezza 0, la modulata ha ampiezza piena, ma segno opposto.

Questo è il caso in cui modulazione d'ampiezza e di fase coincidono. Quando si fa la modulazione di fase si cerca di avvicinarla a questo esempio.

2° CASO-MODULAZIONE DI FREQUENZA



3° CASO-MODULAZIONE DI FASE

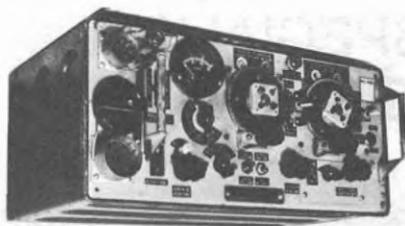
All'atto della transizione si ha uno spostamento di fase di 180° e si ritorna al caso della modulazione d'ampiezza già precedentemente trattato.

(segue sul prossimo numero)

Signal di ANGELO MONTAGNANI

Aperto al pubblico tutti i giorni sabato compreso
ore 9 - 12,30 15 - 19,30

57100 LIVORNO - Via Mentana, 44 - Tel. (0586) 27.218 - Cas. Post. 655 - c/c P.T. 12585576



CONTINUA LA VENDITA DEI 19 MKII
come da rivista cq n. 11.1981
L. 100.000 + 25.000 i.p.

CONTINUA LA VENDITA DEI TX-T-14
per radio libere, come da cq elettronica
n. 11-1981
L. 200.000 + 30.000 i.p.

LISTINO GENERALE 1982
N. 100 PAGINE - 172 FOTO
TUTTO AGGIORNATO
LIRE 10.000 - COMPRESO S.P.
PAGAMENTO - VAGLIA ORDINARI
ASSEGNI DI C/C
FRANCOBOLLI



sommario

- 21 offerte e richieste
- 23 modulo per inserzione
- 24 pagella del mese
- 27 indice degli inserzionisti
- 29 Storie di scarsa sensibilità e di «anziani» ricevitori (Fanelli)
- 37 Circuiti RLC, RC attivi, R attivi, a commutazione, eccetera eccetera
(Pallottino per ELETTRONICA 2000)
- 49 Volete collegarvi con K6DXK? (Di Pietro)
- 51 Completiamo l'ALBATROS (Veronese)
- 60 EMERGENZA! (Panicieri)
- 70 AIRONE (Lucarelli)
- 84 Calibratore ca/cc (Bennici)
- 88 I LIBRI DELL'ELETTRONICA
- 89 CODICI nella telefonia e nella trasmissione dei dati (Minotti)
- 98 l'amplificazione logaritmica (Mazzotti)

EDITORE
DIRETTORE RESPONSABILE
REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ
40121 Bologna-via C. Boldrini, 22-(051) 552706-551202
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

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

s.n.c. edizioni CD
Giorgio Toti

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 24.000 (nuovi)
L. 23.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 2.000 ciascuno
Raccoglitori per annate L. 7.500 (abbonati L. 7.000).

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 del 10% su tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 27.000
Mandat de Poste International
Postanweisung für das Ausland
payable à / zahlbar an

edizioni CD
40121 Bologna
via Boldrini, 22
Italia

Storie di scarsa sensibilità e di «anziani» ricevitori ovvero come migliorare un RX con poche klire e con parecchia soddisfazione

I0YQV, Giorgio Fanelli

Sarà capitato a tutti in un momento della propria vita di ritrovarsi ad ascoltare una stazione DX e di sentire tanti di quei disturbi da credere di essere in ascolto di una stazione rara e trovarsi poi a parlare con un europeo.

Capita quando non si ha un ricevitore sofisticato con sintonia digitale, memorie, scanner, etc incorporati.

D'altra parte non si può avere sempre l'ultimo ricevitore! Se poi si è agli inizi, è d'obbligo cominciare con un vecchio valvolare come chi incomincia a portare la macchina non si fa subito il turbo ma inizia con la 500 o simili.

Magari poi succede, come è successo a me, che ci si affeziona al primo ricetrasmittitore e si cerca in tutti i modi di rivalutarlo con circuiti, modifiche, filtri vari.

Fra i vari circuiti che ho provato in questi mesi assieme all'amico Marco Minotti ci è piaciuto questo che unisce una alta affidabilità e un sicuro successo costruttivo, chiaramente abbiamo parlato di valvole ma il circuito va benissimo anche con ricetrasmittitori a transistor, etc.

Non rimane ora dopo le brevi note che andare a presentare questo circuito:

un PRESELETTORE a FET per 10-80 metri completo di attenuatore

Questo preselettore è indicato specialmente per operare ai margini delle tre bande alte delle HF 14-21 e 28 MHz.

Può essere inserito in qualsiasi RX e offre allo stesso una maggiore sensibilità e una selettività addizionale in tutte le bande HF.

Aiuta a ridurre le «immagini» e in generale incrementa la ricezione.

Risolve anche problemi generati dal sovraccarico degli stadi amplificatori dei ricevitori ovvero sull'intermodulazione e sulle immagini.

DETTAGLI CIRCUITALI

Questo circuito non richiede nessuna modifica al ricevitore a cui è applicato ed è completo in tutte le sue parti esclusa l'alimentazione che deve essere fornita o dall'apparato o tramite un piccolo alimentatore a parte.

Lo schema elettrico è visibile in figura 1.

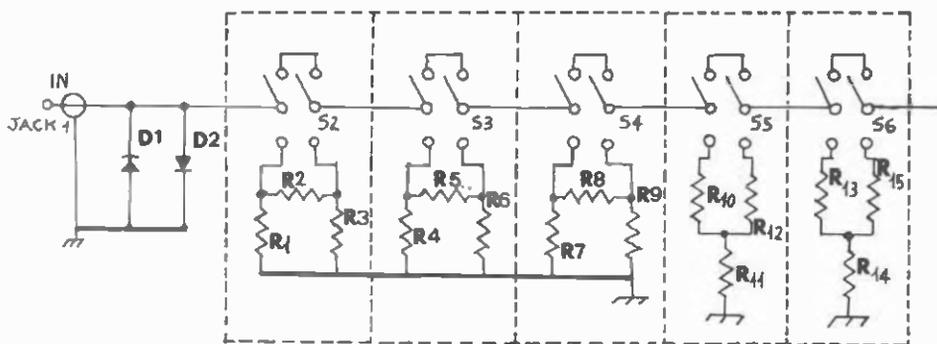


figura 1

- R₁ 330 Ω
- R₂ 18 Ω
- R₃ 330 Ω
- R₄ 150 Ω
- R₅ 33 Ω
- R₆ 150 Ω
- R₇ 82 Ω
- R₈ 91 Ω
- R₉ 82 Ω
- R₁₀ 43 Ω
- R₁₁ 11 Ω
- R₁₂ 43 Ω
- R₁₃ 43 Ω
- R₁₄ 11 Ω
- R₁₅ 43 Ω
- R₁₆ 220 kΩ
- R₁₇ 22 Ω
- R₁₈ 150 Ω
- R₁₉ 6,8 kΩ
- R₂₀ 22 Ω
- R₂₁ 27 kΩ

Non tutti i valori sono standard, per questo si possono richiedere serie/parallelo o una selezione oppure in ultima ipotesi dei trimmer da tarare.

C₁ 25 pF + 25 pF, doppia sezione

C₂ 80 pF (max), variabile a compressione

C₃, C₄, C₅, C₆, C₇, C₈, C₉, C₁₀, C₁₁ 10 + 60 pF

C₁₂, C₁₃, C₁₄, C₁₅ 1 nF

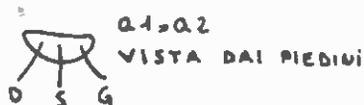
J₁ 1 mH

D₁, D₂ 1N4007

Q₁, Q₂ MPF102

S₁ commutatore 4 vie, 6 posizioni (buona qualità)

S₂, S₃, S₄, S₅, S₆ deviatori 2 vie, 2 posizioni.



*facile
e utilissimo*

80 metri

L₂-L₁₁ 85 spire filo Ø 0,25 mm su toroide T50-2
 L₁-L₁₂ 5 spire stesso filo avvolte su L₂-L₁₁ rispettivamente

40 metri

L₄-L₁₃ 40 spire filo Ø 0,25 mm su toroide T50-2
 L₃-L₁₄ 3 spire stesso filo avvolte su L₄-L₁₃ rispettivamente

20 metri

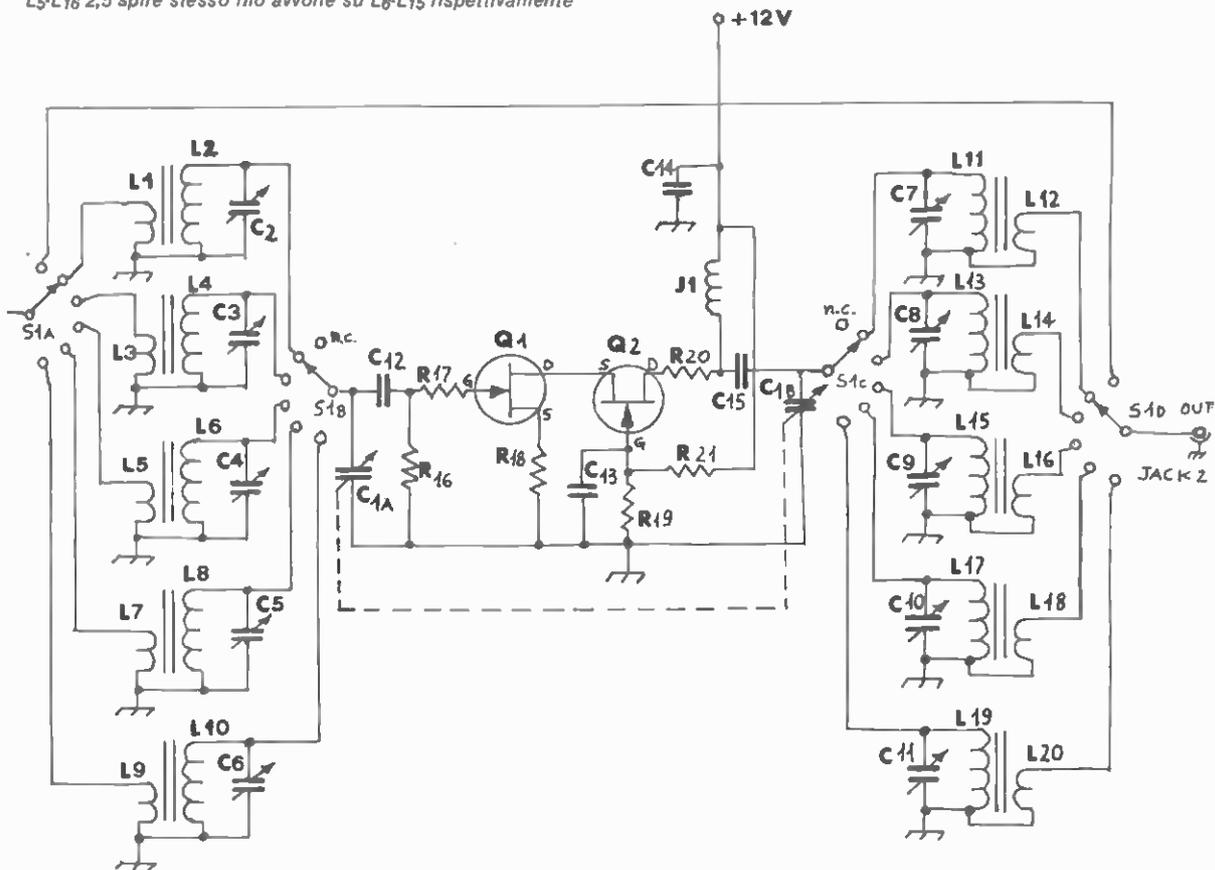
L₆-L₁₅ 20 spire filo Ø 0,6 mm su toroide T50-2
 L₅-L₁₆ 2,5 spire stesso filo avvolte su L₆-L₁₅ rispettivamente

15 metri

L₈-L₁₇ 13 spire filo Ø 0,6 mm su toroide T50-6
 L₇-L₁₈ 2 spire stesso filo avvolte su L₈-L₁₇ rispettivamente

10 metri

L₁₀-L₁₉ 10 spire filo Ø 0,6 mm su toroide T50-6
 L₉-L₂₀ 1,5 spire stesso filo avvolte su L₁₀-L₁₉ rispettivamente
 Il filo delle bobine è del tipo smaltato del diametro indicato.



I circuiti accordati d'ingresso e d'uscita consistono in una capacità d'accordo del preselettore C₁ e bobine ad alto Q avvolte su piccoli nuclei toroidali.

Ogni bobina ha un trimmer capacitivo per l'allineamento.

L'avvolgimento secondario è addizionato e serve per adattare l'uscita all'impedenza dello stadio d'ingresso dell'apparato che è 50 Ω; per altre impedenze vanno chiaramente ricalcolati.

Il cambio di banda è ottenuto da S₁, un commutatore in miniatura di buona qualità multipolare.

La posizione OFF serve per by-passare il selettore senza escludere l'attenuatore.

Il circuito è composto dai «soliti ignoti», ovvero due MPF102: niente da dire oltre che i due jfet sono in configurazione cascode che non richiede particolari schermature e cure.

Il vantaggio di questa configurazione è di ridurre la capacità d'ingresso e d'uscita a una frazione di picofarad, tanto bassa che non richiede neutralizzazioni nelle bande HF.

La corrente di drain è bassa, tanto che il circuito potrebbe lavorare ugualmente con una batteria da 9 V per radio a transistor; si avrebbe però un abbassamento del guadagno e della dinamica.

Altrimenti il solito piccolo alimentatore da 12 V.

Nel caso di alimentazione a batteria è richiesto un piccolo interruttore ON-OFF sul positivo altrimenti il circuito sarebbe sempre in funzione.

Il guadagno in ogni banda è stato sistemato circa intorno ai 20 dB tramite l'aggiustamento del rapporto spire dei trasformatori RF.

Il circuito in effetti potrebbe fornire un'amplificazione superiore ai 30 dB ma questo non è stato fatto in questo preselettore per evitare il sovraccarico dei primi stadi RF del ricevitore in uso che potrebbero non sopportare una simile amplificazione.

COSTRUZIONE

Il preselettore è contenuto su uno stampato grande $17,5 \times 9$ cm in vetronite singola faccia mentre l'attenuatore si può montare direttamente sul davanti della scatola, con dei piccoli schermetti fatti con ritaglio di alluminio per evitare disturbi.

La scatola è di alluminio, di tipo commerciale, e nel pannello frontale trovano posto i cinque interruttori e il commutatore di banda più la capacità di accordo C_1 .

Nel pannello posteriore troveranno posto il cavo d'alimentazione più i due connettori a 50 Ω del segnale.

Occhio soprattutto all'isolamento fra i circuiti sintonizzati d'ingresso e d'uscita che è di estrema importanza.

Nel caso di inneschi un piccolo schermo fra Q_1 e Q_2 può essere di estremo aiuto.

I toroidi sono tenuti in posizione con una goccia di collante per modellisti.

Lo schermo che separa le due sezioni di C_1 è posto a massa sullo stampato con un corto filo.

Questo filo provvede a una schermatura fra la sezione A e quella B. Durante l'assemblaggio di questo preselettore è consigliabile l'uso di un dissipatore termico quando si saldano i transistori.

Se un'eccessivo calore arriva al contenitore del transistor, questo potrebbe rovinarsi.

I diodi di protezione dello stadio RF sono montati direttamente su J_1 . Un cavo coassiale subminiatura (RG174 o simili) è usato per connettere l'ingresso all'attenuatore e da questo al preselettore, poi dall'uscita di questo verso J_2 .

Due parole sull'attenuatore che è costituito da partitori resistivi: in pratica, inserendo questi, si può variare a piacere l'attenuazione e si possono fare pure delle misure sperimentali con l'ausilio di un buon S-meter, al limite si può riallineare quest'ultimo, le attenuazioni sono composte partendo dalla prima cella di 3 dB, la seconda di 6 dB, la terza di 12 dB e le ultime due di 20 dB e si possono comporre: inserendo per esempio il primo e il secondo interruttore si hanno $3 + 6 = 9$ dB; $3 + 12 = 15$ dB; $12 + 6 = 18$ dB, e così via; inserendoli tre, o tutti cinque, sempre se riuscite a sentire qualcosa!

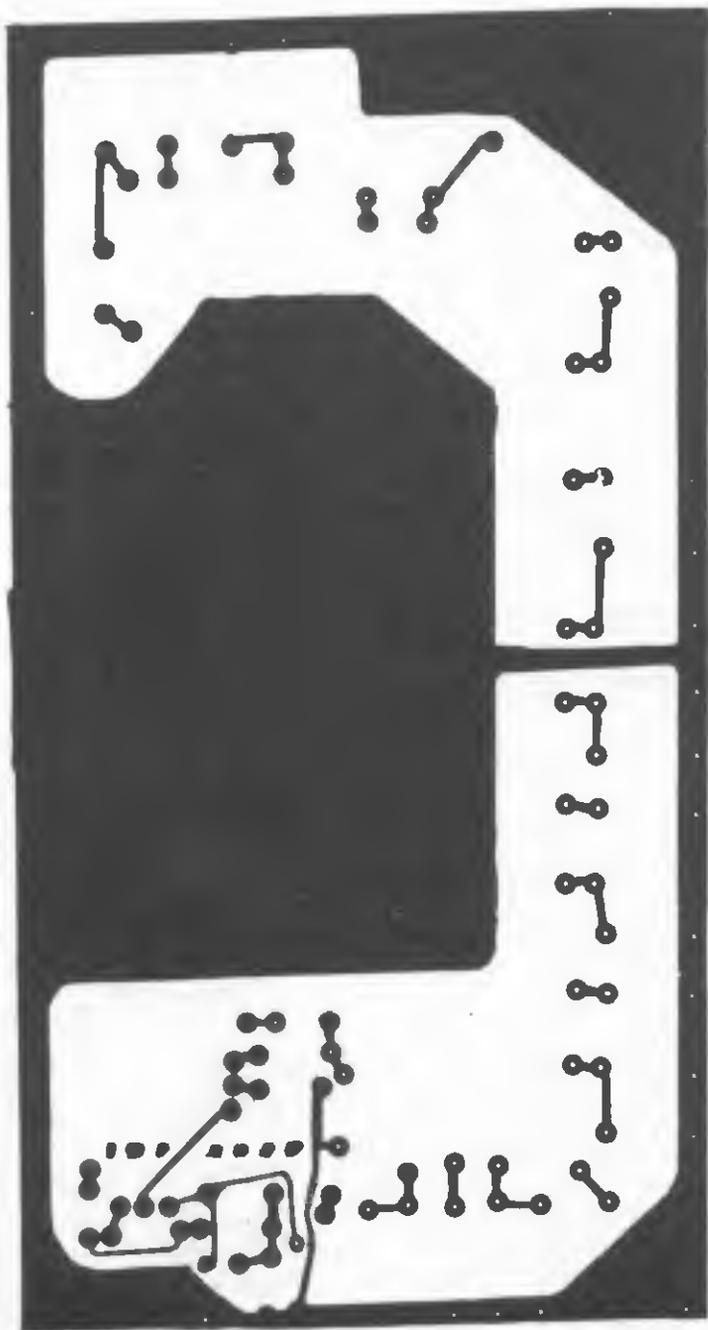


figura 2

Circuito stampato, lato componenti

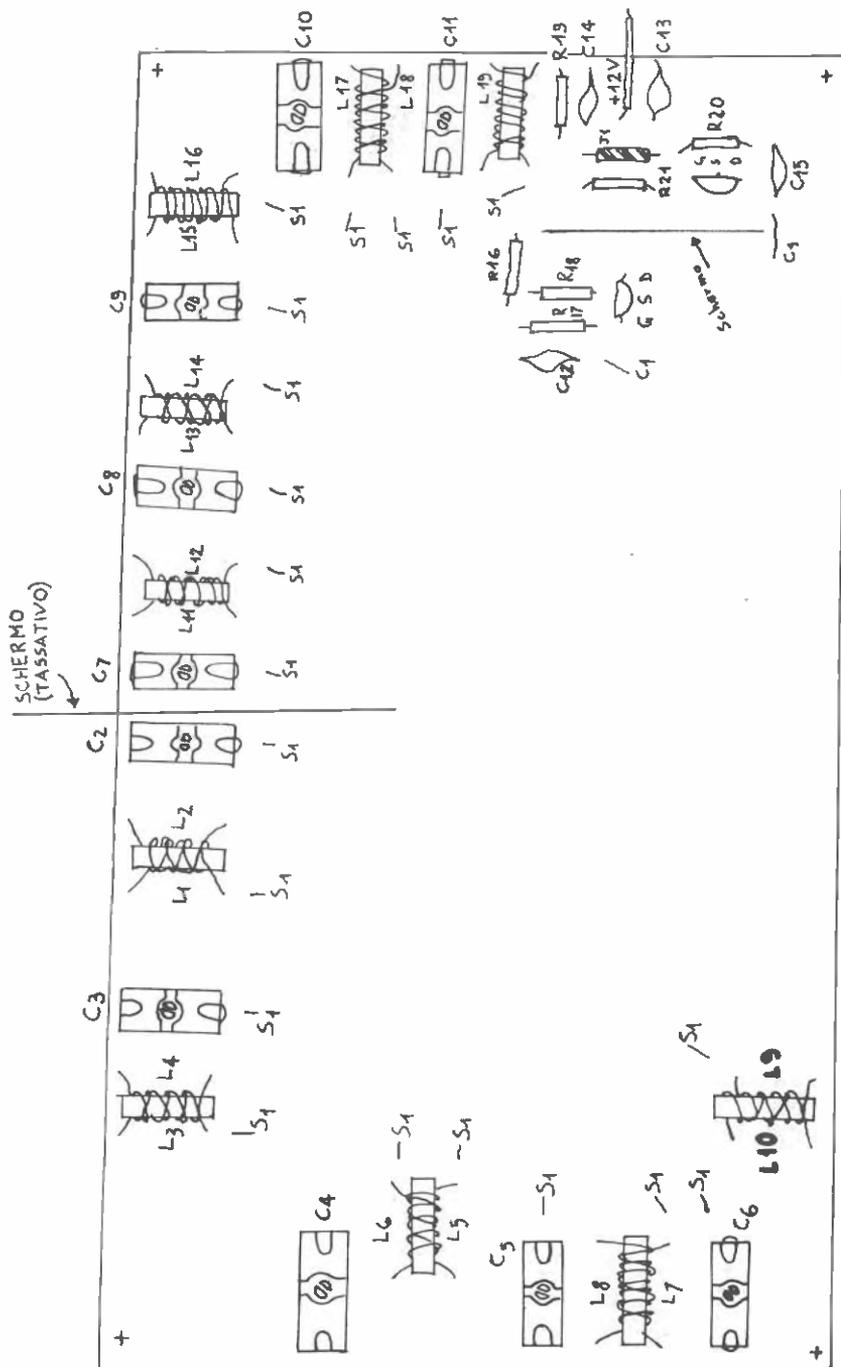


figura 3

Disposizione componenti

TARATURA

Una volta completato il circuito, bisogna allineare il preselettore con l'ausilio di un generatore di segnali.

Va bene in mancanza del generatore di segnali un grid-dip-meter di cui sia nota e precisa la scala di taratura.

Si potrebbe inoltre tentare, in mancanza di strumenti, una taratura banda per banda con l'ausilio di una stazione, meglio di un amico che si offre per questa taratura.

Vediamo il modo migliore di tarare il circuito del preselettore con l'ausilio di un generatore.

Si collega, tramite un corto spezzone di cavo coassiale, il generatore RF collegato dopo l'attenuatore oppure direttamente a J_1 , disinserendo completamente l'attenuatore e il preselettore al ricevitore tramite J_2 , avendo cura di attenuare il segnale tanto da non fargli eccedere su J_1 i $100 \mu V$ (S9), se no corriamo il rischio di sfasciare l'ingresso del ricevitore.

Cominciando con i 10 m, si predispongono C_1 , per la minima capacità, cioè con le lamelle fuori.

Il segnale va sintonizzato nel punto più alto della banda.

Poi si aggiustano i trimmer C_6 e C_{11} , per la massima lettura sullo S-meter del ricevitore.

Per i ricevitori non dotati di S-meter va bene la taratura a orecchio per il massimo volume in uscita anche rilevabile con un comune voltmetro in parallelo all'altoparlante.

Ripetere questa procedura per le altre bande agendo sui trimmer relativi.

Per le bande più basse troverete un punto d'accordo più acuto (alto). Questo perché la selettività è dovuta ai trasformatori ad alto Q che a causa dell'abbassamento delle frequenze avuto su queste bande tendono a far alzare il Q.

Se questo preselettore verrà usato con dei ricetrasmittitori, l'unità dovrà essere commutata fuori linea quando si trasmette, altrimenti si rischia di danneggiare le bobine toroidali e i transistori dell'unità stessa.

Se il ricetrasmittitore ha, come per la maggioranza dei casi, una presa per l'antenna di ricezione, consiglio di collegare a quella presa il preselettore commutando l'antenna con un relay esterno alternativamente sull'uscita del RTX o sull'ingresso del preselettore, secondo i casi.

ULTIMI CONSIGLI

Ultimi consigli, magari per evitare perdite di tempo e di denaro: prima di accingersi a questa costruzione bisogna rimediare i toroidi non di sempre facile reperibilità in Italia (vedi STE o altri importatori), poi bisogna comprare C_1 a due sezioni di buona qualità così come i piccoli compensatori di banda, meglio se Celectro o simili.

Particolare cura richiedono i collegamenti con il commutatore 4 vie, 6 posizioni: non intrecciate i fili per evitare fastidiosi effetti di induttanza che potrebbero crearvi problemi in fase di taratura banda per banda, evitate saldature fredde e di usare pasta salda, soprattutto se non usate lo stampato cercate di non avvicinare gli accordi d'ingresso con quelli d'uscita. Ricordate, in caso di una taratura precaria, di agire sui toroidi diminuendo o aumentando di una spira l'avvolgimento e di agire con lentezza sulle capacità magari mettendoci un po' di tempo per avere una taratura definitiva su tutte le bande.

Per finire, attenzione alle schermature e alla scatola che deve essere di metallo.

Mi pare di avere detto tutto su questo circuito; non mi rimane di dirvi che in caso di qualsiasi problema sono pronto a rispondere su queste pagine insieme a Marco.

Allora che aspettate?

Saldatore in mano e tanta voglia di riuscire!

CIAO!

BIBLIOGRAFIA

The Radio Amateur's Handbook, 1978-79.

Understanding Amateur Radio.

cq elettronica, vari numeri.

XELECTRON (rimandiamo lì per le tabelle Amidon).*****

ultimissimi giorni in edicola:



XELECTRON

Scheda video per il vostro up (Vidmar)

Bozza di progetto per un VFO computerizzato (Becattini)

Un byte da una tastiera esadecimale (Prizzi)

«La prova del nove» (Crispa)

Grafica vettoriale direttamente dal Data Bus (Casaroli)

Acquisizione dati da otto canali analogici (Anselmi)

Tutto quello che avreste voluto sapere sulle EPROM

... e non avete mai osato chiedere (Sinigaglia)

Interfacciamo la TI-57 (Ibridi)

GP User's Group

Circuiti RLC, RC attivi, R attivi, a commutazione, eccetera eccetera

ing. Gianvittorio Pallottino

Tanti e tanti anni fa nell'elettronica tradizionale la realizzazione di filtri ad alta selettività era basata esclusivamente sull'uso di circuiti contenenti resistenze, condensatori e induttori, detti in breve «circuiti RLC» (figura 1).

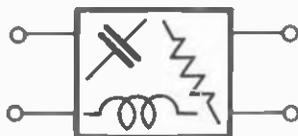


figura 1

Circuito RLC.

Sembrava allora che la realizzazione di un filtro a banda stretta, sia a radiofrequenza che in campo audio, non potesse aver luogo altro che mettendo insieme una opportuna, ingombrante e spesso costosa manciata di induttori e di condensatori.

Si riteneva in quei tempi remoti che i circuiti a resistenze e condensatori, detti in breve «circuiti RC», fossero adatti a realizzare solo sistemi a bassa selettività quali il classico amplificatore ad accoppiamento RC, qualche retina d'integrazione e di derivazione, e poche altre coserelle.

Se però si voleva un bel filtro a banda stretta per eliminare una data frequenza (notch) un bel circuito selettivo per esaltare certe frequenze o anche un circuito che in risposta a un impulso generasse un bel treno di onde sinusoidali non si poteva fare a meno di usare anche induttori accanto agli elementi R e C.

Tutto ciò era vero allora ed è vero anche oggi (a parte le ovvie eccezioni il cui scopo è quello appunto di confermare la regola) purché si considerino solo i circuiti passivi, che come è noto sono quelli che non contengono elementi attivi, ossia amplificatori.

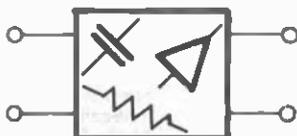


figura 2

Circuito RC attivo.

Le cose cambiano invece se si considerano «circuiti RC attivi» (figura 2); tutti coloro che hanno realizzato nella loro carriera almeno un normale amplificatore a controreazione sanno infatti che se va male l'oggetto oscilla maledettamente, se va malino si hanno delle folli risonanze agli estremi della banda con effetti di ringing nella risposta all'onda quadra, e se va bene l'amplificatore funziona onestamente.

Scartando dunque il caso dell'amplificatore che oscilla, perché qui non ci interessa, e scartando il caso in cui funziona onestamente, perché assai improbabile, resta il caso dell'amplificatore che funziona come filtro ad alta selettività, magari a 60 kHz o a qualche frequenza del genere.

Nacque così l'idea di utilizzare gli amplificatori non solo per amplificare ma anche per costruire vari tipi di filtri a banda stretta con il grosso vantaggio di poterli realizzare anche alle basse frequenze in cui gli induttori dei filtri classici RLC diventano particolarmente ingombranti, costosi e antipatici.

Non dimentichiamo infatti che l'induttore è l'elemento passivo più riottoso e indisponente che esista: è più che mai soggetto alla presenza di elementi parassiti, cioè in pratica non è mai un vero induttore ma è pieno di resistenze in serie, di capacità in parallelo e altri marchingegni, ha un campo magnetico che dovrebbe essere confinato al suo interno e invece va in giro da tutte le parti inducendo disturbi e captando segnali altrui. E poi gli induttori a nucleo ferromagnetico possono comportarsi anche come elementi non lineari.

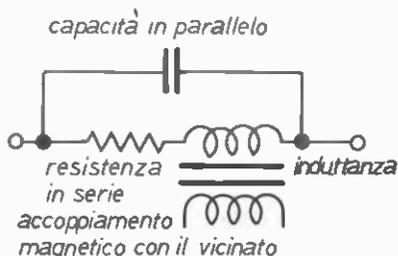


figura 3

Mostruosità circuitale di un induttore

Ma nel frattempo il costo degli elementi attivi in elettronica calava vertiginosamente; uno o più transistori venivano a costare molto meno di un induttore ed era molto ragionevole perciò, anche dal punto di vista economico, usare i circuiti RC attivi al posto dei tradizionali RLC. Ecco allora che i progettisti di filtri audio si gettavano voracemente sul circuito alla Sallen e Key di figura 4, sul circuito a controreazione multipla alla Delyannis di figura 5 e su cose del genere.

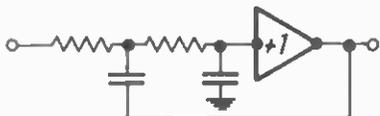


figura 4

Circuito RC attivo di Sallen e Key.

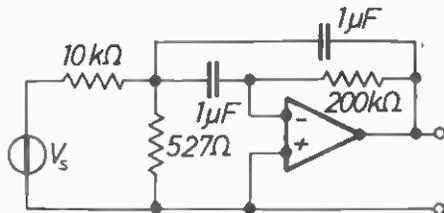


figura 5

Filtro RC attivo di Delyannis (passabanda a controreazione multipla con frequenza di risonanza di 16 Hz, Q di 10 e guadagno di 20 dB).

Il numero minimo di condensatori necessario per la realizzazione di questi filtri è pari all'ordine del filtro, cioè al valore massimo dell'esponente in cui la variabile $j\omega$ figura al denominatore della funzione di trasferimento.

Per esempio nell'ovvio caso del filtro passabasso del primo ordine si ha

$$W(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (1)$$

e occorre un solo condensatore.

Nel caso del filtro passabanda del secondo ordine si ha

$$W(j\omega) = \frac{j\omega a}{(j\omega)^2 + j \frac{\omega \omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2)$$

e, mentre la realizzazione RLC richiede un condensatore e un induttore, la realizzazione RC attiva richiede due condensatori.

Il progetto di questo tipo di circuito è descritto ampiamente nei libri e nei manuali [1,2] ed è facile vedere immediatamente che per esempio il circuito di figura 5, che utilizza un amplificatore operazionale ad altissimo guadagno, può essere modificato nella frequenza di risonanza moltiplicando per un medesimo fattore tutti i valori dei condensatori oppure tutti i valori dei resistori (attenzione però a non usare un valore troppo alto per la resistenza di reazione). Ma se vogliamo usare questo circuito a una frequenza un po' alta, per esempio a 160 kHz, e proviamo a portare in conseguenza i valori dei condensatori da 1 μ F a 100 pF ci troveremo molto probabilmente nei guai perché a quella frequenza ben difficilmente il guadagno dell'operazione sarà infinito (cioè in pratica molto alto) come richiedono le procedure classiche di progetto.

La risposta sarà quindi assai diversa da quella prevista e non avremo più una risonanza con un bel Q come andavamo cercando.

Il fatto è che il progetto classico dei filtri RC attivi richiede amplificatori con guadagno reale e con valore ben preciso, idealmente indipendente dalla frequenza, oppure con valore elevatissimo. Ma questo è verificato in pratica per gli operazionali integrati di uso comune solo fino a qualche kilohertz, o poco oltre la banda audio.

Si può naturalmente riprogettare tutto in modo da tener conto delle variazioni del guadagno con la frequenza, ma la cosa si complica alquanto.

Ancora una volta però quello che sembra un difetto che crea solo problemi può dall'ingegno umano essere costretto a piegarsi ai nostri voleri.

Qualcuno si è chiesto: ma perché ad alta frequenza l'amplificatore si comporta in questo modo e soprattutto quale modello possiamo usare per rappresentarlo?

Un semplice e buon modello per un onesto amplificatore operazionale integrato del tipo a compensazione interna, come il 741, è quello di figura 6.

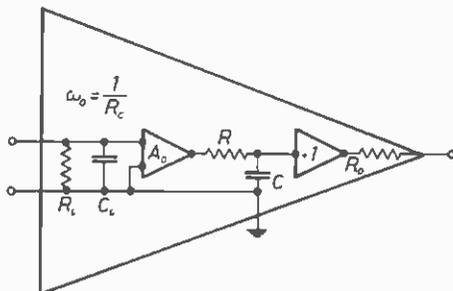


figura 6

Modello per la dipendenza dalla frequenza delle caratteristiche di un amplificatore operazionale integrato.

Il modello esprime in sostanza la dipendenza del guadagno dalla frequenza secondo la formula

$$A(\omega) = \frac{A_0}{1 + j(\omega/\omega_0)} \quad (1)$$

dove A_0 è il guadagno in continua e $\omega_0/2\pi$ è la frequenza di taglio a 3 dB. Nel caso del 741 questa formula è molto realistica fino alla frequenza di 200 kHz. «Ma allora» ci si è detti «l'amplificatore contiene già dei circuiti RC o qualcosa che ad essi è equivalente dal punto di vista delle variazioni del guadagno con la frequenza».

«E se provassimo a sfruttare proprio questi RC, che sono i colpevoli della riduzione del guadagno ad alta frequenza, per realizzare una nuova famiglia di filtri che non usano condensatori esterni?»

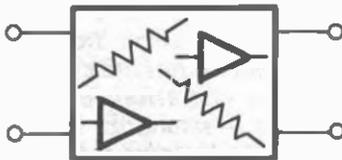


figura 7

Circuito R attivo.

Fu così che, verso il 1973 della nostra era, irrupero sulla scena i cosiddetti filtri «R attivi» realizzati esclusivamente con resistenze e amplificatori integrati ad alto guadagno.

In realtà le prime versioni usavano anche qualche condensatore, ma in numero inferiore a quello necessario per una realizzazione di tipo RC attiva; per esempio un solo condensatore per fare un filtro del secondo ordine, come si vede dallo schema di figura 8, tratto dal primo di una serie di lavori che furono pubblicati su questo argomento [3].

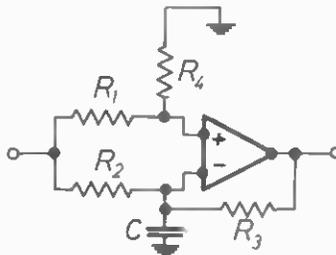


figura 8

Filtro passabanda impiegante il polo interno dell'amplificatore operazionale.

L'aspetto interessante di questi circuiti non è tanto e solo quello teorico: si tratta in sostanza di usare in modo utile ai nostri scopi quella che in genere viene considerata una limitazione dell'operazionale, cioè l'esistenza di una frequenza di taglio superiore.

Con questi circuiti è dunque possibile ottenere prestazioni utili a frequenze alquanto più elevate rispetto a quelli progettati nell'ipotesi di guadagno elevatissimo e indipendente dalla frequenza.

Riflettendo un attimo su quanto si è detto a proposito dei filtri RC attivi e sul modello di figura 6 è facile rendersi conto che con questa tecnologia un filtro di ordine n richiede n amplificatori.

Il classico filtro passabanda del secondo ordine richiede dunque almeno due amplificatori e un numero imprecisato di resistori per minimizzare il quale si è sbrigliata la fantasia di diversi Autori.

In realtà si è cercato soprattutto di sviluppare schemi di filtri a bassa sensibilità rispetto alle variazioni delle grandezze che caratterizzano i componenti sia attivi che passivi (valori delle resistenze, di A_0 e di ω_0), che consentissero di ottenere elevati valori di Q e che fossero facilmente accordabili su una ampia gamma di frequenze.

Uno schema interessante è quello di figura 9, che presenta un limite superiore di frequenza teorico dato dal prodotto banda-guadagno $A_0\omega_0$ dell'amplificatore operazionale o, più precisamente, dalla radice quadrata del prodotto tra i valori $A_{01}\omega_{01}$ e $A_{02}\omega_{02}$ relativi ai due amplificatori [4].

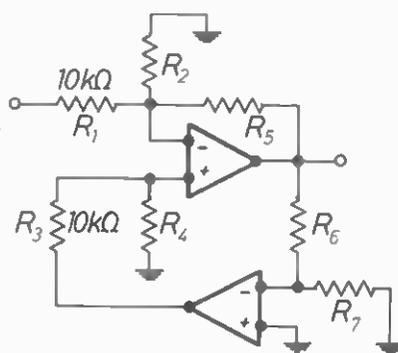


figura 9

Filtro R-attivo impiegante due operazionali di tipo 741.

Alle frequenze più elevate si hanno per tale circuito le seguenti espressioni semplificate per la frequenza di risonanza:

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{A_{01} \omega_{01} A_{02} \omega_{02}}}{\sqrt{(1 + \beta_2)(1 + \beta_3)}} \quad (2)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{A_{01} \omega_{01}} \left(1 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{\beta_1}{\beta_0} \right) \quad (3)$$

dove $\beta_0 = R_1/R_5$

$\beta_1 = R_1/R_2$

$\beta_2 = R_3/R_4$

$\beta_3 = R_6/R_7$

I risultati sperimentali ottenuti con lo schema di figura 9 sono in ottimo accordo con i calcoli. Per esempio con $R_2 = 3,1 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 2,1 \text{ k}\Omega$, e $R_7 = 9,9 \text{ k}\Omega$ si è ottenuta una frequenza di 173 kHz e un Q di 11 con uno scarto minimo rispetto ai valori calcolati (175 kHz e 10).

Vari altri schemi sono stati presentati da altri Autori e un semplice procedimento di progetto è stato presentato tra l'altro su *Electronic Engineering* dalla signora M.K.Li e dal Signor C.W.Li dell'Università di Hong Kong [5].

È interessante notare che nell'analisi di questi filtri l'espressione del guadagno dell'operazione che è data dalla (1) si semplifica in genere nella forma

$$A(\omega) \cong \frac{A_0 \omega_0}{j\omega} \quad (4)$$

perché in pratica la frequenza di taglio propria degli amplificatori ha valori compresi tra qualche hertz e qualche decina di hertz sicché è trascurabile rispetto alla frequenza di lavoro del filtro.

* * *

Uno degli aspetti più interessanti e divertenti dei filtri RC attivi che, come abbiamo visto, sono costituiti da reti contenenti solo resistenze, condensatori e amplificatori, ma consentono di realizzare ogni sorta di circuiti risonanti e non, consiste nel fatto che mettendoci dentro anche un po' di interruttori è possibile realizzare filtri a frequenza variabile su comando elettrico [6, 7].

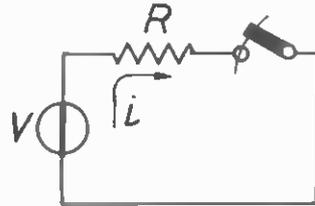


figura 10

Resistenza con interruttore azionato periodicamente.

Il concetto è semplice: se abbiamo una resistenza R e, come in figura 10, gli poniamo in serie un interruttore azionato periodicamente a frequenza molto alta tutto avviene come se la resistenza avesse un valore R' più alto di quello nominale R secondo la formula.

$$R' = RT/T_{ON} \quad (5)$$

dove T è il periodo di azionamento dell'interruttore e T_{ON} il tempo in cui è chiuso.

Infatti la corrente che scorre in R non è più $I = V/R$ sempre, ma solo quando l'interruttore è chiuso e quindi la corrente media nel tempo è

$$I' = \frac{V}{R} \frac{T_{ON}}{T} \quad (6)$$

da cui si ottiene appunto la (5).

Se allora si prende un filtro RC attivo e si mette un interruttore azionato periodicamente in serie a ciascuna resistenza si riesce a spostare lungo l'asse delle frequenze la caratteristica di risposta.

Si può dimostrare che è possibile risparmiare interruttori usandone un numero pari a quello dei condensatori del circuito e sistemandoli in modo da separare la parte R dalla parte C del filtro: lo scopo è quello di congelare i processi di carica e scarica dei condensatori quando gli interruttori sono aperti ottenendo così un rallentamento globale della dinamica e quindi uno spostamento verso le basse frequenze, secondo il rapporto

$$d = \frac{T_{ON}}{T} \quad (7)$$

che è poi il duty-cycle degli interruttori.

Un esempio è dato dal circuito di figura 11 che è derivato dal filtro di figura 6: si vede chiaramente che quando gli interruttori sono aperti i condensatori sono separati dai resistori e restano in posizione di attesa, quando gli interruttori si chiudono il circuito funziona normalmente.

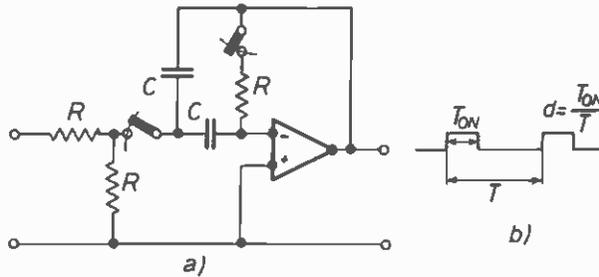


figura 11

Esempio di filtro a duty cycle variabile:
a. schema del circuito;
b. forma d'onda di comando degli interruttori.

Le curve sperimentali di figura 12 indicano la traslazione della risposta in frequenza secondo il duty-cycle d degli interruttori che naturalmente devono essere azionati tutti contemporaneamente.

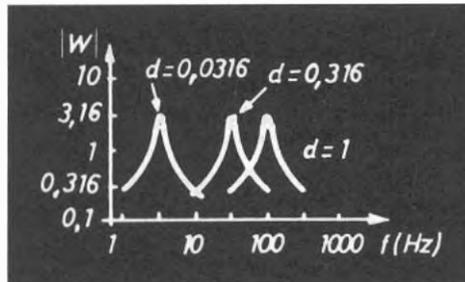


figura 12

Risposta in frequenza per tre valori del duty cycle.

In termini matematici si può dire che un circuito che ha una funzione di trasferimento $W(j\omega)$ viene ad avere dopo l'inserzione degli interruttori una funzione di trasferimento che dipende dal duty-cycle degli interruttori secondo la legge.

$$W(j\omega, d) = W(j\omega/d) \quad (8)$$

Per quanto riguarda il comando degli interruttori, che saranno ovviamente di tipo elettronico, per esempio a fet, quello che occorre è un sistema di conversione tensione-duty-cycle a frequenza più o meno costante (alta rispetto a quella massima del segnale) se si vuole poter comandare elettricamente la frequenza di lavoro del filtro.

Allora gli analogici si sbizzariscono nell'uso di multivibratori di vario tipo, mentre i digitali metteranno mano a clock, a demoltipliche e circuiti logici opportunamente accrocchiati; gli amanti dell'informatica non mancheranno poi di prevedere un microelaboratore «dedicato» al comando del filtro! (ma in tal caso sarebbe forse meglio ricorrere a un filtro digitale).

Ma una volta che ci siamo messi sulla strada degli interruttori vediamo di percorrerla ancora un po' perché ci sono altre soluzioni interessanti.

Una di queste è il cosiddetto filtro a N-sentieri (N-path filter) [6, 8, 9] la cui realizzazione più semplice è illustrata in figura 13.

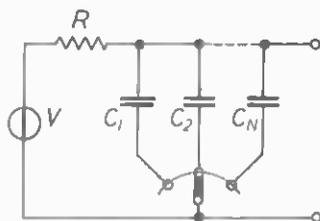


figura 13

Si tratta in sostanza di N condensatori che vengono periodicamente collegati a massa a una frequenza di commutazione f_c .

Poiché ogni condensatore è collegato all'ingresso prima, è N volte il valore di RC, la sua costante di tempo, per quello che si è detto prima, è N volte il valore di RC, e quindi la larghezza di banda non è più $1/2\pi RC$ ma $1/2\pi NRC$.

Però questa larghezza di banda non si trova più attorno solo alla continua, cioè a frequenza zero, ma anche attorno a f_c , a $2f_c$, e così via.

Di questo è facile rendersi conto se si considera un segnale d'ingresso la cui frequenza è proprio esattamente f_c . Ciascuno dei condensatori «vede» sempre la stessa tensione d'ingresso, relativa a una certa fase del segnale, e ad essa si carica rapidamente presentandola poi in uscita. L'uscita è dunque una gradinata costituita da una sequenza dei valori del segnale alle sue diverse fasi, tanto più accurata quanto maggiore è il numero N dei condensatori. Se il segnale d'ingresso è a frequenza diversa da f_c allora entra in gioco la dipendenza dalla frequenza del circuito RC, la cui costante di tempo è, come si è visto, NRC per effetto della commutazione.

Si ha così un filtro a pettine la cui caratteristica è illustrata in figura 14, e che presenta alla frequenza f_c un fattore di merito

$$Q = f_c NRC \quad (7)$$

che può essere anche piuttosto elevato, per esempio dell'ordine di alcune migliaia.

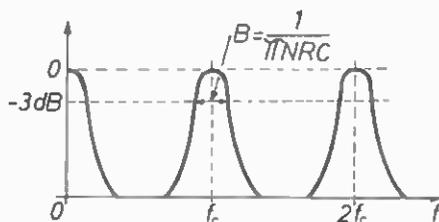


figura 14

Risposta a «pettine» del filtro a N sentieri di figura 13.

I vantaggi di questo circuito sono legati all'ottima stabilità con la temperatura, alla facilità di variare la larghezza di banda modificando i parametri N, R e C e soprattutto alla facilità con cui si può regolare la frequenza di risonanza, variando semplicemente la frequenza di commutazione f_c .

Un esempio di realizzazione tratto dal manuale Siliconix [8] è illustrato in figura 15: il circuito lavora a 1 kHz con guadagno di 7 e Q di 1.000. Il circuito d'ingresso limita la banda del segnale allo scopo di utilizzare solo il picco di risonanza attorno a f_c . Il commutatore è costituito da un multiplexer di tipo cmos, ma può essere realizzato anche con un gruppo di interruttori bipolari, grazie al fatto che un terminale è comunque riferito a massa.

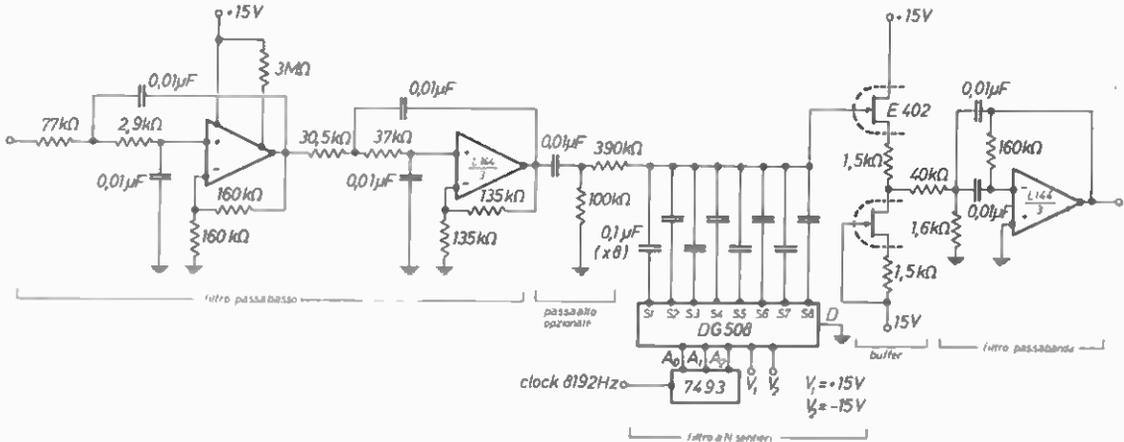


figura 15

Filtro passabanda ad alto Q del tipo a N sentieri con otto condensatori commutati periodicamente.

Il filtro d'uscita serve a trasformare la gradinata in un segnale continuo più estetico e con meno armoniche.

Ma torniamo adesso agli sviluppi successivi nel campo dei filtri ricordando che dai filtri RCL passando per gli RC attivi eravamo arrivati agli R attivi, costituiti solo da resistenze e da operazionali integrati, dei quali si sfruttava l'RC interno relativo al guadagno.

Sembrirebbe con ciò di aver raggiunto il massimo dell'economia e della semplicità, ma non è vero. Nell'elettronica integrata l'economia non si fa riducendo il tipo di componenti, ma riducendo l'area di chip necessaria per realizzare una certa funzione.

E siccome le resistenze integrate sono molto più dispendiose in termini di area rispetto ai condensatori integrati, la tendenza attuale è quella di far fuori le resistenze e di usare solo condensatori.

I condensatori integrati si realizzano molto meglio delle resistenze, si possono avere con basso fattore di perdita, si arriva a coefficienti di temperatura di dieci parti per milione o meno, e a precisioni dell'un per mille nel rapporto tra due condensatori.

Una soluzione è quella relativa alle reti integrate SC (switched-capacitor, a condensatori commutati) [10]. Si tratta di oggetti un po' complicati, ma che in qualche maniera possono essere ricondotti alla filosofia dei filtri RC attivi. Il problema è quello di realizzare gli elementi R usando solo elementi C e interruttori. La soluzione è quella illustrata in figura 16: se ogni T secondi il condensatore viene scaricato dall'interruttore, la tensione ai capi del condensatore ha una forma d'onda triangolare con valore medio

$$V = \frac{IT}{2C} \quad (8)$$

Ne consegue che il circuito di figura 16 si comporta come un resistore di resistenza $T/2C$.

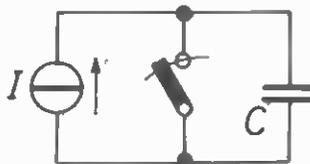


figura 16

Uso di condensatore con interruttore in parallelo per realizzare un resistore equivalente.

Un criterio diverso e recentissimo, che ha il vantaggio di non richiedere l'uso di interruttore, è quello relativo ai cosiddetti filtri C-attivi che, come è evidente, usano solo condensatori ed elementi attivi [11].

Il ragionamento alla base di questi circuiti è molto semplice: nei circuiti R-attivi la dinamica, cioè la dipendenza dalla frequenza, veniva affidata al guadagno degli amplificatori integrati lasciando in sostanza agli elementi R il compito di definire il guadagno dei vari blocchi e quello totale del circuito, senza coinvolgerli nella dinamica.

Ma questo compito può essere affidato benissimo a degli elementi capacitivi e si può quindi applicare di peso ai circuiti C attivi tutta la teoria dei circuiti R attivi.

Ciò può sembrare strano a prima vista, ma non lo è perchè una rete capacitiva è perfettamente equivalente a una rete resistiva, almeno nel caso di carico infinito e generatore ideale.

Per convincersi di questo basta considerare la perfetta equivalenza tra i due circuiti passivi di figura 17 e tra i due circuiti attivi di figura 18.

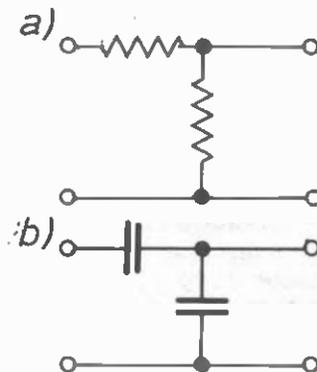


figura 17

- a) attenuatore resistivo
b) attenuatore capacitivo

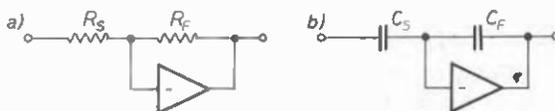


figura 18

- a) amplificatore a reazione resistiva: $A \sim - R_f/R_s$;
b) amplificatore a reazione capacitiva: $A \sim - C_s/C_f$.

Tra l'altro, l'uso di condensatori negli amplificatori a controreazione presenta diversi vantaggi, tra cui quello legato al rumore che, come è noto, è prodotto dai resistori, ma non dai condensatori.

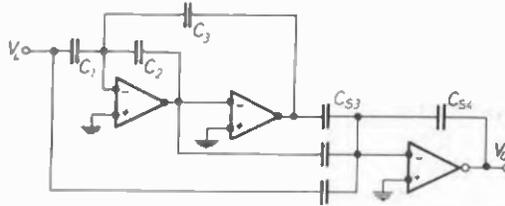


figura 19

Filtro C-attivo di tipo universale.

La figura 19 illustra la realizzazione [11] con la tecnica C-attiva di un filtro universale di tipo biquad, così detto perché realizza la funzione quadratica del secondo ordine nella forma più generale possibile

$$\frac{V_0}{V_i} = h \frac{S^2 + (a_2 - k_2 a_1) S + (a_3 - k_3 a_1)}{S^2 + a_2 S + a_3} \quad (9)$$

dove $S = j\omega/A_0\omega_0$ e i parametri dipendono dai valori dei componenti secondo le relazioni

$$a_1 = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_3} \quad (10)$$

$$h = C_{S1}/C_{S4}, \quad k_1 = C_{S1}/C_{S3} \quad (11)$$

Con questo circuito si possono ottenere tutti i possibili filtri del secondo ordine: per esempio se $a_2 = k_2 a_1$ e $A_3 = k_3 a_1$ si ha un filtro passa-alto mentre se $(a_2 - k_2 a_1) \gg 1$ si ha un passabanda, e così via per il passabasso il notch e il «passatutto» (si ricorda che il passatutto è quel diabolico oggetto che ha una risposta in ampiezza piatta con la frequenza, mentre la fase varia con vivacità). Lo schema è stato realizzato a scopo sperimentale in forma discreta usando amplificatori BIMOS della RCA di tipo 3140 ($A_0\omega_0 \cong 20$ MHz) e in uscita invertitore CMOS tipo 3600E.

Bibliografia

- [1] L.P. Huelsman
«Theory and Design of Active RC Circuits»
Mc Graw Hill, New York, 1968.
- [2] S.K. Mitra
«Active Inductorless Filters» IEEE Press, New York, 1975.
- [3] K.R. Rao, S. Srinivasan
«A Bandpass Filter Using the Operational Amplifier Pole»
Proc. IEEE, giugno 1973, p. 245.
- [4] A.K. Mitra, V.K. Aatre
«Low Sensitivity High-Frequency Active R. Filters»
IEEE Trans. Circuits and Systems, nov. 1976, p. 670.
- [5] M.K.Li, C.W.Li
«Active R filter using operational amplifier pole»
Electronic Engineering, febb. 1978, p. 34.

- [6] S. Cantarano, G.V. Pallottino
«Elettronica Integrata, Circuiti e Sistemi Analogici»
Etas Libri, Milano, 1972.
- [7] S. Cantarano, G.V. Pallottino
«Approximate Results for Networks Containing Periodically-Operated Switches»
Proc. IEEE, nov. 1969, p. 2070.
- [8] «Analogue Switches and their applications» Siliconix Limited, Morriston,
Gran Bretagna, 1976.
- [9] B. Broeker
«Want a bandpass filter?»
Electronic Design, 25 ottobre 1970, p. 76 .
- [10] C.F. Kurth, G.S. Moschytz,
«Nodal Analysis of Switched-Capacitor Networks» IEEE Trans. Circuits and
Systems, febb. 1979, p. 93.
- [11] R. Schaumann, J.R. Brand
«MOS Compatible, All-Capacitor Biquadratic Active Filters»
Proc. IEEE, aprile 1979, p. 689.



RAPPRESENTANTE PER L'ITALIA

CTC



UHF LAMO MOBILE TRANSISTOR 12V 400-500 MHz

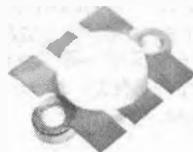
	POWER OUT W	POWER IN (470 MHz)	PACKAGE
C 1 - 12 (2)	1	0,1	B (2)
C 3 - 12 (1)	4	1	B
C 5 - 12 (1)	5	0,5	B
CD 5944	2,5	0,15	B
CD 5945	4	0,5	B
CD 3025	10	2	B
CD 3285	10	1,5	B
C 12 - 12 (1)	12	4	B
C 25 - 12 (1)	25	10	B
CM 10 12 A (1)	10	2	F
CM 20 12 A (1)	20	5	F
CM 30 12 A	30	8	F
CM 45- 12 A	45	14	F
CM 50 12 A (1)	50	12	F
CM 60 12 A	60	20	F
CME 80- 12	80	30	U

nota 1 normalmente a stock - nota 2 custodia B senza la vite

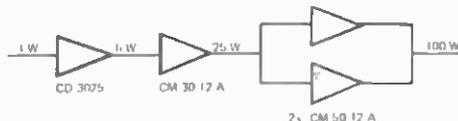
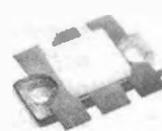
B



F



U



DOCUMENTAZIONE, ASSISTENZA TECNICA E PREZZI INDUSTRIA A RICHIESTA.

S T E s.r.l. - via maniago,15 - 20134 milano - tel. (02) 215.78.91-215.35.24 - cable streton

Completiamo l'ALBATROS

il nostro apparato-tuttofare per le VHF!

Fabio Veronese

divertente

1. «IF STRIP» con integrato
2. GRUPPI PRESELETTORI RF
3. «SWEEP GENERATORS»:
due circuiti per l'impiego come ANALIZZATORE DI SPETTRO

Da qualche giorno non mi sento troppo tranquillo.

Loschi figure si aggirano presso casa mia con aria assai torva e mi dicono con lo sguardo: «Fai il tuo dovere o stavolta ce la paghi!» Questi avvertimenti mi rammentano che nel mio articolo apparso sul numero scorso, riguardante il converter VHF «ALBATROS», facevo allegre (e imprudenti!) promesse di alcuni circuiti suppletivi per trasformare il suddetto in un supermegagalattico, ma soprattutto completo, ricevitore VHF.

Comprese le esigenze, e considerate le non rassicuranti intenzioni degli assediati, mi sono messo subito al lavoro, e zac! un fumetto qui, uno scintillone là, ho allestito le tre basette dello scandalo. Volete vederle anche voi?

Ma certo, eccole qui:

1. Una «I.F. STRIP» con demodulatore FM per l' «ALBATROS»

Bene, scherzi a parte, sono questo mese a presentarvi tre circuitini a suo tempo preannunciati, mediante i quali è possibile estendere notevolmente le già ampie possibilità del «mio» (ma soprattutto Vostro!) converter VHF «ALBATROS», consentendo, senza eccessivo dispendio nè di danaro nè, soprattutto, di... fumi cerebrali, di conseguire mètte piuttosto ambiziose, quale la realizzazione di un elementare analizzatore di spettro.

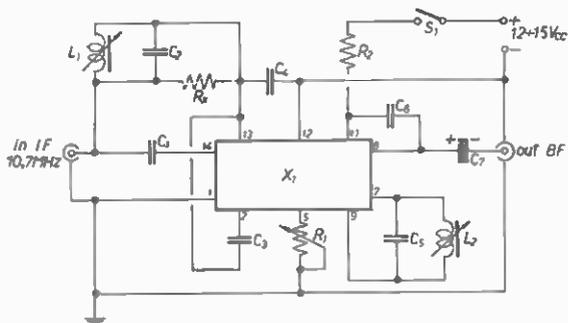
Cominciamo con il primo.

L' «ALBATROS», come certo ricorderete, convertiva i segnali in VHF in altri segnali, a 10,7 MHz, ricevibili dunque con qualsiasi ricevitore amatoriale predispo-

sto per la FM e sintonizzato sulla detta frequenza. Già: ma non tutti gli rx più comuni sono dotati della possibilità di operare in FM, e in molti casi può far comodo non doversi trascinare dietro, fino al luogo nel quale si intende operare, il pesantissimo e magari delicato «cassone», specie se a tutti questi inconvenienti si può rimediare con un microscopico modulino che ci consentirà di farci comodamente accompagnare per ogni dove dal nostro VHFer, ora promosso a ricevitore, pienamente indipendente a tutti gli effetti.

La basetta in questione, lo avrete già intuito, è quella di un amplificatore di media frequenza/demodulatore FM a circuito integrato.

Modulo IF e rivelazione per segnali FM a 10,7 MHz.

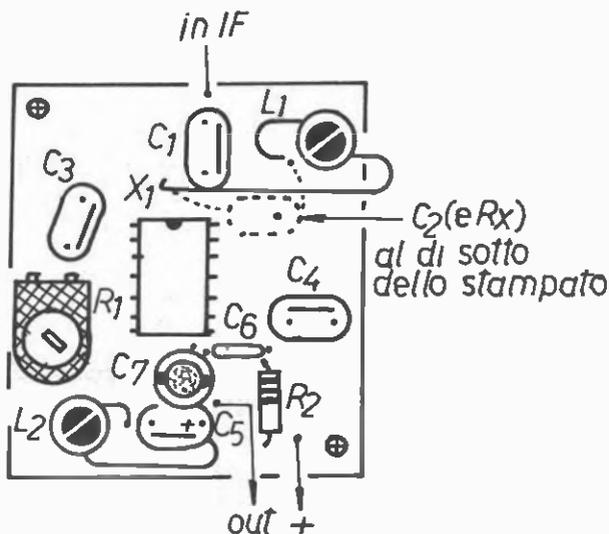
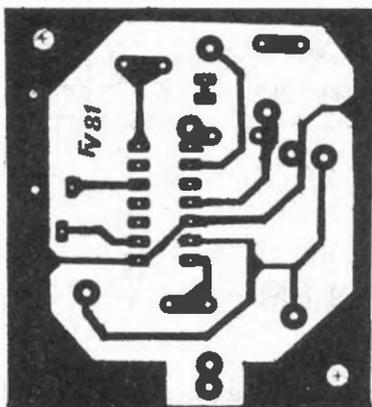


- C1 470 pF, pin-up
- C2, C5 150 pF, per medie frequenze
- C3, C6 22 nF ceramici
- C4 10 nF, ceramico
- C7 22 µF, 25 V_L, elettrolitico
- R1 5 kΩ, potenziometro logaritmico
- R2 150 Ω, 1/4 W
- R_x vedi testo

L1, L2 25 spire filo rame smaltato Ø 0,2 mm, su supporto Ø esterno 5 mm, con nucleo regolabile.

X1 TBA120S-IV

varie: S1 interruttore, connettore BNC da pannello, Jack audio, contenitore metallico e particolari per il fissaggio.



«IF strip»: circuito stampato lato rame (1:1) e disposizione componenti.

Sbirciando lo schemetto, si nota subito che il tutto ruota attorno a un TBA120S-IV, il quale, oltre a svolgere, con l'ausilio dei pochissimi componenti esterni, le suddette funzioni, offre rispetto ai suoi simili il vantaggio di disporre di un ele-

gante e funzionale controllo di guadagno elettronico (R_1), nonché di risparmiare due capacità esterne. All'uscita è presente un segnale di BF assai più che sufficiente per il pilotaggio di una cuffia magnetica a impedenza preferibilmente medio-alta (diciamo, dai 40 Ω in su).

Per l'assemblaggio non sussistono difficoltà di rilievo: si riprodurrà sul solito buon laminato di vetronite la traccia del circuito stampato proposto, servendosi preferibilmente degli appositi trasferibili (si spende poco, ci si affatica ancor meno, si ottengono risultati migliori: che cosa volete di più?), e utilizzando la penna a inchiostro speciale per ricoprire le zone di massa, quindi si passerà all'«operazione saldatura» tenendo sotto'occhio la pianta dei componenti riportata, e cercando se possibile di lavorare con precisione. La basetta ultimata può trovar posto a pennello nel medesimo contenitore metallico ospitante il convertitore, dal quale è possibile trarre anche la tensione di alimentazione; nel mio prototipo, ho utilizzato per l'uscita dell'«ALBATROS» e per l'entrata della «IF strip» due connettori BNC distinti, onde renderle all'occorrenza separabili e aumentando così la versatilità del complesso senza creare eccessive difficoltà d'impiego.

E parliamo un po' della taratura, che è elementare tanto da poter esser effettuata ottimamente anche senza strumenti: basterà, una volta collegato un segnale in ingresso, ruotare il nucleo della L_1 per il massimo segnale, e quello della L_2 per una perfetta intellegibilità dello stesso. Il tutto, s'intende, con R_1 regolata per il massimo volume, che nel nostro caso si ottiene con la massima resistenza inserita. Se per caso è disponibile un oscilloscopio, lo si può vantaggiosamente impiegare: il «core» di L_1 sarà regolato per la maggior ampiezza della sinusoide a 10,7 MHz presente sul pin 13 dell'integrato quello della L_2 per ottenere un segnale geometricamente perfetto sull'uscita di BF, avendo iniettato in entrata un segnale modulato in frequenza da una oscillazione sinusoidale (ci si può servire delle «open carriers» irradiate da molte stazioni FM nelle ore serali e notturne allo scopo di mantenersi libero il canale). Se avete impiegato sul convertitore un filtro ceramico con una banda passante particolarmente ridotta, è possibile che, con l'aggiunta dell'ulteriore circuito accordato L_1/C_2 l'intero complesso assuma una selettività di media frequenza talmente spinta da «tosare» anche l'involuppo di modulazione, causando in tal modo distorsioni, anche serie, del segnale in uscita. A tale inconveniente è però possibile rimediare assai facilmente «spianando» il fattore di merito della L_1 (e quindi ampliando la curva di risposta in frequenza del circuito risonante di cui essa fa parte) collegandovi in parallelo una resistenza, R_x , il cui valore può determinarsi sperimentalmente tra i 100 e i 1.000 Ω : nel mio prototipo R_x vale 120 Ω , mentre un suo tipico valore è di 560 Ω . In casi... disperati, si può sopprimere la maglia L_1/C_2 e lasciare inserita la sola R_x .

Sempre in tema di modifiche, i condensatori C_2 e C_5 possono scendere fino al valore di 82 pF (se devono essere acquistati nuovi, si preferiscano dei ceramici NPO), mentre C_1 può discendere fino ai 100 pF; se si notasse un eccessivo contenuto di acuti all'atto dell'ascolto, si colleghi un ceramico da 2.200 + 3.300 pF in parallelo all'uscita BF. Ah, dimenticavo: **non tentate di sostituire l'integrato** (neppure con TBA120 standard) poiché il modello S differisce circuitualmente anche da tipi apparentemente affini: riuscireste solo a zittire il tutto!

* * *

2. «Ma in quanti punti si sente 'sta benedetta stazione?» ovvero: sopprimiamo le frequenze-immagine con i circuiti preselettori

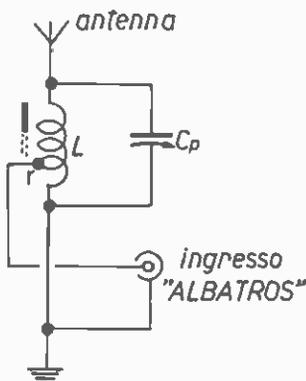
In sede di prima progettazione dell' «ALBATROS», non avevo dato troppo peso a un inconveniente rivelatosi invece, nel seguito, piuttosto fastidioso: quello delle frequenze-immagine. Tornando a dare un'occhiata allo schema del converter, notiamo che, a parte il trasformatore RF a larga banda, non vi sono organi preposti alla sintonizzazione del circuito di ingresso. Dunque, possono presentarsi al battimento con l'oscillatore locale anche segnali a frequenze piuttosto distanti tra loro, e in particolare tali che la differenza tra la loro frequenza e quella del summenzionato oscillatore sia $\pm 10,7$ MHz. Com'è ovvio, purtroppo, questi due segnali vengono convertiti simultaneamente, e quindi ricevuti sullo stesso punto della scala di sintonia, pur distando tra loro di 21,4 MHz.

Tutto ciò costituirebbe un problema più concettuale che pratico se si avesse a che fare esclusivamente con bande tipo la FM, estesa meno di 21,4 MHz e affiancata da zone non troppo popolate da trasmissioni. I guai sorgono proprio, infatti, quando la situazione si capovolge e si decide, ad esempio, di voler ascoltare la banda aeronautica, e la si scopre alquanto «inquinata» dalle emissioni delle stazioni locali in FM.

Anche se con la pratica si riesce ad assuefarsi a questo stato di cose, è certo che questi grossi problemi derivanti dalla presenza delle frequenze-immagine non giovano alla professionalità del nostro apparato: e poiché eliminarle non è difficile, mettiamoci subito all'opera!

Ciò che ci serve, dunque, è un «qualcosa» che consenta l'accesso agli stadi di amplificazione RF dell' «ALBATROS» a una «fetta» di frequenze ampia non più di 20 MHz: cioè un circuito preselettore, che potremo facilmente realizzare in forma di circuitino accordato, semiaperiodico, e intercambiabile con altri ogniqualvolta si permuti di gamma, da porsi a monte della presa d'antenna del nostro apparecchio.

Lo schema e i dettagli realizzativi del tutto sono riportati in figura: estrapolando un tantino i dati costruttivi della bobina L (validi per la FM) non sarà difficile realizzare i gruppi adatti alle altre gamme.



Gruppo di preselezione sintonica

Schema del preselettore da anteporre all'ingresso del converter «ALBATROS» onde ottenere la reiezione delle frequenze-immagine.

Per ogni gamma andrà realizzato un diverso gruppo; per la FM si ha:

L 5 spire di filo di rame smaltato \varnothing 0,8 mm, avvolte serrate su un supporto, munito di nucleo ferromagnetico regolabile, del diametro esterno di 6 mm; la presa «t» è praticata a 1,5 spire dal lato freddo (massa).

Per tutti i gruppi, Cp può essere un compensatorino ceramico da 3 + 30 pF.

In sede di realizzazione pratica, si potranno assemblare la L e il C_p su di un ritaglio di una basetta perforata a dischi di rame, in vetronite. Per ottenere l'intercambiabilità, si potrà saldare direttamente dietro la presa d'antenna del convertitore uno zoccolo ottenuto da un jack audio a tre poli, montando su ciascun gruppo il relativo plug; analogamente si potrà procedere adottando tre contatti ricavati da un vecchio zoccolo per quarzi o per valvole, e saldando tre pezzetti di filo di rame nudo di diametro opportuno a guisa di piedini, sui gruppi: l'essenziale è che i collegamenti siano per quanto possibile corti (non più di 10 + 15 mm) e che la manovra di sostituzione sia sicura e non troppo macchinosa.

E la taratura? Ancora una volta, roba da affidare al fratellino: sintonizzarsi su di una emittente operante in prossimità del limite inferiore della gamma che interesserà, si agisca sul nucleo della L fino a ottenere il massimo segnale (se una tale emittente non risulta disponibile, si utilizzi un generatore modulato), quindi si ripeta l'operazione con una stazione vicina al margine superiore, regolando stavolta il C_p. Si iteri tale procedimento per i migliori risultati, e il gioco è fatto.

3. Dulcis in fundo: come ti rimedio un ANALIZZATORE DI SPETTRO, casalingo ma funzionante

Una delle più autorevoli «canizie» del mondo delle telecomunicazioni e dell'editoria tecnica ha recentemente dichiarato che, nelle «cose della radio», l'idea del diavolo non manca mai.

Personalmente, anche pensando alle schiere di sperimentatori che si sono arrabattati dietro alla realizzazione di trasformatori di Tesla e simili aggeggi per il semplice gusto di vedersi gli scintilloni, non so dargli torto. E non saprei neppure dire se, dietro a fondate e serissime considerazioni di utilità professionale, il fascino degli analizzatori di spettro non celi qualche debituccio verso quella ultima parola, che evoca in chiunque visioni di rovine di castelli medioevali, di sedute spiritiche... insomma, idee con una non trascurabile componente arcana e, appunto, demoniaca.

Ma — salta su il solito Pierino (che sta già fantasticando sul come costruirsi un rivelatore di vampiri con l'AC126 sottratto alla radiolina della nonna) — cosa sarebbe un analizzatore di spettro?

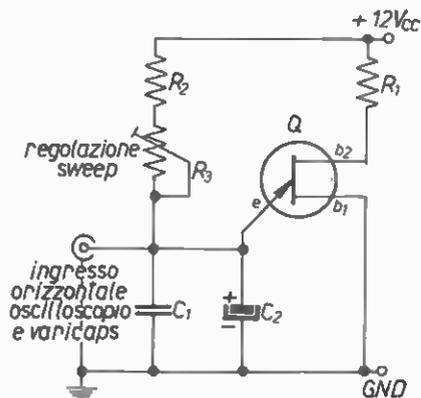
È presto detto: supponiamo di ruotare la manopola di sintonia dall'inizio alla fine della corsa, per poi riportarla istantaneamente indietro, ripetendo l'operazione con sufficiente velocità (qualche decina di volte al secondo). Ogniqualvolta si sintonizza una stazione, si ha la produzione di un impulso del segnale di media frequenza: riportando ora su di un grafico esprimente l'ampiezza di tali impulsi in funzione della frequenza i diversi valori misurati nel corso della nostra prova, si otterrà un diagramma dal quale risulta una sorta di «censimento» delle emittenti presenti nella banda di escursione sintonica; in particolare, si potranno rilevare l'intensità del campo elettromagnetico da esse prodotto nella zona in cui si opera (cioè, se si ricevono con segnale forte o debole), che è proporzionale all'ampiezza del picco corrispondente alla stazione stessa, la presenza di eventuali fenomeni di sovrarmodulazione o di armoniche, e l'ampiezza dei disturbi presenti in gamma, che producono una sorta di «erba» sull'asse della ascissa.

In una parola, dunque, un tale sistema consente di avere una dettagliata analisi di una determinata porzione, o «spettro», di frequenze: non per nulla viene definito analizzatore di spettro.

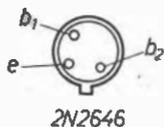
Negli analizzatori reali, naturalmente, la «spazzolata» delle frequenze non viene compiuta manualmente ma tramite un apposito dispositivo elettronico detto wobulatore e generatore di sweep (tale dispositivo interessa di solito l'oscillatore locale del convertitore che è il cuore dell'analizzatore: tale oscillatore si dice pertanto wobulato o sweepato), mentre il compito di tracciare il grafico viene affidato a un oscilloscopio.

Ora, il nostro «ALBATROS» ha la sintonia comandata dai due varicaps d'oscillatore: eliminando la tensione di polarizzazione in cc, e sostituendola con una tensione avente una variazione lineare nel tempo finché, raggiunto un certo valore massimo, non si annulli istantaneamente (in pratica, un dente di sega), si ottiene facilmente la wobulazione dell'oscillatore stesso: un oscilloscopio, e il nostro semplice ma efficiente «spectrum analyzer» è pronto!

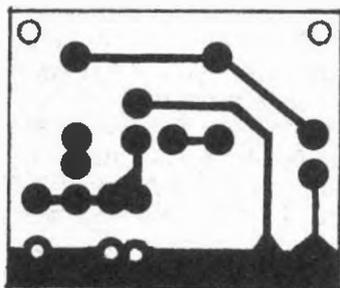
Ciò che dobbiamo realizzarci è dunque un generatore di denti di sega, per quanto possibile geometricamente perfetti. La scelta di un circuitino OK non è stata agevole: scartati a priori i vari 8038, 747, e i circuitini con le fastidiosissime alimentazioni duali, per evidenti ragioni di semplicità e di costo (e anche perché già ampiamente e competentemente dettagliati, in precedenza, su *cq*), ho scovato due «cosini» forse banali, ma affidabili e simpaticissimi: eccoveli!



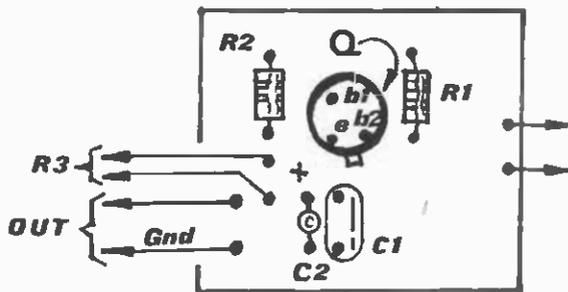
- R₁ 68 Ω
- R₂ 27 kΩ
- R₃ 470 kΩ, potenziometro lineare
- C₁ 10 nF, ceramico
- C₂ 1 μF, 35 V_L elettrolitico al tantalio
- Q 2N2646



«microsweep», un generatore di dente di sega («sawtooth generator») per l'ALBATROS.



Scala 1:1

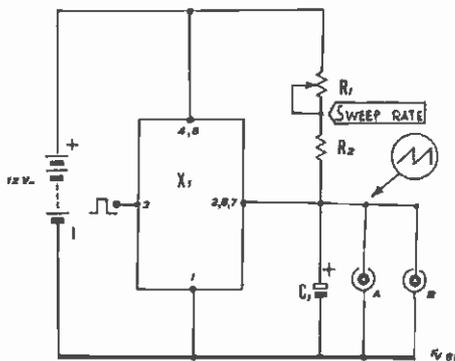


Circuito stampato lato rame e pianta componenti (in «trasparenza»).

Il primo «sweep generator», rielaborato da un progettino di oscillatore wobulato apparso su di un vecchissimo numero della rivista statunitense «73 magazine», fa uso di un UJT. Pensate: mentre in pieni anni Settanta una Rivista italiana sbandierava il vecchio 2N2160 — uno dei primissimi UJT, in case TO-5 — come una delle più recenti e meravigliose novità della tecnica, negli USA, quasi sei anni prima, il moderno 2N2646 era già un «device» di ordinarissima amministrazione...

Beh, a parte queste divagazioni, il circuitino funziona come fosse pagato e la forma d'onda prodotta è passabile; per la costruzione non dovete far altro che copiarvi il circuito stampato, procedendo poi come indicato al punto 1.

Il secondo «lambicchetto» non è dissimile dal precedente come stile: trattasi del consueto integrato 555 impiegato come oscillatore; invece della solita onda quadra, però (che peraltro risulta disponibile sul piedino 3), si preleva il segnale a dente di sega in corrispondenza dei pins 2, 6, 7. Questo generatorino, più economico del precedente, produce pure un'onda più lineare, anche se si ha una leggera isteresi sul fronte di discesa. Montaggio: possiamo soprassedere alla realizzazione del circuito stampato, e assemblare il tutto su di un ritaglio di laminato millepunti a passo integrati; se non si considera il potenziometro R_1 , il modulo non risulta più esteso di un francobollo commemorativo! Un'unica precauzione: il 555 è alquanto robusto in tal senso, ma se temete che il languido calore del vostro saldatore lo conduca alla perdizione, munitelo senz'altro di uno zocchetto...



Sweep Generator II

Altro semplice oscillatore a dente di sega per l'ALBATROS.

Caratteristiche:

- ampiezza max segnale generato $4 V_{pp}$ (costante su tutta la gamma)
- escursione di frequenza $15 + 120$ Hz

R_1 1 k Ω , potenziometro lineare

R_2 270 Ω

C_1 47 μF , 16 V_L

X_1 555

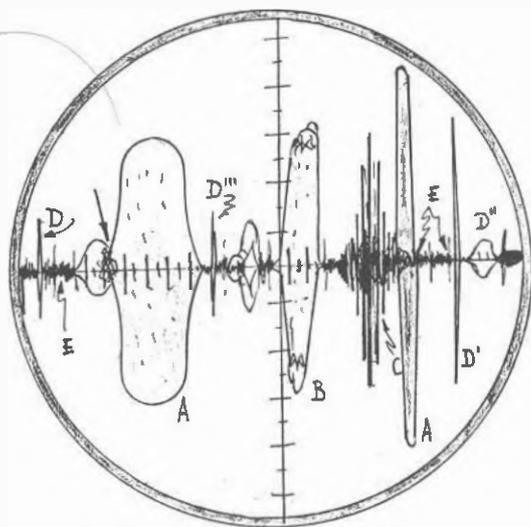
E vediamo come porre in opera il tutto.

Ultimato uno degli oscillatori, lo si potrebbe sistemare nel... materno contenitore dell' «ALBATROS» ma, vuoi perché non è consigliabile alimentare questo circuito in comune con altri (vi è un inevitabile ritorno di segnale sul positivo dell'alimentazione, che è poco opportuno lasciar scorrazzare per il converter e per l'eventuale demodulatore; l'inserzione di un circuito di filtro — resistenza in serie al «+» con tandem elettrolitico/ceramico in parallelo all'alimentazione e posto a ciascuno dei due capi della resistenza suddetta — oltre a non garantire risultati completamente positivi crea problemi di spazio e di costo), vuoi perché aggiungendo questo quarto modulo ai tre preesistenti si creerebbe un mostriattolo pieno di manopole e interruttori, simile certo più a Mazinga che non a una apparecchiatura seria e scientificamente concepita, è senz'altro consigliabile ospitarlo in uno scatolino a parte, dotandolo magari del proprio interruttore e del led-spia.

Quando tutto è a posto, colleghiamo l'uscita di media frequenza dell' «ALBATROS» al verticale di un oscilloscopio (da almeno 10 MHz di banda passante) e, all'orizzontale, una delle uscite dello sweep generator. L'altra, la collegheremo all'ingresso apposito del convertitore, che avremo provveduto a commutare su «Ext. Sweep».

Il nostro Pierino si è già arrabbiato: infatti, non riesce a trovare il bocchettone relativo all'ingresso orizzontale del suo oscilloscopio. Ci vuole un po' di pazienza e bisogna perquisire lo strumento anche sul retro, dove spesso si trova il connettore che interessa; in alcuni modelli l' «Horizontal Input» è ottenuto dal canale relativo alla seconda traccia mediante la semplice pressione di un pulsante; in tal caso, utilizzando il nostro apparato, potremo passare dalla visualizzazione del diagramma spettrale a quella dei segnali di media frequenza con una certa facilità: simpatico, no?

Effettuate le connessioni, potremo dar fuoco alle micce e, se non vi sono errori e la dea bendata non vi ha votato odio imperituro, otterrete un oscillogramma come quello mostrato in figura (eventuali lievi ombreggiature in prossimità dei picchi sono da attribuirsi alla citata isteresi del segnale wobulante):



Uno schizzo rappresentante un possibile oscillogramma ottenibile, in banda FM, mediante il mini-analizzatore di spettro presentato.

Il diagramma ottenuto si differenzia un po' da quelli consuetamente visibili sulle apparecchiature commerciali (i picchi, corrispondenti alle varie portanti in gamma, sono simmetrici rispetto all'asse orizzontale dei tempi e sono anche un po' più ampi del dovuto) ma il «nostro» anche viste l'economia e la praticità realizzativa, si difende già egregiamente.

I picchi raffigurati rappresentano:

- a) potente portante modulata in FM;
- b) portante leggermente sovramodulata in FM;
- c) portante fortemente sovramodulata in AM;
- d) portanti di varia ampiezza, talora interferentesi a vicenda;
- e) «erba» di disturbi.

Si osservi, a sinistra della portante «a», l'interferenza causata dalla «d» (indicata dalla freccia).

Come intervenire sul diagramma ottenuto?

Vediamolo subito:

- Agendo sul comando «Sweep Rate» (regolazione sweep) del generatore si varia la frequenza del dente di sega, e quindi la velocità di scansione dell'oscillogramma. Per la maggior precisione, tale valore di frequenza non dovrebbe essere molto elevato, ma se è troppo basso la scansione comincia a divenire percepibile e si ha sfarfallio dell'immagine.

- Agendo sul comando di sensibilità del verticale dell'oscilloscopio, si controlla anche quella di tutto l'apparato. Una elevata sensibilità è indispensabile quando si vogliono osservare le stazioni presenti su una data gamma, mentre è necessario ridurla quando si voglia collaudare un oscillatore, un tx o altri apparati a elevato livello di segnale.
- Agendo sul comando di sensibilità dell'orizzontale, si varia l'ampiezza lineare dell'oscillogramma, cioè lo si dilata o lo si restringe lungo l'asse dei tempi (orizzontale). Una notevole apertura è indispensabile nei controlli della qualità della modulazione; un diagramma sviluppato in pochi centimetri è invece molto compatto, e oltre a dare una visione della situazione globale, fa un certo effetto sui «profani».
- Agendo infine sul comando di sintonia dell' «ALBATROS» si determina la porzione di frequenze, ampia una decina di megahertz, sulla quale avverrà la «sweppata», e che quindi risulteranno visualizzate. Il cambio di gamma avviene, come di consueto, con la sostituzione delle bobine di oscillatore e degli eventuali preselettori.

Questo è quanto: mi sembra superfluo rammentare che il nostro analizzatore di spettro, pur essendo perfettamente funzionante e operando in base ai medesimi principi che informano gli apparecchi commerciali, è un apparato casalingo e di sapore didattico, dal quale non sarebbe realistico pretendere le prestazioni e l'affidabilità di un Tektronix, che costa quanto un appartamento.

* * *

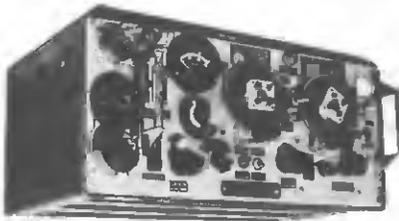
Il mio lavoro, per stavolta, si conclude qui: adesso tocca a voi racimolare un saldatore, un tantino di buona volontà e buttar giù il tutto.

Non ve ne pentirete: buon lavoro! *****

Signal di ANGELO MONTAGNANI

Aperto al pubblico tutti i giorni sabato compreso
ore 9 - 12.30 15 - 19.30

57100 LIVORNO - Via Mentana, 44 - Tel. (0586) 27.218 - Cas. Post. 655 - c/c P.T. 12585576



CONTINUA LA VENDITA DEI 19 MKII
come da rivista cq n. 11.1981
L. 100.000 + 25.000 i.p.

CONTINUA LA VENDITA DEI TX-T-14
per radio libere, come da cq elettronica
n. 11-1981
L. 200.000 + 30.000 i.p.

LISTINO GENERALE 1982
N. 100 PAGINE - 172 FOTO
TUTTO AGGIORNATO
LIRE 10.000 + COMPRESO S.P.
PAGAMENTO - VAGLIA ORDINARI
ASSEGNI DI C/C
FRANCOBOLLI



EMERGENZA!

Alberto Panicieri

Questo mese descrivo altri due «sistemi di emergenza», ovvero dopo l'esempio introduttivo del primo articolo (cq n. 5) vedremo nella prima parte come realizzare un sistema di batterie di piccolissima potenza (30 mA/h); nella seconda vedremo un impianto di grande potenza (220 A/h), dal costo elevato, ma indispensabile dove si pretende sicurezza assoluta.

Questo articolo, come quello precedente, è interamente dedicato alle batterie al nickel-cadmio, come era nelle mie intenzioni iniziali; in deroga alle suddette intenzioni dedicherò invece un terzo articolo alle più modeste batterie al piombo, a causa di espresse richieste pervenutemi.

L'orologio che non si ferma mai

Poiché l'era degli orologi elettronici a TTL da alimentarsi con alimentatori stabilizzati a 5 V, 2 A (min), è ormai di competenza degli archeologi elettronici, si può risolvere abbastanza economicamente il problema di evitare che la caduta di tensione sulla rete costringa a rifare tutte le regolazioni.



L'orologio descritto.

A questo proposito mi permetto di confessare che dopo aver costruito un banalissimo orologio con modulo National Semiconductors non sentivo affatto la necessità di dotarlo di batteria di emergenza.

Poi una notte venne a mancare la luce, al suo ritorno gli innumerevoli flip flop contenuti nel MOS LSI che costituisce praticamente l'intero orologio si disposero del tutto casualmente e al mattino la sveglia non trillò (o forse sarebbe meglio dire ronzò? La nota di questi orologi è una via di mezzo fra i due suoni citati). Io comunque persi il treno.

Si tratta di realizzare il circuito di figura 1.

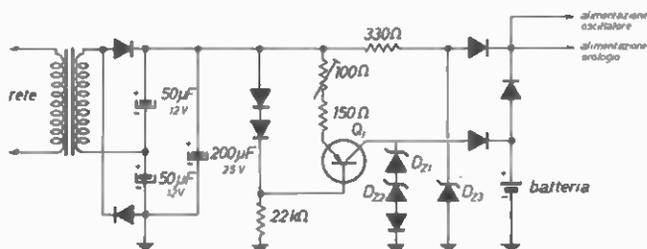


figura 1

Sistema di alimentazione per orologio elettronico.

Diodi, eccetto zener: 1N4148 o simili

D_{21} 5,1 V, 1/2 W

D_{22} 5,1 V, 1/2 W

D_{23} 12 V, 1/2 W

questi zener devono essere precisissimi

Q_1 qualsiasi PNP con $\beta > 100$, ad esempio BC178; è possibile utilizzare un transistor al germanio, eliminando uno dei diodi tra base e alimentazione positiva, e sostituendo la resistenza da 150 Ω con una da 100 Ω .

Batteria: 7 elementi al Ni-Cd in serie da 30 mA/h

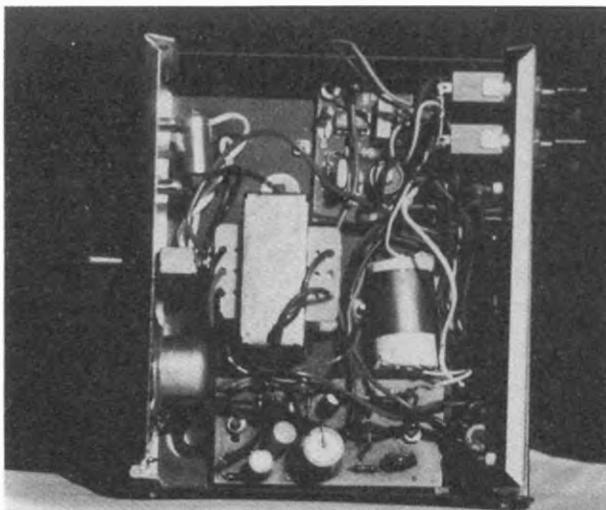
Resistori da 1/4 W

Trasformatore: lo stesso che viene utilizzato per alimentare normalmente l'orologio (7,75 V); vedi testo.

Trimmer: tara la corrente di ricarica (3 mA) della batteria; vedi testo.

Precisazione importante: il circuito è stato studiato per il modulo National MA1023, ma dovrebbe essere utilizzabile su qualunque modulo alimentabile con una escursione di tensione tra i 7,5 e i 12 V_{cc}.

Il trimmer che tara la corrente di carica della batteria è bene sia regolato inserendo un milliamperometro direttamente al posto della batteria stessa, e montando poi la batteria in un secondo tempo.



Interno dell'orologio.

In alto

l'oscillatore a quarzo,

In basso

l'alimentatore-ricaricatore,

In mezzo

(a destra del trasformatore)

la batteria,

chiusa in un tubo di plastica

Il transistor funziona infatti da generatore di corrente costante e per il milliamperometro non c'è pericolo, ma così procedendo si evita l'eventualità di impostare una corrente sbagliata nel caso che la taratura venga effettuata con batterie già cariche e inserite, in condizioni cioè limite per il generatore di corrente con in cascata il dispositivo limitatore di tensione costituito da D_{21} , D_{22} , e dal diodo al silicio posto in serie a D_{22} .

Se si impiegano batterie di capacità diversa occorre regolare il trimmer per un diverso valore di corrente che sarà sempre pari alla capacità in mA/h divisa per 10; il risultato è naturalmente in mA, e la ricarica completa avviene in 10 ore secondo quanto detto nell'articolo precedente.

La figura 2 indica le modifiche da effettuare sul modulo MA1023 e sui collegamenti ad esso, e qui colgo l'occasione per un'altra precisazione: il MA1023 è già previsto contro le cadute di rete e ve ne renderete conto consultando i fogli di applicazione che quasi sempre i rivenditori allegano ai moduli venduti; si tratta però di un sistema poco bello perché il cosiddetto oscillatore interno destinato a supplire alla frequenza di rete durante le cadute è fonte di notevoli imprecisioni, e inoltre il sistema di impiegare una pila a secco per alimentare il modulo è fonte solo di guai.

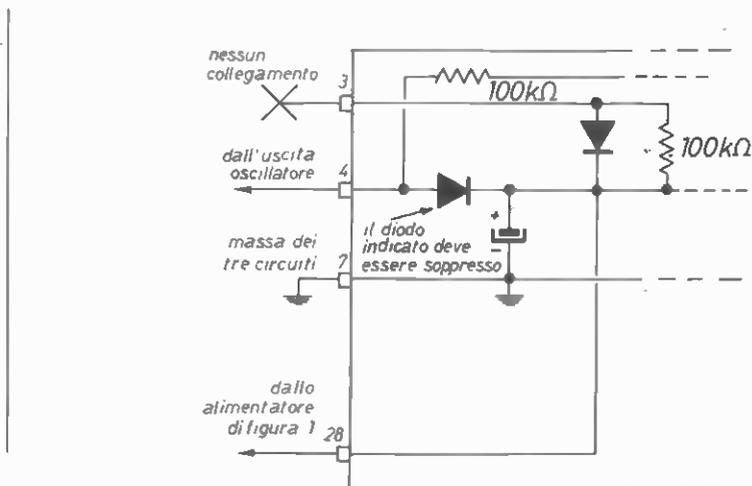


figure 2

Modifiche interne ed esterne alla basetta MA1023

Funzioni dei piedini visibili in figura, prima della modifica:

4 : VAC, ingresso tensione alternata alimentazione circuito.

3 : attacco pila di emergenza.

7 : massa.

28: tensione rettificata (V_{DD}).

Perciò meglio spendere qualcosa di più ma disporre di un oggettino veramente funzionale, pertanto: a) costruiremo il circuito di figura 1 e lo collegheremo al modulo secondo figura 2; b) lasceremo scollegati i terminali di regolazione dell'oscillatore RC interno in modo che resti disabilitato; c) costruiremo un generatore quarzato a 50 Hz che collegheremo anch'esso al modulo, secondo figura 2, e alimenteremo in parallelo al modulo stesso, e tutto l'orologio non potrà che guadagnare in precisione, avremo cioè un orologio al quarzo, perché l'oscillatore, se si rispetta attentamente la figura 2, piloterà sempre il MA1023 sia durante le cadute di rete che normalmente.

Ricordo anche che i trasformatori costruiti appositamente per alimentare il 1023 possono ancora essere utilizzati come in figura 1, vale a dire impiegando un circuito duplicatore; se invece si facesse uso di un altro trasformatore (cosa che per vari motivi sconsiglio) occorrerà comunque provvedere a disporre di una tensione di $15 + 18 \text{ V}$ ai capi dell'elettrolitico da $200 \mu\text{F}$.

Un ottimo oscillatore adatto allo scopo è già stato pubblicato su *cq* n. 4/80 e altro non è che il cmos SGS/Ates 4700 con quarzo ITT da $3,2768 \text{ MHz}$; può essere collegato direttamente; esiste anche il kit in commercio con relativo stampato già pronto.

A conclusione di questa prima parte ricordo che il sistema di carica qui impiegato non è ortodosso, e può essere usato solo su queste batterie piccolissime; noi infatti col circuito di figura 1 non seguiamo la procedura descritta la volta scorsa, vale a dire ricarica sino a $1,5 \text{ V}$ (valori per elemento singolo), mantenimento a $1,4 \text{ V}$, ecc.; carichiamo invece sino a $1,45 \text{ V}$ e poi lo zener comincia a condurre e la batteria viene mantenuta a tale tensione. Ciò non la ricarica proprio completamente, e inoltre la sottopone a una certa usura, ma d'altra parte non si poteva per un piccolo orologio fare uso di sistemi sofisticati come quelli di potenza; inoltre l'orologio e l'oscillatore insieme assorbono pochi milliampere, in modo tale che anche forti riduzioni di capacità della batteria consentirebbero comunque qualche ora di autonomia.

Il grande impianto ultrasicuro

Impianti come quello che sto per descrivervi si impiegano là dove la vita di persone potrebbe essere messa in pericolo da una caduta di rete. L'impiego di batterie da 220 A/h permette di mantenere in funzione sistemi di luci a 24 V da

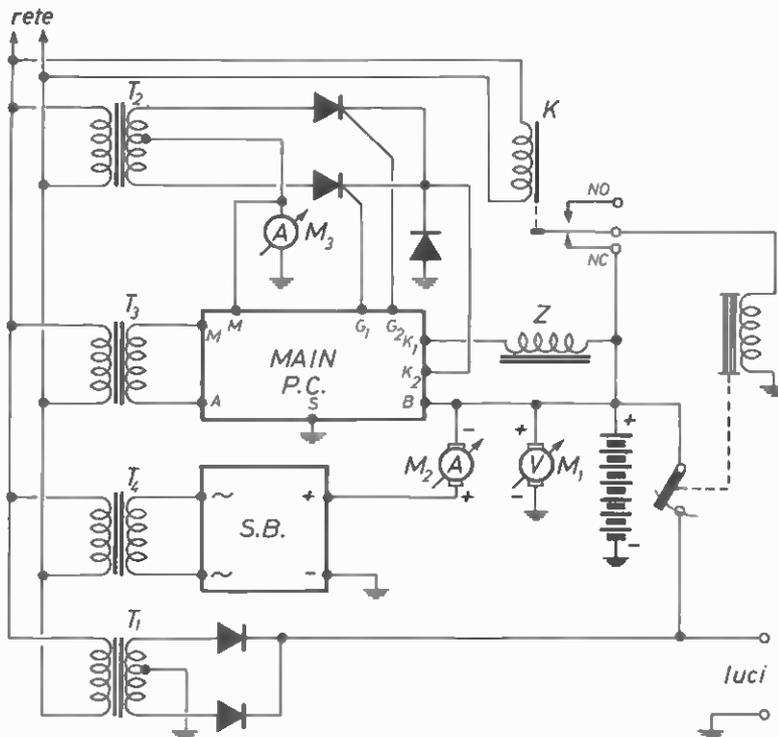


figura 3

Schema generale dell'impianto.

oltre 1.700 W per tre ore in assenza di rete; la ricarica avviene in sette ore a 32 A, e poiché controllare una corrente di tale intensità con dei transistori può risultare molto problematico, si renderà necessario l'impiego di un sistema a diodi controllati e controllo di fase, considerato che ciò che conta è il valore medio della corrente di ricarica e che un certo oscillare attorno al valore medio è ben tollerato.

La figura 3 mostra lo schema generale dell'impianto.

Si nota subito la presenza di relais meccanici e teleruttori di potenza, che tra l'altro sono piuttosto costosi, che potrebbero essere sostituiti con thyristors; purtroppo ciò non è sempre conveniente perché occorre anche prevedere la eventualità di corti circuiti sulla linea, che i teleruttori sopportano meglio dei thyristors. Il sistema comunque privilegia innanzi tutto la sicurezza; indi, fra le varie scelte possibili a un medesimo livello di sicurezza, realizza quella meno costosa.

Esaminiamo le funzioni dei vari componenti.

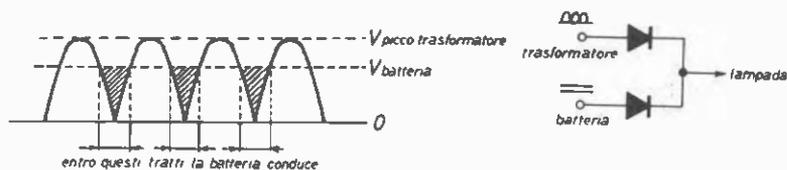
T_1 è un trasformatore da 24 V_{eff}, 80 A che alimenta le luci durante la normalità. Per l'esattezza è un 24 + 24 V a presa centrale, soluzione che nel nostro caso risulta più opportuna del trasformatore a secondario semplice e ponte di diodi.

Ora si rende necessario spiegare perché impiegare questi diodi, in contraddizione con le precedenti affermazioni sulla possibilità di alimentare le lampade in alternata. Poiché occorre naturalmente separare il polo caldo della batteria, che alimenta le luci durante l'emergenza, dal trasformatore che le alimenta durante la normalità, si potrebbe impiegare al posto dei diodi un normale teleruttore di potenza.

Non è possibile utilizzare un teleruttore con contatti a scambio, come si fa con i relais per piccole potenze, facendogli svolgere anche la funzione assolta dal teleruttore comunque presente in figura, per il fatto che tali dispositivi sopportano forti correnti solo in chiusura, quando la forza traente della bobina eccitata preme i contatti uno contro l'altro.

Ecco spiegato allora perché la scelta dei diodi che durante l'emergenza impediscono alla batteria di scaricarsi sul secondario di T_1 ; un secondo teleruttore, comandato dalla tensione di rete, costerebbe più di 100.000 lire.

Ma allora perché sul filo proveniente dalla batteria c'è invece un teleruttore? Poiché durante l'emergenza T_1 non fornisce tensione, un bel diodo al posto di questo teleruttore alimenterebbe tranquillamente le luci; però durante la normalità eviterebbe al trasformatore di scaricare corrente sulla batteria, ma non eviterebbe viceversa alla batteria di erogare inutilmente corrente; questo inconveniente si verificherebbe ogni qual volta la tensione di batteria fosse più alta di quella istantanea erogata da T_1 , vale a dire in ogni istante tra una vetta e l'altra di ciascuna semionda, come qui rappresentato:



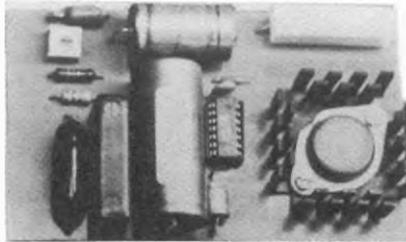
$$V_{\text{picco}} = V_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = 24 \cdot \sqrt{2} = 34 \text{ V}$$

Inoltre bisogna ricordare che alla fine di un ciclo di carica completa la tensione di batteria arriva sino a quasi 30 V.

Occorre pertanto un dispositivo chiuso nelle due direzioni. Teoricamente potrebbe essere uno SCR, ma per il discorso già fatto sulla sicurezza sarebbe necessario un sistema di protezione contro i corti circuiti; non è pensabile di surdimensionare semplicemente lo SCR, perché qui non abbiamo un trasformatore come generatore di tensione, ma una batteria con una resistenza interna molto bassa, e le correnti di cortocircuito sarebbero spaventose; non si può usare un fusibile perché interromperebbe quelle luci che un corto circuito temporaneo non deve invece assolutamente compromettere, nel senso che il pericolo che comporterebbe l'uso di uno SCR non sarebbe tanto quello di rompere lo SCR stesso in caso di corto temporaneo ma quello di avere poi le luci spente, e allora il fusibile non risolve niente.

Il teleruttore è perciò di rigore e poiché deve funzionare con i contatti in trazione non potrà essere comandato direttamente dalla tensione di rete, ma un relay ausiliario, indicato con K, lo alimenterà tramite il suo contatto di riposo (NC) con la tensione della batteria stessa.

La batteria è costituita da 19 elementi per una tensione totale di esercizio nominale di 23,1 V circa.



Alimentatore stabilizzato di stand-by (tampona).

Il circuito racchiuso nel quadrato indicato con «MAIN» svolge due funzioni ovvero comprende l'interruttore a finestra che inserisce la ricarica principale se dopo un'emergenza la tensione di batteria scende sotto i 23 V, e la disinserisce a carica terminata; la seconda funzione è il controllo di corrente tramite controllo di fase.

Il trasformatore T_2 (44 + 44 V, 40 A) alimenta il circuito di ricarica, costituito da due SCR, 400 V, 50 A, dal diodo «free wheeling» e dalla induttanza in serie Z; il funzionamento di tutti questi componenti è spiegato più avanti.

Il circuito racchiuso nel quadrato «S.B.» è invece l'alimentatore stabilizzato di mantenimento che in normali condizioni, e ricarica principale non inserita, mantiene sempre perfettamente in efficienza la batteria; è un alimentatore stabilizzato erogante 26,6 V, corrente bloccata a 0,8 A, alimentato da T_4 (27,5 V 2,5 A); ne è visibile in figura 4 il circuito elettrico, e in figura 5 il circuito stampato.

Per il collegamento al circuito esterno di questa scheda stampata serve un connettore tipo cartolina da 18 contatti.

Infine abbiamo il trasformatore T_3 che alimenta la scheda MAIN (18 + 20 V, 0,5 A), e tre strumenti: M_1 è un voltmetro da 50V_{fs} che indica la tensione di batteria; M_2 indica la corrente erogata dalla scheda S.B. e ha un fondo scala di 1 A; indica normalmente dai 30 ai 200 mA, a meno che la batteria non sia stata scaricata per qualche minuto, perché in questo caso indica 0,8 A; quando funziona la ricarica principale indica naturalmente zero.

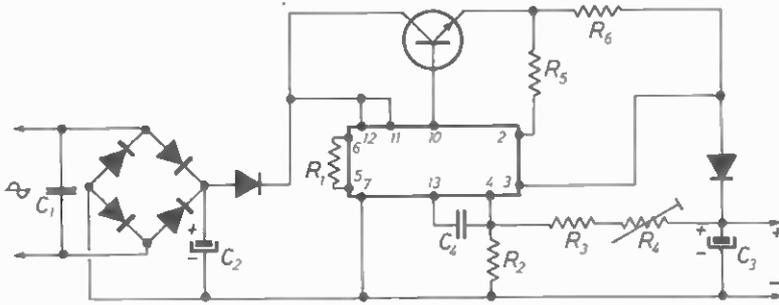


figura 4

Alimentatore di mantenimento.

funzioni piedini integrato

- 1 = N.C.
- 2 = base transistor limitatore
- 3 = emitter transistor limitatore
- 4 = ingresso — amplificatore
- 5 = ingresso + amplificatore
- 6 = generatore riferimento 7,15 V
- 7 = massa
- 8 = N.C.
- 9 = zener serie uscita (non utilizzato)
- 10 = uscita regolata
- 11 = alimentazione (collettore transistor serie interno)
- 12 = alimentazione (circuiti interni)
- 13 = compensazione frequenza amplificatore
- 14 = N.C.

- R₁ 3,3 kΩ, 1/4 W, strato
- R₂ 4,7 kΩ, 1/2 W, strato
- R₃ 5,6 kΩ, 1/2 W, strato
- R₄ 10 kΩ, cermet, trimmer 1 giro
- R₅ 1 kΩ, 1/4 W, strato
- R₆ 0,68 Ω, 5 W, filo
- C₁ 100 nF, poliestere
- C₂ 1.000 μF, 50 VL
- C₃ 470 μF, 50 VL
- C₄ 150 pF, ceramico
- Diodi 200 V 2A
- Ponte B40C2200
- Transistor BD533 su radiatore 15 W
- Integrato regolatore μA723/LM723

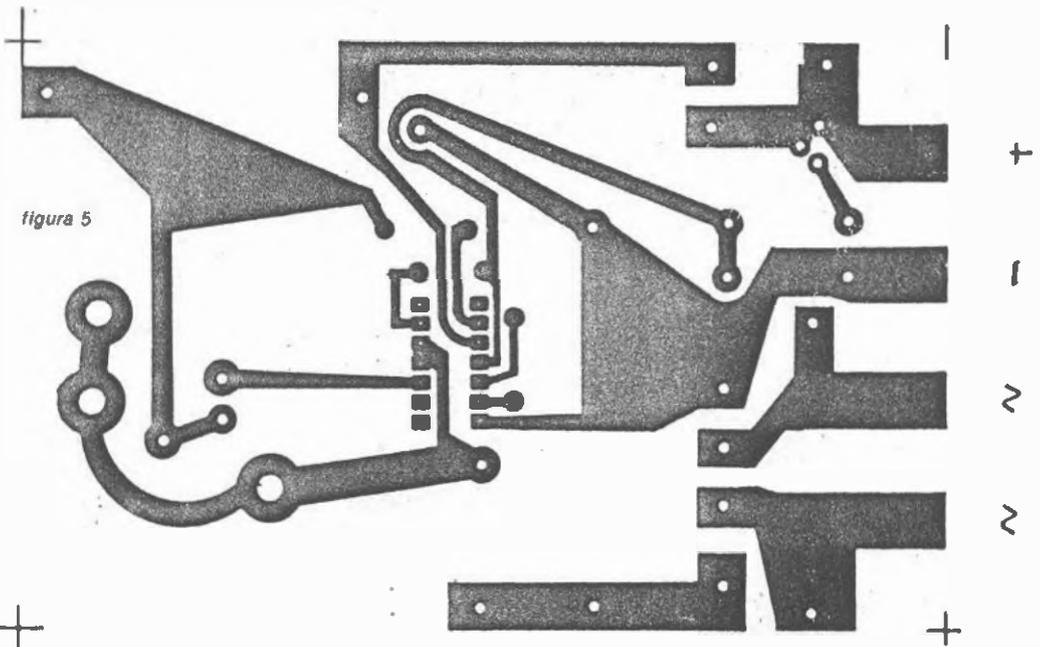
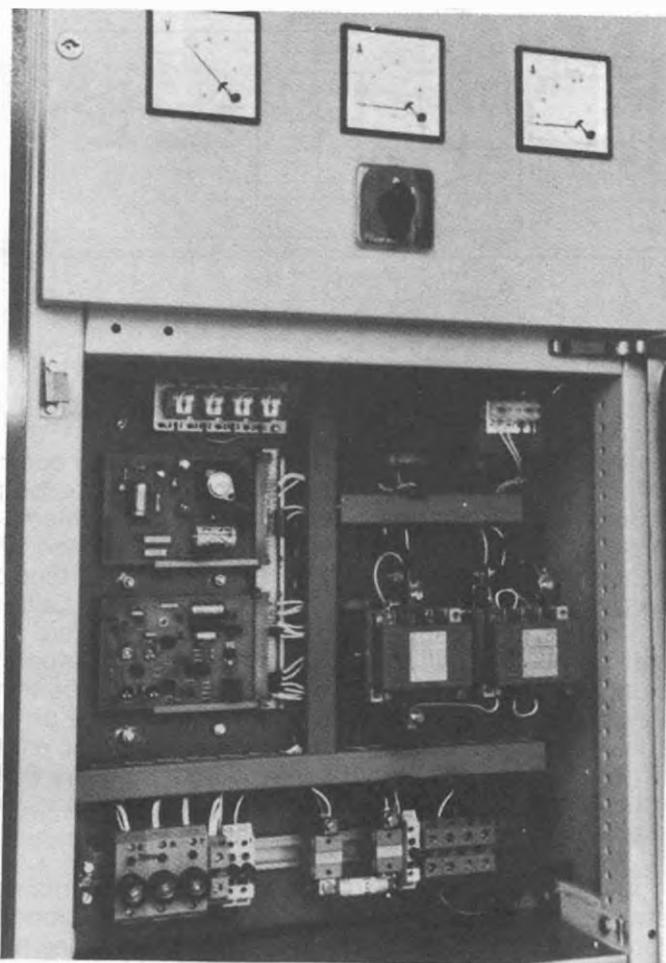


figura 5

I due diodi di T₁ dissipano anche 30 W l'uno, i due SCR dissipano circa sino a 20 W l'uno, e il diodo «free» circa 15 W; nonostante le dimensioni dell'armadio, con trasformatori di tal potenza in giro, fa piuttosto caldo anche se numerose feritoie permettono una certa ventilazione.

Dimenticavo M₃, che indica naturalmente la corrente di ricarica principale, un ferro mobile da 50 A_{IS}.

Il controllo di fase



L'impianto di emergenza nel suo armadio in una prima versione con due teleruttori, poi modificato.

La fotografia rende un'idea delle tecniche da impiegare per montare un affare del genere; le batterie si trovano sotto, i trasformatori e i radiatori in alto, coperti dallo sportello superiore con gli strumenti; fare però attenzione perché la foto si riferisce a un tipo precedente e sono presenti sensibili differenze rispetto ai circuiti qui descritti.

L'armadio è alto più di una persona (è vero che le batterie Ni-Cd sono ingombranti assai) ma se avessimo preteso di effettuare la carica a 32 A con transistori sarebbe più alto ancora.

Avrebbe infatti dovuto ospitare un sistema di radiatori da 1,5 kW recanti i quindici transistori in parallelo necessari a dissipare il calore sviluppato, più una bella ventola aspirante.

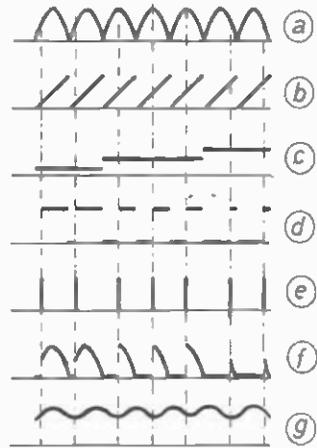
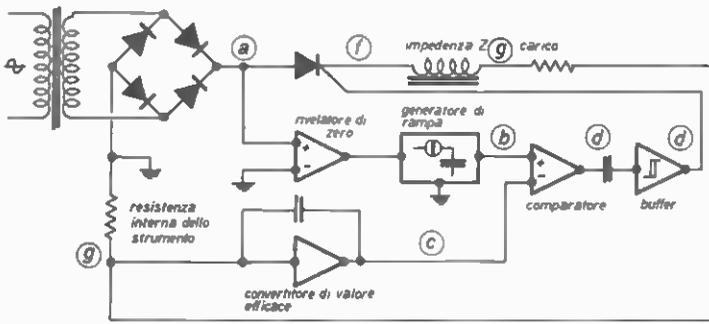


figura 6

Schema di principio del dispositivo di carica a corrente costante a controllo di fase.

La figura 6 illustra il funzionamento teorico del controllo di fase.

In (a) disponiamo di una tensione pulsante, che potremmo ottenere con un raddrizzatore a ponte, cui sarà posto in serie l'elemento controllante (SCR). In pratica non si farà così, ma per capire serviamoci di questa schematizzazione. La forma d'onda (b) si ottiene mandando la tensione (a) a un rivelatore di passaggi per lo zero, il quale fa partire la rampa. La tensione (c) è una tensione di riferimento esterna al circuito di controllo vero e proprio, che in figura 6 cambia due volte di valore. Mandando a un comparatore differenziale le tensioni (b) e (c) otterremo (d); facendo seguire un generatore di impulso comandato dal fronte di salita di (d) otteniamo (e), che è un impulso ritardato rispetto alla partenza della semionda (a) tanto più quanto è alta la tensione di comando (c). Se usiamo tale impulso per comandare uno SCR posto in serie al ponte otteniamo la forma d'onda (f), il cui valore efficace varia in funzione della tensione di comando (c).

Applicando un anello di retroazione è possibile mantenere stabile la corrente sul carico; poiché si rende necessaria la retroazione corrente-serie preleveremo dall'amperometro ferromobile una tensioncina (l'amperometro è una resistenza di piccolo valore in serie al carico) proporzionale alla corrente; l'applicheremo a un circuito che dovrà fornire una tensione continua proporzionale al valore efficace dell'ingresso (che sarà ancora come (f)) e useremo questa tensione come tensione di comando (c).

Occorre ancora parlare di Z, impedenza in serie al carico. Tale aggeggio serve a smorzare i picchi e ad attenuare le brusche variazioni di (f) per cui la effettiva corrente di carica nel nostro impianto avrà l'andamento visibile in (g), mantenendosi a un valore medio di 32 A.

Non mi è possibile per ora fornire lo schema completo della scheda MAIN né tantomeno il circuito stampato, che tramite un connettore Amphenol tipo carolina si collega al circuito di figura 3; serve un 22 contatti, non perché i collegamenti sono molto numerosi, ma perché la scheda è piuttosto ingombrante. Posso però fornire lo schema di figura 7, privo dei valori circuitali e, **ATTENZIONE**, ancora bisognoso di modifiche, allo scopo di rendere l'idea di come dovrà essere il circuito MAIN.

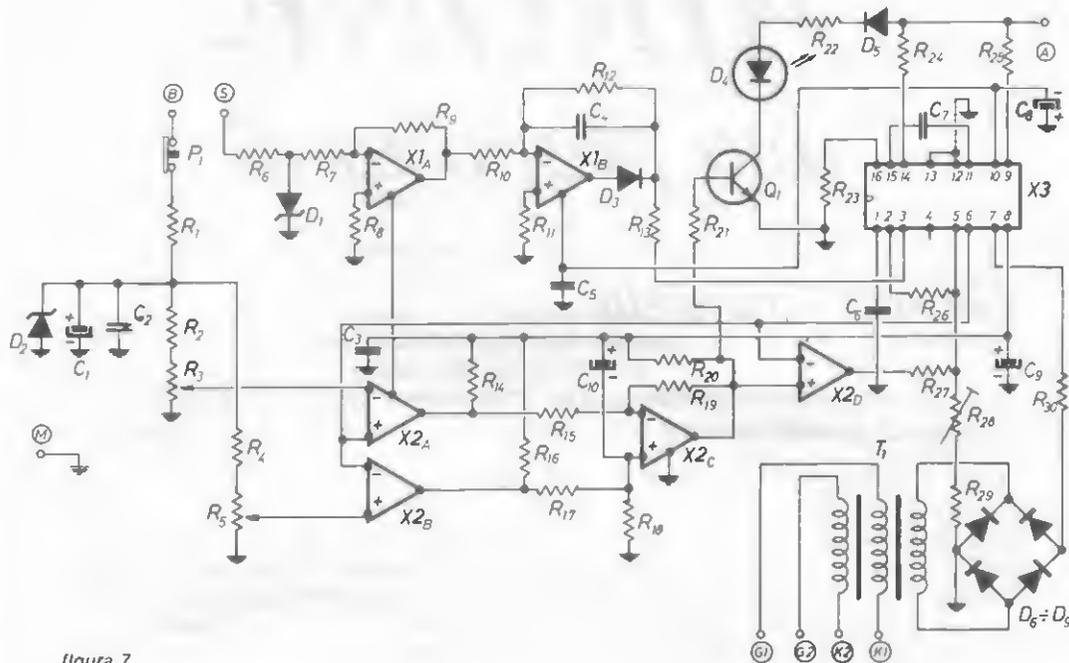


Figura 7

Schema elettrico scheda circuito di controllo e carica principale.

X1 MC1458

X2 LM339

X3 L120

Attualmente molti esemplari di questi impianti sono in servizio presso reparti chirurgici ospedalieri, montando una scheda MAIN (non pubblicabile) diversa ma equivalente nel tipo di funzione svolta.

Prossimamente

Innanzitutto ci sarà una variante al circuito di figura 3, ovvero la sostituzione del teleruttore con uno SCR, suscettibile di applicazione dove non occorre un livello di sicurezza tanto elevato; si ottiene in questo caso la commutazione normalità-emergenza istantanea, che in molti casi costituisce un grosso vantaggio.

Quindi descriverò un impianto simile a questo ma con batteria al piombo e ricarica a corrente decrescente, un insieme più economico.

Informazioni come sempre al sottoriportato indirizzo, ricordando cortesemente una busta affrancata per la risposta:

Alberto Panicieri
via Zarotto 48
43100 PARMA

AIRONE

una proposta di

Gianni Lucarelli

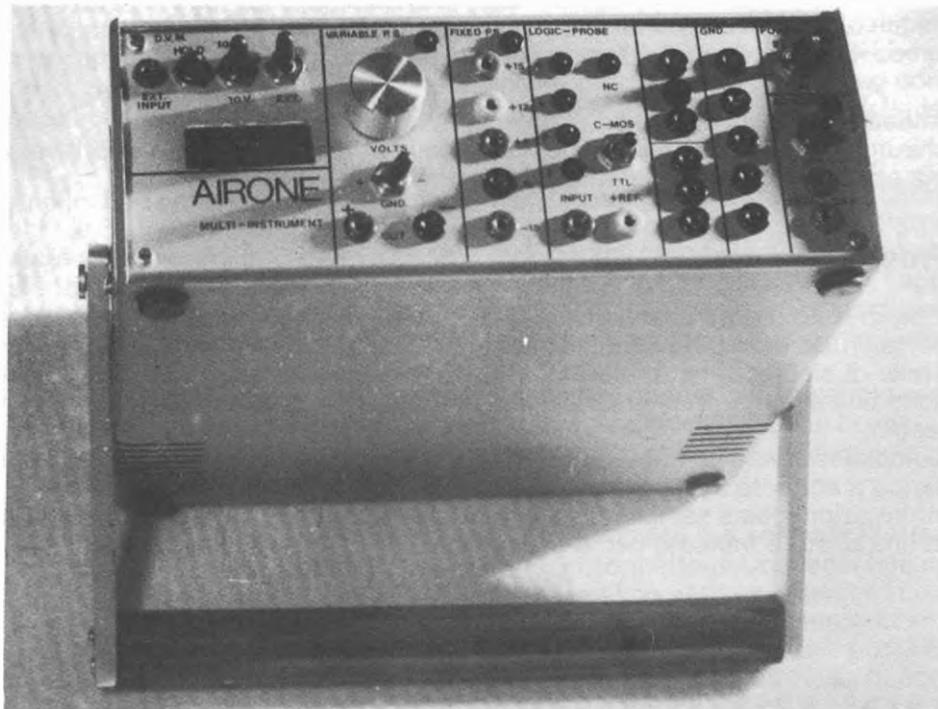
La documentazione qui riportata è relativa al progetto e alla realizzazione di uno strumento multifunzione per laboratorio casalingo.

Io penso che chi si diletta di elettronica un po' di inglese se lo è imparato per forza, anche se a basso livello; perciò non credo che le note in inglese sugli schemi spaventino: sono molto semplici e accessibili a tutti.

AIRONE non vuole essere solo il progetto di uno strumento di laboratorio abbastanza semplice, ma la proposta di un modo di lavorare (o di fare hobby), di progettare le proprie cose: per il proprio lavoro, laboratorio, per usi diversi.

Perché, cioè, non completare i propri progetti con una certa dose di professionalità che ne migliora l'aspetto, ne eleva il livello qualitativo progettuale e costruttivo e rende il progetto stesso più facile da riparare?

Questo è il messaggio che AIRONE propone ai lettori di una rivista come cq.



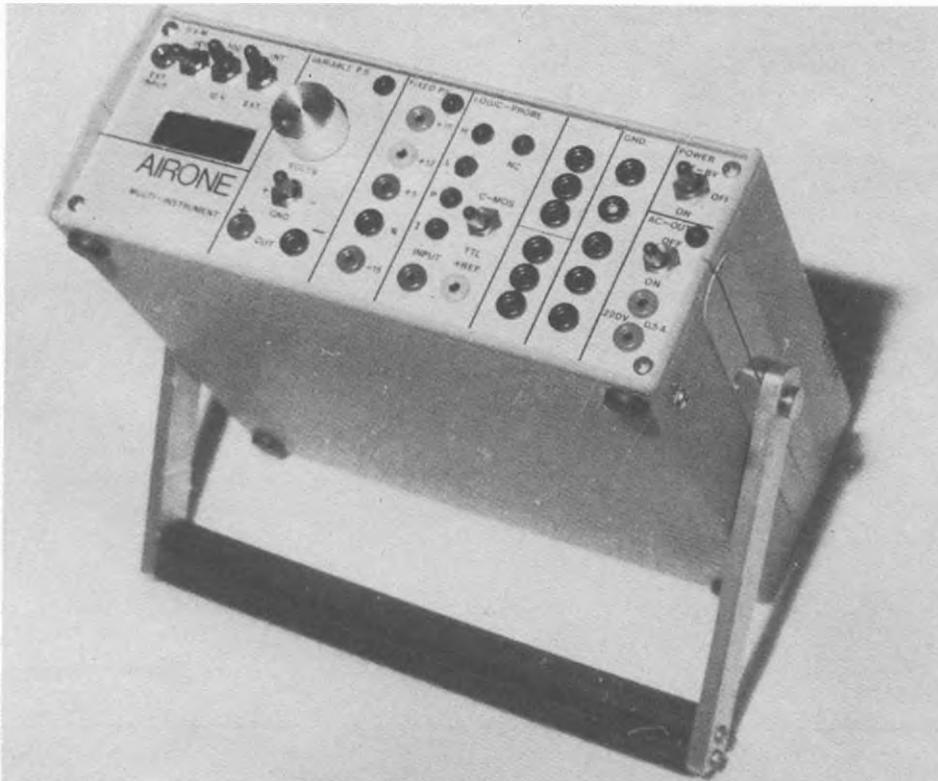
Il progetto è di per sè abbastanza banale e da tutti comprensibile. Il Lettore di cq non copia un progetto brutalmente, ma lo esamina, lo controlla, lo personalizza. Il lettore di cq non è sprovveduto (preferirebbe altre riviste del settore): è una persona che pensa a quello che intende realizzare e non lo copia così... pur di averlo. E come tale deve sapere leggere un Data-sheet ed è quindi in grado di capire l'AIRONE.

sommario

Introduzione
 Caratteristiche tecniche
 Descrizione generale
 Sezione di rete
 Sezione di alimentazione interna
 Sezione del voltmetro digitale
 Sezione della sonda logica
 Sezione dell'alimentatore variabile
 Sezione dell'alimentatore a tensioni fisse
 Uso e configurabilità dello strumento

INTRODUZIONE

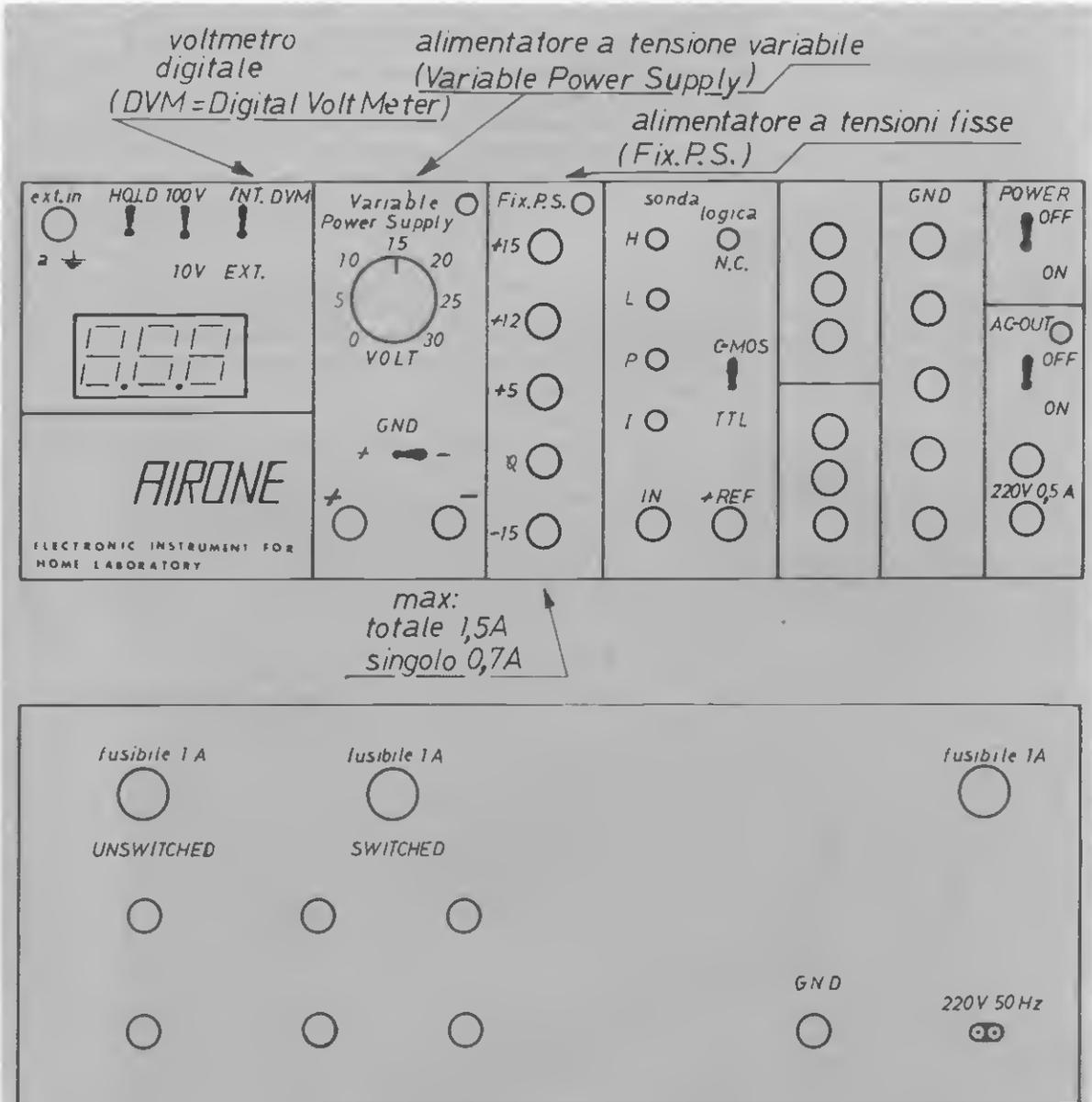
Pur non cercando di essere un «tutto in uno» il progetto proposto vuol essere il minimo supporto, in termini di strumentazione, per un laboratorio dilettantistico di elettronica o per una funzione di «service» di livello medio e medio-basso.



I campi specifici di utilizzo individuabili possono essere:

- logica cablata di tipo TTL o CMOS (orientamento principale dello strumento);
- antifurto (progetto e test di installazione; manutenzione);
- piccoli e semplici sistemi a micro-processore;
- strumentazione musicale (progettazione, prove, realizzazione).

Oltre a questi, il progetto costituisce un valido aiuto per laboratorio hobbistico in quanto offre le normali funzioni tipiche che solitamente sono richieste in applicazioni varie di tipo dilettantistico.



Pannelli frontale (sopra) e posteriore (sotto) di AIRONE.

Lo strumento è quasi ridondante, in termini di funzioni, in quanto una parte guasta di esso nei casi semplici di applicazione può venire sostituita dalla analoga parte. È inoltre costruito in modo modulare, a blocchi, ed è, quindi, facilmente manutenzionabile.

CARATTERISTICHE TECNICHE e interfaccia verso l'esterno

PANNELLO POSTERIORE:

Alimentazione:

220 V, 0,5 ÷ 2,5 A

Uscite di rete:

- una sempre collegata (ad esempio: saldatore)
- due attive con strumento non in «off» (ad esempio: altri strumenti)
- 1 A per lo strumento
- 1 A per l'uscita sempre collegata
- 1 A per le due uscite controllate

Fusibili

Preso di massa dello strumento:

una

PANNELLO ANTERIORE:

Selettore modo:

ON - OFF - STAND-BY (2)

Uscita di rete:

2 boccole, interruttore, led di segnalazione (2)

Prese di massa dello strumento:

cinque

Prese di interconnessione:

due gruppi di tre boccole (4)

Sonda logica:

- selettore TTL o C-MOS
- indicatori a led di stato:
 - L (basso)
 - I (incerto)
 - H (alto)
 - P (impulso)
 - NC (sconnesso)
- boccola di ingresso segnale
- boccola di ingresso tensione di riferimento (il + del circuito in prova).
- la massa è la massa dello strumento (1)

Alimentatore multiplo a tensioni fisse:

- spia di accensione
- boccole di uscita:
 - + 15
 - + 12
 - + 5
 - 0
 - 15

(2) (3)

Alimentatore variabile:

- regolazione di tensione da 1,5 a 30 V
- boccole di uscita «+» e «-»
- selettore di positivo o negativo a massa-strumento (2) (3)

Voltmetro digitale:

- selettore di misura esterna o interna (in tal caso 100 V f.s.)
- selettore di fondo-scala per misura esterna (10 o 100 V)
- interruttore di memorizzazione
- boccia di ingresso misura esterna
- la massa è la massa dello strumento (1)

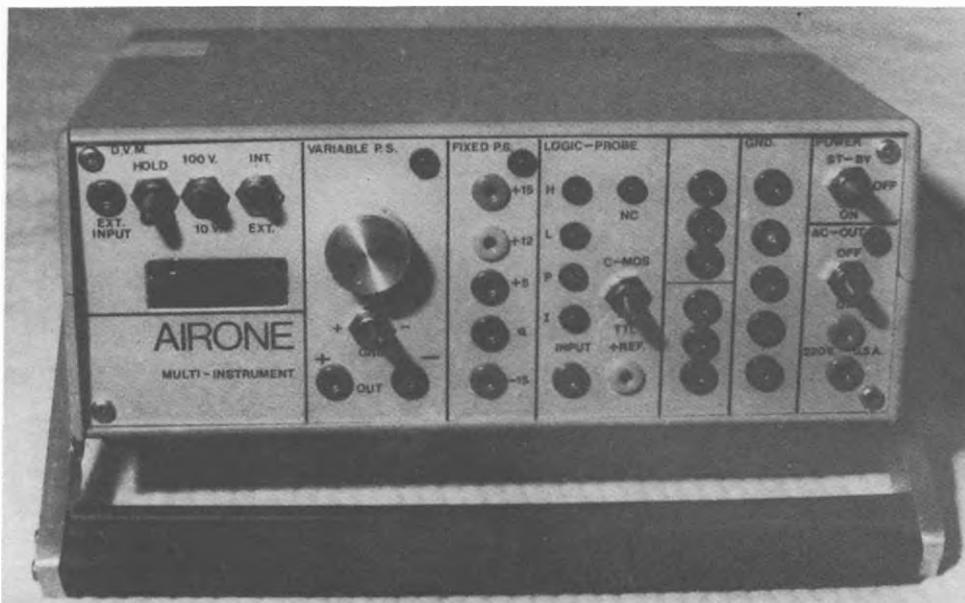
Note:

- (1) Sonda logica e voltmetro digitale misurano sempre rispetto alla massa dello strumento.
- (2) In modo «stand-by» non sono inserite le sezioni:
 - alimentatore a tensione variabile;
 - alimentatore multiplo a tensioni fisse;
 - uscita di rete sul pannello frontale.
 Lo strumento è in tal caso «passivo» e può solo effettuare misure e alimentare; tramite le prese di rete posteriori, altri strumenti e saldatore.
- (3) Gli alimentatori erogano in uscita 0,7 A ognuno e l'alimentatore a tensioni fisse eroga un massimo di 1,5 A totali.
- (4) I due gruppi di tre bocche di interconnessione sono scollegati da qualsiasi punto dello strumento. L'utilizzatore può connettere in qualsiasi modo per configurare lo strumento in base alle esigenze. Le tre bocche di ogni gruppo sono tra loro collegate.

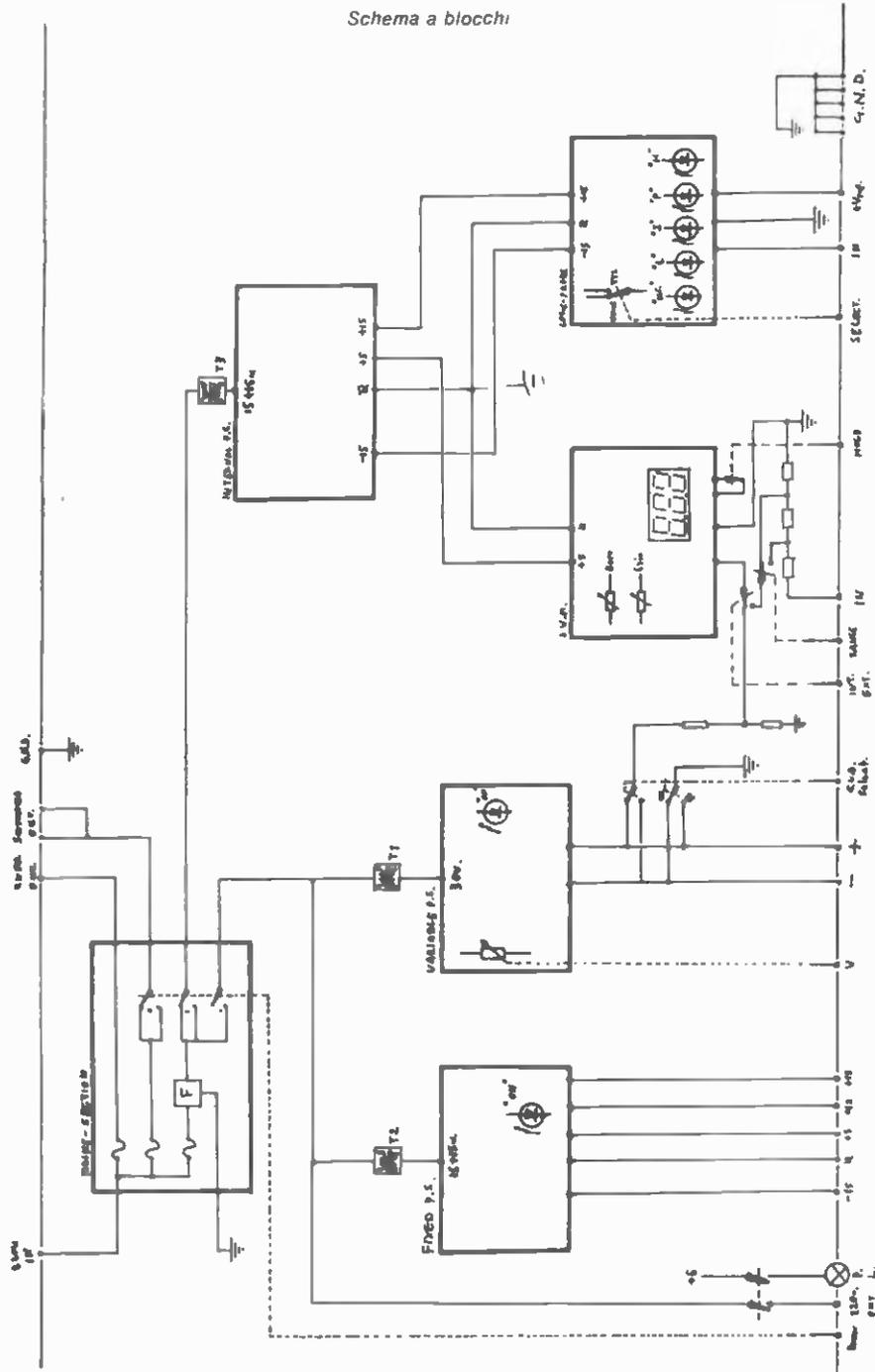
DESCRIZIONE GENERALE

Il progetto è articolato in sezioni.

Ogni sezione (esclusa quella relativa all'alimentatore multiplo a tensioni fisse) deve operare in relazione alla massa dello strumento. Quindi le misure e l'alimentazione sono relative alla massa stessa.



Schema a blocchi



AIRONE vuole dare un messaggio ai Lettori a organizzare in modo razionale le proprie realizzazioni e il proprio laboratorio. Abbiamo quindi mantenuto gli schemi originali dell'Autore, anche se non disegnati a regola d'arte, e non sempre leggibilissimi, proprio per non perdere, dietro un rifacimento più professionale, lo «ham spirit» dell'Autore.

Le sei sezioni componenti lo strumento sono:

- 1) Sezione di rete che controlla il modo di funzionamento dello strumento stesso. Questo può essere «normale» o «stand-by» in dipendenza dall'interruttore principale. In modo «stand-by» sono attivate le sole sezioni di misura (DVM e sonda logica). Nel modo «normale» tutto lo strumento è abilitato. Questa sezione distribuisce la linea di rete a tutto lo strumento e controlla, quindi, in tal modo il funzionamento globale. Da tale sezione dipendono anche le uscite di rete. È presente un filtro in ingresso.
- 2) Alimentatore interno che fornisce le tensioni necessarie al DVM e alla sonda logica.
- 3) Voltmetro digitale che può misurare sia la tensione fornita dall'alimentatore a tensione variabile sia una tensione esterna relativa alla massa dello strumento (nel range di 10 o 100 V). È presente un pulsante di memorizzazione della tensione letta.
- 4) Sonda logica che può rilevare tutti i livelli logici di tipo TTL o C-MOS. Necessita di una tensione di riferimento esterna e la misura è sempre relativa alla massa dello strumento.
- 5) Alimentatore variabile che fornisce da 1,5 a 30 V con 0,7 A. È presente una regolazione di tensione. Tale alimentazione può avere il polo positivo o il negativo collegati alla massa dello strumento. La sua uscita in tensione è visualizzabile dal DVM.
- 6) Alimentatore multiplo a tensioni fisse che fornisce, rispetto a uno zero virtuale, sconnesso dalla massa dello strumento, le tensioni di +15, +12, +5, -15 V. La corrente massima erogabile è di 0,7 A per ogni uscita, mentre la massima corrente totale erogabile è di 1,5 A.

Questa configurazione di alimentatori permette un largo «range» di applicazioni collegando opportunamente le uscite degli alimentatori e la massa dello strumento con l'aiuto delle 3 + 3 boccole di interconnessione.

Altre configurazioni di alimentazione sono ottenibili collegando in parallelo le sezioni per ottenere fino a 1,4 A. Si possono quindi configurare le connessioni per ottenere, ad esempio: 60 V, 0,7 A; o (30 + 30) V, 0,7 A; o 30 V, 1,4 A.

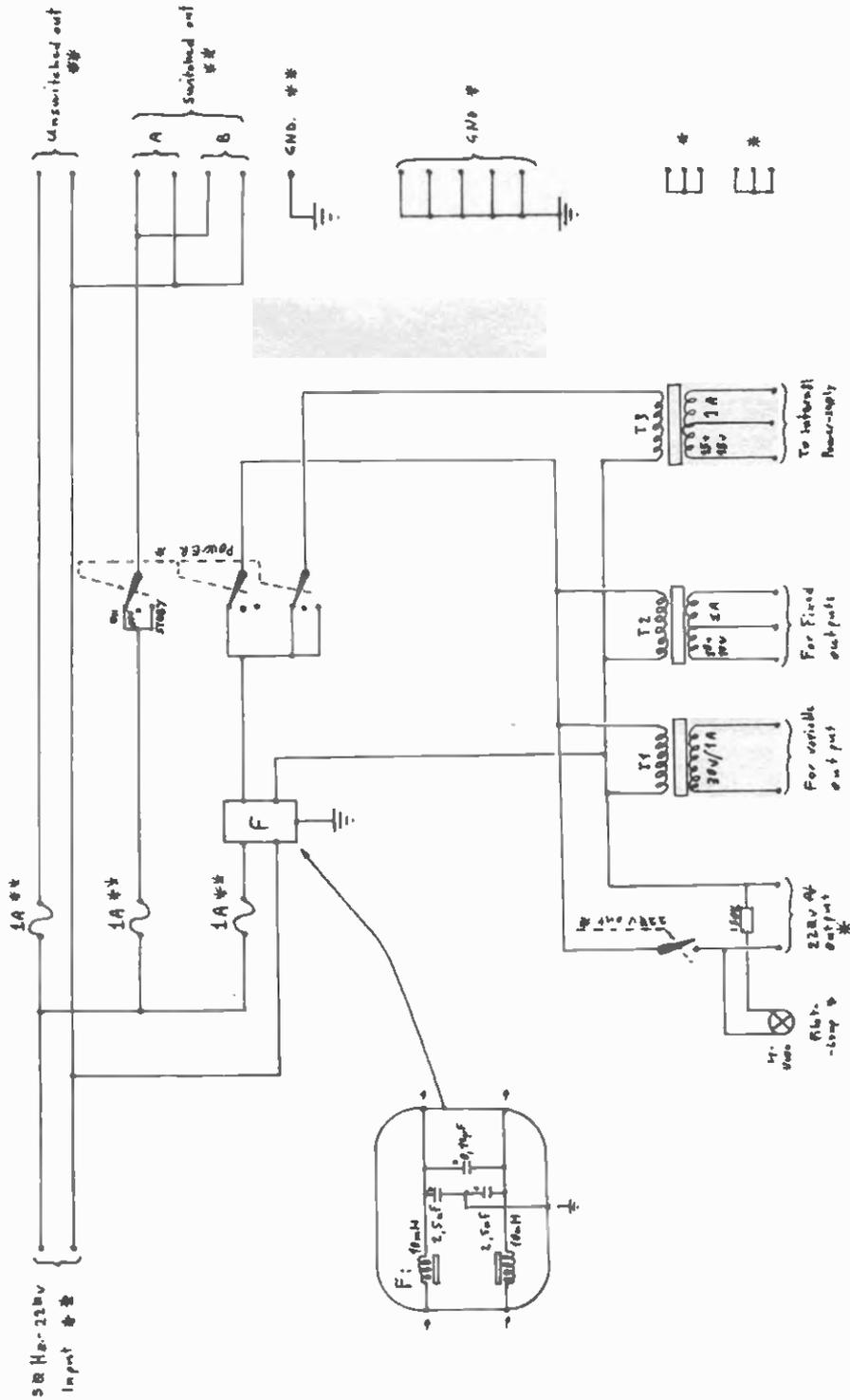
Sfruttando, inoltre, l'alimentatore multiplo a tensioni fisse con zero virtuale e l'alimentatore variabile con positivo o negativo a massa si ottengono configurazioni di alimentatori duali non simmetrici.

SEZIONE DI RETE

Tale sezione si occupa di gestire il modo di funzionamento dell'intero strumento e di provvedere a distribuire l'alimentazione.

La linea di ingresso si divide in tre strade: la prima, via fusibile, è diretta a una presa sul lato posteriore dello strumento sempre in tensione (ad esempio: saldatore), la seconda, via fusibile e via selettore di modo di funzionamento posto sul pannello frontale, dà tensione alle due uscite posteriori (ad esempio: altri strumenti). Tale linea è attiva con selettore in modo non «off». La terza linea passa, via fusibile e filtro di rete, attraverso il selettore di modo di funzionamento. Tale deviatore dà tensione in modo «stand-by» al solo trasformatore di alimentazione relativo a DVM e sonda logica, mentre in modo «on» alimenta anche i due trasformatori degli alimentatori a tensioni fisse e variabili a disposizione dell'utilizzatore, nonché la linea di rete posta sul pannello frontale.

La massa dello strumento (= telaio interno) è accessibile dall'esterno tramite una boccia posta sul pannello posteriore e tramite cinque boccole sul pannello anteriore.



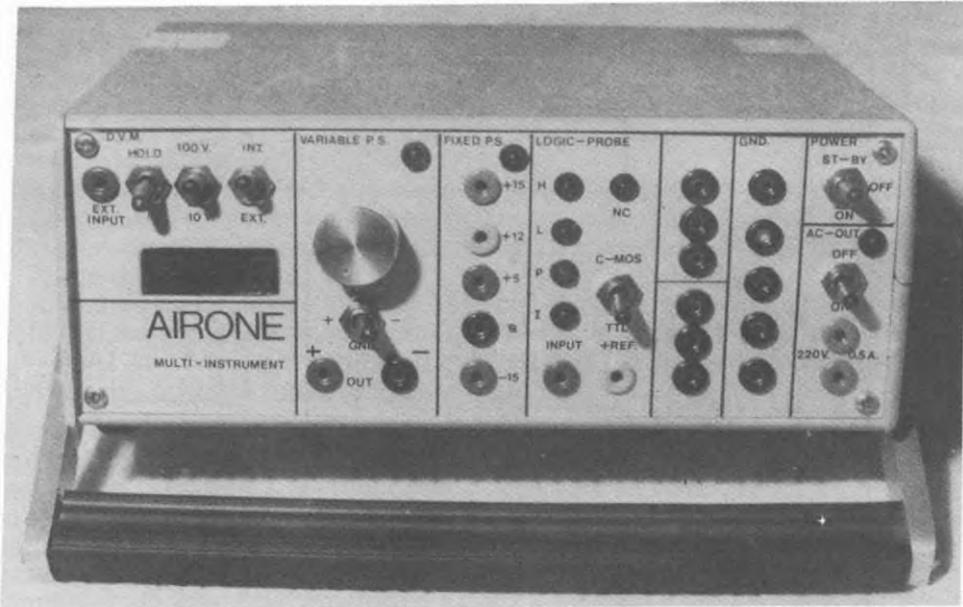
Sezione di rete.

In tale sezione sono considerati i due gruppi di tre bocche di interconnessione utilizzabili dall'utente per configurare lo strumento.

SEZIONE DI ALIMENTAZIONE INTERNA

Questa sezione è costituita da un alimentatore che fornisce le tensioni di + 15, -15 necessarie per la sonda logica e + 5 per DVM.

Lo zero di tale sezione è collegato alla massa dello strumento.



SEZIONE DEL VOLTMETRO DIGITALE

Il circuito principale di tale sezione è ormai banale per la quantità di schemi apparsi anche sulla presente pubblicazione. A titolo di informazione si può ricordare che:

- 1) Il nucleo del circuito è il CA3162E (AD-converter) che riceve un massimo di 1 V in input e pilota, tramite la decodifica CA3161E e tre driver-transistors, i displays a 7 segmenti multiplexati TIL312.
- 2) Le regolazioni sono: guadagno (trimmer da 10 k Ω) e zero (trimmer da 50 k Ω).
- 3) Al pin 6 del CA3161E si può collegare la metà della tensione di alimentazione (+ 5) per ottenere la funzione di «hold».

Nel circuito sono presenti due selettori: il primo seleziona una di due linee di ingresso (dall'alimentatore variabile tramite partitore di 1/100 o dalla linea esterna), il secondo selettore, applicato al particolare della linea di ingresso esterna, sceglie il rapporto di 1/10 o di 1/100. I due selettori collegano opportunamente anche i punti decimali del display.

La massa è sempre relazionata alla massa dello strumento.

SEZIONE DELLA Sonda LOGICA

Tale sezione realizza la visualizzazione tramite leds del segnale logico che riceve in ingresso.

È possibile visualizzare segnali di tipo TTL (Low per $V_{in} \geq 0,87 \text{ V}$ e High per $V_{in} \geq 2,06 \text{ V}$) o C-MOS (Low per $V_{in} \geq 40\%$ di V_{ref} e High per $V_{in} \geq 62\%$ di V_{ref}).

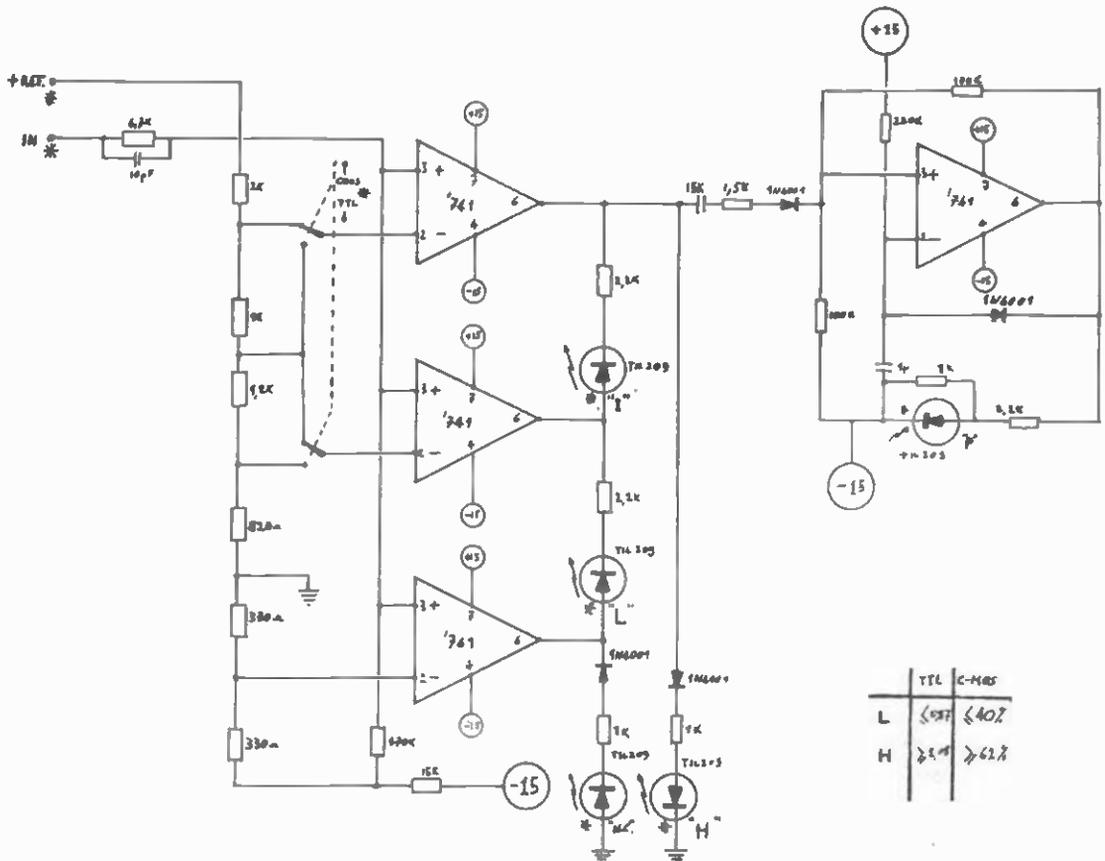
Il livello logico visualizzato può essere:

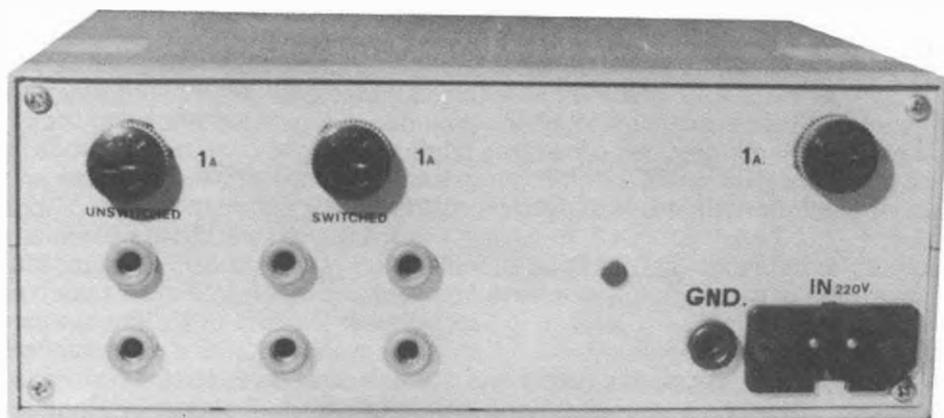
- H High,
- L Low,
- I Incerto (per $V_{in} > V_{low}$ e $V_{in} < V_{high}$),
- NC Non Connesso,
- P Pulse, per impulsi $\geq 50 \text{ msec}$.

Il circuito, tratto dalla rivista **ELEKTOR**, è semplice: le tensioni di riferimento prescelte sono applicate a un ingresso degli operazionali, mentre un livello fisso negativo è connesso agli altri ingressi. La tensione negativa applicata all'operazione in basso, inferiore alla tensione di riferimento anche negativa, fa sì che in assenza di segnale il suo livello di uscita sia tale per cui si accenda il led «NC».

Salendo il livello della tensione di ingresso gli operazionali commutano e ogni led è alimentato dalle uscite degli operazionali cui è collegato. Il quarto operazionale è un estensore di impulso.

La massa del circuito è collegata alla massa dello strumento.





SEZIONE DI ALIMENTATORE A TENSIONE VARIABILE

L'alimentatore a tensione variabile della presente sezione è molto semplice perché tratto direttamente dal Data-sheet dell'integrato LM317.

Non ne riporto lo schema per economia di spazio e perché, in definitiva, banale e rintracciabile ovunque.

Una nota relativa ai diodi: sono necessari per preservare l'integrato da cortocircuiti tra ingresso e uscita e sul potenziometro di regolazione.

Un selettore collega il polo positivo o il negativo alla massa dello strumento; l'uscita non a massa è inviata al DVM.

ALIMENTATORE MULTIPLO A TENSIONI FISSE

Questa sezione genera le tensioni fisse più comuni accessibili dall'esterno dello strumento.

Tale alimentatore non è collegato alla massa dello strumento. In tal modo una qualunque uscita può venire collegata alla massa dello strumento o a un piedino di uscita dell'alimentatore a tensione variabile con lo scopo di ottenere diverse configurazioni di alimentatori.

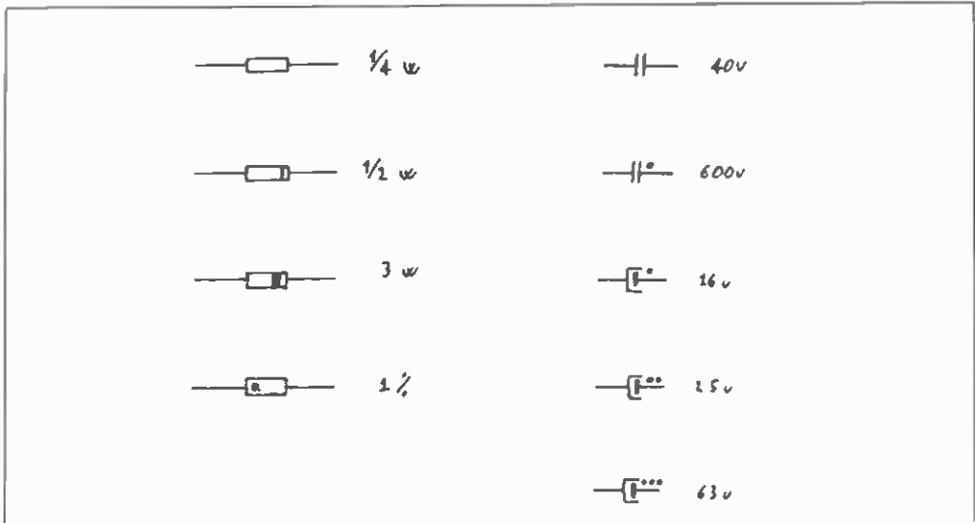
Una particolarità di tale sezione: il led di segnalazione alimentatore acceso (montato sul pannello frontale) è collegato a +15 e -15 per poter ottenere l'indicazione di alimentatore in funzione relativa non solamente al trasformatore, ma a gran parte dell'alimentatore stesso.

USO E CONFIGURABILITÀ DELLO STRUMENTO

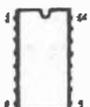
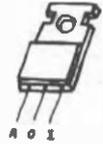
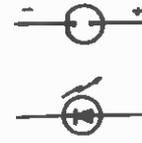
Si è posto l'accento particolarmente sulle relazioni tra le masse delle singole sezioni e la massa dello strumento; si è inoltre parlato di «configurabilità» dello strumento.

Ciò che questo significa è che il presente progetto prevede un uso flessibile dello strumento proposto.

È presente, infatti, un alimentatore definibile come «principale»: questo può avere positivo o negativo a massa (ove per massa si intende non solo quella relativa allo strumento, ma anche quella delle due sezioni di misura). Questo permette gli utilizzi normali di un semplice strumento di laboratorio.



I componenti contrassegnati con semplice asterisco * sono piazzati sul pannello frontale; quelli con doppio asterisco ** sono sul pannello posteriore.

	<p>CA3161E CA3162E</p>  <p>Top</p>	<p>78L05</p>  <p>I 4 0</p>	<p>1N6001</p> 
<p>LN 319</p>  <p>A 0 I</p>		<p>7520</p>  <p>4 2 0</p>	<p>TIL 205</p> 
<p>8C 318</p>  <p>Bottom</p>	<p>74T</p>  <p>Top</p>		<p>TIL 312</p> 
<p>MN - ASSIENMENT</p>			<p>12</p>

La flessibilità dello strumento si evidenzia soprattutto quando si considera anche l'alimentatore multiplo a zero virtuale rispetto alla massa dello strumento e generante molte delle tensioni fisse solitamente usate.

È infatti possibile, come già accennato, collegare qualunque piedino di uscita dell'alimentatore fisso alla massa dello strumento per ottenere una configurazione «tradizionale». Tale alimentatore fornisce fino a 30 V ai suoi estremi: collegandolo opportunamente all'alimentatore variabile si ottengono tutte le tensioni comprese tra 31,5 e 60 V, 0,7 A.

È possibile, quindi, collegare un qualunque piedino dell'alimentatore multiplo alla massa dello strumento con lo scopo di ottenere una precisa relazione tra le tensioni fornite e le funzioni delle sezioni di misura.

Parallelamente a ciò l'alimentatore «principale» a tensione variabile è collegabile alla massa dello strumento con il suo positivo o il suo negativo e quindi le combinazioni possibili diventano molto numerose.

Gli alimentatori possono essere anche collegati in serie, come già detto, anche perché forniscono gli stessi livelli di corrente.

Con alcune precauzioni li si possono connettere anche in parallelo per ottenere fino a 1,4 A.

In aiuto a tale «configurabilità» sono previsti i due gruppi di tre boccole di interconnessione il cui uso è spiegato dicendo che il loro utilizzo evita una facile confusione di cavetti nel caso di configurazione complessa dello strumento.

ALCUNE APPLICAZIONI:

Connesso tramite link d'accoppiamento (qualche spirale) o con campionatore, all'uscita del trasmettitore, o ripetitore, consente l'immediata visualizzazione qualitativa e quantitativa dell'emissione, le F. armoniche, le F. spurie, la valutazione percentuale della potenza irradiata nella F. fondamentale e nelle emissioni indesiderate, e nel caso di segnali TV, dei livelli di intermodulazione tra le portanti audio e video.

Può essere pertanto valutata la purezza di emissione e l'efficienza di qualsiasi tipo di filtro.

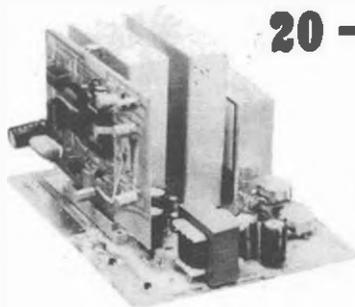
Per verifiche circuitali, inserito nei vari punti dell'apparato di esame, consente la visualizzazione immediata dell'innescio di circuiti oscillanti, quarzati o liberi, della resa e degli eventuali inquinamenti al segnale introdotto, di volta in volta, dagli stadi amplificatori, convertitori o miscelatori, della selettività ed efficacia dei circuiti accordati a R.F. o F. intermedia.

Per verifiche di frequenze disponibili, con l'impiego di una antenna ricevente, fornisce la situazione panoramica (o espansa) dei segnali presenti in gamma, allo scopo di prevenire spurie, battimenti ecc.

L'inserimento a piacere, del reticolo elettronico, e/o del marker a quarzo alla F. 10.000 KHz (e successive armoniche), quando non si intenda fare uso di frequenzimetro, permette una rapida collocazione in frequenza dei segnali esaminati.

UNISET Cas. Post. 119 - 17048 VALLEGGIA (SV)
r. Tel. (019) 22407 - 387765

RF spectrum analyzer 20 - 350 MHz



Campo di copertura: 20 : 350 MHz panoramico o in espansione;

sensibilità: min. 60 dB_v - Max. 120 dB_v;

dinamica misura segnali: 50 dB;

uscita: canale 36 uhf (qualsiasi televisore)
video B.F. 1 Vpp su 75 ohm (monitor)

alimentazione: 24 Vcc 200 mA;

ricevitore: supereterodina a doppia conversione;

I° oscillatore: da 920 a 1250 MHz a scansione automatica (50 Hz);

II° oscillatore: 940 MHz;

I° F.I.: 900 MHz;

II° F.I.: 40 MHz;

Calibratore ca/cc

ing. Emanuele Bennici

Il circuito che presento permette di realizzare una apparecchiatura per la generazione di tensioni stabili e precise nella gamma da 5 V a 5 mV, a gradini di sequenza 1-2-5, sia in corrente continua che alternata a onda quadra.

L'utilità di questo apparato sarà evidente ogni volta che ci si troverà a dover affrontare, ad esempio, i seguenti problemi:

- calibrazione di voltmetri digitali e analogici e circuiti come convertitori tensione-frequenza e A/D;*
- taratura oscilloscopi, con particolare riferimento alla compensazione degli attenuatori di ingresso e dei probe a bassa capacità, nonché alla regolazione della sensibilità orizzontale e verticale;*
- rilievo funzioni di trasferimento di amplificatori sia ca che cc;*
- collaudo e rilievo delle caratteristiche di oscillatori comandati in tensione, generatori di funzione e sweep;*
- impiego di riferimenti di tensione esterni per alimentatori di potenza;*
- misure varie in cui occorra un generatore calibrato di onda quadra per usi generali.*

Per ottenere delle buone caratteristiche a basso costo, si sono impiegati due circuiti integrati particolarmente versatili, sfruttandone al meglio le possibilità. Il tutto risulta molto semplice ed economico, l'unica difficoltà essendo rappresentata, al più, dal partitore calibrato di uscita che dovrebbe essere realizzato con resistori di precisione.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Lo schema elettrico completo è rappresentato in figura 1.

L'integrato X₂, il venerabile L123 (o μ A723), provvede simultaneamente a:

- 1) Fornire la tensione standard di 5 V_∞ che, applicata al partitore, si ritroverà ai morsetti d'uscita; questa tensione è ottenuta, tramite un trimmer multigiri di taratura (P₂), dal riferimento interno dell'integrato che, costituito da un diodo zener compensato in temperatura altamente stabile, assicura un coefficiente termico tipico di 0,003%/°C.

Il condensatore C₇ serve a ridurre il rumore casuale a larga banda, caratteristico del diodo zener, a valori assolutamente trascurabili dell'ordine dei microvolt.

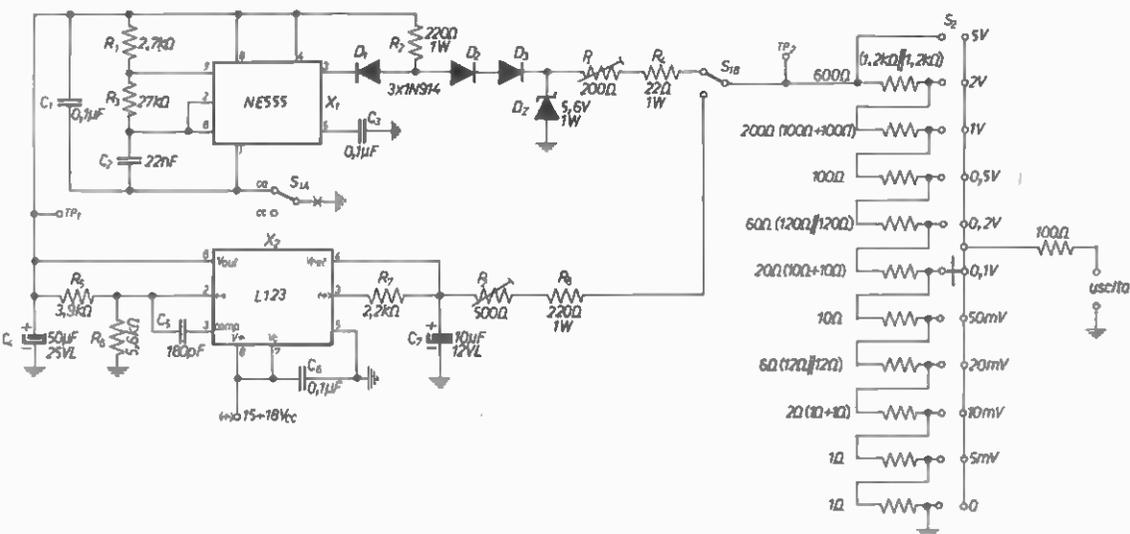


figura 1

- 2) Alimentare a 12 V (stabilizzati) la parte ca del circuito, costituita dall'integrato X_1 (NE555) che, connesso come astabile, genera un'onda pressochè quadrata a circa 1.000 Hz (*); l'uscita pilota la rete dei tre diodi 1N914 e il diodo zener D_z da 5,6 V, 1 W.

Il tutto funziona in questo modo: quando l'uscita di X_1 è allo stato alto, il diodo D_1 non conduce, isolando l'astabile dallo zener che fornisce, in questa fase, una tensione al partitore regolata a 5 V esatti tramite il trimmer multigiri di taratura P_1 ; quando l'uscita di X_1 è allo stato basso, il potenziale del piedino 3 sarà circa 100 mV che, sommati ai 0,8 V di caduta ai capi di D_1 , provocano ai capi di D_2 e D_3 una tensione inferiore al valore della soglia di conduzione ($2 \times 0,6$ V) per cui D_1 , D_2 e D_3 risultano interdetti e l'uscita sarà virtualmente al potenziale di massa. I due stati descritti si alternano ogni 500 μ sec permettendo di ottenere un'onda quadrata a 1.000 Hz tra i livelli di tensione di 0 e 5 V esatti.

Voglio far notare che, malgrado la semplicità assoluta del circuito, viene realizzata in buona misura la caratteristica richiesta in un sistema del genere, cioè avere un'onda rettangolare che si sviluppi tra due livelli di tensione ben definiti senza l'introduzione di cadute di tensione resistive o di offset o di transistori in saturazione (che, tra l'altro, dipendono dalla temperatura).

A titolo di esempio, si riportano in figura 2 vari altri possibili modi di pilotare il diodo zener in ordine crescente di qualità.

L'inserzione descritta è stata scelta quale migliore compromesso tra semplicità, prestazione e costo.

(*) Il duty-cycle dell'onda rettangolare generata è pari, per un NE555, a:

$$\delta = \frac{1}{R_1/R_3 + 2}$$

per cui, essendo R_1 molto più piccola di R_3 , si ha $\delta = 0,5$ circa.

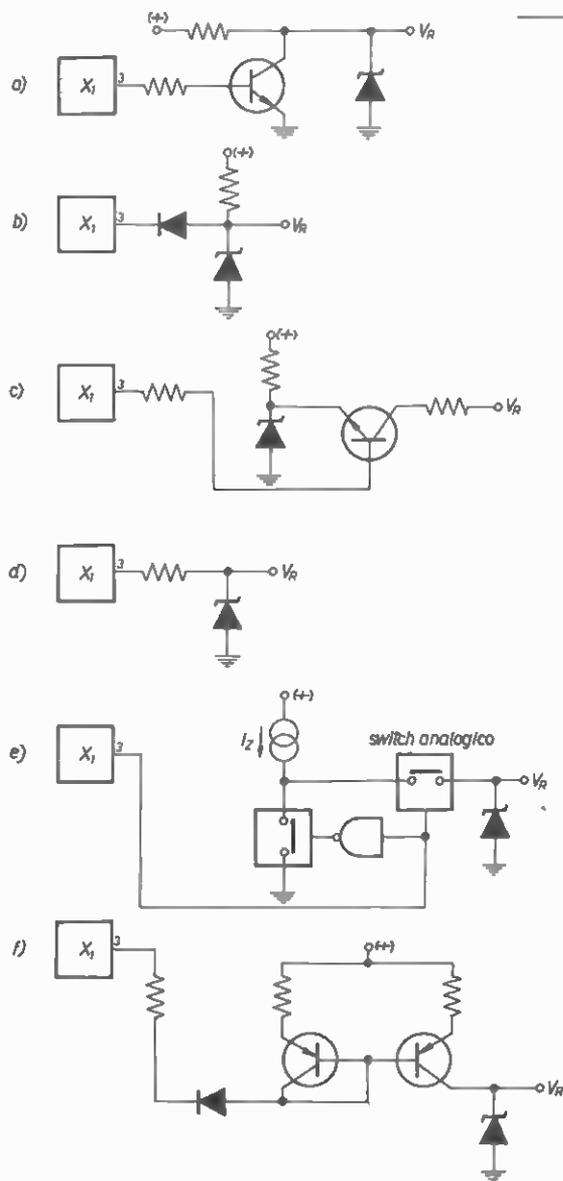


figura 2

La tensione continua o quadra a 5 V, scelta tramite il commutatore S_1 è applicata al partitore che provvede a selezionare tutti i livelli voluti.

Le resistenze del partitore stesso dovrebbero essere della più alta precisione possibile o, almeno, selezionate con ohmetro digitale o a ponte tra esemplari al 5%; sarebbe preferibile, inoltre, per motivi di stabilità termica, impiegare esemplari da 1 W. In ogni caso, i valori scelti rappresentano un compromesso tra diverse esigenze:

- usare valori commerciali per ottenere in uscita le tensioni volute;
- mantenere nel partitore una corrente quanto più alta possibile al fine di avere una bassa resistenza equivalente d'uscita.

Si è optato per una corrente nominale di partitore di 5 mA, compatibile con quella erogabile dai diodi zener, che nello stesso tempo consente di ottenere una resistenza d'uscita di poche centinaia di ohm e una efficace protezione contro i cortocircuiti in uscita.

MESSA A PUNTO E TARATURA

Montato il circuito, senza effettuare i collegamenti al commutatore S_1 , si alimenti il tutto con una tensione compresa tra 15 e 18 V e si controlli che l'assorbimento di corrente sia intorno a 30 mA. Si misuri la tensione al punto TP1 che deve essere portata a 12 V esatti ritoccando, se necessario, il valore di R_5 ; si tenga presente che, diminuendo il valore della resistenza, la tensione diminuisce. Non si è ritenuto di inserire un trimmer, per assicurare la stabilità nel tempo della taratura.

Il valore della resistenza R_2 è stato determinato per fare circolare nel diodo D_2 una corrente di $15 \div 20$ mA che, tipicamente, assicura le migliori prestazioni per zener da 1 W. Nell'esemplare del prototipo, da misurazioni effettuate appositamente, il coefficiente termico è risultato circa $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ nel campo di temperatura ambiente da 0°C a 45°C ; ciò è più che sufficiente per gli impieghi pratici in corrente alternata.

Si effettuino ora i collegamenti alla sola sezione B del commutatore S_1 e si regolino i due trimmer P_1 e P_2 per avere $5 V_{cc}$ esatti al punto TP2. È quasi indispensabile effettuare questa misura con voltmetro digitale e, per i trimmer P_1 e P_2 , è da escludere tassativamente l'impiego di componenti a un giro, di scarsa qualità.

Effettuato il residuo collegamento a S_{1A} , l'oscillatore con X_1 deve funzionare al primo colpo; in ogni caso sarà bene controllare con l'oscilloscopio la presenza dell'onda quadra ai morsetti d'uscita.

Il partitore non avrebbe bisogno di particolari cure, nella ipotesi di avere selezionato preventivamente le resistenze; al più, si dovrà controllare che non ci siano banali errori leggendo, sempre con tester digitale, l'effettiva rispondenza di tutte le tensioni in posizione «CC».

Un perfezionamento potrebbe essere costituito dal rendere accessibili dall'esterno i trimmer per effettuare periodiche tarature senza aprire il contenitore. In questo caso, si dovrà collegare un pulsante, normalmente chiuso, nel punto segnato con X per permettere la taratura dal livello alto dell'onda quadra come detto in precedenza.

Completerà il tutto un alimentatore da rete atto a fornire da 15 a 18 V con non meno di 100 mA. È importante che il ripple di alternata sia molto basso; inoltre, se la tensione è più vicina ai 18 V che ai 15 V, sarà opportuno munire X_2 di un dissipatore di calore a stella.*****

*chi legge cq
riesce a farsi delle opinioni*

CODICI

nella telefonia e nella trasmissione dati

Marco Minotti, perito in telecomunicazioni

(segue dal mese precedente)

Riprendiamo e concludiamo il discorso iniziato il mese scorso.

CAPACITÀ DI UN CANALE TRASMISSIVO

Un canale trasmissivo di qualsiasi tipo è caratterizzato da due parametri fondamentali: la larghezza di banda e il rapporto S/N che esso presenta all'ingresso del terminale ricevente.

La larghezza di banda agisce sulla deformazione del segnale e potrebbe essere, se considerata isolatamente, un parametro di non grande importanza (l'importante infatti sono gli istanti caratteristici se non ci fosse il rapporto S/N).

La presenza del rumore fa aumentare però l'importanza della banda; diminuendo infatti la banda (B) si ottiene, a parità di segnale trasmesso, una diminuzione dell'ampiezza del segnale ricevuto e di conseguenza una maggiore vulnerabilità al rumore. La capacità di un canale rumoroso in bit al secondo è data da:

$$C = B \log_2 (1 + S/N)$$

Se per esempio la $B = 3.000$ Hz e il rapporto $S/N = 30$ dB, la capacità risulta circa $C = 30.000$ bit/secondo.

Se in un canale di questo tipo si trasmettono informazioni con un ritmo inferiore ai 30.000 bit/secondo è possibile mantenere la probabilità di errore a valori piccoli quanto si vuole utilizzando opportuni codici. Aumentando invece la capacità non sarebbe più possibile ridurre la probabilità di errore al di sotto di valori prefissati. La capacità del canale rappresenta quindi un limite ben preciso alla quantità d'informazione che si riesce a far transitare in un canale, ad essa ci si potrà avvicinare usando codici particolarmente sofisticati ma non si potrà mai superarlo. Shannon dice che utilizzando (e che esiste sempre) un codice appropriato, è possibile ridurre quanto si vuole la probabilità di errore o la percentuale

di errori; per questo la codifica può richiedere memorie in trasmissione e in ricezione, che provvedono a effettuare la codifica, elaborando non solo il simbolo da trasmettere, ma anche quelli precedentemente trasmessi, sulla base del modo con cui essi sono stati a suo tempo codificati; concludendo, per diminuire la probabilità di errore si può agire sia sulla banda di trasmissione, allargandola, sia aumentando il rapporto S/N, sia lasciando tutto invariato complicando l'equipaggiamento di codifica e aumentando quindi il ritardo di decodifica a causa delle dimensioni delle memorie implicate nei compiti di decodifica. In pratica il ritardo non costituisce un limite, piuttosto è il costo che aumenta in maniera eccessiva.

INFORMAZIONE CONTENUTA IN UN MESSAGGIO DISCONTINUO

Prima di andare avanti nella spiegazione dei principali tipi di codici è bene chiarire e precisare l'informazione contenuta in un messaggio discontinuo introducendo così la quantità d'informazione. Prima di tutto bisogna definire in modo preciso che cosa si intende per informazione, stabilire un metodo di misura e fissare la corrispondente unità.

Il problema è stato affrontato dalle trasmissioni di messaggi discontinui quali i messaggi telegrafici, costituiti da una serie di elementi distinti uno dall'altro. Lo studio del problema dei messaggi telefonici costituiti da una variazione continua di intensità sonora è più difficile ed è stato affrontato semplificando con opportuni artifici, ottenendo una trasmissione discontinua.

Un messaggio telegrafico è costituito da una serie di caratteri alfabetici, più segni di interpunzione, più caratteri numerici trasmessi uno successivamente all'altro in un determinato ordine. Riferendoci per semplicità al caso ideale della trasmissione delle lettere dell'alfabeto, si può dire che ogni simbolo del messaggio può essere scelto, nella lingua italiana, fra 21 caratteri dei quali non considereremo la differenza fra caratteri minuscoli e maiuscoli. Lo spazio fra una parola e un'altra verrà considerato e porterà a 22 il numero dei simboli. La persona che riceve il messaggio sa che il simbolo che deve ricevere è uno dei 22 a lei noti; non sa però di quale si tratti.

Quindi è chiaro che l'informazione è da ritenersi proporzionale al numero dei simboli costituenti il messaggio stesso.

Definiamo quindi la quantità di informazione inerente a un solo simbolo. Per arrivare a questa definizione conviene partire dal caso più semplice di un sistema binario nel quale ogni simbolo può essere scelto fra due possibilità. Ad esempio lanciando in aria una moneta, questa può, cadendo, mostrare indifferentemente una delle due facce di cui è costituita, può cioè indicare come suol, dirsi, testa o croce.

La comunicazione del messaggio testa o croce darà la conferma di quali dei due eventi possibili si è verificato.

La quantità di informazione contenuta in questa comunicazione è stata assunta come unità di informazione col nome di BIT che deriva dall'espressione inglese: «Binary digIT» (cifra binaria), facendo riferimento a quel sistema di numerazione detto appunto binario che utilizza due sole cifre distinte invece delle dieci del sistema decimale.

Il bit può allora definirsi come quantità di informazione corrispondente al verificarsi di un evento compreso fra due ugualmente probabili.

La precisazione «ugualmente probabile» è di particolare importanza perché l'informazione avrà un valore minore se la probabilità dei due eventi è diversa, e al limite se uno dei due eventi è quasi sicuro e l'altro estremamente improbabile, l'informazione risulta quasi nulla. Risulterebbe nulla se uno dei due venti fosse certo. Con due lanci successivi di una moneta a due facce si hanno quattro casi:

1° lancio	probabilità	2° lancio	probabilità	complessivamente	probabilità
croce	1/2	croce	1/2	croce-croce	1/4
croce	1/2	testa	1/2	croce-testa	1/4
testa	1/2	croce	1/2	testa-croce	1/4
testa	1/2	testa	1/2	testa-testa	1/4

Infatti è noto che la probabilità di due eventi successivi è uguale al prodotto delle probabilità, per cui ai due eventi costituiti dal primo e dal secondo lancio, ognuno dei quali ha probabilità 1/2, corrisponderà la probabilità di 1/4. In modo analogo la probabilità complessiva di tre lanci di una moneta a due facce sarà di 1/8 infatti rimanendo 1/2 la probabilità di un singolo lancio:

$$1/2 \times 1/2 \times 1/2 = 1/8$$

pari a tre bit d'informazione; la comunicazione di un evento o di un dato compreso fra n possibili, tutti ugualmente probabili, comporta un'informazione del valore di:

$$\log_2 n = \text{bit} \quad \text{ovvero} \quad 2^{\text{bit}} = n$$

Nel caso che gli elementi non siano tutti ugualmente probabili l'informazione totale è minore ed è data da:

$$-\sum_i p \log_2 p$$

essendo p la probabilità di ogni elemento costituente l'insieme e la sommatoria essendo estesa a tutti gli elementi nell'insieme (naturalmente $p = 1$).

Si abbia per esempio un mazzo di carte tipo italiano e si debba comunicare il risultato dell'estrazione di una carta: se è una figura o un numero. Le 40 carte contengono 28 numeri e 12 figure, la probabilità di estrarre un numero è $28/40 = 0,7$ e la probabilità di estrarre una figura è $12/40 = 0,3$.

L'informazione inerente alla comunicazione del risultato dell'estrazione sarà quindi:

$$-(0,7 \log_2 0,7 + 0,3 \log_2 0,3) = -0,7(-0,52) + 0,3(-1,4) = 0,36 + 0,43 = 0,78 \text{ bit}$$

che, come si vede, è inferiore al valore di 1 bit che si avrebbe se l'estrazione di un numero avesse la stessa probabilità dell'estrazione di una figura.

CODIFICAZIONE DEI SEGNALI

I codici si possono distinguere in codice di sorgente, di canale e di linea. Codice di sorgente: sono quelli relativi a un messaggio rappresentato in forma binaria.

Il codice Morse e il codice internazionale n° 1 e 2 sono codici di sorgente: il loro scopo è di trasformare le emissioni della sorgente in sequenze di simboli che assumono un numero minore di valori (normalmente 2).

Il problema che ci si pone nel determinare *un codice ottimo è quello di fare in modo che il numero dei simboli binari del codice trasmessi nell'unità di tempo coincida con la quantità d'informazione media emessa dalla sorgente nell'unità di tempo.*

Esaminiamo il caso in cui la determinazione del codice ottimo è immediata supponiamo che la sorgente possa emettere quattro diversi caratteri X1, X2, X3, X4 e che le probabilità di emissioni di ogni carattere siano le stesse.

Scegliamo allora il seguente codice:

$$X1 = 00$$

$$X2 = 01$$

$$X3 = 10$$

$$X4 = 11$$

Questo è un codice ottimale, infatti se la sorgente emette un carattere al secondo, la quantità d'informazione media emessa è pari a 2 bit/secondo. In linea si manderanno due simboli binari per ogni carattere e la velocità di trasmissione sarà pari a due simboli al secondo.

Passiamo ora a considerare il caso in cui il numero di caratteri dell'alfabeto della sorgente non sia una potenza di due, mantenendo però la condizione di equiprobabilità dei caratteri. Se l'alfabeto è costituito da cinque caratteri sarà necessario utilizzare un codice costituito da tre simboli.

$$X1 = 000$$

$$X2 = 001$$

$$X3 = 010$$

$$X4 = 011$$

$$X5 = 100$$

Se la sorgente emette un carattere al sec, la quantità d'informazione media da essa emessa è pari a 2,32 bit/sec, mentre la velocità di trasmissione risulta 3 bit al secondo.

Chiaramente il codice non è ottimale.

Consideriamo ora invece il caso in cui l'alfabeto della sorgente sia una potenza di 2 ma le probabilità dei caratteri siano diverse tra loro.

Ad esempio supponiamo che ai quattro caratteri siano assegnate le seguenti probabilità:

$$X1 = 25\% ; X2 = 50\% ; X3 = 10\% ; X4 = 15\%.$$

Scegliamo come codice:

$$X1 = 00 ; X2 = 01 ; X3 = 10 ; X4 = 11;$$

La quantità d'informazione media emessa dalla sorgente:

$$0,25 \log_2 \frac{1}{0,25} + 0,5 \log_2 \frac{1}{0,5} + 0,1 \log_2 \frac{1}{0,1} + 0,15 \log_2 \frac{1}{0,15} =$$

1,75 bit/sec.

$$\left(- \sum p \log_2 p \text{ oppure } \sum p \log_2 \frac{1}{p} \right)$$

Contro i due simboli trasmessi abbiamo ancora a che fare con un codice non ottimale.

Il caso più generale è quello in cui l'alfabeto non è una potenza di due e i caratteri non sono equiprobabili.

$X_1 = 50\%$; $X_2 = 25\%$; $X_3 = 12,5\%$; $X_4 = 6,5\%$; $X_5 = 6\%$.

$X_1 = 000$; $X_2 = 001$; $X_3 = 010$; $X_4 = 011$; $X_5 = 100$.

Si avrà una quantità d'informazione media emessa dalla sorgente di 1,88 bit/sec, mentre la velocità di trasmissione sarà di 3 bit/sec. Gli esempi proposti sono serviti a chiarire il concetto che utilizzando codici così semplici non è in generale possibile raggiungere la perfezione di codice.

Si è allora pensato di utilizzare dei codici di lunghezza variabile (Morse) che associa alle lettere più comuni dell'alfabeto i gruppi di simboli più corti. L'utilizzazione di questi codici non è però frequente come si possa pensare infatti il sistema ricevente diventa enormemente più complesso e quindi si rinuncia ai vantaggi derivanti dall'uso di codici a lunghezza variabile in favore di una maggiore semplicità degli apparati.

Codici di canali: le sequenze di segnali binari, che costituiscono un determinato messaggio sono sottoposte durante la trasmissione all'azione di degradazione del rumore che, raggiungendo determinati livelli, può essere tale da provocare la perdita di alcuni bit di informazione costituenti il messaggio.

Nel caso ad esempio del segnale vocale codificato (P.C.M.) la cosa può essere senza effetto o al più tradursi in un «click» fastidioso quanto si vuole, ma non tale da rendere incomprensibile il significato del messaggio trasmesso.

Questo è dovuto al fatto che il segnale vocale è molto ridondante nel senso che nella voce è contenuta molta più informazione di quanta sia effettivamente necessaria per la comprensione del messaggio: similmente, in un messaggio TELELEX qualora si manifesti un errore in linea in molti casi non crea grossi problemi ad esempio se venisse ricevuta la parola ANTELNA sarebbe facile capire che in partenza era stata trasmessa la parola ANTENNA.

La ridondanza della parola ANTENNA è legata al fatto che chi legge il messaggio conosce la lingua italiana, pertanto l'informazione trasportata dalla parola ANTENNA è di molto superiore a quella trasportata ad esempio dal gruppo di parole di sei cifre 342578 che non ha alcuna ridondanza.

È chiaro infatti che se a causa di un errore di linea venisse ricevuto il gruppo 343578 non vi sarebbe alcun modo di accorgersi e di correggere l'errore.

Nel caso della trasmissione dati si può affermare che il messaggio non ha ridondanza intrinseca e che pertanto non sarà assolutamente protetto dagli errori del canale.

Da quanto detto è chiaro che la ridondanza rappresenta un efficace rimedio contro gli errori causati dai rumori sul canale quindi qualora si ritenga che la ridondanza intrinseca del messaggio sia troppo bassa o addirittura nulla essa potrà essere aumentata mediante un opportuno codice (codice di canale); si vedrà che l'introduzione di un tale codice permette di rivelare la presenza di alcuni errori e in molti casi di correggerli.

Non è però da credere che mediante codificazione e aggiunta di ridondanza si possa creare un messaggio invulnerabile al rumore; come meglio vedremo in seguito, in una linea affetta da disturbo è sempre presente una certa probabilità di errore, mediante opportuna codificazione si può solo ottenere, in base a certi compromessi, primo fra i quali la riduzione della velocità di trasmissione, un abbassamento della probabilità di errore al di sotto di un valore prefissato.

A titolo di esempio citerò un sistema molto semplice di protezione contro gli errori molto intuitivo e praticamente usato in alcuni casi. Mi riferisco alla tecnica di ripetere un messaggio due volte in trasmissione accettandolo per buono in ricezione solo se i due messaggi gemelli coincidono in tutte le loro parti: là dove si incontra una discordanza si è manifestamente verificato un errore. Questo esempio ci fa vedere come l'avere introdotto una ridondanza nel messaggio trasmesso (la seconda parte del messaggio come replica fedele della prima è tutta ridondante) provoca un **dimezzamento** della velocità di trasmissione. C'è anche da osservare che il sistema suggerito consente la semplice rivelazione dell'errore ma non si hanno elementi per decidere quali dei due messaggi ricevuti sia in errore o invece esatto.

TIPI DI CODICI

- 1) Rilevatori di errori.
- 2) Correttori.
- 3) Rilevatori e correttori.

Sulla base dell'esempio citato si può vedere come passando da un codice rilevatore a uno correttore, la ridondanza necessaria aumenta notevolmente: scopo della teoria dei codici è di studiare procedimenti di codificazione quanto più possibile economici dal punto di vista della ridondanza in modo da ottenere la minor probabilità di errore aggiungendo la minor ridondanza possibile. Aumentando la ridondanza non si può eliminare completamente l'errore ma si può solo ottenere una probabilità d'errore più piccola di un valore prefissato. Si perde però in efficienza e le apparecchiature di trasmissione diventano più complesse e costose per quanto riguarda la codificazione.

CORREZIONE E RILEVAZIONE DELL'ERRORE

I dati vengono inviati trasmettendo sequenze di elementi binari dalla combinazione dei quali si possono ottenere i vari alfabeti con cui scambiare messaggi tra i due terminali.

I dati possono essere trasmessi carattere per carattere o a gruppi di caratteri a secondo il tipo di macchina che viene impiegata, la tendenza attuale è di trasmettere a blocchi.

Per proteggere un messaggio dati da errori si usano tre metodi:

- 1) Impiego di codici rilevatori d'errore (si rileva l'errore e si richiede di ripetere la sequenza da parte del terminale emittente).
- 2) Impiego di codici correttori d'errore i quali sono in grado di individuare la posizione dell'elemento errato e di provvedere direttamente alla correzione.
- 3) Impiego di codici misti capaci di combinare le due possibilità enunciate.

Un codice si realizza aggiungendo agli elementi d'informazione costituenti il messaggio un determinato numero di elementi detti di ridondanza, ricavati eseguendo un preassegnato complesso d'operazione sugli elementi di informazione stessi.

Il principio su cui si fondano i metodi sopra menzionati è sempre quello di verificare in ricezione il complesso di operazioni eseguite in trasmissione, solo in caso di verifica positiva si considera corretto il messaggio ricevuto.

Gli elementi di ridondanza vengono comunemente oggi uniti in coda agli elementi d'informazione, sono anche in uso però codici in cui gli elementi di ridondanza sono opportunamente distribuiti nel corpo del messaggio da trasmettere. Vediamo un semplice codice a rilevazione d'errore.

Supponiamo di dividere il messaggio da trasmettere in blocchi di lunghezza n : ciò è sempre possibile e in molti casi avviene spontaneamente, come quando si ha un messaggio costituito da una sequenza di caratteri il cui numero di bit sia assegnato.

Aggiungiamo adesso a ogni blocco di n bit un bit di ridondanza seguendo il criterio di fare in modo che il carattere così completato abbia un totale di simboli «1» pari (controllo di parità) oppure dispari (controllo di disparità).

La situazione è illustrata nella tabella seguente dove sono riportati sei caratteri di sette elementi ai quali viene aggiunto un ottavo bit di ridondanza di parità.

```

1 0 0 0 1 1 1 — 0
0 0 0 0 1 1 1 — 1
1 1 1 1 0 0 0 — 0
1 0 1 0 1 1 0 — 0
0 1 1 0 1 1 0 — 0
1 1 1 0 0 0 0 — 1

```

Un codice di questo tipo è molto semplice e consente la rilevazione di tutti gli errori che provochino alterazione di un numero dispari di simboli presenti in un carattere se il numero di errori è però pari non c'è modo di accorgersene in ricezione.

È chiaro che l'utilizzazione di tale codice comporta lo spreco di un simbolo ogni sette trasmessi per cui la velocità di trasmissione risulterà $8/7$ la velocità di emissione della sorgente.

Le prestazioni del codice, precedentemente descritto, possono essere notevolmente aumentate ricorrendo a un doppio controllo di parità dove blocchi di n elementi sono stati raggruppati in un quadro di sei righe.

```

1 0 0 0 1 1 1 — 0
0 0 0 0 1 1 1 — 1
1 1 1 1 0 0 0 — 0
1 0 1 0 1 1 0 — 0
0 1 1 0 1 1 0 — 0
1 1 1 0 0 0 0 — 1
0 1 0 1 0 0 0

```

In questo caso il controllo è effettuato per righe e per colonne per cui è possibile la correzione degli errori singoli in quanto si viene a disporre delle coordinate dell'errore.

Gli errori doppi sono rilevabili ma non correggibili.

Gli errori dispari finché contenuti in ogni singolo blocco sono correggibili altrimenti sono parzialmente correggibili.

Vediamo un altro tipo di codice.

Si associ al simbolo 0 la sequenza 000 e al simbolo 1 la sequenza 111.

Il ricevitore è a conoscenza che gli unici gruppi permessi sono 000 e 111 per cui, qualora si presentino altri gruppi 010, 011, etc. esso si accorgerà della presenza di un errore.

Ad esempio, se il gruppo ricevuto è 010, è chiaro che con grande probabilità il gruppo trasmesso è lo 000, con un errore nel simbolo centrale. Il ricevitore sarà programmato in modo tale da interpretare come zero le sequenze 000, 100, 010, 001, e come 1 le sequenze 111, 101, 110, 011. In questo modo il ricevitore è in grado di correggere i singoli errori. Esiste però la possibilità che ad esempio il gruppo 011 sia derivato dal gruppo 000 con due errori (errore doppio): in questo caso il ricevitore commetterà un errore.

Si può concludere che questo codice corregge gli errori singoli ma non i doppi. Si osservi che la velocità di trasmissione è diventata tripla di quella di emissione della sorgente. Se si volesse una maggiore protezione dagli errori si potrebbe usare il codice 0000 a spese forti della velocità di trasmissione.

Tutti questi codici sono del tipo a **blocchi**.

Si tratta cioè di codici nei quali la sequenza di simboli binari emessi dalla sorgente viene suddivisa in blocchi di K simboli. Esistono dei codici denominati «ad albero» i quali operano sulla informazione della sorgente senza suddividerla in blocchi.

L'informazione viene elaborata in modo continuo associando alla sequenza emessa dalla sorgente una sequenza più lunga.

Nella trasmissione dati per usi civili il sistema di protezione dagli errori usato più largamente è quello dei codici rilevatori di errori mentre l'impiego di codici autocorrettori è meno diffuso.

Esistono praticamente varie procedure per realizzare la correzione di errore mediante ripetizione del messaggio errato.

Ad esempio si possono dividere i dati provenienti dalla sorgente in blocchi di lunghezza opportuna, inviarli in linea e contemporaneamente passarli a una memoria la cui capacità è esattamente pari alla lunghezza del blocco. In ricezione, i segnali ricevuti, prima di essere passati all'utilizzatore, vengono accumulati in un memoria **tampone** anch'essa della capacità di un blocco.

A memoria completa, il dispositivo di verifica provvede a effettuare il controllo sul blocco ricevuto; se non si registrano errori si scarica la memoria verso l'utilizzatore e si invia un comando verso il trasmettitore di azzerare la memoria del trasmettitore.

Qualora il blocco venga riconosciuto errato la memoria di ricezione viene azzerata e viene inviato un comando al trasmettitore di ripetere il blocco che nel frattempo si troverà in memoria.

* * *

Spero di essere stato abbastanza chiaro (anche se molto sintetico) nella trattazione di questi argomenti che, seppure affrontati con semplicità, presentano difficoltà dal punto di vista matematico dove non ho ritenuto opportuno perdersi in complicate dimostrazioni; consiglio agli studenti degli ultimi anni degli Istituti Tecnici Industriali con specializzazione Telecomunicazioni di fare magari una tesina da presentare alla commissione in esame su questi argomenti in accordo con il proprio professore di telefonia: questo sistema fa guadagnare sempre qualche punto in sede di esame!

BIBLIOGRAFIA

Per una prima conoscenza consiglio:

- Corso di TELEGRAFIA e TELEFONIA, volume 1 e 2 di Piero Schiaffino Ed. Sandron.

Consiglio poi questi altri testi:

- M. Gandais, A. Sanneris, *Principi di traffico telefonico*, Delfino, Milano '63.
- G.E. Shannon, *Una teoria matematica delle comunicazioni*, Bell S.T.J. 1948 (articolo).
- H.S. Black, *Modulation theory*, Van Nostrand, New York 1953.
- L. Brillouin, *Science and information theory*, McGraw Hill, New York 1956.
- E. Hölzler, H. Holzwarth, *Theorie und Technick der Pulsmodulation*, Springer, Berlin 1957.
- A. Feinstein, *Foundations of information theory*, McGraw Hill, N.Y. 1958.
- J.T. Tou, *Digital and sampled data control systems*, McGraw Hill, N.Y. 1959.
- Y.W. Lee, *Statical theory of communication*, Wiley, New York 1960.
- W.W. Peterson, *Error correcting codes*, Wiley, New York 1961.

* * *

Per qualsiasi chiarimento potrete scrivere al sottoscritto:

MARCO MINOTTI
via dei Monti di Primavalle 64
(00167) ROMA

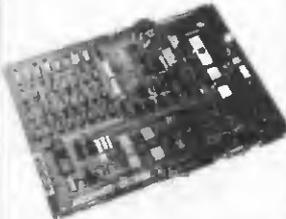
CHIAO! *****

**Piastra terminale
video 80x24 ABACO TVZ**



grifo 40016 S.Giorgio
V.Oante,1 (BO)
Tel. (051) 892052
Vers. c/c postale n° 11489408

Calcolatore ABACO 8



Z80A - 64KRAM - 4 floppy -
I/O RS232 - Stampante ecc. -
CP/M2.2 - Fortran - Pascal -
Basic - Cobol - ecc.

STAMPANTI ANADEX
Centro Assistenza
Riparazioni



Terminali Video Viewpoint
Floppy Disk Drivers 8"
Prezzi Competitivi!

**CALCOLATORE
ABACO Compact 2**



Tastiera separata.
2 diversi 8" da 1,2 MByte.
Sistema Operativo CP/M 2.2.

l'amplificazione logaritmica

perchè quando come

IAKOZ, Maurizio Mazzotti

Non è molto usuale sentir parlare di amplificazione logaritmica, ci si è sempre sforzati di amplificare un segnale il più linearmente possibile in modo tale da variarne l'ampiezza in senso positivo, in tensione o in corrente, ma sempre in funzione lineare, il segnale amplificato doveva sempre essere una copia perfetta del segnale da amplificare altrimenti si cominciava a parlare di distorsione e questo in tutti i settori, dall'alta alla bassa frequenza.

I canoni da rispettare sono sempre gli stessi: segnali **in** e **out** diversi fra loro in ampiezza ma proporzionali al guadagno dell'amplificatore; un esempio pratico dice che se un segnale attraversa un amplificatore con 20 dB di guadagno esso dovrà avere un valore di uscita pari a dieci volte la tensione in ingresso e, ferma restando l'impedenza **in** e **out**, un valore di uscita pari a cento volte la potenza in uscita (se l'impedenza **out** è diversa dall'impedenza **in**, oltre a parlare di amplificazione, si parla anche di trasformazione di impedenza, ma questo esula dal tema in oggetto).

Il primo sistema di amplificazione logaritmica che io ricordi si avvaleva di tubi chiamati «a pendenza variabile» i quali amplificavano molto segnali deboli e un po' meno segnali forti, il tutto dipendeva da una strana conformazione della griglia controllo, che poteva essere a forma conica anziché cilindrica od ovale oppure poteva avere le maglie spiralate più fitte e più rade da un estremo all'altro, tali tubi venivano usati con un certo successo specialmente in amplificatori a frequenza intermedia nelle supereterodine del dopoguerra per ottenere una dinamica d'esercizio più elevata, tali tubi e quindi anche le loro rispettive configurazioni circuitali erano però aiutati da un circuito supplementare molto usato anche oggi coi transistori chiamato CAV o CAG (CAV = Controllo Automatico di Volume; CAG = Controllo Automatico di Guadagno, oggi più usato come termine perché più rispondente all'effettivo lavoro svolto). Il CAG (o AGC all'americana = Automatic Gain Control) quindi è da considerarsi l'embrione dell'amplificazione logaritmica e il suo funzionamento è estremamente semplice: parte del segnale amplificato viene rettificato da un diodo, reso continuo e livellato da una opportuna rete di resistenze e condensatori e quindi portato a polarizzare in senso inverso alla conduzione dei tubi o dei transistori in maniera che al

crescere del segnale in ingresso cresca anche la polarizzazione negativa atta a diminuire proporzionalmente l'amplificazione così da contenere entro certi limiti l'amplificazione totale di tutto il sistema. La ragione di questo è data dalla enorme diversità dei segnali ricevuti, i quali come ben sapete possono essere sull'ordine dei microvolt come di parecchie decine di millivolt, fino a che ci troviamo in stadi di ingresso ancora riusciamo a tollerare un grado di dinamica così elevato, dopo però le cose si complicano specie se il segnale captato da un «front end» (stadio di ingresso di un ricevitore) è già elevato in partenza e subisce un'amplificazione di molti decibel dalla catena di amplificazione a frequenza intermedia, ecco allora che per evitare la saturazione di questi stadi amplificatori si deve ricorrere a un tipo di amplificazione **non lineare** proprio per non creare effetti di distorsione varia, come intermodulazione, produzione di segnali spurii, tosatura, eccetera.

In bassa frequenza l'amplificazione logaritmica viene sfruttata in quei dispositivi chiamati **compressori di dinamica** usati negli studi di registrazione, nei banchi di regia delle radio private e anche da qualche discoteca ben attrezzata per avere un livello medio di riproduzione piuttosto costante senza eccessivi pianissimi o distorcenti fortissimi. In alcuni strumenti di misura l'amplificazione logaritmica diventa assolutamente indispensabile quando le grandezze da misurare sono diverse fra loro anche di un milione di volte (da un microvolt a un volt; in decibel la differenza è di 120 dB, in tensione è però di un milione di volte), è impensabile quindi di avere dei displais giganteschi dove senza fatica si riesca a commensurare il microvolt e il volt senza dover ricorrere a cambi di portata; immaginiamo quindi la scala di un voltmetro in grado di fornire letture di un microvolt per ogni divisione di scala, anche se ogni divisione fosse spaziata di un millimetro, la scala stessa dovrebbe misurare un milione di millimetri, qualcosa come un chilometro! Se vogliamo buttarla sull'allegro per sapere con esattezza dove si trova l'ago di questo fantomatico strumento dovremmo avere in corredo almeno una bicicletta! La stessa situazione potremmo ricrearla sullo schermo di un oscilloscopio e se vogliamo metterla in pollici ne occorrerebbe uno da 40.000 pollici!

Per eliminare l'inconveniente del chilometro, della bicicletta e di tutti quei pollici di schermo oscilloscopico, se vogliamo contenere una lettura di 120 dB in uno spazio ragionevolmente accettabile appare evidente che bisogna spostare il modo di ragionare, ora io posso capire la vostra apprensione nell'intendere simili dissertazioni sul tema, ma spero di riuscire a sensibilizzare, in tal modo, la vostra attenzione su questo inusuale argomento.

* * *

Sfogliando libri e riviste, sono giunto in possesso di varie documentazioni su questo tema, sia per quanto riguarda l'amplificazione di tensioni continue che alternate e per alternate intendo tutto ciò che va dalla bassa all'alta frequenza.

La storia cominciò nel Gennaio del 1981 quando a pagina 107 di **cq elettronica** apparve un articolo dal titolo: «La misura relativa della intensità di campo».

Lo schema era desunto da una vecchia edizione del «The Radio Amateur's Handbook», purtroppo per un errore nel valore di un componente il tutto non funzionava, una resistenza marcata 680 k Ω al posto di 680 Ω ! A parte questo inconveniente, il dispositivo sfruttava la caratteristica non lineare di un diodo usato come controreazione feedback su un operativo μ A747 (doppio μ A741) il quale, al crescere dell'amplificazione, diminuiva la sua resistenza interna limitando così logaritmicamente il guadagno dell'operazionale, inutile dire che coi giusti valori l'amplificatore assolveva egregiamente le sue funzioni.

Per comodità del lettore riporto lo schema originale del misuratore di campo a lettura logaritmica:

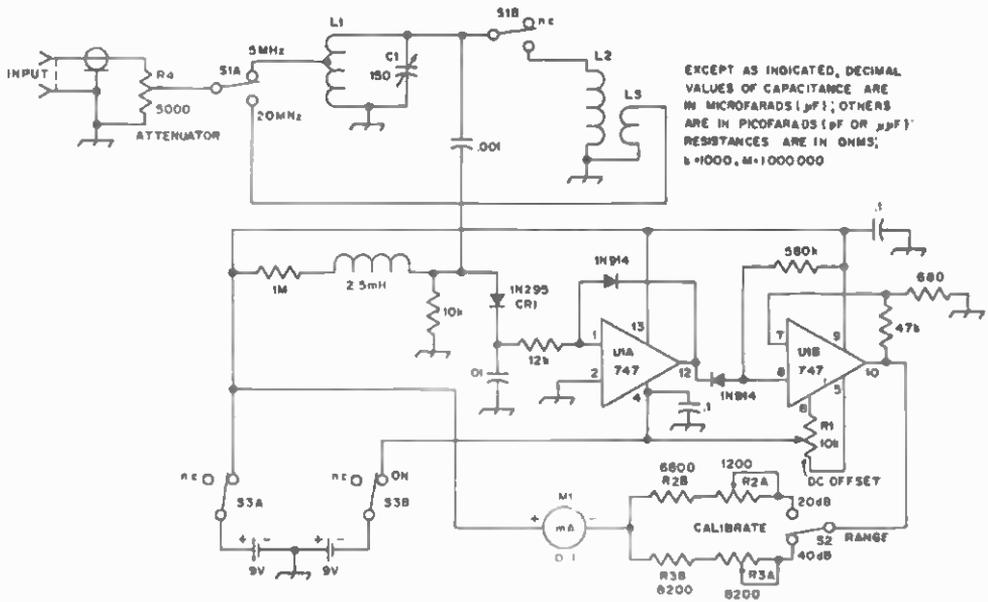
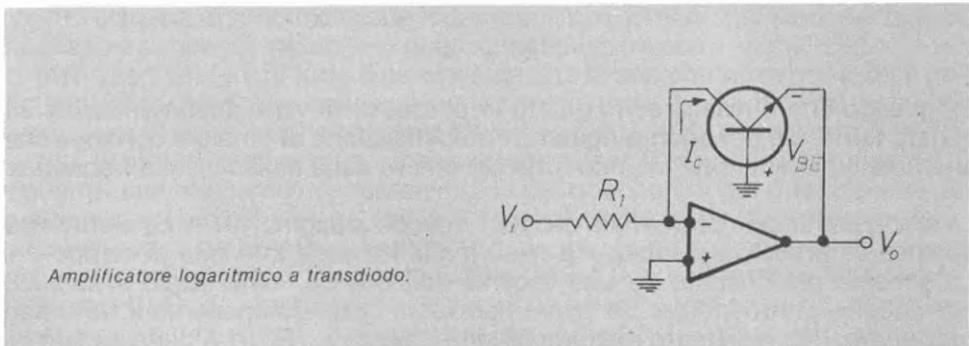


Fig. 1 - Circuit diagram for the calibrated field strength meter. Component designations not listed below are for text reference.

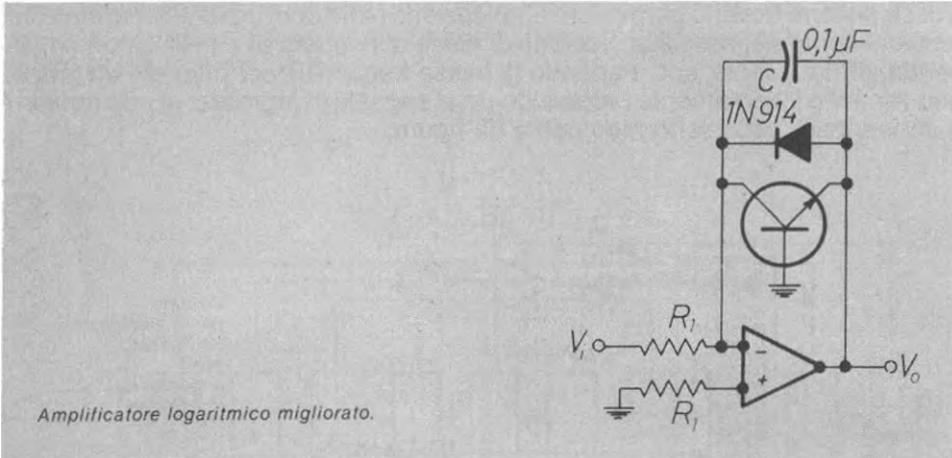
- C1 - Variable capacitor, 140 pF maximum.
- L1 - 44 turns of No. 24 enam. on a T-68-2 core

- tapped four turns from the ground end.
- L2 - 15 turns of No. 24 enam. on a T-68-2 core.
- L3 - Two turns of No. 24 enam. wound over L2.
- U1 - Dual 747 operational amplifier.
- S1 - Dpdt rotary.
- S2, S3 - Miniature toggle.

Un sistema più sofisticato del precedente, pur usando lo stesso amplificatore operazionale, si avvaleva per la controreazione di un transistor bipolare NPN con le seguenti varianti:



Questo amplificatore logaritmico sostituisce la tensione applicata al diodo con la tensione di giunzione fra base ed emettitore del transistor, la corrente ovviamente è quella di collettore; una miglioria del circuito precedente è data dallo schemino di pagina seguente.



che prevede in parallelo all'emettitore e al collettore del transistor un diodo di protezione per bloccare eccessive tensioni inverse fra base ed emettitore e un condensatore atto a ridurre il guadagno del sistema in presenza di tensioni alternate. Per valori d'ingresso compresi fra 1 mV e 10 V, supponendo una corrente di polarizzazione d'ingresso del $\mu A741$ pari a 80 nA e la massima corrente di collettore pari a 1 mA, troviamo il valore di R_1 con le equazioni:

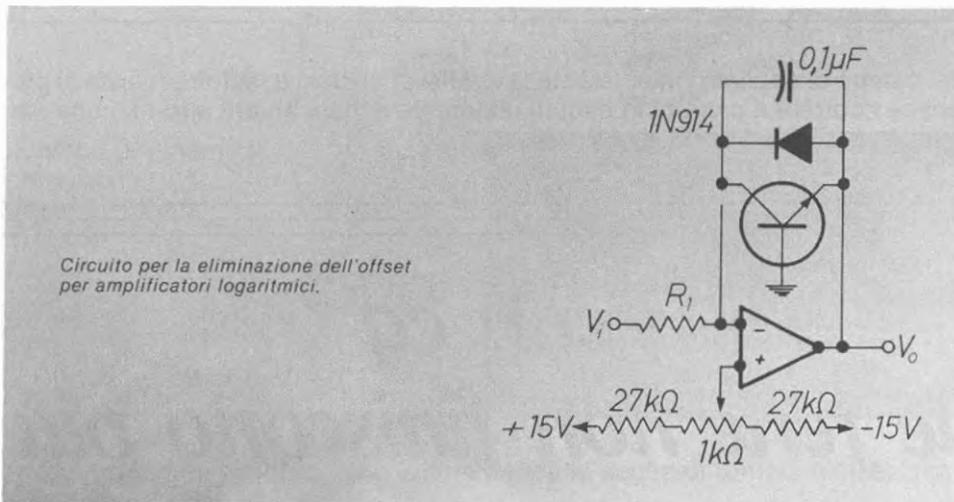
$$R_1 \leq \frac{1 \text{ mV}}{80 \text{ nA}} \qquad R_1 \geq \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ mA}}$$

$$\leq 12,5 \text{ k}\Omega \qquad \geq 10 \text{ k}\Omega$$

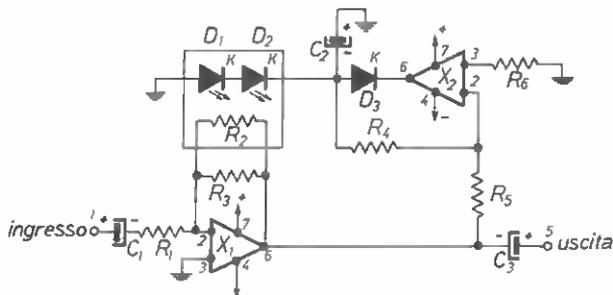
per cui R_1 potrà avere un valore compreso fra 10 e 12,5 k Ω .

Non appare in circuito il potenziometro semifisso atto a regolare la tensione di offset dell'operazionale, ma è implicito che è conveniente bilanciarla in modo da ridurla al più possibile in quanto anche questa piccola tensione sarebbe convertita logaritmicamente.

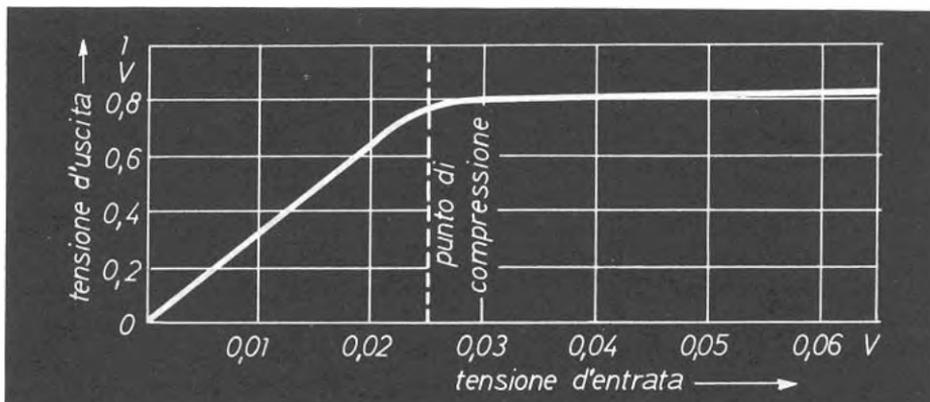
Per operazionali che non hanno la compensazione esterna dell'offset (ad esempio $\mu A709$) è opportuno seguire questa modifica al circuito:



Questi sistemi trovano particolare applicazione nella conversione logaritmica di tensioni continue, per l'esplorazione di curve di risposta di amplificatori passa-banda, filtri a quarzo, ecc. Parlando di bassa frequenza, per ottenere un guadagno variabile inversamente proporzionale al segnale in ingresso, si può ricorrere a un feedback optoelettronico come da figura:



Circuito per la eliminazione dell'offset per amplificatori logaritmici.

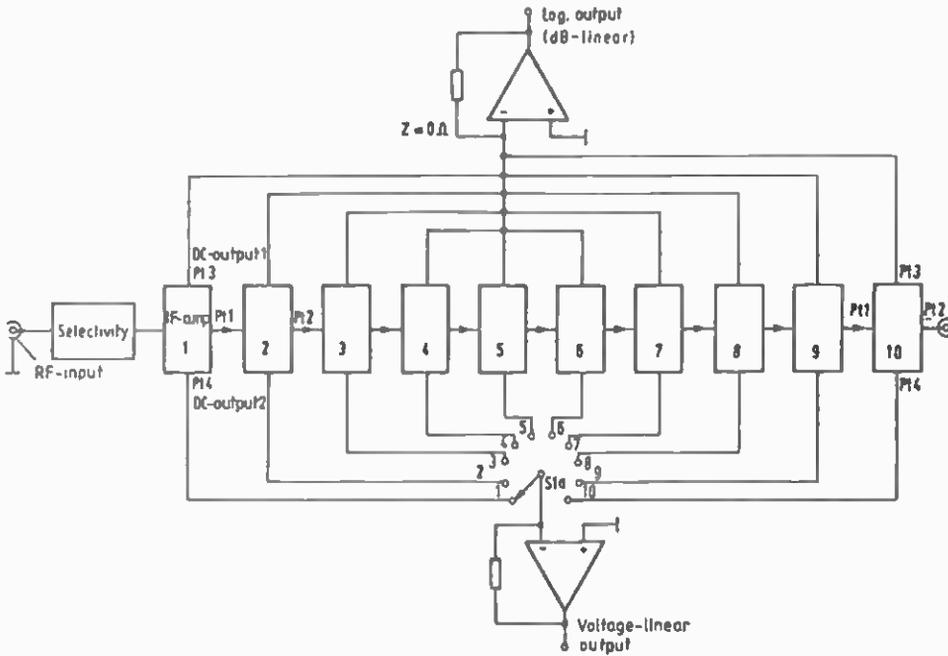


Caratteristica amplificatrice di un compressore della dinamica.

Nel campo di applicazione inerente le analisi di spettro a radiofrequenza si preferisce ricorrere a particolari circuiti altamente sofisticati atti a fornire una elevatissima affidabilità di lettura.

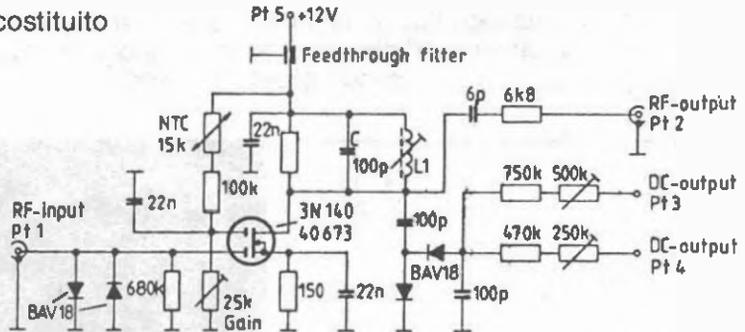
con cq
le ferie non finiscono più

Supponendo un campo ad altissima dinamica compreso entro 100 dB, si preferisce usare singoli stadi ad amplificazione lineare collegati in serie fra loro sommando poi le diverse uscite:

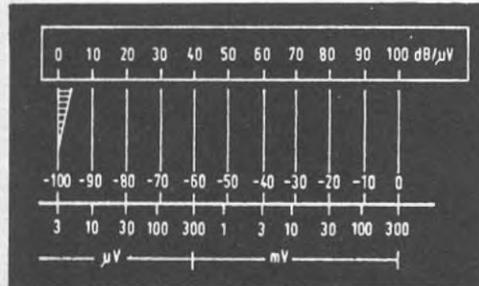


Ogni singolo stadio è costituito dal circuito seguente:

(frequenza di lavoro pari a 10,7 MHz)

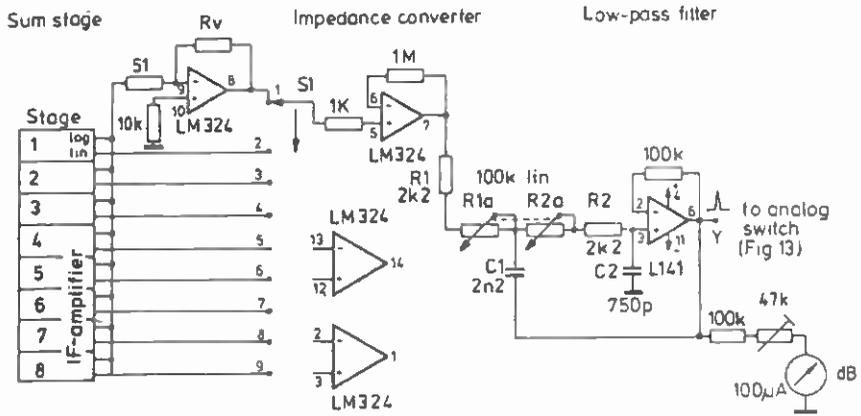


Il campo di dinamica è relativo al grafico a lato:

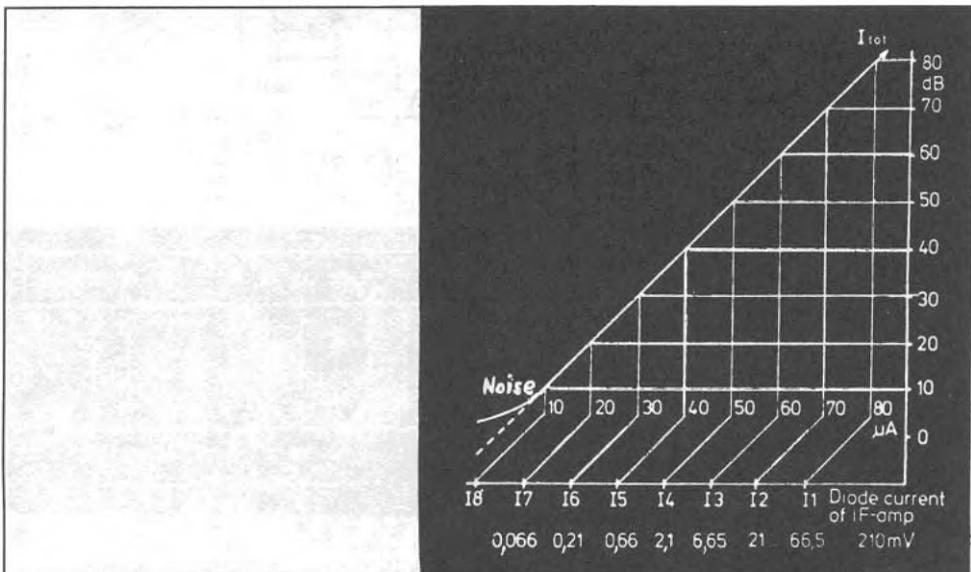


dove il tratteggio all'inizio della lettura indica la soglia di rumore (noise).

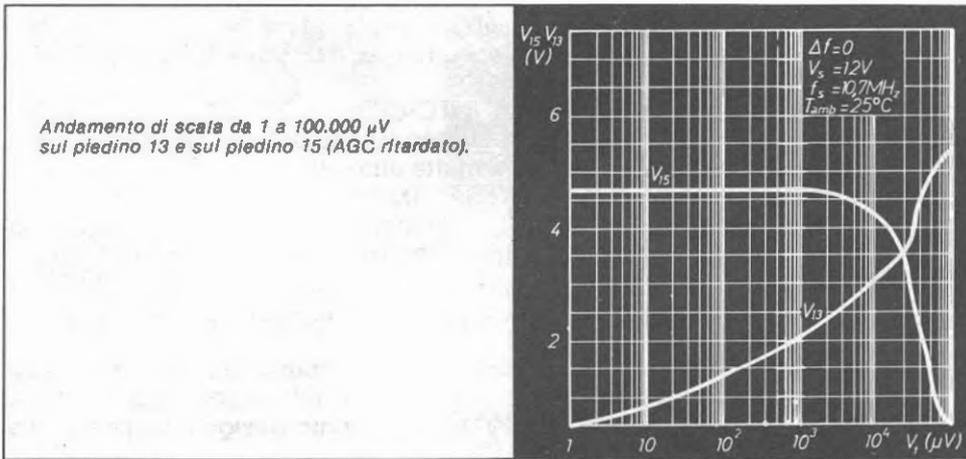
Il circuito sommatore è visibile nella figura seguente ove sono indicati solo otto stadi di amplificazione:



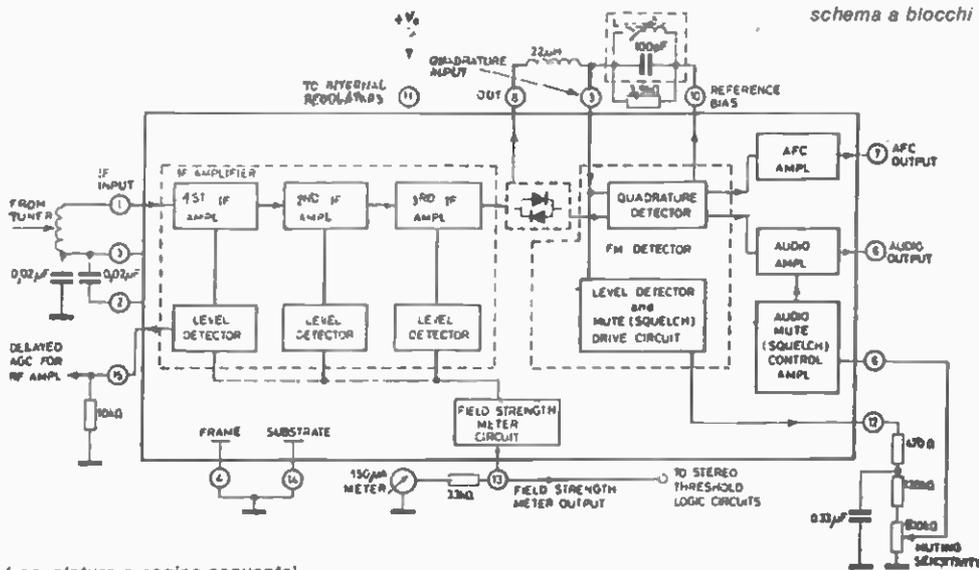
Per avere una corretta idea sul funzionamento di questa configurazione circuitale si pensi a ogni singolo stadio tarato in modo da saturarsi con una amplificazione specifica di 10 dB, raggiunta tale soglia massima di amplificazione esso non potrà mai fornire al circuito sommatore nessuna altra informazione, il precedente stadio però sarà in grado di operare entro i precedenti 10 dB e così via fino al primo stadio che, raggiunta la sua saturazione, limiterà la risposta dinamica dell'intero sistema visibile o da uno strumento analogico o su uno schermo oscillografico. In tal modo, tarando il display in volt/divisione si potrà avere una lettura in 10 dB/divisione ottenendo in tal modo la conversione da lineare a logaritmica secondo questo sviluppo:

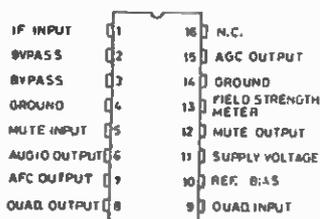


Ai principianti che volessero cimentarsi nella costruzione di un semplice, ma affidabile amplificatore logaritmico, suggerisco l'impiego di un reperibilissimo e comune circuito integrato: il TAA1200, il quale normalmente viene usato nei sintonizzatori per demodulare i segnali in FM. All'interno di questo integrato, ottimizzato per lavorare alla frequenza di 10,7 MHz, oltre ai diversi circuiti inerenti squelch, AFC, demodulatore, amplificatore IF, preamplificatore audio, ecc. si trova un circuito a tre stadi rivelatori di livello seguiti da un circuito sommatore atto a pilotare lo S'meter del sintonizzatore con andamento logaritmico abbastanza «lineare» entro 80 dB come da grafico:



L'andamento di tensione interessato è quello riferito al piedino 13 (per comodità del lettore si riporta lo schema a blocchi interno e la zoccolatura):





zoccolatura

Volendo usare questo integrato solo come amplificatore logaritmico sarà sufficiente utilizzare i soli piedini: (11) per l'alimentazione a 12 V, (4 e 14) per la massa negativa, (1) per l'input, (2 e 3 come da schema) per il by-pass, (13) per il prelievo della tensione logaritmica.

Altri integrati simili al TDA1200 sono il TCA3089, il TCA3089E, il TCA3189, quest'ultimo decisamente superiore in quanto ha una soglia regolabile per l'intervento del CAG ritardato, cosa che permette una ulteriore estensione della dinamica d'esercizio. Non confondere il TDA1200 con il TDA1200A, dalle caratteristiche completamente diverse. Un altro integrato adatto allo scopo può essere il TCA440 che però è ottimizzato per IF a 455 kHz e non a 10,7 MHz.

* * *

Ben lungi dall'aver detto tutto sull'argomento e nella speranza di aver interessato il lettore, suggerisco a chi volesse approfondire tale argomento la lettura dell'articolo apparso nel febbraio del 1974 di **Electronic Design** a pagina 52-9 a cura di Sheingold D. e Pouliot F.

BIBLIOGRAFIA

cq elettronica, Gennaio 1981, edizioni CD.

The Radio Amateur's Radio Handbook, 1978, Edizione ARRL.

La progettazione dei circuiti amplificatori operazionali di Howard M. Berlin, Jackson italiana editrice.

Articolo apparso su **VHF Communications**, Aprile 1980, a cura di E. Berberich, DL8ZX.

Strumenti elettronici per l'audiofilo, di Richard Zierl - Franco Muzzio & C. Editore.

Siemens Integrated Circuits data sheet.

cq elettronica e XÉLECTRON

... e se gli altri copiano, pazienza!

sommario

- 39 offerte e richieste
- 41 modulo per inserzione
- 42 pagella del mese
- 45 indice degli inserzionisti
- 47 LA FIERA DEI CIRCUITI (Veronese)
- 52 migliore a un ricevitore (Fanelli e Minotti)
- 56 SCANNING programmabile (Anselmi per ELETTRONICA 2000)
- 67 sperimentare (Ugliano)
DUE PROGETTI per la stazione:
Preselettore per HF
Indicatore di sintonia per RTTY
- 79 81 canali con l'IC240 (Brachetti)
- 84 TX-RX cerca-cavi per antennisti (Iurissevich)
- 90 Santiago 9+ (Mazzotti)
strip-lines
La costruzione casalinga dei filtri a cristallo
- 100 Facile ed economico convertitore a microstrip per la banda 1,7 GHz (Vidmar)
- 114 45 metri AM, che passione! (Becattini)
- 116 Ricevitore R108/GRC (Bernabei)
- 129 «1° Trofeo A.I.R. di popolarità» - 1982

EDITORE s.n.c. edizioni CD
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Toti
REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ
40121 Bologna - via C. Boldrini, 22 - (051) 552706-551202
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, 508/B
Spedizione in abbonamento postale - gruppo III
Pubblicità inferiore al 70%
DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA
SODIP - 20125 Milano - via Zuretti, 25 - ☎ 6967

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. 24.000 (nuovi)
L. 23.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 2.000 cadauno
Raccoglitori per annate L. 7.500 (abbonati L. 7.000).

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 del 10% su tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 27.000 } edizioni CD
Mandat de Poste International } 40121 Bologna
Postanweisung für das Ausland } via Boldrini, 22
payable à / zahlbar an } Italia

LA FIERA DEI CIRCUITI

Fabio Veronese

La «Fiera dei circuiti» è una selezione di dodici circuiti a transistori, accuratamente scelti fra quelli che, nel mio passato di sperimentatore, si sono rivelati più utili e funzionali.

Oltre a costituire una fonte di idee per la realizzazione di apparecchiature più complesse, ciascuno schema è stato descritto e analizzato nella sua interezza (lavoro costruttivo compreso) e può pertanto essere tranquillamente realizzato tal quale anche dai principianti.

La «Fiera dei circuiti» è suddivisa in quattro blocchi logici:

1. «I facilissimi tre»
2. «Poker di ricevitori»
3. «Che fa, oscilla?»
4. «Los tres caballeros»

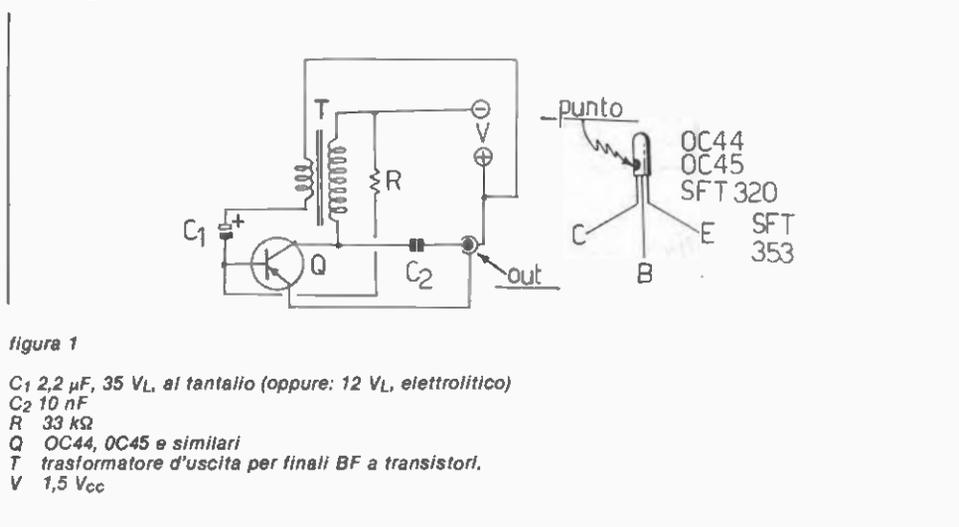
Alla «Fiera dei circuiti» seguirà l'articolo «... eppur funziona!», logico complemento ad essa, che illustrerà i principi fondamentali per la ricerca degli errori di montaggio in un circuito, con vari suggerimenti pratici inediti, e corredato di una documentazione grafica interessante.

Buon divertimento!

1. I facilissimi tre

Iniziamo la nostra rassegna con tre oscillatori, due in BF e uno in RF, facili-facili ma anche diversi dal solito e caratterizzati da una singolare versatilità.

In figura 1 si osserva un **generatore di nota** realizzabile con una manciata di componenti recuperabili dall'immanevecchia radiolina guasta (i radiodiletanti sono spesso considerati dai conoscenti un'ottima pattumiera per questo tipo di immondizia...), in uno spazio non molto superiore a quello occupato da una sigaretta.



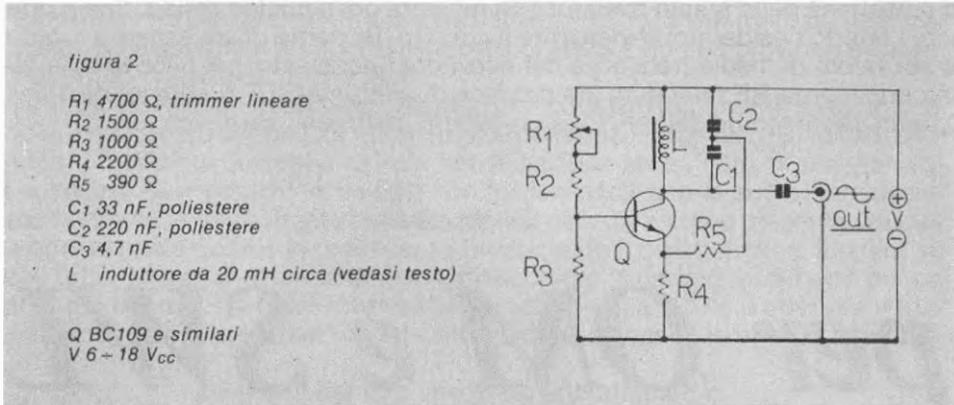
L'apparecchietto è servito dal transistor Q, che è un qualsiasi pnp al Germanio, adatto per impieghi in BF, montato in configurazione a emittore comune (occhio, Pierini: quando si lavora con i pnp, il ramo positivo della alimentazione è collegato a massa!). Lo stadio è... richiuso su sè stesso dal trasformatore T (va bene qualsiasi elemento caratterizzato da una impedenza del primario non minore di circa 600 Ω) che provoca una energica reazione positiva, la quale determina l'innesco delle oscillazioni. La frequenza del segnale generato è ampiamente influenzata dalle caratteristiche e dalle tolleranze dei componenti adottati, e in particolare dal T.

Il montaggio è assolutamente non critico, e può essere effettuato come meglio si crede; ultimato, si collegherà in uscita una cuffia magnetica a media impedenza, e si darà tensione. Se il circuito non oscillasse, ciò è con tutta probabilità da imputarsi a un collegamento fuori fase degli avvolgimenti del trasformatore; per ovviare all'inconveniente basterà invertire fra loro i collegamenti o del primario o del secondario. Se si sono utilizzati transistori «strani» (cioè, molto diversi come caratteristiche dalla famiglia dell'OC44 e simili), è possibile che si debba pure ritoccare il valore della R per ricondurre lo stadio in regime oscillatorio.

Il 'nostro' si presta a tutti gli impieghi possibili e immaginabili per un oscillofono (apprendimento del Morse, generazione del segnale di chiamata in un interfonico, modulazione della portante di un tx durante le prove, etc.). Il segnale generato è grossolanamente sinusoidale; desiderando migliorare la forma d'onda è possibile, disponendo di un oscilloscopio, variare opportunamente il valore della R. La tensione di alimentazione è un po' critica, nel senso che non deve essere aumentata: ciò infatti porta a un sensibile peggioramento della forma d'onda e può anche indurre il transistor a dare forfait; se l'ingombro è un fattore critico, la soluzione ottimale è indubbiamente una piletta al mercurio da 1,5 V.



Se vi occorre qualcosa di più perfezionato, ma sempre realizzabile con la massima economia, non avete che da dare uno sguardo al **generatore sinusoidale** descritto dallo schema di figura 2.



A dispetto della sua semplicità, questo indovinatissimo circuitino ha delle prestazioni di tutto rispetto, tanto da poterlo considerare un vero e proprio strumento da laboratorio, di caratteristiche semiprofessionali. La configurazione è quella di un classico generatore Colpitts (riconoscibile dal partitore capacitivo C_1/C_2 , facente parte del circuito risonante) impiegante come elemento attivo un BC109, o analogo transistor per piccoli segnali, purché a elevato guadagno e di prima scelta. La frequenza di oscillazione è determinata dal gruppo $L/C_1/C_2$, e può essere portata, mediante opportune variazioni di tali componenti, fino a qualche megahertz. Per ottenere una oscillazione in BF, la L deve avere una induttanza compresa tra i 15 e i 60 mH circa; in sede di sperimentazione hanno dato buoni risultati i primari dei trasformatori per finali audio, le grosse induttanze telefoniche reperibili come surplus, le impedenze di filtro impiegate nei vecchi alimentatori ad alta tensione. Desiderando ottenere un controllo continuo della frequenza, si può senz'altro adottare una bobina di correzione per TV; con una bobina di linearità si ottiene un ottimo generatore di ultrasuoni purissimi. Eccezion fatta per la R_5 , che smorza leggermente l'effetto reattivo onde evitare distorsioni del segnale prodotto, tutti i resistori contribuiscono alla corretta polarizzazione dello stadio; in particolare, tramite la R_1 , si potrà regolare, in sede di collaudo, il «bias» di base per la massima uscita unita alla migliore forma d'onda.

Il montaggio non è critico e, purché non si esageri con la lunghezza dei collegamenti, può essere comunque realizzato: desiderando dare una veste più professionale al tutto, si può adottare una piccola basetta ad anelli ramati, meglio se in vetronite. Il montaggio, ultimato, se corretto, deve oscillare di primo acchito, dopo una eventuale regolazione della R_1 .

Il circuito fornisce una sinusoide geometricamente perfetta a tutte le frequenze; presenta inoltre una sorprendente stabilità termica anche per ampie variazioni della temperatura e un elevato rendimento: con 6 V all'alimentazione, il segnale di uscita ha un'ampiezza di $3,5 V_{eff}$, che passano a 5,5 con 9 V e a 10 fornendo 16 V.

La qualità del segnale generato non si altera eccessivamente né al variare della tensione di alimentazione, né, soprattutto, al variare del carico in uscita, ove si potranno pertanto collegare senza timori trasduttori e apparecchi che presenti-

no una bassa impedenza. Il nostro oscillatorino è persino un ottimo BFO per i ricevitori che ne siano sprovvisti: è sufficiente collegarne l'uscita, mediante uno spezzone di cavo coassiale, alla base (o griglia, se lo rx è a tubi) del rivelatore. In qualche caso sarà già sufficiente il segnale indotto dal cavetto stesso lasciato in prossimità dello stadio rivelatore. Si regolerà poi il nucleo della L fino a ottenere l'effetto desiderato; ovviamente il circuito risonante dovrà essere accordato sul valore di media frequenza del ricevitore interessato: per i 455 kHz, la L è una impedenza RF miniatura (ne produce di adatte la STE di Milano) da 2 mH, C_1 è un ceramico da 150 pF, C_2 è un 390 pF, parimenti ceramico.

* * *

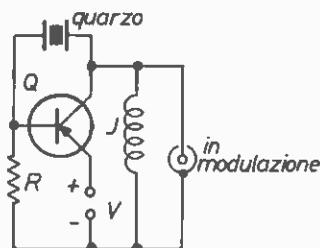
per OM e SWL

Un circuito molto simpatico e interessante per chi comincia è l'oscillatore quarzato modulabile presentato in figura 3.

figura 3

R 100 k Ω
 J 1 mH, impedenza RF
 Q SFT320 e affini
 quarzo risonante in HF
 V 4,5 ÷ 13,5 V_{cc}

Nota: i componenti indicati si riferiscono al prototipo; la loro scelta, in generale, viene discussa nel testo.



Chi non ha già in casa tutto il materiale necessario per realizzarlo dovrà, per penitenza, leggere il valore di 400 resistenze a strato (quelle che adottano il codice a quattro anelli colorati, tolleranze escluse...) ricominciando da capo ogni volta che sbaglia! Scherzi a parte, il piccoletto riesce a far oscillare tutti i cristalli che vengano collegati tra la base e il collettore del Q, che può essere un pnp al Germanio adatto per applicazioni in RF (SFT320, AF115 ÷ 118, AF124 ÷ 126, OC169 e 171) oppure, invertendo la polarità dell'alimentazione, uno delle centinaia di transistor npn al Silicio, per piccoli segnali e ad alta frequenza di taglio (2N708 e similari). L'impedenza J chiude il circuito per la cc senza che la RF generata se ne vada in giro per l'alimentatore; non è molto critica, ma può bloccare l'oscillazione del tutto se il suo valore è grossolanamente errato. Il valore indicato (1 mH) è bene adatto per quasi tutte le OC (2 ÷ 20 MHz); per il collaudo dei quarzini CB vanno bene 100 μ H (qualcuno ha ancora nel cassetto una Geloso 555 originale?), mentre per i quarzi risonanti sulle basse radiofrequenze (occhio, sono spesso dei veri pigroni quando si tratta di mettersi a oscillare...) si deve salire ad almeno 5 mH.

In parallelo alla J, e qui viene il bello, si può collegare un microfono dinamico a bassa impedenza — ad esempio quello in dotazione al vostro registratore, che dovrebbe avere circa $200\ \Omega$ — o, meglio, l'uscita di un piccolo amplificatore BF, e modulare con essi il segnalino generato dall'oscillatore, che presenta una potenza sufficiente per farsi sentire, anche senza antenna, a vari metri di distanza: una soluzione semplice ed economica per chi ancora non ha provato l'emozione del primo collegamento via etere!

Il circuitino può essere realizzato, tenendo ben corti i collegamenti, su di un pezzetto di breadboard in bakelite, munendo ovviamente il cristallo dell'adatto zocchetto. Il modulino dovrebbe entrare in oscillazione senza fallo, non appena si sia collegata l'alimentazione; se così non fosse (l'oscillazione può essere rivelata mediante un rx sintonizzato sulla frequenza del quarzo: se è presente cancellerà ogni segnale udibile in precedenza producendo il caratteristico, leggero sibilo; il tutto, se non si dispone di un oscilloscopio o di un frequenzimetro per un esame più rigoroso) si potrà intervenire sul valore della R fino a ottenere il funzionamento, anche se quest'ultima eventualità è alquanto remota in pratica.

La «Fiera dei circuiti» Vi dà appuntamento al prossimo numero



RAPPRESENTANTE PER L'ITALIA

CTC

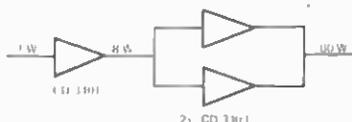


TRANSISTOR ULTRALINEARI PER TELEVISIONE

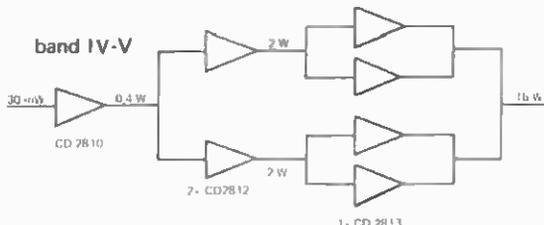
	POWER W	IMD dBc	GAIN dB	PACKAGE
esempio: 170-200 MHz				
CD 3400	10	55	10	F
CD 3401	20	55	9	F
CD 3403	35	55	7	F
... 470-900 MHz				
CD 2810	1	60	10	B
CD 2811	1,8	60	10	B
CD 2812	3	60	8,5	B
CD 2813	4	60	7,5	B



band III



band IV-V



DOCUMENTAZIONE, ASSISTENZA TECNICA E PREZZI INDUSTRIA A RICHIESTA.

ST E s.r.l. — via maniago,15 — 20134 milano — tel. (02) 215.78.91-215.35.24 - cable stetron

migliorie a un ricevitore

10YQV, Giorgio Fanelli

e

Marco Minotti

UNO STABILE PREAMPLIFICATORE per i 10 m

Molti Radioamatori pensano che il segreto principale per fare dei DX favolosi sia quello di possedere un lineare di qualche kilowatt e una lunga serie di preamplificatori-compressori per aumentare la potenza d'uscita.

Molti di questi però si ritrovano invece con tanti di quei problemi, primo fra i quali i vicini che reclamano per dei disturbi sul televisore a colori o la bolletta dell'ENEL che diventa sempra più salata poi capita di ritrovarli a parlare con dei colleghi che sono riusciti a fare dei DX con delle apparecchiature regolamentari, che arrivano al mal di fegato.

Questo succede a chi non si accorge che l'**antenna è uno strumento indispensabile per il DX** e che quando non si adottano particolari accorgimenti per il guadagno di front-end del ricevitore o sulla cifra di rumore del medesimo non si riescono ad ascoltare i segnalini molto bassi, come sono i DX (specialmente in 10-15 m). Molti a questo punto tireranno in ballo la fortuna che gli ha fatto fare la tal stazione e che non si può avere sempre fortuna associando il DX al «13» sfuggito quella domenica di gennaio o al biglietto della lotteria di Capodanno, dimenticando che invece basta molto meno per fare un buon collegamento. Prima di tutto bisogna disporre di una buona antenna direttiva mono-tri banda a diversa polarizzazione e poi migliorare il guadagno di front-end del ricevitore; per ovviare a questo problema, la soluzione consiste nell'adottare un preamplificatore d'antenna ad alto guadagno e a bassa figura di rumore installato fra l'antenna e l'ingresso del ricevitore.

Ne esistono diversi in commercio di preamplificatori di questo genere: per chi vuole invece dedicarsi brillantemente alla autocostruzione semplicissima vi proponiamo questo affidabile circuito.

È chiaro che se già si possiede un ottimo ricevitore sarebbe inutile amplificare ulteriormente il segnale, ma invece non si farebbe altro che peggiorare la ricezione a causa di una eccessiva sensibilità che porterebbe una notevole riduzione della dinamica.

In altri termini, si consiglia l'uso di questo preamplificatore solo con ricevitori poco sensibili a meno di speciali applicazioni come potrebbero essere l'ascolto di satelliti OSCAR 7 - OSCAR 8 e RS col TRASPONDER in modo A o come post-amplificatore per i converter EME 432 MHz-144 MHz-28 MHz o infine per lavorare sui 10 GHz.

Uno dei sintomi di un cattivo funzionamento del preamplificatore è quello di vedere una forte deviazione sullo S-meter con un forte rumore di fondo in totale assenza di segnale.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito è visibile in figura 1 ed è composto dal solito fet MPF102.

figura 1

Schema elettrico

R_1 10 k Ω

R_2 10 Ω

R_3, R_4 100 Ω

tutte 1/4 W

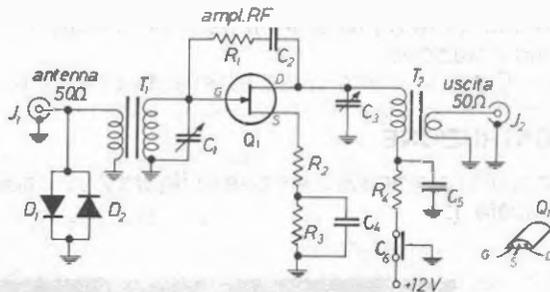
C_1 100 pF, trimmer mica a compressione

C_2 1 nF, ceramico

C_3 come C_1

C_4, C_5 10 nF, ceramico

C_6 1 nF, passante



T_1, T_2 avvolgimenti su toroidi Amidon T50-6; 12 spire filo \varnothing 0,5 mm con un link di una spira.

Q_1 MPF102 o equivalenti (vedi testo)

D_1, D_2 1N914

I maggiori problemi degli amplificatori RF a fet sono quelli legati all'instabilità. Soprattutto per il cablaggio e per i problemi connessi all'isolamento dell'ingresso con l'uscita (feedback non voluto) sono quelli di maggiore difficoltà e di difficile soluzione per noi progettisti.

Si potrebbe in teoria utilizzare la soluzione circuitale della configurazione a gate comune (a massa) per il nostro preamplificatore.

In questa maniera sarebbe raggiunta una alta stabilità ma si ridurrebbe notevolmente il guadagno.

Tale stadio infatti amplifica al massimo 10 ÷ 14 dB di guadagno mentre la configurazione circuitale a source comune raggiunge un guadagno di 25 dB, quindi quasi il doppio.

Si potrebbe anche in alternativa ricorrere a una configurazione in cui è stato tenuto conto dell'effetto feed-back.

Questo fa in modo di ridurre di poco il guadagno del preamplificatore a tutto vantaggio della stabilità e della banda passante.

Si raggiunge in questo modo l'obiettivo principale che consiste nell'aver un amplificatore con una stabilità eccezionale, nessun genere di autooscillazione a una frequenza, e l'insensibilità alle variazioni brusche di carico.

Una appropriata reazione negativa assicura una perfetta resa del preamplificatore.

Questo circuito, per la sua semplicità, è l'ideale per i radioamatori/SWL anche alle prime armi di esperienza in RF.

Forse un po' di problemi li creano i due toroidi di non facile reperibilità e installazione ma con un po' di pazienza vedrete che sarà molto facile costruirlo. In figura 1 è visibile lo schema elettrico di tale realizzazione.

T_1 è il trasformatore toroidale d'ingresso che è accordato alla frequenza operativa tramite C_1 ; R_1 e C_2 formano l'anello di reazione e provocano la stabilità a scapito di qualche dB di guadagno.

R_2 provvede a una ulteriore stabilità perché introduce una ulteriore reazione degenerativa; R_2 , infatti, non è by-passata a massa per la RF.

I due diodi posti in opposizione all'ingresso del circuito servono come protezione da scariche statiche che potrebbero danneggiare il circuito ma soprattutto il nostro apparato.

Sul drain del fet è collegato un secondo trasformatore accordato, T_2 , che costituisce il trasformatore d'uscita insieme a C_3 . R_4 e C_5 formano la rete di disaccoppiamento per i 12 V d'alimentazione.

Questo aiuta a prevenire il pericolo d'infiltrazione di segnali non desiderati via l'alimentazione.

R_3 e C_4 sono poste verso massa da una parte di R_2 .

COSTRUZIONE

Il circuito stampato è visibile in figura 2 e il cablaggio invece è visibile in figura 3 in scala 1:1.

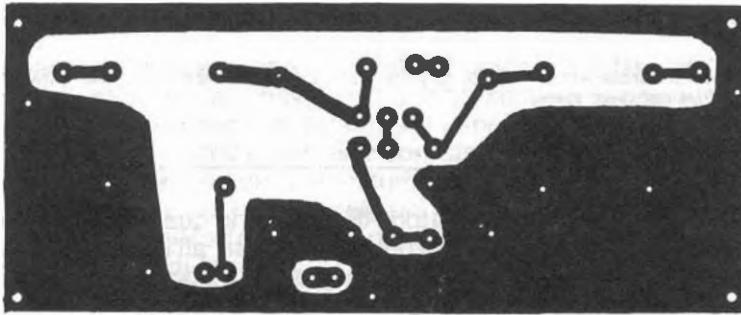


figura 2

Lato rame.

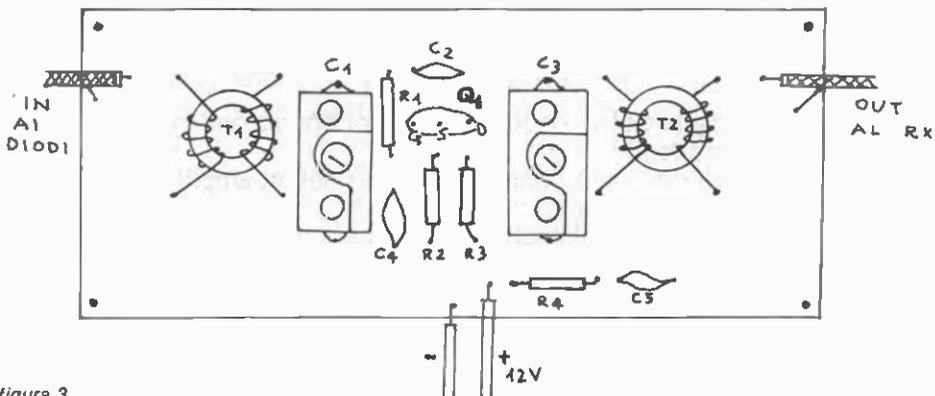


figura 3

Disposizione componenti.

La vetronite deve essere assolutamente a doppia faccia.

La seconda faccia in pratica deve fungere da schermo a tutto il circuito e quindi si devono svasare tutti i buchi dove verranno fissati i componenti mentre quelli normalmente a massa possono venire saldati da ambo i lati.

Questo contribuisce alla stabilità del circuito.

Le dimensioni esterne del contenitore sono $38 \times 44 \times 100$ mm; è possibile utilizzare delle scatole stagne di circa queste dimensioni oppure si può utilizzare della vetronite per la base e dell'alluminio a U per le pareti interne, le parti vanno saldate dopo aver provato il circuito e così non si dovrà riaprire il circuito in caso di guasto.

I connettori sono del tipo giapponese (fono) e funzionano in maniera egregia limitando le perdite a limiti non significativi in RF. L'alimentazione (12 V) viene filtrata tramite un condensatore passante da 1.000 pF montato tramite saldatura o dado sul pannello del preamplificatore.

CARATTERISTICHE

Una banda passante di 1 MHz a 3 dB è una caratteristica di questo preamplificatore. Il guadagno è di 15 dB.

La stabilità è ottima in tutte le condizioni di lavoro compresa la mancanza di carico in uscita.

La figura di rumore è minore di 2 dB a 30 MHz.

Per migliorare ulteriormente il circuito si possono utilizzare i Siliconix U310 che migliorerebbero ulteriormente la dinamica, non sono però facilmente reperibili in Italia.

Al limite andrebbero bene anche i 2N5884 e i 2N4416 solo però se lo si utilizza a frequenze più basse; chiaramente si dovranno riprogettare i circuiti d'accordo d'ingresso e d'uscita.

Per i 15 metri basta aumentare il lato accordato (quello collegato sui C_1 - C_3) dei trasformatori di due spire cioè passando da 12 a 14 spire.

Il link va benissimo così come è.

Questo circuito va bene per tutte le bande HF a patto che si cambi T_1 - C_1 e T_2 - C_3 a secondo delle frequenze di accordo.

TARATURA

La taratura non richiede particolari apparecchiature e può essere effettuata collegando il circuito al nostro ricevitore nella banda in cui ci occorre, per esempio i 10 metri dove l'abbiamo provato per quasi un anno di seguito e dove non ha dato un problema.

Si dovrà incominciare a tarare C_1 per il massimo segnale in uscita e poi procedere con C_3 , poi si potrà ritoccare C_1 e a questo punto il tutto funzionerà.

BIBLIOGRAFIA

Data Application: MPF102; Siliconix E300 e U310.

The Radio Amateur's, varie edizioni.

cq elettronica, vari numeri.

Al prossimo CIRCUITO! CIAO!

Chi ha problemi ci scriva....

J.P.R.V. Giampaolo Favella *Mano Aliverti*

SCANNING

programmabile

Antonio Anselmi

Uno scanner è sostanzialmente uno strumento elettronico in grado di selezionare di volta in volta un solo canale fra diversi presenti al suo ingresso: ricalca quindi l'architettura di un sistema multiplexato, in grado di convogliare su una sola uscita, e ordinatamente, n canali di ingresso sia numerici che analogici.

Senza dilungarmi troppo su tale concetto, oramai abbastanza noto, dirò solamente che un tale circuito permette innumerevoli applicazioni, specialmente nel campo delle misure «real time», e si presta validamente come supporto didattico per ulteriori espansioni del medesimo.

Supponiamo di voler controllare in real time lo stato logico presente agli ingressi e/o alle uscite di un certo circuito integrato: per fare ciò correttamente occorrerebbe una specie di oscilloscopio che avesse tante tracce quanti sono gli stati che si vogliono controllare.

Ovviamente esistono in commercio tali dispositivi ma hanno un costo che è a dir poco scoraggiante anche per il più smaliziato degli hobbisti; si può agevolmente rimediare all'inconveniente fotografando elettronicamente il circuito da controllare tramite un solo strumento (voltmetro digitale) abbinato a uno scanner.

Il prototipo che qui illustro è nato tenendo conto di due caratteristiche fondamentali: la **programmabilità** e la **flessibilità**.

Infatti questo scanner permette:

- di fissare il numero dei canali da sottoporre allo scanning (da un minimo logico di 2 fino a un massimo di 15);
- di continuare indefinitamente lo scanning interrompendolo su di un preciso canale, su comando manuale;
- di programmare il numero degli scanning completi da un minimo di 1 fino a 255;
- variare a piacere la velocità di scanning;
- variare a piacere il tempo in cui un canale occupa da solo l'uscita, senza che tale variazione influenzi la velocità dello scanner.

Tradotto più semplicemente, con tale scanner possiamo, ad esempio, programmare lo scanning di sette canali alla velocità di commutazione di uno per ogni dieci secondi facendo in modo che ogni singolo canale sia disponibile all'uscita per quattro secondi e che lo scanning si arresti automaticamente dopo centoventi cicli completi. Ovviamente ognuno potrà variare di volta in volta tali parametri a seconda delle esigenze attuali di uso dello strumento. Questo perché avere uno scanning fra diversi canali può far comodo, per sperimentazione o altre cose varie, e avere uno scanner che ad esempio sia fisso per quattro canali può andare bene fino al giorno in cui, per necessità varie, si debba avere l'esigenza di operare qualche giro di scanning su un numero di canali maggiore di quello messi a disposizione dallo strumento in nostro possesso; seguendo attentamente l'esposizione che segue, chiunque sarà in grado di aumentare decisamente le possibilità dello scanner o di ridurle secondo i propri gusti.

Andiamo ad iniziare.

In figura 1 è illustrato lo schema a blocchi funzionale del circuito:

- un blocco che rappresenta il circuito che clocka tutto il sistema, la resistenza variabile sta a indicare la possibilità di variazione;
- il clock comanda un contatore che viene controllato da una programmazione esterna al fine di azzerarlo dopo un numero n di stati; vedremo poi che in realtà il contatore è comandato da un semplice flip-flop posto sulle uscite decodificate in binario di tale blocco;
- segue un blocco di multiplexer che è realizzato tramite degli switch elettronici innervati dalle quindici uscite della decodifica BCD-binario;
- l'ultimo blocco rappresenta la logica necessaria per programmare il numero degli scanning, ovvero una logica che controlli e conti quante volte il contatore di clock si azzeri.

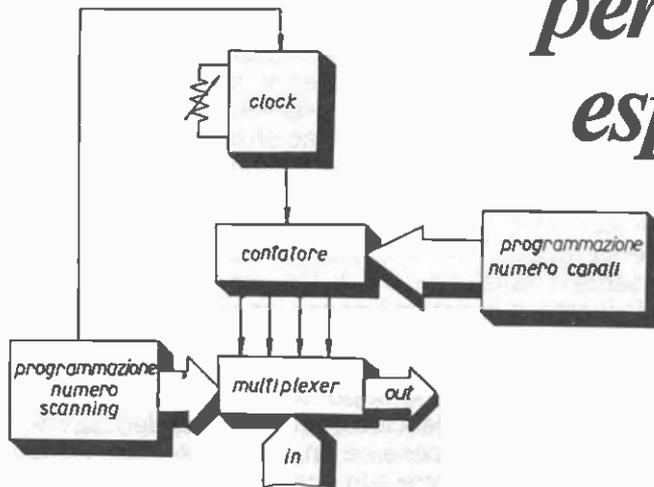


figura 1

Schema a blocchi funzionali.

Francamente non c'è niente di complicato, nè alcun integrato strano: si tratta di una interconnessione di comunissimi c/mos più o meno elaborata in funzione delle specifiche innanzi dette. Lo schema circuitale completo è visibile in figura 6, ma per comodità di esposizione vedremo ogni singolo blocco separatamente, analizzandolo circuitalmente per concludere con un «riassunto» finale esemplificativo.

Blocco «clock + contatore» (figura 2)

L'integrato usato al fine di avere un treno di impulsi perfettamente quadri, è l'ormai famoso 555 montato in configurazione astabile.

Rispetto alla configurazione solita di impiego, sono aggiunti due diodi 1N914 e un potenziometro multigiri da 10 M Ω .

In tal modo si diversificano i due possibili percorsi della corrente di scarica modificando, tramite azioni sul perno del potenziometro, la durata degli impulsi rispetto al tempo in cui i medesimi sono bassi. In sostanza viene ad essere variato quello che in americano è chiamato «duty cycle», ovvero ciclo di lavoro, intendendo con ciò il rapporto fra il tempo in cui l'uscita del 555 è alta con il tempo in cui tale uscita è bassa.

figura 2

Sezione «clock + contatore».

R_1, R_2 vedi testo

R_3 10 M Ω

R_4 470 Ω

P_1 pulsante n.a.

C_1, C_2 22 nF

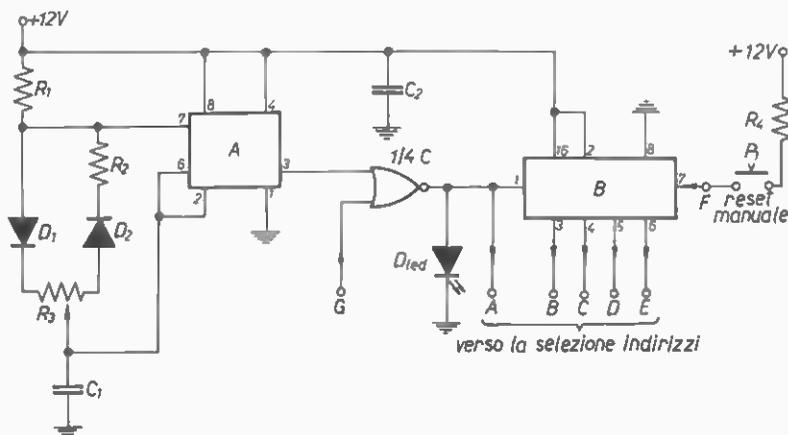
A = 555

B = 1/2 4520

C = 4001

D_1, D_2 1N914

D_{led} led rosso



Con tale circuito si possono avere variazioni del duty cycle fino al 99% senza influenzare apprezzabilmente la frequenza con la quale tali impulsi sono prodotti dall'astabile. Dal piedino 3 del 555 è prelevabile il treno di impulsi di cui sopra, non viene però direttamente connesso all'ingresso di clock del 1/2 4520, piedino 1. Tale connessione avviene sotto il gating di una porta NOR di un 4001. Infatti possiamo vedere che quando l'ingresso in basso (contraddistinto dalla lettera G) si trova nello stato logico alto è inibito il transito del clock verso il 4520, mentre, viceversa, quando tale ingresso si trova nello stato logico basso la porta NOR consente il transito del clock. Con un occhio allo schema di figura 6 si vede che tale ingresso di gating è connesso con l'uscita Q di un flip-flop del tipo D clockato dalla logica di programmazione per il numero di scanning da operare sui canali in ingresso. Ovvio quindi che tale gating serve l'arresto automatico delle operazioni di scanning dopo un numero n di cicli impostato dall'utente. Proseguendo sulla linea del clock, vediamo una derivazione segnata dalla lettera A. La medesima è connessa a un flip-flop del tipo RS che programma il numero di canali da sottoporre allo scanning: in ogni caso il suo uso sarà esaurientemente visto quando tratteremo di questo blocco.

Il contatore impiegato nel blocco di figura 2 è uno dei due indipendenti, integrati all'interno del chip siglato 4520.

Niente di strano su questo circuito: un contatore up binario costituito da quattro stage sincroni del tipo D. Per connessioni singolo (tipo questa) la linea di enable, piedino 2, va mantenuta alta e il conteggio è incrementato sulle transizioni positive del clock. Il contatore è azzerrabile tramite un livello alto sulla linea di reset. Anche qui una precisazione: tale funzione (clear del contatore) può

essere effettuata manualmente tramite il pulsante n.a. siglato P₁ all'atto della partenza, mentre è normalmente servita dall'uscita di un flip-flop tipo RS (il medesimo di prima) che si trova nella logica di programmazione del numero dei canali.

Le uscite sono i piedini 3,4,5,6 partendo da quella meno significativa.

Le resistenze poste sul 555 sono da calcolarsi in funzione della frequenza voluta.

Blocco selezioni + programmazione numero dei canali (figura 3)

Giunti a questo punto, occorre una normale decodifica che traduca il numero binario in uscita dal mezzo 4520 in una sola linea per volta. Ovvio la scelta sul decodificatore da quattro a sedici del tipo 4514.

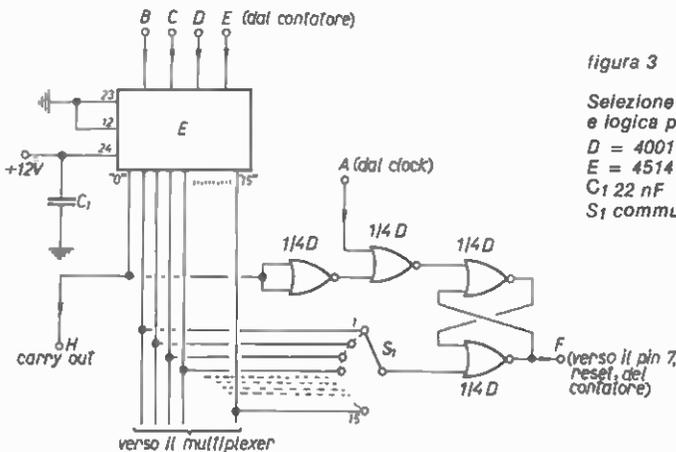


figura 3

Selezione indirizzi
e logica programmazione numero canali

D = 4001

E = 4514

C1 22 nF

S1 commutatore 1 via, 15 posizioni

Anche qui le solite cose: tale integrato manda alta l'uscita corrispondente al numero binario presente ai suoi ingressi 2,3,21,22 partendo da quello meno significativo. Le connessioni fra mezzo 4520 e 4514 saranno quindi:

1/4520	4514
3	2
4	3
5	21
6	22

Alto è il numero dei piedini di tale decodificatore (ben ventiquattro!) ed è simile ai tipi industriali MC14514 e MC14515 con la differenza che quest'ultimo pone bassa l'uscita corrispondente al numero binario presente agli ingressi. Quello che di importante c'è in tale blocco è la logica di programmazione al fine di ottenere lo scanning solo su di un determinato numero di canali. Infatti l'uscita «0» (pin 11) è portata dentro il flip-flop RS costruito con le quattro NOR presenti all'interno del 4001. Quando la n-esima uscita decodificata è raggiunta (dopo quindi n impulsi di clock al contatore) il flip-flop RS genera un segnale di reset che azzerà il contatore del primo blocco. Nello stesso istante la uscita «0» del decodificatore 4514 diviene alta. La coincidenza del clock basso con l'uscita «0» resetta il flip-flop RS ad abilitare nuovamente il conteggio del contatore.

Come è visibile in figura 3, una porta del flip-flop RS deve essere connessa con una delle quindici uscite decodificate del 4514: a seconda di quale delle uscite sarà ad essa collegata avremo impostato così il numero dei canali che saranno sottoposti a scanning. Quindi, il numero dei canali è uguale al numero dell'uscita del 4514 che viene collegata con il flip-flop. Tale collegamento può avvenire tramite un buon commutatore un via-quin dici posizioni. Tanto per fare un esempio, supponiamo di voler programmare uno scanning per otto canali, i quali saranno collegati ai primi otto switch presenti nei 4066 con le masse in comune a quella dello scanner. Tramite il commutatore selezioneremo sul flip-flop RS l'uscita «8» del 4514 (piedino 18), azzereremo manualmente il contatore 4520 e daremo il via agendo sulla porta di gating del clock. Quando il contatore avrà contato otto impulsi e, quindi, il 4514 avrà già selezionato i primi otto canali tramite i 4066, l'uscita «8» che è alta setterà il flip-flop RS il quale azzererà il contatore con un livello alto sulla linea di reset. Contemporaneamente a ciò (si fa per dire, dopo qualche nanosecondo) il 4515 porterà alta la sua uscita «0» in quanto il contatore, appunto, è stato azzerato: orbene, tale livello alto azzererà il flip-flop RS non appena il clock vada nello stato basso fra l'ottavo e il nono impulso. L'azzeramento del flip-flop RS abiliterà al conteggio il contatore 4520 che ripartirà così da capo iniziando un nuovo ciclo di scanning sugli otto canali. Forse è un tantino complicata la mia esposizione, ma dal circuito elettrico dovrebbe risultare maggiormente comprensibile, da notare che la «cascata» di eventi poc'anzi illustrata non è affatto critica, in quanto la frequenza del clock è lenta e per di più, con la variazione del duty cycle, si ha un ragguardevole intervallo di tempo prima che il clock vada basso e inizi da capo un nuovo ciclo. Risulta quindi ormai chiaramente, che per programmare il numero degli scanning completi, ovvero il numero dei cicli dello scanner, basterà contare quante volte viene azzerato il contatore 4520 e confrontare in real time tale numero crescente con uno fisso impostato a piacere dall'esterno.

Blocco programmazione numero di scanning completi (figura 4)

Come detto prima, basterà contare le volte che viene azzerato il contatore 4520 e confrontare tale numero via via che si evolve con un numero fisso da noi impostato. Come linea di carry out (riporto) viene spontaneo usare quella dell'uscita «0» del decodificatore 4514, segnata con la lettera H nelle figure 3 e 4.

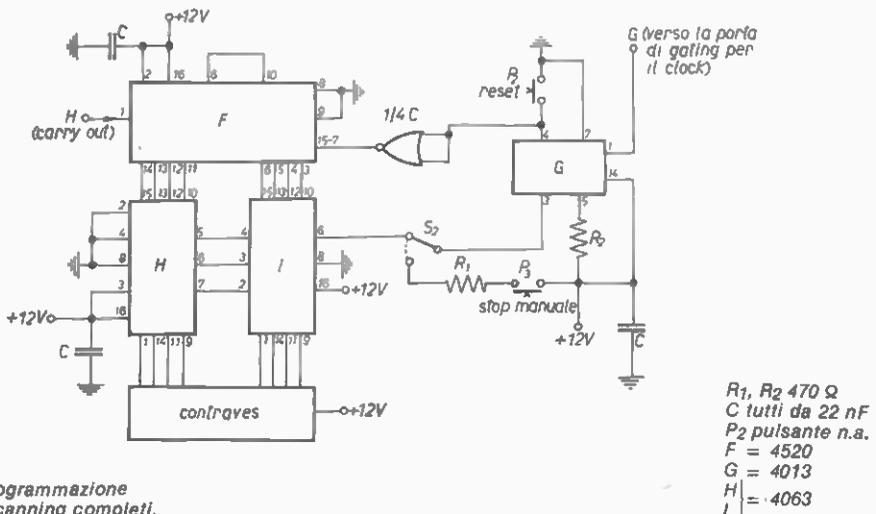


figura 4

Logica programmazione
numero scanning completi.

Per tale scanner ho previsto un numero massimo di cicli pari a 255, ovviamente dovremo usare anche qui non uno bensì due contatori; niente di meglio che adoperare i due contatori contenuti all'interno del 4520. I medesimi sono collegati in figura 4 in ripple cascading, con incremento del conteggio sul fronte positivo della linea collegata al piedino 1, ovvero con il fronte positivo presentato dall'uscita «0» del 4514. In tale connessione si possono contare 255 stati diversi, ergo, 255 cicli completi di scanning. Qualora le esigenze del momento richiedano un numero di scanning pressoché continuativo con stop manuale dei medesimi, ciò può essere ottenuto sconnettendo l'ingresso di clock del flip-flop D (contenuto nel 4013) dal pin 6 dell'integrato I e azionando P₃ per lo stop. Al fine di confrontare il numero degli scanning completi, che si evolve alle uscite dei due 4520, occorre dotare il tutto di due comparatori a quattro bit. I due cocci in questione sono due bellissimi 4063 connessi in cascata: al piedino 6 del 4063, siglato con la lettera I, avremo un impulso alto non appena la parola binaria presente agli ingressi dei due comparatori sarà uguale alla parola binaria presente agli ingressi comandati da contraves binari.

A questo punto non resta altro da fare che operare un latch su tale impulso e comandare con il medesimo l'inibizione del transito del clock, tramite il gating offerto dalla NOR di figura 2. A tutto ciò pensa uno dei due flip-flop D contenuti all'interno del 4013: integrato oramai conosciuto e quindi di facile comprensione. Una seconda NOR funge da inverter (non si spreca niente) al fine di un contemporaneo resettaggio e del flip-flop D e dei due contatori 4520 al momento in cui dovremo usare nuovamente lo scanner; il resettaggio, che poi in sostanza funge da comando di start per l'intero scanner, avviene tramite leggera pressione del polpastrello dell'indice destro del pulsante P₂, un n.a. che collega l'ingresso clear con la massa. Non mi dilungo oltre sul funzionamento del 4063, anche perché già illustrato quando presentai su queste pagine il timer binario ad alta precisione e relativo prototipo.

In pratica, il 4063 paragona il valore del numero BCD o binario presente agli ingressi 15,13,12,10 con quello del numero BCD o binario presente agli ingressi 1,14,11,9: il risultato di tale confronto appare sui pin 5,6 e 7 e precisamente, chiamando WA il numero presente ai pins 1,14 11 e 9 e WB il numero ai pins 15,13,12 e 10, avremo:

- se WA maggiore di WBpin 7 alto
- se WA uguale a WBpin 6 alto
- se WA minore di WBpin 5 alto

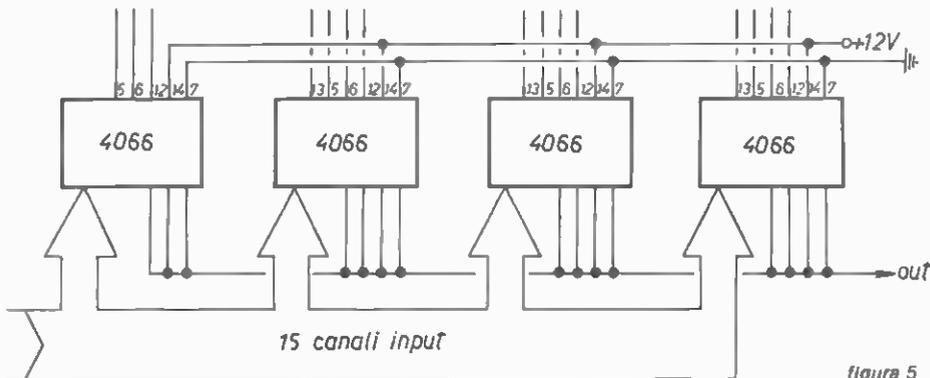


figura 5
Multiplexer

Per ciò che riguarda il collegamento in cascata, l'informazione sul confronto effettuato dal primo 4063 è passata al secondo tramite tali uscite collegate a ingressi appositamente previsti per tale modo di collegamento.

In figura 7 è mostrato un utile sistema basato su un ennesimo 4514 e quindici diodi led al fine di mostrare all'utente quale dei canali in ingresso è al momento sottoposto allo scanning.

Certo che potevo mettere soluzioni esteticamente migliori, FND500 e compagnia, ma il prezzo non valeva la migliore: bastano appunto quindici led sul pannello dello scanner con sotto a ciascuno il numero del canale al quale si riferisce.

In figura 5 è illustrato il blocco multiplexer.

Si tratta di quattro switch elettronici del tipo 4066, il primo dei quali adoperava solo tre dei quattro switch contenuti al suo interno in quanto i canali previsti da questa realizzazione sono quindici. Non c'è niente di strano in tale figura: non ho menzionato gli ingressi e le uscite per i quattro 4066 in quanto, come ben sapete, tali switch sono bilaterali. Per chi si chiedesse il motivo per cui tale circuito monta i 4066 al posto dei più noti 4016 è presto detto:

- rapporto voltaggio di uscita on/off: 65 dB per il 4016
80 dB per il 4066
- resistenza on-state: 280 Ω per il 4016
125 Ω per il 4066

Comunque l'uno o l'altro dei due è perfettamente compatibile con le esigenze dello scanner presentato.

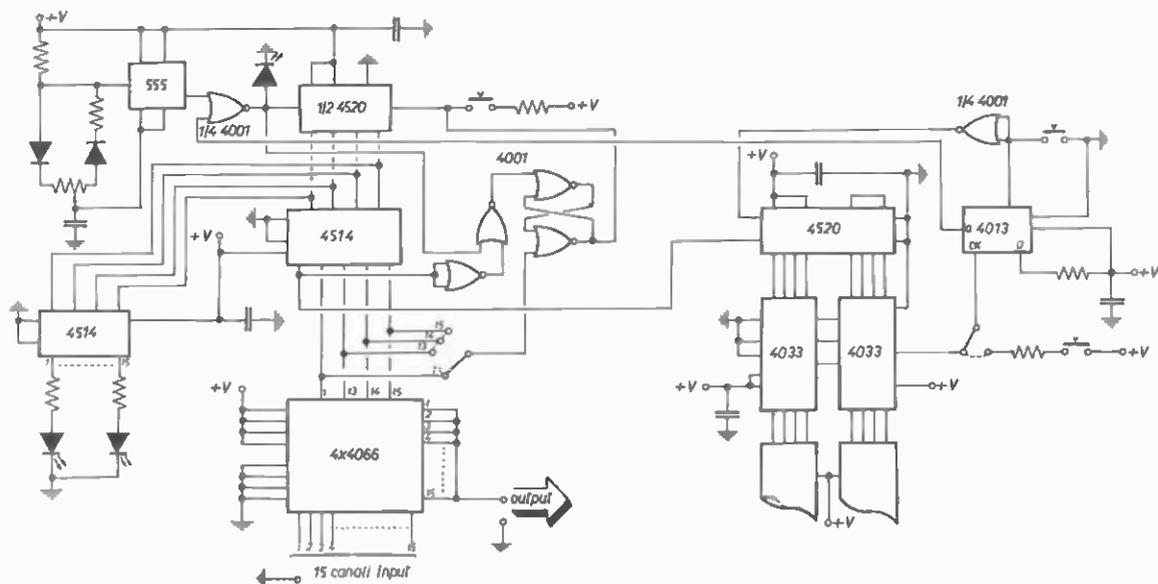


figura 6

Schema elettrico completo.

circuiti Integrati

2 x 4001
2 x 4520
2 x 4514
2 x 4033
1 x 4013
1 x 555
4 x 4066

16 diodi led

2 x 1N914

commutatore 1 via, 15 posizioni

3 pulsanti n.a.

condensatori vari da 22 nF, ceramici a disco

resistenze da 470 Ω

potenziometro multigiri 10 M Ω

2 contraves binari

boccole, filo schermato, etc.

CD4514B, CD4515B Types

COS/MOS 4-Bit Latch/4-to-16 Line Decoders

High-Voltage Types (20-Volt Rating)
 CD4514B Output "High" on Select
 CD4515B Output "Low" on Select

The RCA-CD4514B and -CD4515B consist of a 4-bit strobed latch and a 4-to-16-line decoder. The latches hold the last input data presented prior to the strobe transition from 1 to 0. Inhibit control allows all outputs to be placed at 0 (CD4514B) or 1 (CD4515B) regardless of the state of the data or strobe inputs.

The decode truth table indicates all combinations of data inputs and appropriate selected outputs.

These devices are similar to industry types MC14514 and MC14515.

The CD4514B and CD4515B types are supplied in 24-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (D and F suffixes), 24-lead dual-in-line plastic packages (E suffix), and in chip form (H suffix).

Features:

- Strobed input latch
- Inhibit control
- 100% tested for quiescent current at 20 V
- Maximum input current of 1 μ A at 18 V over full package-temperature range; 100 nA at 18 V and 25°C
- Noise margin (over full package temperature range):
 - 1 V at $V_{DD} = 5$ V
 - 2 V at $V_{DD} = 10$ V
 - 2.5 V at $V_{DD} = 15$ V
- 5-V, 10-V, and 15-V parametric ratings
- Standardized, symmetrical output characteristics.
- Meets all requirements of JEDEC Tentative Standard No. 13A, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices"

Applications:

- Digital multiplexing
- Address decoding
- Hexadecimal/BCD decoding
- Program-counter decoding
- Control decoder

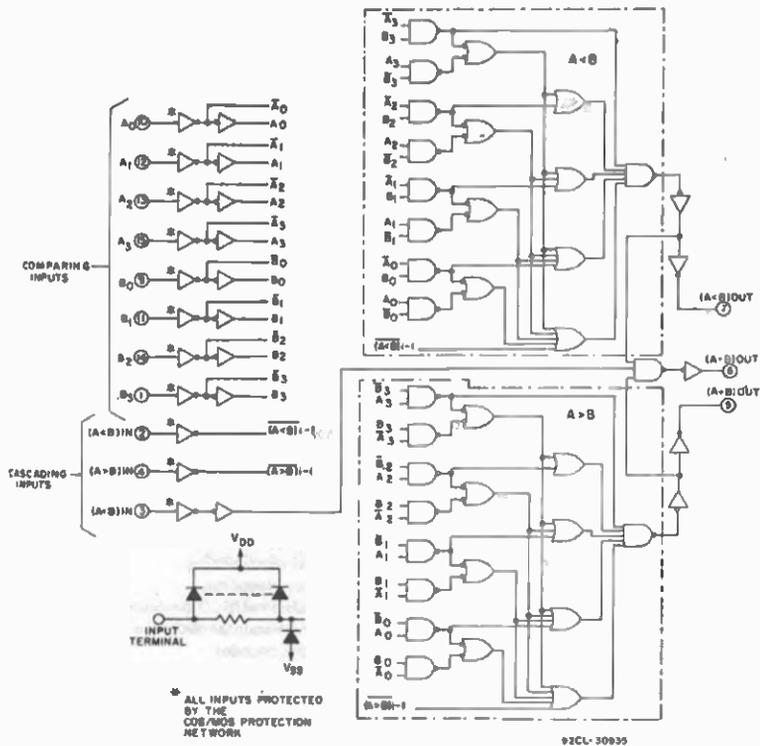
MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

DC SUPPLY-VOLTAGE RANGE, (V_{DD}) (Voltages referenced to V_{SS} Terminal)	-0.5 to +20 V
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$ V
DC INPUT CURRENT, ANY ONE INPUT	± 10 mA
POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P_D):	
For $T_A = -40$ to +60°C (PACKAGE TYPE E)	500 mW
For $T_A = +60$ to +85°C (PACKAGE TYPE E)	Derate Linearly at 12 mW/°C to 200 mW
For $T_A = -65$ to +100°C (PACKAGE TYPES D, F)	500 mW
For $T_A = +100$ to +125°C (PACKAGE TYPES D, F)	Derate Linearly at 12 mW/°C to 200 mW
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR	
FOR $T_A =$ FULL PACKAGE-TEMPERATURE RANGE (All Package Types)	100 mW
OPERATING-TEMPERATURE RANGE (T_A):	
PACKAGE TYPES D, F, H	-55 to +125°C
PACKAGE TYPE E	-40 to +85°C
STORAGE TEMPERATURE RANGE (T_{stg})	-65 to +150°C
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):	
At distance 1/16 \pm 1/32 inch (1.58 \pm 0.79 mm) from case for 10 s max.	+265°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS at $T_A = 25^\circ\text{C}$, Except as Noted.

For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	V_{DD} (V)	LIMITS		UNITS
		Min.	Max.	
Supply-Voltage Range (For $T_A =$ Full Package-Temperature Range)		3	18	V
Data Setup Time, t_S	5	150	—	ns
	10	70	—	
	15	40	—	
Strobe Pulse Width, t_W	5	250	—	ns
	10	100	—	
	15	75	—	



Logic diagram for CD4063B.

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

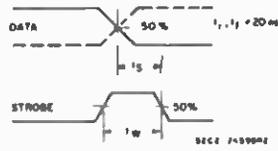
At $T_A = 25^\circ\text{C}$; Input $t_r, t_f = 20\text{ ns}$, $C_L = 50\text{ pF}$, $R_L = 200\text{ k}\Omega$

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	ALL TYPES LIMITS		UNITS	
		V _{DD} Volts	Typ.		Max.
Propagation Delay Time: Comparing Inputs to Outputs, t_{pHL} , t_{pLH}		5	625	1250	ns
		10	250	500	
		15	775	350	
Cascading Inputs to Outputs, t_{pHL} , t_{pLH}		5	500	1000	ns
		10	200	400	
		15	140	280	
Transition Time, t_{THL} , t_{TLH}		5	100	200	ns
		10	50	100	
		15	40	80	
Input Capacitance, C_{iN}	Any Input		5	7.5	pF

DECODE TRUTH TABLE (Strobe = 1)

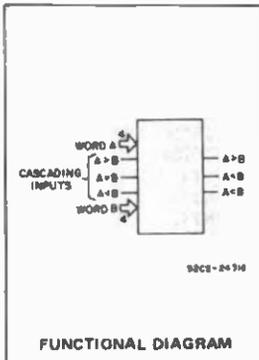
INHIBIT	DECODER INPUTS				SELECTED OUTPUT CD4514B = Logic 1 (High) CD4515B = Logic 0 (Low)
	D	C	B	A	
0	0	0	0	0	S0
0	0	0	0	1	S1
0	0	0	1	0	S2
0	0	0	1	1	S3
0	0	1	0	0	S4
0	0	1	0	1	S5
0	0	1	1	0	S6
0	0	1	1	1	S7
0	1	0	0	0	S8
0	1	0	0	1	S9
0	1	0	1	0	S10
0	1	0	1	1	S11
0	1	1	0	0	S12
0	1	1	0	1	S13
0	1	1	1	0	S14
0	1	1	1	1	S15
1	X	X	X	X	All Outputs = 0, CD4514B All Outputs = 1, CD4515B

X = Don't Care Logic 1 = high Logic 0 = low

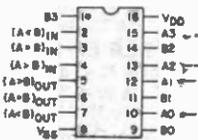


Waveforms for setup time and strobe pulse width.

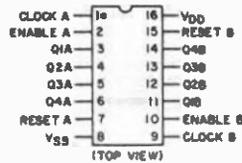
CD4063B Types



FUNCTIONAL DIAGRAM



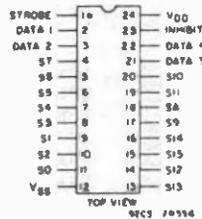
TERMINAL ASSIGNMENT



SECS-24315

CD4514B, CD4520B
TERMINAL ASSIGNMENT

CD4514B, CD4515B Types



CD4514B
CD4515B

TERMINAL ASSIGNMENT

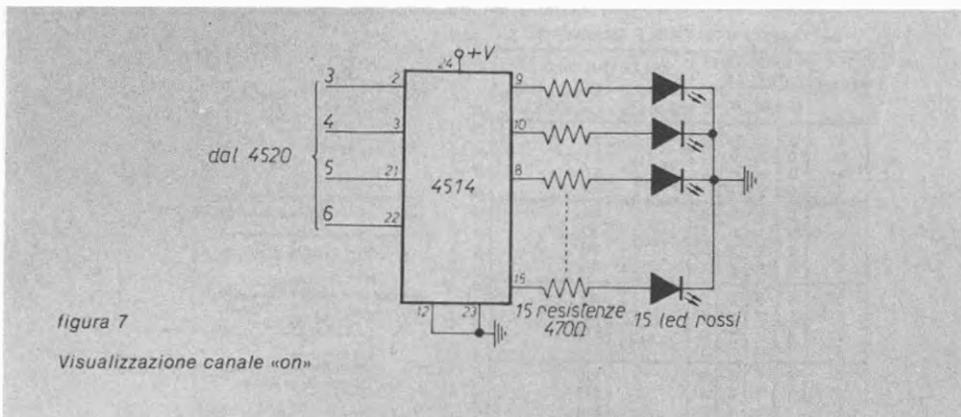


figura 7
Visualizzazione canale «on»

All'inizio avevo detto di fare un «riassunto» finale sul funzionamento dello scanner programmabile: rileggendo il tutto penso non ce ne sia assolutamente bisogno, in ogni caso sono a disposizione per tutti coloro che vorranno avere da me maggiori spiegazioni. Tagliando le gambe a conclusioni inutili e prolisse, saluto tutti omaggiando la volontà di coloro che mi hanno seguito e che vorranno sperimentare tale scanner. *****

Radio ricambi

Componenti elettronici civili e professionali:
via del Piombo 4 - 40125 BOLOGNA
tel. (051) 307850-394867

OFFERTA SPECIALE ALTOPARLANTI ALTA FEDELITÀ

Serie PHILIPS - Originali OLANDESI

TWEETER	
AD 0140 Ø 94 W 20/40	L. 9.000
AD 0141 Ø 94 W 20/50	L. 9.000
AD 0160 Ø 94 W 20/80	L. 11.500
AD 0162 Ø 94 W 20/50	L. 10.500
AD 2273 □ 58 W 10	L. 4.500
AD 1430 □ 96 W 50/70	L. 10.500
AD 1800 □ 96 W 20/50	L. 11.000
AD 1805 □ 96 W 20/50	L. 13.000
AD 1630 □ 96 W 20/50	L. 11.500

MID RANGE - SQUAWKERS	
AD 5060 Ø 129 W 40	L. 17.500
AD 0210 Ø 134 W 60	L. 19.000

WOOFER	
AD 5060 Ø 129 W 10	L. 14.500
AD 70801 Ø 166 W 30	L. 18.500
AD 70850 Ø 166 W 40	L. 21.000
AD 80601 Ø 204 W 50	L. 17.500
AD 80652 Ø 204 W 60	L. 19.000
AD 80671 Ø 204 W 70	L. 26.000
AD 80672 Ø 204 W 80	L. 26.000
AD 12201 Ø 311 W 80	L. 52.000
AD 12250 Ø 311 W 100	L. 58.000
AD 12600 Ø 311 W 40	L. 33.000
AD 12601 Ø 311 W 40	L. 33.000
AD 12650 Ø 311 W 60	L. 41.000
AD 15240 Ø 381 W 90	L. 85.000

Serie HECO - Originali TEDESCHI

TWEETER	
KHC25 Ø 25 DOME	L. 18.000
MIDRANGE	
KMC38 Ø 38	L. 25.000
KMC52 Ø 52	L. 41.000

WOOFER	
TC136 = TC130 Ø 136	L. 28.000
TC176 = TC170 Ø 176	L. 32.000
TC206 = TC200 Ø 206	L. 35.000
TC246 = TC240 Ø 246	L. 42.000
TC250 = TC250 Ø 256	L. 64.000
TC306 = TC300 Ø 306	L. 78.000

SERIE ADS	
TWEETER DOME	
LPKH70 30 W	L. 9.000
LPKH91 60 W	L. 11.000
LPKH94 100 W	L. 12.000

MIDRANGE DOME	
LPKM110 100 W	L. 23.000
LPKM130 150 W	L. 58.000

WOOFER	
LPT175 30 W	L. 19.500
LPT200 40 W	L. 22.000
LPT245 60 W	L. 28.000
LPT300 100 W	L. 52.000

FILTRI CROSS VER PHILIPS

ADF2000-4-8	2 vie 20 W	L. 7.500
ADF3000-4-8	2 vie 80 W	L. 5.600
ADF600/5000-4-8	3 vie 40 W	L. 11.500
ADF700/2600-4-8	3 vie 80 W	L. 16.000
ADF700/3000-4-8	3 vie 80 W	L. 17.000

FILTRI CROSSOVER HECO

HN741 2 vie	L. 10.000
HN742 2 vie	L. 14.000
HN743 3 vie	L. 23.000
HN744 4 vie	L. 37.000

FILTRI CROSSOVER ADS «NIRO»

3030A - 2 vie 30 W 8 Ω	L. 8.000
3030 - 2 vie 30 W 8 Ω	L. 14.500
3040 - 2 vie 40 W 8 Ω	L. 18.000
3050 - 3 vie 30 W 8 Ω	L. 14.500
3060 - 2 vie 50 W 8 Ω	L. 17.500
3070 - 3 vie 60 W 8 Ω	L. 21.000
3080 - 3 vie 80 W 8 Ω	L. 25.000
30100 - 3 vie 100 W 8 Ω	L. 22.000

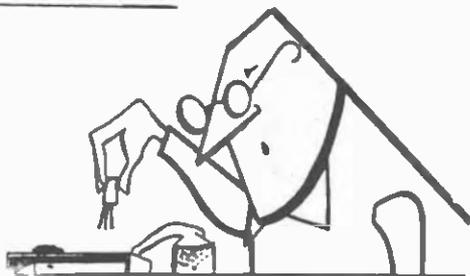
KIT PER DIFFUSORI ACUSTICI

KT40 - 2 vie 40 W 8 Ω	L. 40.000
KT80 - 3 vie 60 W 8 Ω	L. 67.000
KT100 - 3 vie 100 W 8 Ω	L. 90.000

N.B. Ogni kit comprende:
2 o 3 altoparlanti, 1 filtro, tela + istruzioni per montaggio e dimensioni cassa acustica.

A richiesta possiamo fornire tutti modelli prodotti dalla PHILIPS. Nell'ordine indicare sempre se da 4 o 8 ohm. Inoltre vasto assortimento semiconduttori, tubi elettronici, condensatori ecc. vedere nei pubblicità dei mesi precedenti. MDDALITÀ D'ORDINE: Scrivere in stampatello il proprio indirizzo e CAP. Pagamento in contrassegno maggiorato delle spese di spedizione. Prezzi speciali a ditte e industrie.

18YZC, Antonio Ugliano
sperimentare
casella postale 65
80053 CASTELLAMMARE DI STABIA



© copyright cq elettronica 1982

Sono stati numerosi i lettori che hanno apprezzato il nuovo orientamento della rubrica in cui ogni mese viene trattato in modo più esteso e sotto più punti di vista un solo argomento; stò appunto selezionando il materiale di cui dispongo per far sì che esso possa essere utilizzato in questo senso. C'è stato qualcuno che ha rimpianto la barzioletta: vedremo di contentare pure lui. Questo mese lasciamo in pace il mio amico Pasquale e godetevi due progetti per OM che ritengo ambedue validi: un amplificatore di RF con tutti i crismi e i dettagli occorrenti nonchè un indicatore di sintonia per RTTY oggi molto in auge per cui possiamo a ragion veduta ben dire:

DUE PROGETTI per la stazione

Preselettore per HF

La realizzazione di questo preselettore per HF prevede un circuito amplificatore di RF costituito da un mosfet 40673 e due fet 2N3819 che accoppiano un ottimo stadio d'ingresso con un alto guadagno a uno stadio di adattamento d'impedenza d'uscita con ottimo fattore di linearità e amplificazione.

Al circuito è accoppiato un commutatore elettronico d'antenna che consente l'uso dello stesso anche su ricetrasmittitori e con l'accoppiamento di amplificatori lineari.

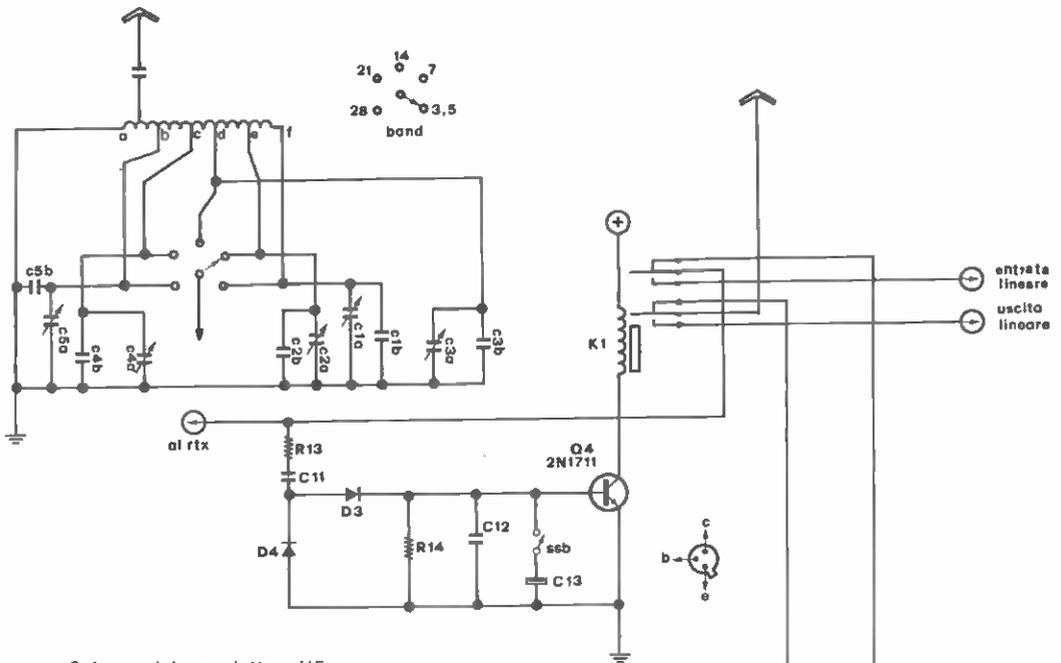
La novità del tutto risiede nel particolare che il circuito non utilizza variabili e al loro posto vengono utilizzati dei diodi varicap.

Logicamente, il circuito non ha una vasta esplorazione di bande oltre a quelle in uso dai radiomatori ma può essere adattato all'uso di esse semplicemente ritardandolo per le bande richieste. Ad esso sono inseriti un controllo del guadagno per evitare saturazioni su apparati con alto fattore di amplificazione d'ingresso e per attenuare il rumore atmosferico che, inutile dirlo, entra in tutti i preselettori. È accoppiato altresì un controllo denominato «Center» per il miglior adattamento alla banda interessata.

Da una analisi dello schema elettrico di principio, è evidente che il segnale a RF in arrivo viene selezionato dal circuito di ingresso e applicato al mosfet per una prima amplificazione; quindi, a un secondo circuito che, oltre a una ulteriore amplificazione dello stesso, adatta l'uscita del circuito, tramite un secondo stadio preselettore, al front-end dell'apparato utilizzatore.

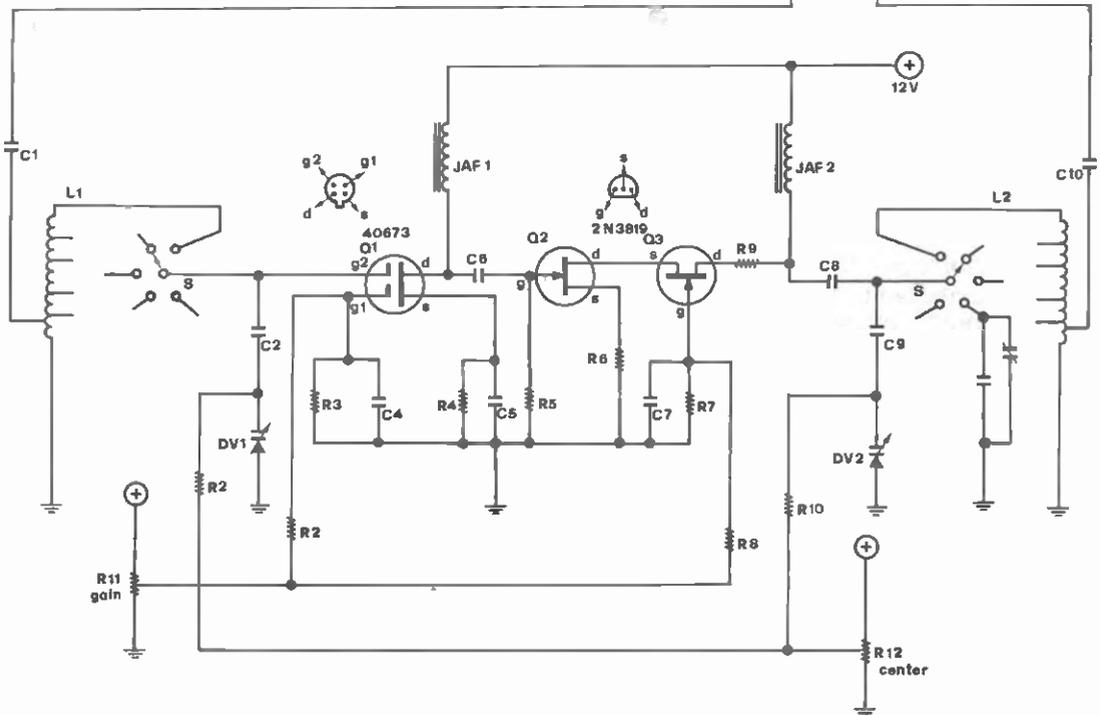
La realizzazione è completa di circuito stampato scala 1:1.

sperimentare



Schema del preselettore HF.

I componenti sono elencati nella pagina a fianco.



- C₁ 1 nF, ceramico
- C₂ 4,7 nF, ceramico
- C₃ 10 nF, ceramico
- C₄ 10 nF, ceramico
- C₅ 10 nF, ceramico
- C₆ 1 nF, ceramico
- C₇ 10 nF, ceramico
- C₈ 1 nF, ceramico
- C₉ 4,7 nF, ceramico
- C₁₀ 1 nF, ceramico
- C₁₁ 33 pF, ceramico
- C₁₂ 10 nF, ceramico
- C₁₃ 100 µF, 25 V_L

- R₁ 120 Ω, 1/2 W
- R₂ 100 kΩ
- R₃ 100 kΩ
- R₄ 560 Ω
- R₅ 220 kΩ
- R₆ 150 Ω
- R₇ 6,8 kΩ
- R₈ 27 kΩ
- R₉ 22 Ω
- R₁₀ 120 Ω
- R₁₁ 22 kΩ, potenziometro
- R₁₂ 10 kΩ, potenziometro
- R₁₃ 1 kΩ, 1 W
- R₁₄ 10 kΩ

- C_{1a} 320 pF, ceramico a libro
- C_{1b} 220 pF, ceramico
- C_{2a} 5 - 60 pF, compensatore rotondo
- C_{2b} 220 pF, ceramico
- C_{3a} 5 - 40 pF, compensatore rotondo
- C_{3b} 160 pF, ceramico
- C_{4a} 5 - 25 pF, compensatore rotondo
- C_{4b} 100 pF, ceramico
- C_{5a} 5 - 25 pF, compensatore rotondo
- C_{5b} 33 pF, ceramico

K₁ relay 12 V, 2 contatti 1 A

D₁ e D₂ 1N4148

D_{v1} e D_{v2} MVAM115 oppure BB139

Q₁ mosfet 40673

Q₂ fet 2N3819

Q₃ fet 2N3819

Q₄ transistor 2N1711

a prova
di
pierino

tre novità in un trimestre



ALIMENTERETE
CONTEMPORANEAMENTE
E CON UNICA DISCESA,
FINO A 6 ANTENNE
(HF-VHF-UHF),
UN QUALSIASI ROTORE
ED UN EVENTUALE
FARETTO



2

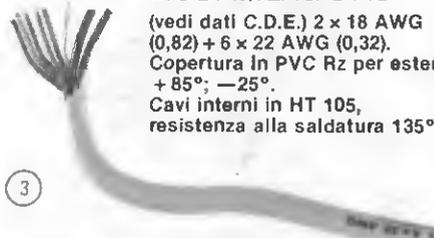
CAVO MILAG FOAM.

A BASSA PERDITA PER VHF/UHF
MISURE ESATTE DEL RG213
PER CONNETTORI PL E N
CC 7 x 0,75 DIELETTRICO
FOAM ESPANSO
FOGLIA DI RAME 5 DECIMI
CALZA DI RAME NORME MIL
GUAINA VERDE «ECOLOGICA»
IN POLITENE Ø 10,30

CAVO 8 POLI PER ROTORE MOD. MILAG 8448

(vedi dati C.D.E.) 2 x 18 AWG
(0,82) + 6 x 22 AWG (0,32).
Copertura in PVC Rz per esterni:
+ 85°; -25°.
Cavi interni in HT 105,
resistenza alla saldatura 135°.

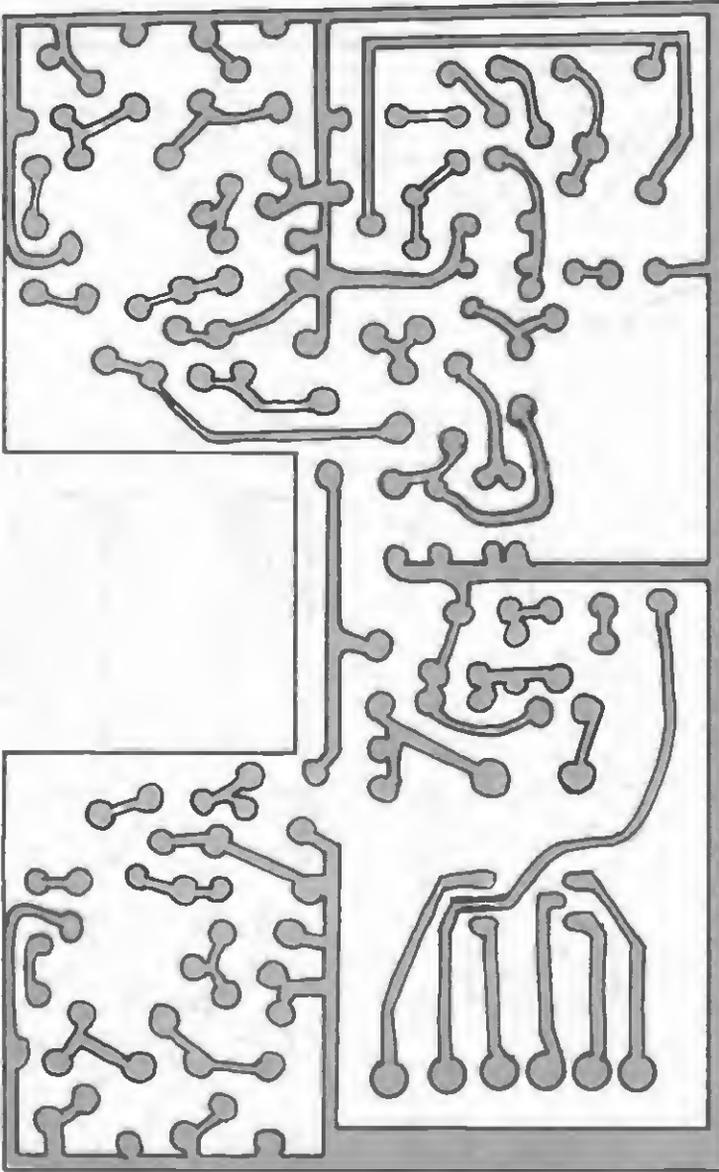
3



Giovanni Lanzoni

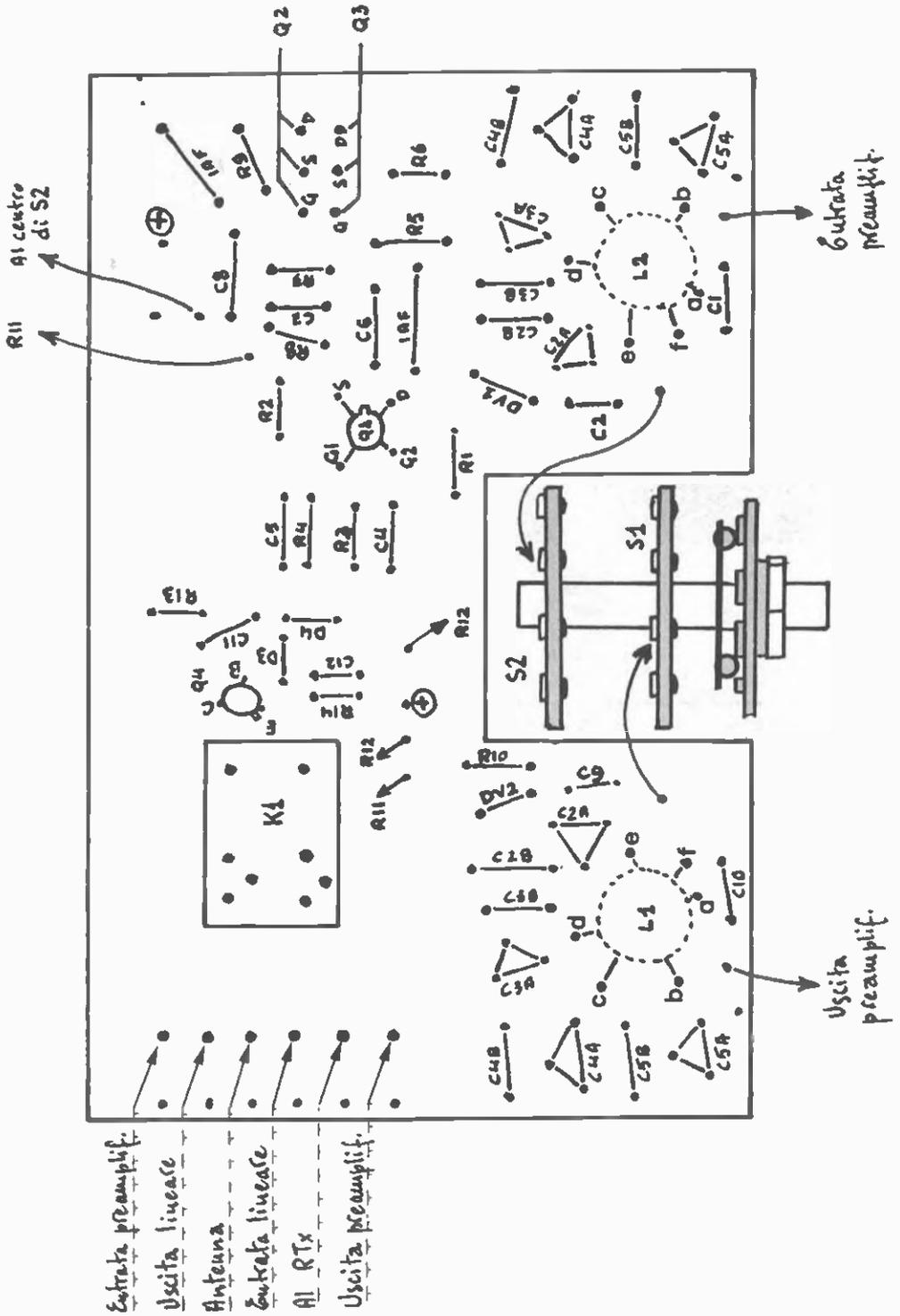
i2VD
i2LAG

20135 MILANO · Via Comelico 10 · Tel. 589075-5454744



Come prima cosa, bisognerà realizzare le due bobine L_1 e L_2 che sono perfettamente uguali.

Come indicato a pagina 73 al paragrafo «MONTAGGIO e TARATURA», sono costituite da un unico avvolgimento con più prese, collegate a un commutatore rotante due vie, cinque posizioni. Si comincerà l'avvolgimento dal capo 'a' praticando le prese come indicato e bloccando il tutto, infine, con un buon collante che, essiccato, cristallizzi.



Non usare bostik o analoghi ma collanti cianoacrilici. Con lo stesso collante le due bobine andranno fermate sul circuito stampato in posizione verticale e dal lato dei componenti. Notare che il circuito stampato porta l'intaglio per il commutatore di banda e ad esso faranno capo i terminali degli avvolgimenti L_1 e L_2 . Il rimanente dei componenti va montato normalmente con particolare attenzione alla polarizzazione dei diodi varicap. Notare anche le connessioni uscenti dalla piastra che andranno al commutatore di banda e ai due potenziometri. A montaggio ultimato, il tutto va racchiuso in una robusta scatola metallica sul cui retro andranno montati i connettori SO239 per le varie entrate e uscite. Sul pannello frontale il commutatore di banda e i due potenziometri.

MONTAGGIO e TARATURA

Sul circuito generale, in alto a sinistra, è rappresentato il montaggio delle bobine che, come già detto, debbono essere identiche. Il supporto, plastico senza nucleo, ha 12 mm di diametro esterno. L'intero avvolgimento va fatto con filo di rame smaltato del diametro di 0,35 mm. L'intero avvolgimento è costituito da 68 spire e le spire sono praticate così nell'ordine: presa 'b' 12 spire, presa 'c' 19 spire, presa 'd' 27 spire, presa 'e' 42 spire, presa 'a' massa. La presa per l'ingresso dell'antenna su L_1 e per l'uscita su L_2 , è praticata all'ottava spira dal punto 'a'. Le capacità in parallelo sono indicate nell'elenco componenti. Da notare che il compensatore c_a e il condensatore c_{1b} sono montati direttamente sul commutatore e non sul circuito stampato. Le due impedenze J_{AF1} e J_{AF2} sono da 1 mH (come le ex G.555 di buona memoria).

Ultimato il montaggio, collegare a un ricevitore e all'antenna della banda corrispondente e iniziare la taratura dalla banda dei 28 MHz. Disporre il commutatore su 28 MHz, il potenziometro «Gain» e quello «Center» a metà corsa, sintonizzare il ricevitore su 28 MHz, e centrare una stazione oppure, con un generatore di segnali, tarare rispettivamente L_1 per il massimo segnale quindi L_2 sempre per il massimo segnale. Ora aumentare il controllo «Gain» e notare se si verifica l'incremento del segnale mentre, operando il controllo «Center», dovrà variare il centraggio del segnale ricevuto.

IMPORTANTE: iniziare la taratura dalla banda dei 28 MHz e con lo stesso principio già detto, tarare le altre bande nell'ordine sia per L_1 che per L_2 . Per effettuare la prova del commutatore di antenna, sarà sufficiente mandare la portante per qualche attimo: se tutto in ordine, deve scattare il relay. Sul circuito del commutatore vi è un deviatore che dovrà essere chiuso quando si opererà in trasmissione in SSB. Va raccomandato l'uso dei condensatori C_2 , C_3 e C_3 di buona qualità identicamente per quelli in parallelo ai compensatori. Notare anche che alcuni fet 2N3819 hanno la disposizione dei terminali diversa da quella indicata. Notare inoltre che nell'elenco componenti figura C_3 che era un by-pass sull'alimentazione che, in sede di ridisegnatura del circuito stampato, è stato eliminato.

Inutile dire che il preselettore è adatto per le bande degli 11 e 45 metri. ◀

Per queste, nessuna modifica occorre sulle bobine L_1 e L_2 ma varierà unicamente il punto di taratura. L'amplificatore, se ben realizzato e tarato, offre un guadagno di 2 punti dB su un segnale per segnali al di sotto dei 3 dB.

Per ultimo, è consigliabile inserire degli schermi in modo che le bobine L_1 e L_2 risultino separate tra loro. Tutte le connessioni per il preselettore sono in cavetto RG174/U e quelle per il lineare, in cavetto RG58/U.

Indicatore di sintonia per RTTY

Nella realizzazione di demodulatori-convertitori video portatili per RTTY uno dei problemi, e forse il più grosso incontrato, è l'indicatore di sintonia del demodulatore.

Il metodo dei due led con milliamperometro, anche se semplice ed efficace, richiede nell'uso molta pazienza e l'aiuto dell'udito, e comunque non dà nessuna indicazione sullo shift usato dalla stazione trasmittente.

Il metodo con tubo catodico, certamente più serio, è abbastanza pratico, ma presenta i seguenti svantaggi:

- costo elevato;
- fragilità (importante nell'uso portatile);
- difficile interpretazione dello shift usato in trasmissione;
- alte tensioni in gioco (convertitori CC-CC rumorosi);
- ingombro elevato.

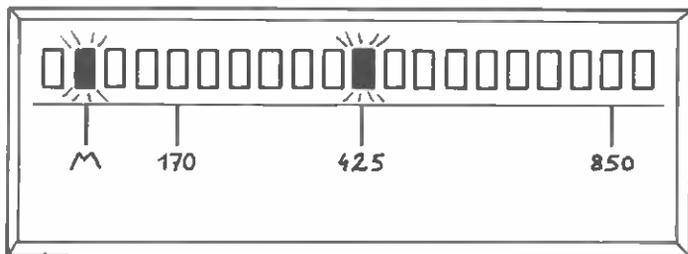
La realizzazione di questo indicatore risolve tutti questi problemi con semplicità, minimo ingombro, bassissimo assorbimento e permette il perfetto centraggio di una stazione senza nemmeno l'aiuto dell'udito.

In pratica il tutto consiste in un semplice frequenzimetro analogico, la cui scala, composta da 20 led allineati, può indicare una frequenza in ingresso compresa tra i 2.000 e i 3.000 Hz circa, con l'accensione del solo led corrispondente.

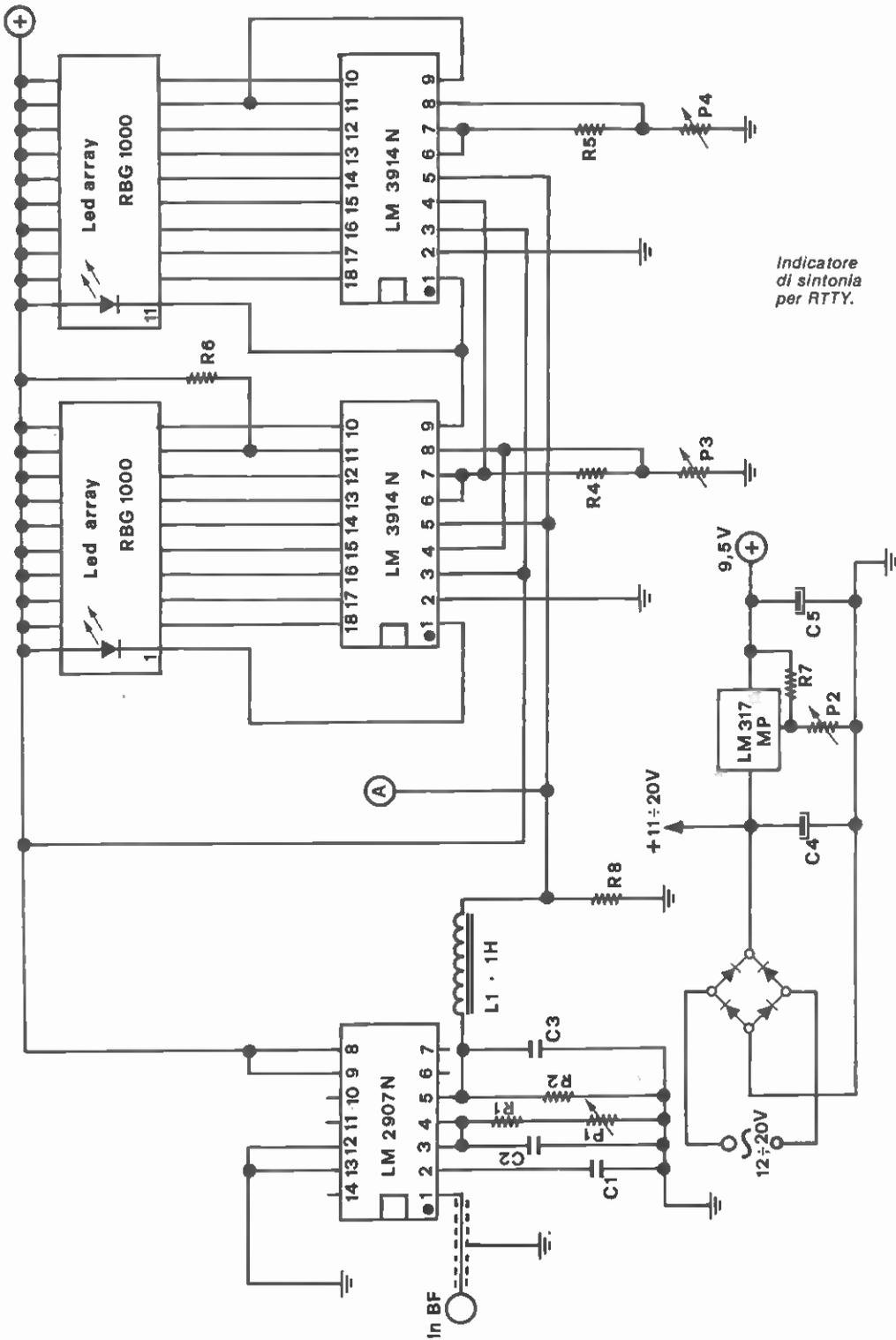
Applicando all'ingresso un segnale TTY, per esempio con uno shift di 425 Hz, si accenderanno alternativamente il 2° e lo 11° led, corrispondenti ai 2.125 Hz del MARK e ai 2.550 Hz dello SPACE.

Per la persistenza retinica dell'occhio, però, i due led appariranno accesi contemporaneamente.

In pratica, per sintonizzarsi correttamente su di una emittente TTY in onde corte, sarà sufficiente regolare la sintonia del ricevitore fino a far apparire sulla scala di 20 led i due segnali del MARK e dello SPACE, si regola poi il BFO o ancora la sintonia per far coincidere il segnale più a sinistra, quello del MARK, con il suo riferimento.



È immediata poi la determinazione dello shift usato in quanto il segnale più a destra, quello dello SPACE, indicherà con chiarezza con la sua posizione come sintonizzare il demodulatore.



Indicatore di sintonia per RTTY.

L'elevata impedenza d'ingresso di questo sintonizzatore permette un perfetto accoppiamento con qualsiasi livello di segnale, da pochi millivolt ad alcuni volt picco-picco.

Il circuito elettrico, come si può vedere dallo schema a pagina 75, è molto semplice; in pratica consiste in un convertitore frequenza-tensione collegato a un voltmetro con scala a led con il tipo di visualizzazione per punto e non a barra luminosa.

Nel circuito per il convertitore F-V, è adottato l'integrato LM2907 della National che, con i valori di componenti indicati sullo schema, dà in uscita 7,5 V con 3.000 Hz in ingresso e che, quindi, data la caratteristica di linearità del sistema, con 2.000 Hz dà una uscita di 5 V.

In pratica la tensione d'uscita è legata alla frequenza di ingresso dalla relazione

$$V = F/400$$

Il voltmetro a led, grazie ai comodissimi integrati National LM3914, si può realizzare con estrema semplicità.

Per mezzo dei due partitori resistivi (R_4 , P_3 e R_5 , P_4) e sfruttando i riferimenti di tensione interni dello LM3914 si realizza un voltmetro a 20 punti luminosi con una scala da 5 a 7,5 V, in cui il passaggio da un led al successivo corrisponde a una variazione di 125 mV pari a una variazione della frequenza di ingresso di 50 Hz.

Il rudimentale filtro passa-basso tra l'uscita del convertitore F-V e l'ingresso del voltmetro è necessario per eliminare il ripple che si sovrappone al segnale di tensione, rendendo poco nitida la visualizzazione.

È realizzato con una induttanza su nucleo a olla recuperata da una scheda surplus; se qualcuno avesse delle difficoltà nel reperimento di un tipo simile di induttanza, si possono sperimentare con successo soluzioni più brillanti, per esempio sfruttando l'amplificatore operativo contenuto nello LM2907 per realizzare un filtro attivo.

I valori dei pochi componenti discreti sono abbastanza critici. In particolare il condensatore C_1 da 220 pF deve essere di buona qualità in policarbonato o mylar, le resistenze R_4 e R_5 da 1 k Ω devono avere una tolleranza massima del 5% per avere una costanza di luminosità dei led, e i trimmer P_3 e P_4 devono essere del tipo multigiri. Con i valori dei componenti indicati sullo schema, la tensione di alimentazione deve essere di 9,5 V precisi, in quanto la tensione di uscita dello LM2907 è in funzione dalla tensione di alimentazione.

Nulla vieta comunque di alimentare il tutto a tensioni diverse variando però il valore del condensatore C_1 o regolando il trimmer P_1 .

La scelta dei 9,5 V deriva dal fatto che l'originale è accoppiato a un demodulatore-convertitore video miniaturizzato portatile ed è alimentato da una batteria a 12 V; per avere una tensione stabilizzata, tenendo conto che i regolatori integrati hanno bisogno di circa 2 V per fare decentemente il loro lavoro, ne è venuto fuori lo strano valore di 9,5 V. I 9,5 V si ottengono con un regolatore di tensione variabile LM317 ma si può benissimo usare un comune 7805 con uno zener sul piedino di massa.

AVANTI con **cq elettronica**

TARATURA

- Regolare P_2 per avere all'uscita dello LM317 9,5 V esatti (per quanto esatta può essere una lettura fatta con un normale tester).
- Regolare P_1 per avere 5 V sul punto A con 2.000 Hz in ingresso.
- Regolare P_3 affinché si accenda il secondo led con 2.125 Hz in ingresso.
- Regolare P_4 affinché si accenda il ventesimo led con 3.000 Hz in ingresso.
- Applicando in ingresso 2.125 Hz (MARK), 2.295 Hz (shift 170 Hz), 2.550 Hz (shift 425 Hz), 2.975 Hz (shift 850 Hz) tracciare a fianco della lista di led una scala con dei segni di riferimento (si veda schizzo a pagina 74).

In mancanza di un generatore di segnali audio, con un tester, un po' di pazienza e una emittente RTTY non ci dovrebbero essere comunque grossi problemi.

POSSIBILI SVILUPPI

Agli incalliti lettori di **sperimentare** suggerisco le seguenti varianti o possibili evoluzioni:

- 1) Eliminazione dell'induttanza del filtro passa-basso realizzando un filtro attivo sfruttando l'amplificatore operazionale interno allo LM2907.
- 2) Realizzare un mini demodulatore (mini di dimensioni, ma non di prestazioni) prelevando i segnali del MARK e dello SPACE direttamente dai terminali dei led. Si otterrebbe una banda passante molto stretta e una buona immunità al rumore.

La QST Elettronica di Ottavio CARUSO, via Fava 33, Nocera Inferiore, ha sponsorizzato l'intera rubrica di questo mese, per cui ha assegnato al signor Mario NESTORINO (o MASTERINO) via Col di Lana 22/a CARATE BRIANZA, il radiotelefono palmare per 144 MHz, messo in palio nel Dicembre 81, mentre prega il signor Roberto KOSCHATZKY, via Magenta 64, Milano, di mettersi in contatto con lui per l'assegnazione di un premio «a busta chiusa».

Da parte mia, attribuisco al collaboratore dal cognome impossibile, signor KOSCHATZKY (mi scriverà come ha fatto per averlo e come si deve mettere la lingua per pronunciarlo), le 30 mila lire in componenti elettronici offerti da:



ATTENZIONE

La QST ELETTRONICA di Ottavio CARUSO offrirà ancora un portatile per VHF 144 MHz da palmo tra tutti i collaboratori che entro il 30 Settembre avranno inviato un progetto di collaborazione.

Indirizzo solito: casella postale 65, Castellamare di Stabia.

Collaborate, potrebbe essere vostro! *****

81 canali

con
l'IC240

10BRZ, Lidano Brachetti

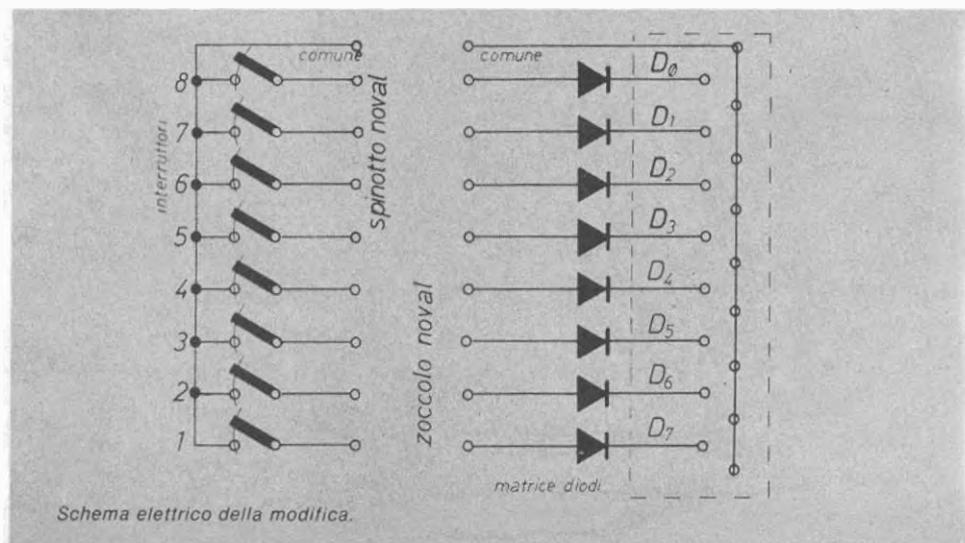
L'IC240 della ICOM è un ricetrans per i 2 metri, FM, selettore a 22 canali, i quali vengono predisposti con diodi al silicio saldati su apposita matrice portadiodi.

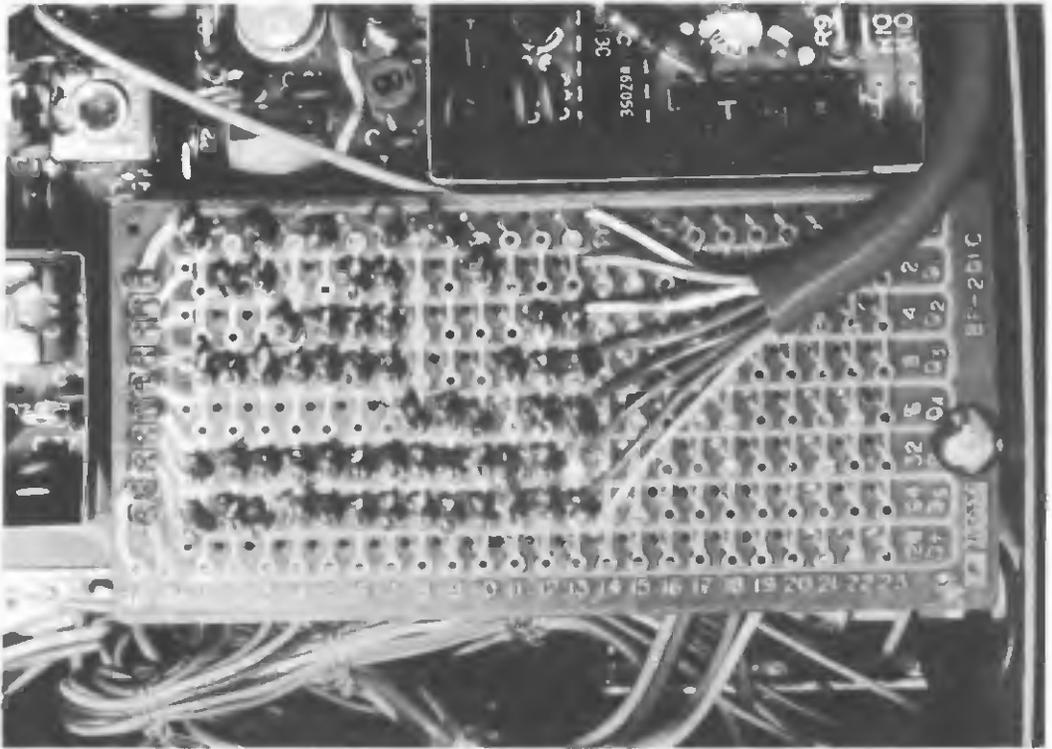
Nella modifica da me apportata per ottenere 81 canali, ho predisposto i primi 10 canali riservandoli ai ripetitori che vanno da R0 a R9; i canali 11, 12 e 13 per le frequenze da... salotto con amici; il canale 14 quello scelto per selezionare tutte le altre frequenze.

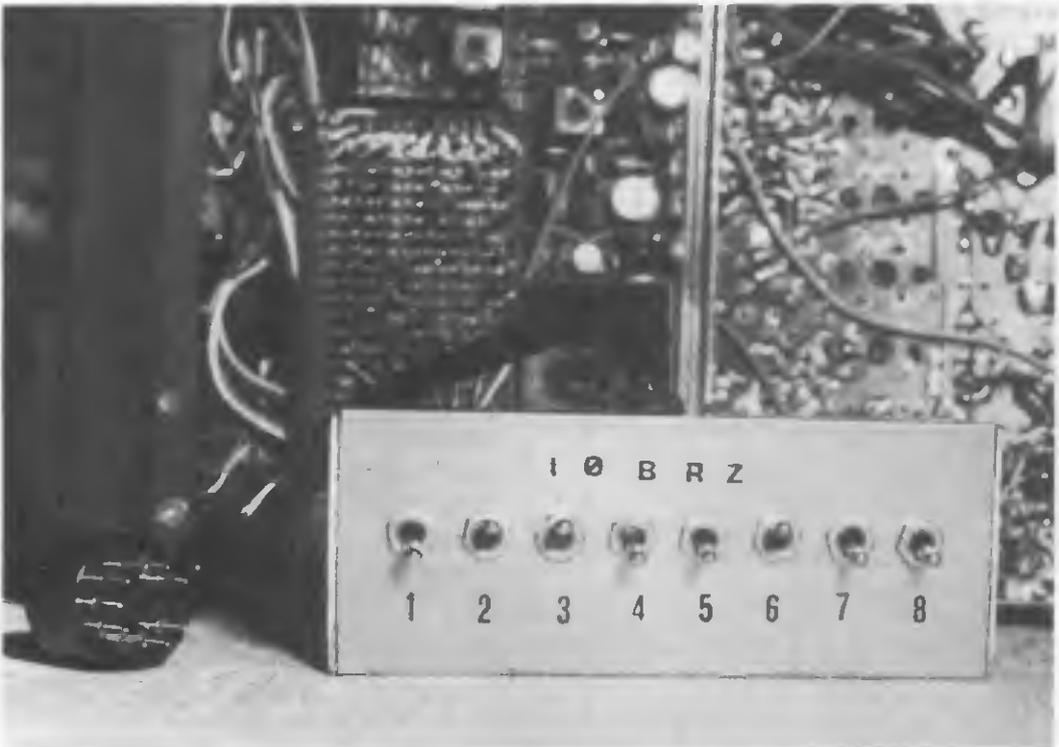
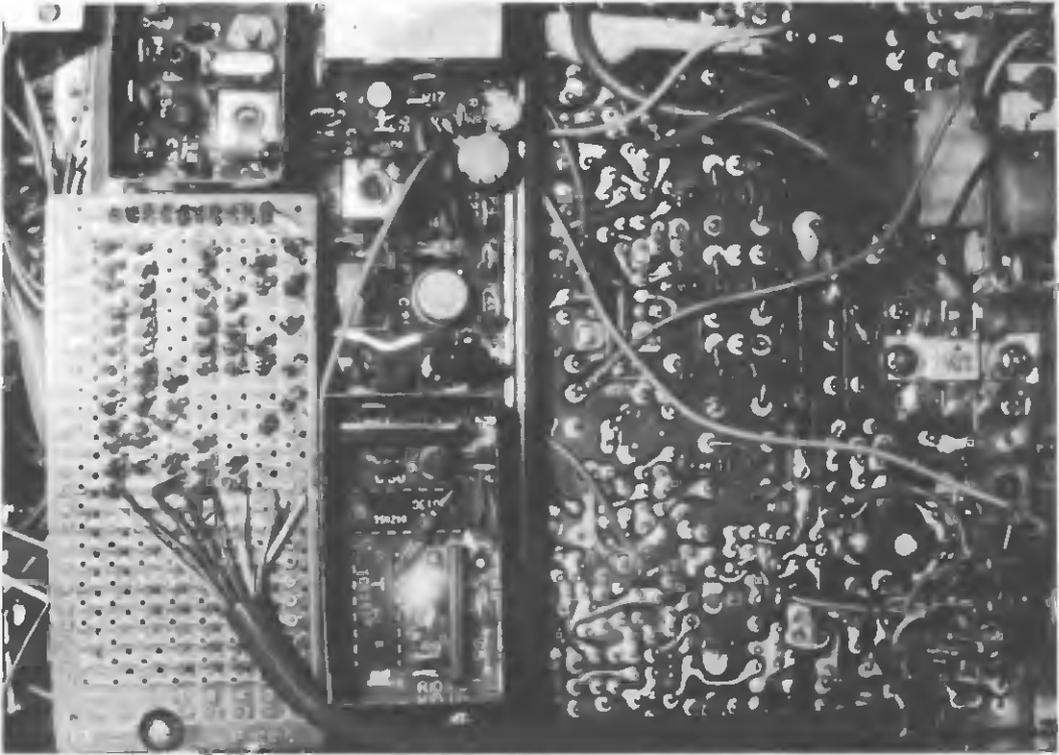
Ho preferito il canale 14 perché, essendo al centro del commutatore, facilita la possibilità di ricerca rapida sia sui ripetitori (canali da 1 a 13) sia altre frequenze (canali da 15 a 22).

Nella modifica fatta non ho adoperato i canali che vanno dal 15 al 22 in quanto non necessari; nulla vieta però di adoperarli.

Per facilitare la modifica, consultare le foto e lo schema elettrico che saranno più eloquenti di qualsiasi spiegazione.







MHz	interruttori								MHz	interruttori							
	1	2	3	4	5	6	7	8		1	2	3	4	5	6	7	8
144.000		•							145.075		•	•		•		•	•
144.025		•						•	145.100		•	•		•	•		•
144.050		•						•	145.125		•	•		•	•		•
144.075		•						•	145.150		•	•		•	•	•	•
144.100		•						•	145.175		•	•		•	•	•	•
144.125		•						•	145.200		•	•	•				•
144.150		•						•	145.225		•	•	•				•
144.175		•						•	145.250		•	•	•			•	•
144.200		•				•		•	145.275		•	•	•		•	•	•
144.225		•				•		•	145.300		•	•	•		•		•
144.250		•				•		•	145.325		•	•	•		•		•
144.275		•				•		•	145.350		•	•	•		•		•
144.300		•				•		•	145.375		•	•	•		•		•
144.325		•				•		•	145.400		•	•	•		•		•
144.350		•				•		•	145.425		•	•	•		•		•
144.375		•				•		•	145.450		•	•	•		•		•
144.400		•		•		•		•	145.475		•	•	•		•		•
144.425		•		•		•		•	145.500		•	•	•		•		•
144.450		•		•		•		•	145.525		•	•	•		•		•
144.475		•		•		•		•	145.550		•	•	•		•		•
144.500		•		•		•		•	145.575		•	•	•		•		•
144.525		•		•		•		•	145.600	•							
144.550		•		•		•		•	145.625	•							•
144.575		•		•		•		•	145.650	•						•	•
144.600		•		•		•		•	145.675	•						•	•
144.625		•		•		•		•	145.700	•						•	•
144.650		•		•		•		•	145.725	•						•	•
144.675		•		•		•		•	145.750	•						•	•
144.700		•		•		•		•	145.775	•						•	•
144.725		•		•		•		•	145.800	•						•	•
144.750		•		•		•		•	145.825	•						•	•
144.775		•		•		•		•	145.850	•						•	•
144.800		•	•			•		•	145.875	•						•	•
144.825		•	•			•		•	145.900	•						•	•
144.850		•	•			•		•	145.925	•						•	•
144.875		•	•			•		•	145.950	•						•	•
144.900		•	•			•		•	145.975	•						•	•
144.925		•	•			•		•	146.000	•			•			•	•
144.950		•	•			•		•									
144.975		•	•			•		•									
145.000		•	•			•		•									
145.025		•	•			•		•									
145.050		•	•			•		•									

Materiale occorrente:

- 18 spezzoni filo rame isolato lunghi circa 20 cm (si consiglia di numerarli per una più rapida individuazione);
- 8 interruttori a levetta;
- 1 contenitore per detti;
- 1 spinotto noval, 8 diodi 1N914 o equivalenti.

Saldare nove fili sulla matrice dei diodi.

Togliere dallo zoccolo noval situato sul retro dell'apparato (ACC) il condensatore da 10 nF e il filo di massa.

Saldare i diodi dal lato anodo su otto dei nove terminali dello zoccolo noval; sul nono terminale va saldato il filo *comune*.

Saldare i terminali dei fili (applicati in precedenza sulla matrice) sui catodi degli otto diodi (applicati in precedenza sullo zoccolo noval).

Tramite uno spinotto noval portare i rimanenti nove fili al contenitore con gli otto interruttori.

Il filo *comune* è il ritorno per tutti gli interruttori; l'interruttore n° 1 va saldato al filo facente capo alla matrice diodi su D₇; l'interruttore n° 2 sul filo facente capo su D₆ e così via.

Manovrando opportunamente gli otto interruttori si possono selezionare 81 canali spaziatì di 25 kHz.

Il prontuario per la rapida consultazione delle frequenze è pubblicato nella pagina a fronte.

Modo di operare

Esempio n° 1; frequenza scelta 144,750 MHz; inserire gli interruttori 2, 4, 5, 6, 7.

Esempio n° 2: frequenza scelta 145,850 MHz; inserire gli interruttori 1, 5, 7.

E così di seguito.

Ringrazio l'amico Guido, I5UPU, il quale mi ha fornito lo schema e il libretto dell'IC240. *****

TRANSVERTER 11/45 mt. COSTRUZIONE PROFESSIONALE!

Potenza d'uscita: 4W AM FM 12Wp.e.p.SSB
 Potenza pilotaggio: 3 ÷ 5W AM 9 ÷ 15Wp.e.p.SSB
 Tensione d'alimentazione: 13,8V nom. 12 ÷ 15Veffet.
 Corrente assorbita: inferiore a 2 A (13,8V)
 Dimensioni: 65 x 210 x 220 mm
 Semiconduttori impiegati: 3 Mosfet 8 Transistors 14 Diodi
 Stadio finale in classe AB per un'ottima modulazione
 CLARIFIER con escursione minima 20KHz



CERCASI DISTRIBUTORI

ERL di L. Bagaglia via U. Bassi 4 06100 PERUGIA Loc. Montebello
SPEDIZIONI CONTRASSEGNO OVUNQUE Tel. 075/38106

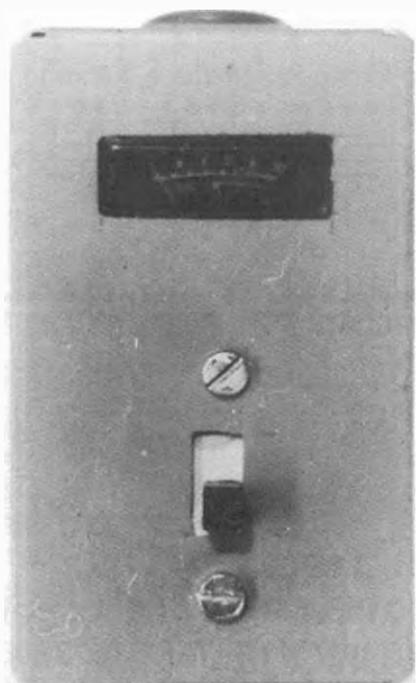
TX-RX

cerca-cavi per antenнисти

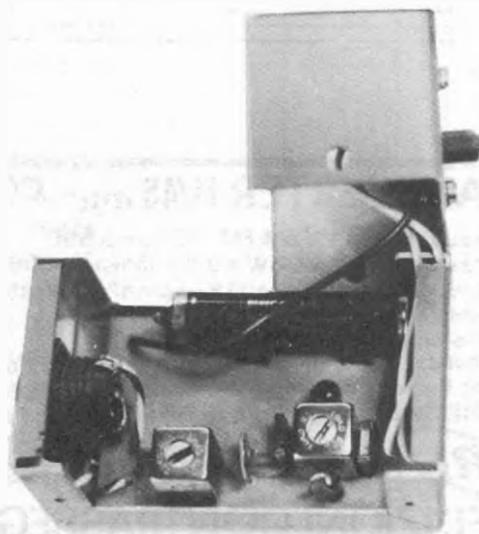
IW3QDI, Livio Iurissevich

La soluzione qui descritta è stata concepita in un momento di grande bisogno; credo che coloro che leggeranno il mio articolo, e in particolare gli antenнисти, lo riterranno molto utile, infatti per la ricerca di cavi TV (naturalmente dove non ci sono impianti centralizzati) l'unico modo rapido consiste di immettere (TX) un segnale in RF nel cavo da ricercare e con un apposito ricevitore (RX) sintonizzato sulla frequenza del trasmettitore sito a basso nell'appartamento, si ricerca con due puntali l'antenna dell'utente: inoltre potrete constatare se il cavo in questione presenta delle perdite o addirittura se è interrotto.

Il trasmettitore

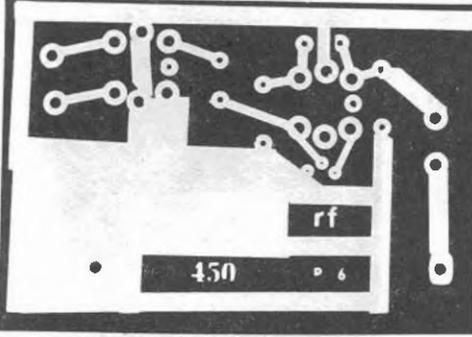


A realizzazione ultimata.

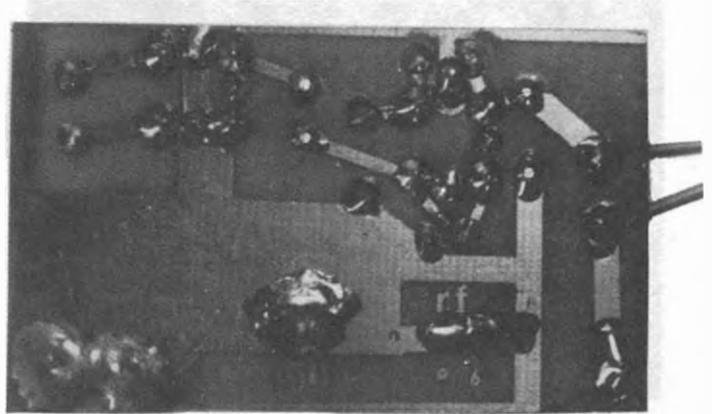


Disposizione e veduta interna.

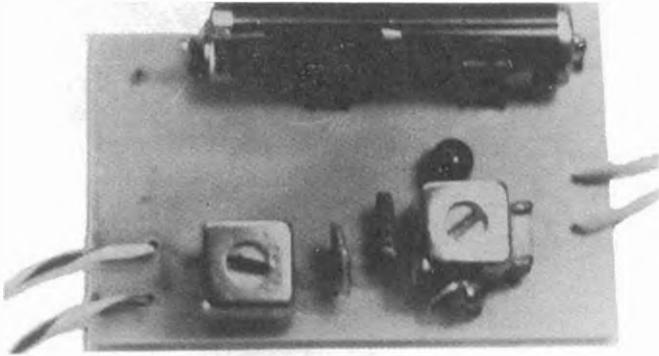
Il trasmettitore



Basetta (negativo), scala 1:1.

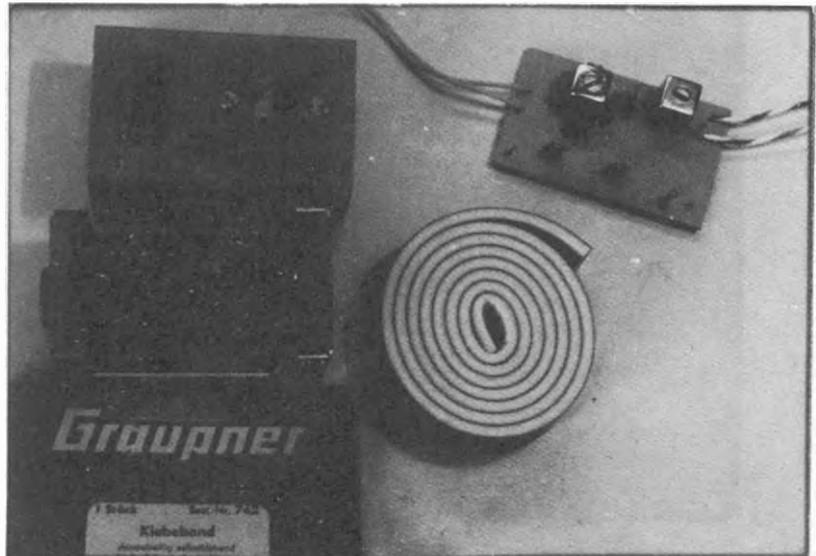


Retro.

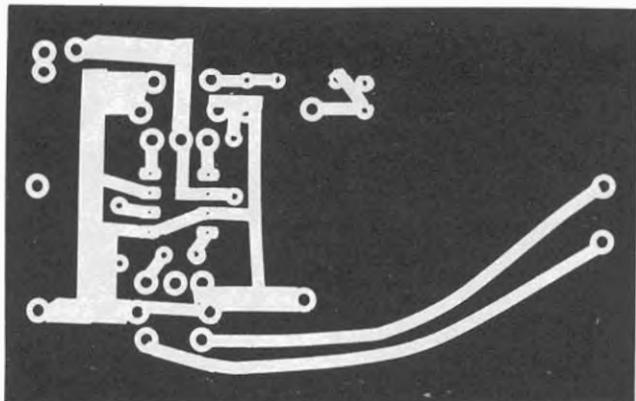


Disposizione dei componenti.

Montaggio interno
del TX
con
nastro autoadesivo;
ambo i lati
in poliuretano
anti-vibrazioni
reperibile
presso i negozi
di modellismo
(Graupner, art. 742).



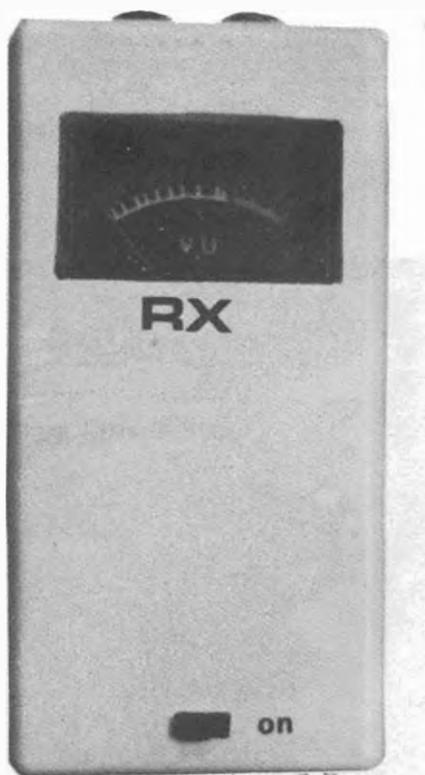
Il ricevitore



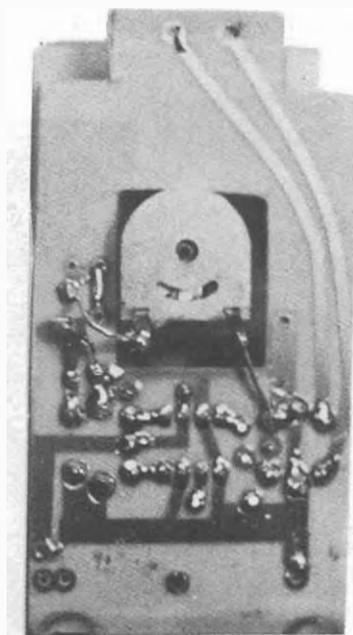
Basetta (negativo), scala 1:1.



Disposizione dei componenti.

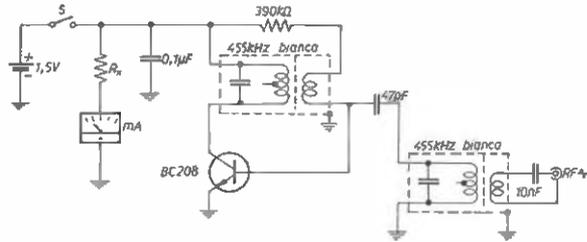


A realizzazione ultimata.



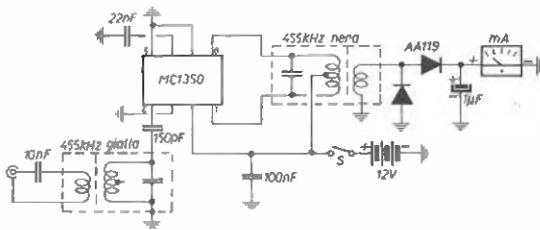
Retro.

Il trasmettitore, e così pure il ricevitore, non presenta nessuna difficoltà per il montaggio, in quanto ve li presento con layout, stampato in scala 1:1, e montaggio particolareggiato dei vari componenti; la reperibilità di essi non presenta nessun problema, in particolar modo le bobine, che non sono altro che delle comuni medie frequenze a 455 kHz, così pure il resto. Per il montaggio e il cablaggio finale non si richiede nessuna particolare difficoltà, basta infatti prendere alcuni spunti dalle foto.

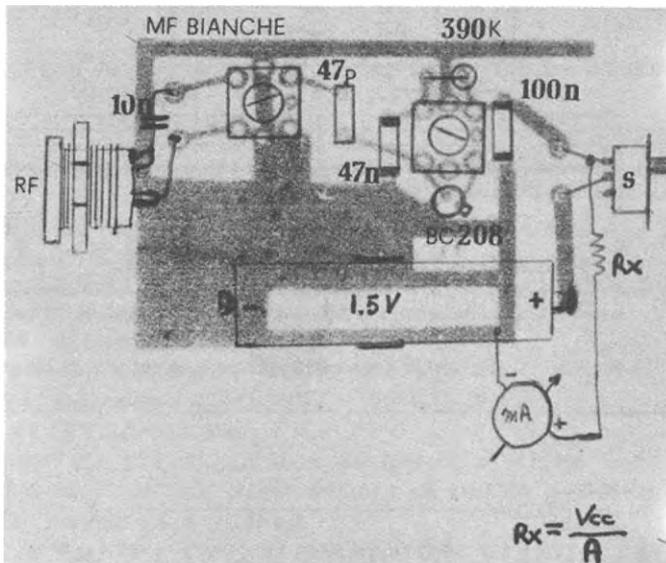


Trasmettitore (400 + 600 kHz).

$$R_x = \frac{V_{cc}}{A \text{ (strumento)}}$$

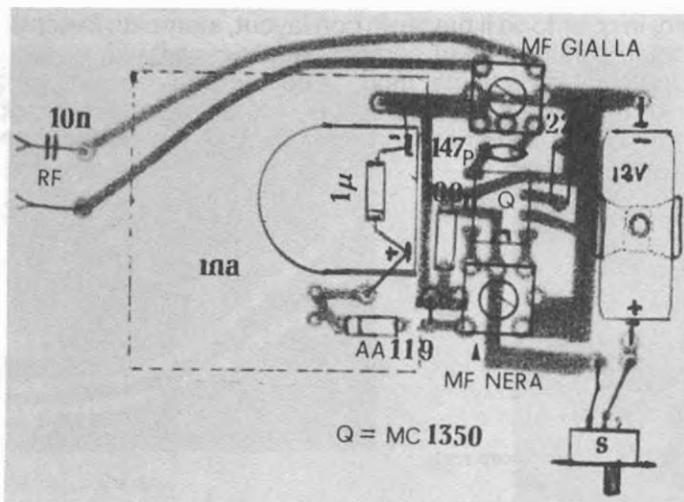


Ricevitore.

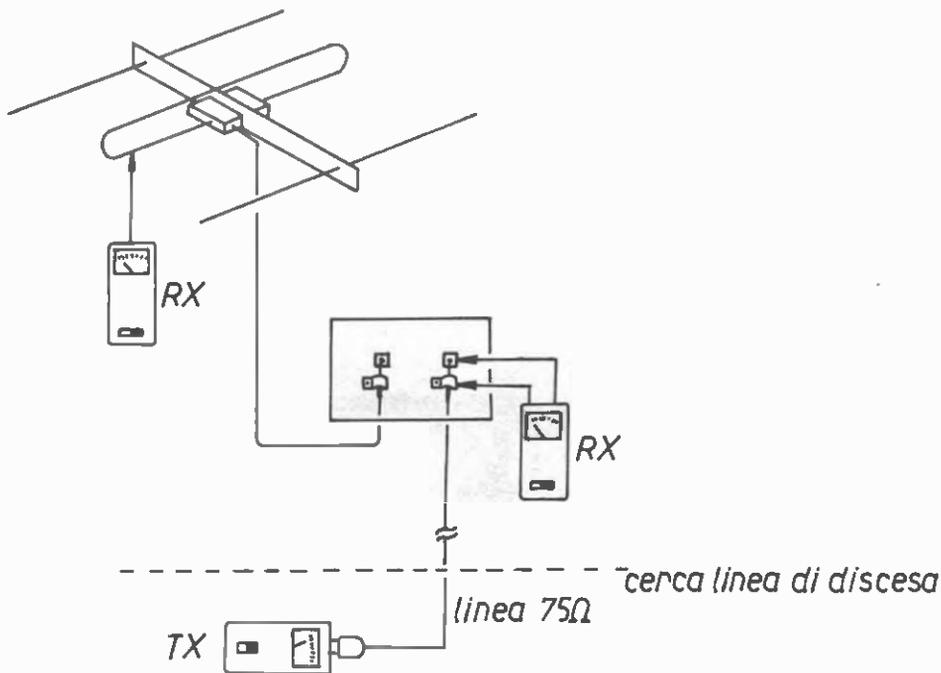


Trasmettitore.

$$R_x = \frac{V_{cc}}{A}$$



Ricevitore.



Alcuni esempi di applicazione del circuito descritto in questo articolo.



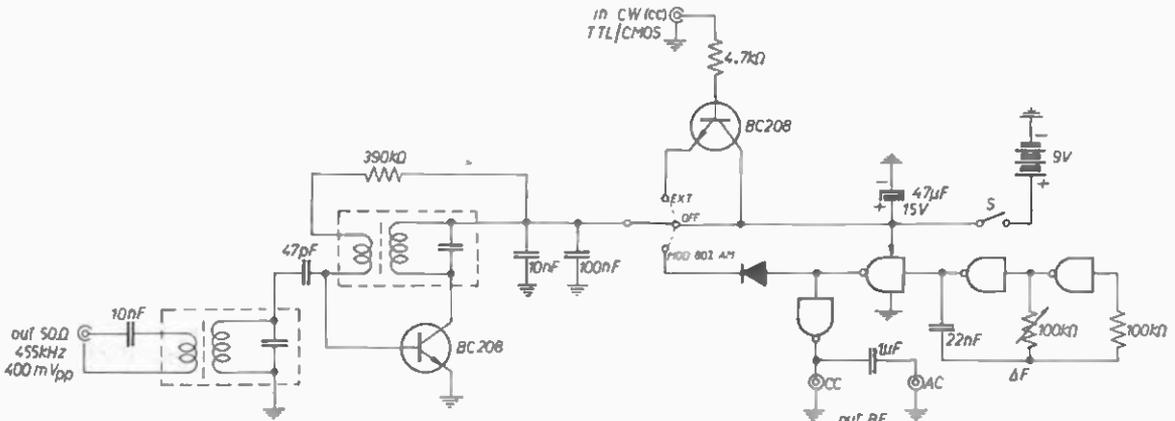
Prova interruzioni di un cavo.

La taratura non necessita di apparecchiature particolari; a montaggio ultimato, collegate il TX con l'RX tramite un cavo coassiale TV e regolate tutte le MF per la massima indicazione dello strumento di ricezione.

Il consumo del trasmettitore si aggira sui $25 \mu\text{A}$ con una batteria a 1,5 V, l'uscita RF risulta di circa $200 \text{ mV}_{\text{pp}}$ su un carico di 75Ω . Il consumo del ricevitore a 12 V è di circa 15 mA in assenza di segnale.

NOTA: a rigore si può usare una alimentazione a 9 V (pile rettangolari), così pure per il trasmettitore, con conseguente aumento del segnale in uscita.

Inoltre il trasmettitore potrà essere usato come generatore **modulato** (vedi schema qui sotto):



Previa modifica lo potrete portare sui 10,7 MHz; la stabilità risulta come segue: $455 \text{ kHz} \pm 2 \text{ Hz}$ a $10,7 \text{ MHz} \pm 100 \text{ Hz}$; il tutto lo potrete usare per la taratura di MF di ricevitori, in questo caso la taratura necessita di un frequenzimetro.

Quindi sempre utile ai radiatoriparatori e hobbisti. *****



LAYER
ELECTRONICS

S.P. KM 5,300-C.da-S. CUSUMANO

91100 TRAPANI

(0923) 62794

STABILIZZATORI AUTOMATICI DI TENSIONE - servizio continuo da 50 VA a 150 KVA - monofasi o trifasi

serie normale: Volt Ingresso 220 (380) - 30% + 20%

serie extra: Volt Ingresso 220 (380) - 50% + 20%

STABILIZZATORI ELETTRONICI per TV o TVC

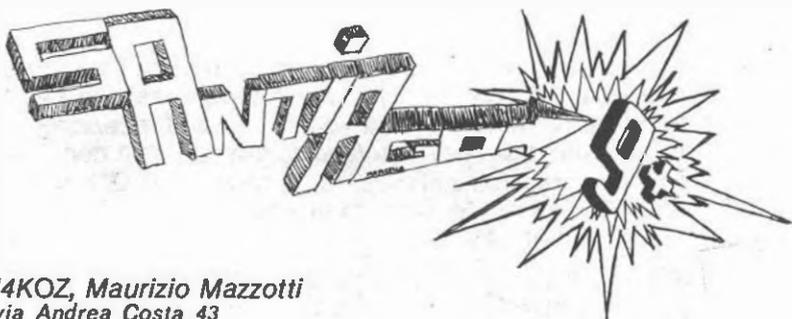
CONVERTITORI STATICI D'EMERGENZA da 100 VA a 6 KVA

GRUPPI STATICI DI CONTINUITA' SINUSOIDALI da 100 VA a 6 KVA

INVERTER CC/CA da 150 VA a 10 KVA

TRASFORMATORI DI TUTTI I TIPI ALIMENTATORI STABILIZZATI





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

☎ 0541/945840

© copyright cq elettronica 1982

90esimo viavai

(che non è il contrario di vai via)

Oggi festeggiamo con questa 90^a puntata un qualcosa come 10 anni di Santiago ecc. ecc!

Iniziali infatti nel luglio del '72 ad avvilirvi la vita con questa rubrica. Il male fatto in questi anni purtroppo non si cancella e vado a chiedervi umilmente perdono prima di infierire nuovamente sulle vostre già provate meningi.

Mi avete scritto chiedendomi altri ragguagli sulla tecnica delle **strip-lines** (che non hanno nulla a che vedere con i Lines-notte).

Vi confesso che ho dovuto documentarmi seriamente in proposito e sono riuscito a colmare l'ennesima lacuna del mio bagaglio di conoscenze in elettronica così che ora vado a sciorinarvi parecchie cosucce inerenti alla faccenda.

La formula per ricavare la capacità di un condensatore ricavato con la tecnica strip è data da:

$$C = 0,0096 \frac{k a}{d}$$

dove C sta per capacità espressa in picofarad, k è data dalla costante dielettrica del materiale isolante usato come supporto, a è l'area della superficie di una delle due armature costituenti il condensatore e d è la distanza fra le armature; sia a che d sono espresse in millimetri (ovviamente a sarà in millimetri quadri e d in millimetri lineari).

Supponendo di voler costruire un condensatore da 10 pF su vetronite alta 1,5 mm, data la costante dielettrica della vetronite pari a 5 (la costante dielettrica della vetronite può variare da 5 a 7,5, quella comunemente usata per i circuiti stampati da prove pratiche è sempre risultata pari a 5) troveremo la superficie a con l'equazione:

$$10 = 0,0096 \frac{5 a}{1,5} \quad \frac{10}{0,0096} = \frac{5 a}{1,5} \quad 1041,6667 = \frac{5 a}{1,5}$$

$$5a = 1041,6667 \cdot 1,5$$

$$5a = 1562,5$$

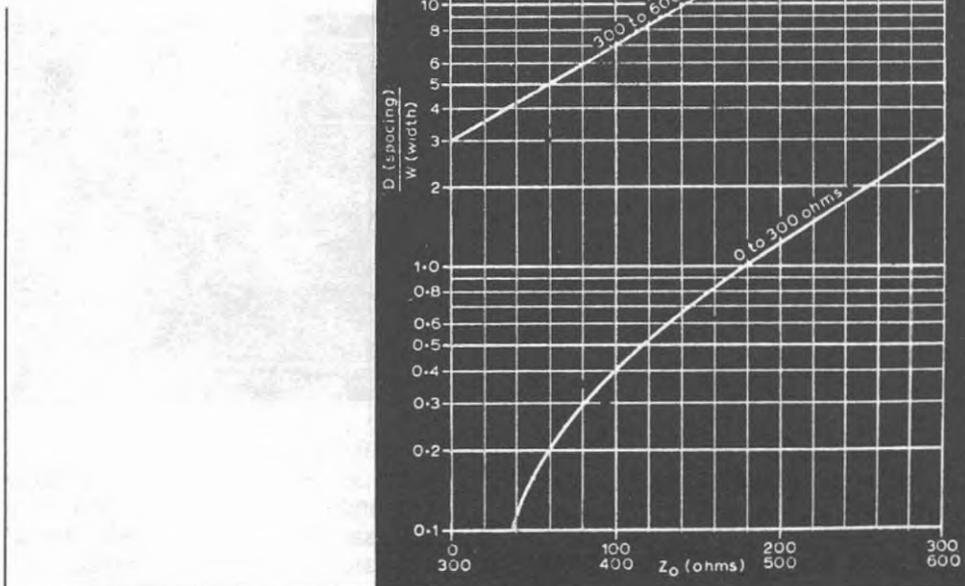
$$a = \frac{1562,5}{5} = 312,5 \text{ mm}^2.$$

Estraendo la radice, troviamo 17,67767 equivalente al lato del quadrato costituente una delle due armature espresso in millimetri se si desidera realizzare il condensatore con superficie quadrata, ad ogni modo data l'area è facile risalire a qualsiasi altra forma della geometria piana compresa quella del cerchio che riduce al minimo le dispersioni induttive; nel nostro caso, saltando i passaggi, un cerchio con area di 312,5 mm quadri avrà un raggio di 9,973557 che potremo anche arrotondare a 10 nella pratica costruttiva senza alterare di molto la capacità calcolata rimanendo sempre in tolleranze sull'ordine dello 0,5%. Non importa che le due facce siano di identiche dimensioni, il calcolo andrà sempre fatto tenendo conto della superficie minore.

Quanto sopra vale per i condensatori; per le induttanze sono riuscito a trovare solo le formule per calcolare quelle a impedenza costante e solo sull'ordine di pochi nanohenry, ad ogni modo queste si rivelano particolarmente utili nel calcolo dei filtri passabasso nelle regioni comprese dai 100 MHz in su. Sappiamo che una strip-line lunga un centimetro presenta una induttanza di 3,9 nH se la linea è a 50 Ω, 4,7 nH per 60 Ω, 5,8 nH per 75 Ω e 7,8 nH per 100 Ω, dal che è facilmente deducibile la diretta proporzionalità fra impedenza e induttanza. La formula per ricavare l'impedenza fra due strips è data da:

$$Z_0 = 377 \frac{a}{b} \frac{1}{\sqrt{k}}$$

solo se **a** è molto inferiore a **b** dove **a** è la distanza delle strips e **b** la larghezza, entrambe le misure sono in millimetri, **k** è sempre data dalla costante dielettrica del materiale usato come supporto, per supporti fra **a** e **b** inferiori a 0,1 ci si potrà avvalere del grafico qui riportato:



Le costanti dielettriche dei materiali più comunemente usati sono:

Aria = 1,0; Alsimag = 5,7; Bakelite 4,4 ÷ 5,4; Micalite = 4,7; Acetato di cellulosa = 3,3 ÷ 3,9; Vetronite fiberglass 5 ÷ 7,5; Formica 4,6 ÷ 4,9; Vetro comune = 7,6 ÷ 8; Vetro pyrex = 4,8; Mica Ruby = 5,4; Mycalex = 7,4; Carta Royalgrey = 3,0; Plexiglass = 2,8; Polietilene = 2,3; Polistirene = 2,6; Porcellana 5,1 ÷ 5,9; Quarzo fuso = 3,8; Steatite a bassa perdita = 5,8; Teflon = 2,1.

Queste costanti sono state misurate alla frequenza di 1 MHz il che equivale a una misurazione piuttosto relativa e in stretta dipendenza alla permeabilità del materiale. Tali valori non si discostano per alte frequenze solo per la vetronite, la mica, l'aria, il teflon, il polietilene, il quarzo fuso e la porcellana, per gli altri materiali si possono avere anche notevoli variazioni specie per la carta, la formica, la bakelite e il plexiglass.

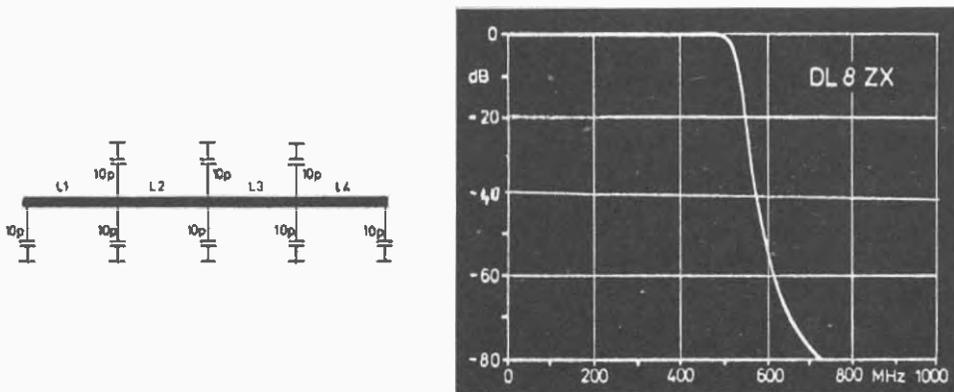
Consiglio pertanto di lavorare la tecnica strip solo con materiali di **assoluta affidabilità**.

Abbinando le figurazioni a condensatore e le figurazioni a induttanza è facile costruire ottimi filtri passabasso con curve di attenuazione alquanto più ripide di quelle ottenibili con induttanze avvolte in aria, un esempio pratico, personalmente realizzato dallo scrivente, ha permesso una attenuazione di ben 35 dB superiore a quella calcolata secondo la nota formula:

$$\text{attenuazione in dB} = \log \cdot 10 \left[1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^{2k} \right]$$

dove f è la frequenza ove si desidera conoscere l'attenuazione, f_c la frequenza ove l'attenuazione supera i limiti delle perdite di inserzione del filtro e approssimativamente viene indicata a -3 dB, in questo caso k è dato dal numero dei poli costituenti il filtro (ogni elemento, condensatore o induttanza, viene considerato un polo).

A testimonianza di quanto asserito, riporto il grafico di attenuazione rilevato da E. Berberich (DL8ZX) e pubblicato nell'aprile del 1980 su «VHF communications» e pienamente confermato dai risultati ottenuti da me stesso con il filtro visibile nella foto 1:



L_1, L_2, L_3, L_4 sono state realizzate calcolando una linea a 100Ω su vetronite alta $1,5$ mm, i condensatori sono distanti fra loro circa 35 mm, in modo che ogni tratto presenti un'induttanza di $27,3$ nH. La scelta di una linea a 100Ω non influenza l'impedenza di in o di out calcolata a 50Ω , la cosa è dovuta semplicemente al fatto che in tal modo il filtro non assume dimensioni di eccessivo ingombro.



foto 1

Nella foto 2 si vede la realizzazione di un filtro passabasso con una f_c di 1 GHz adatto a front-end per analizzatori di spettro, i condensatori sono da 3 pF e le induttanze sono da 13,65 nH.



foto 2

La costruzione casalinga dei filtri a cristallo

vista, rivista e migliorata da I4 KOZata

Alcuni ricorderanno i miei articoli apparsi su *cq elettronica* a pagina 225 del mese di febbraio del '75 e a pagina 1205 nell'agosto dello stesso anno dove credevo di aver scoperto l'acqua calda proponendo dei filtri a 9 MHz o giù di lì, come diceva il titolo dell'articolo, eseguiti artigianalmente con dei cristalli in banda CB i quali, pur essendo marcati con frequenze sui 27 mega e rotti, in realtà risuonavano su queste frequenze solo in overtone, il che è come dire che in effetti la loro risonanza in fondamentale era pari a un terzo di quella stampigliata sull'involucro, da cui 27 diviso 3 è come dire 9 e il ragionamento non fa un «plis-sé».

Qualche anno più tardi scoprii che l'argomento era già stato trattato sul *The Radio Amateur's Handbook* della ARRL.

È vero, qualche anno dopo, ma siccome i 'mericani sono all'avanguardia con molti anni di anticipo su noi, la deduzione che ne ho tratto è stata che per forza dovevo aver copiato qualcosa di qualcuno che aveva scritto sull'argomento 15 anni fa!

Non voglio fare una polemica sul diritto di priorità, ma se altri hanno avuto la mia stessa intuizione ciò significa aver colto nel segno!

Nel '75 un filtro a otto poli di tipo XF9-B della KVG si poteva trovare al prezzo di 17 mila lire, oggi è arrivato a 75 biglietti, da cui la necessità di rispolverare l'argomento; fra l'altro non esiste più la bega di doversi costruire le induttanze in quanto basta usare allo scopo delle medie frequenze da 10,7 MHz, valore standard delle IF per la ricezione della banda FM, con in parallelo una capacità aggiuntiva di una trentanovina di picofarad e l'accordo a 9 MHz è gioco fatto! La boiata più grossa è che per ottenere risultati da favola è indispensabile uno sweep a scansione lenta, che ebbi cura di trattare nel numero di agosto già citato e che in ogni caso è autocostruibile con estrema facilità. Sia ben chiaro tuttavia che si possono ottenere buoni risultati tarando il filtro con un comune voltmetro e una sonda a radiofrequenza, l'operazione richiede solo più tempo in quanto va eseguita per tentativi e col rischio che un giro di cacciavite in più possa pregiudicare la taratura pazientemente raggiunta. La ragione di questo articolo non è solo quella di illustrare nuovi sistemi di assemblaggio, ma anche quella di proporre una certa procedura nella taratura del sistema col semplice tester analogico (non digitale: complicherebbe le cose!).

Partendo dal concetto che le possibili curve di risposta fondamentalmente si possono riassumere a tre: la prima è quella corretta, testa piatta e fianchi ripidi, la seconda è quella centrata in taratura, ma con testa tonda e fianchi molto inclinati, la terza è quella in cui si rendono fin troppo evidenti i picchi di risonanza di tutti i cristalli singolarmente.

Generalmente la partenza avviene sempre in modo indecente perché oltre alle tre possibilità di curva di risposta accennate poc'anzi si può sommare un'altra anomalia, ed è data semplicemente da bassa lettura di risposta in funzione delle induttanze completamente fuori risonanza.

Anche se in questo articolo cito nuovamente le configurazioni a mezzo traliccio, a traliccio intero e a doppio traliccio, non lo faccio per ripetermi, ma per dar modo a chiunque di confrontare i risultati con nuovi tipi di configurazioni meno conosciuti, ma non per questo meno interessanti dal punto di vista amatoriale.

Configurazione a mezzo traliccio

A = input bassa impedenza

B = output alta impedenza

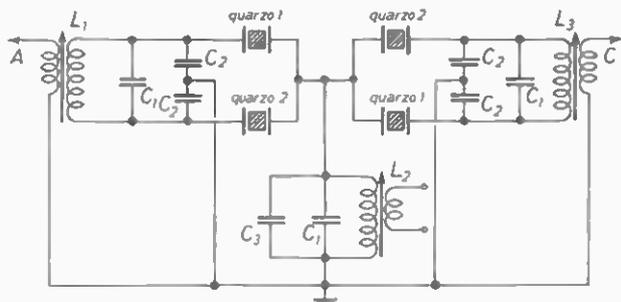
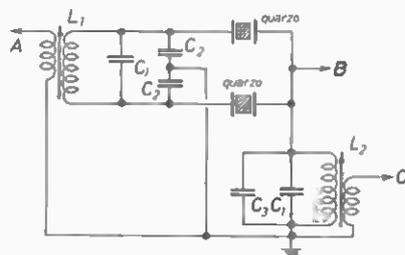
C = output bassa impedenza

C₁ 100 pF (presente, incorporato nelle medie frequenze da 10,7 MHz tipo MF3 nucleo verde).

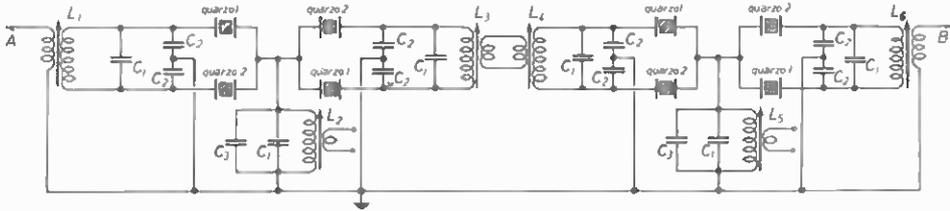
C₂ 82 pF ceramico a disco

C₃ 39 pF ceramico a disco

L₁ + L₆ medie frequenze per FM a 10,7 MHz tipo MF3 nucleo verde.



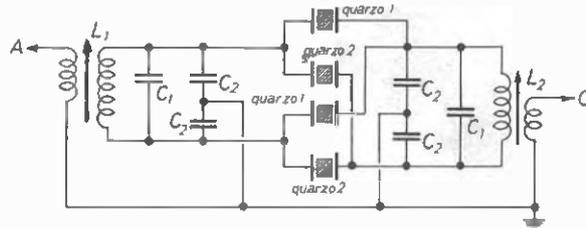
Configurazione a traliccio intero



Configurazione a doppio traliccio

Configurazione a ponte

Ciò che distingue questa configurazione da quella a traliccio è che non si fa uso di induttanza intermedia per cui la taratura diventa più semplice dovendo regolare solo in e out.



BIBLIOGRAFIA

VHF Communications, Aprile 1980, autore E. Berberich, DL8ZX.
 VHF-UHF Manual, Evans & Jessop, ediz. RSGB.
 cq elettronica, febbraio e agosto '75, edizioni CD.
 The Amateur's Radio Handbook, 1982, ediz. ARRL.

La selettività di un cristallo e quindi il suo Q o fattore di merito, viene abbassata dai contatti elettrici del cristallo stesso i quali determinano una lieve capacità in parallelo, attraverso questa capacità possono così transitare anche frequenze indesiderate sia adiacenti alla risonanza sia lontane, da cui la ragione di optare per un mezzo traliccio al fine di compensare con un secondo cristallo le capacità del primo che vengono così a trovarsi in opposizione di fase annullandosi reciprocamente.

Una insolita configurazione è quella del montaggio a ponte la quale consente buoni risultati di taratura anche senza oscillatore sweepato in quanto è sufficiente tarare le induttanze unicamente per la massima uscita, l'unico inconveniente dato da questo sistema è che bisogna alloggiare i quarzi in un contenitore metallico il quale ha anche la funzione di schermare i terminali delle induttanze di ingresso e di uscita oltre a distribuire una ugual capacità al ponte dei cristalli. La curva ottenibile è un qualcosa di molto appuntito, però esente da «ripple» e con fianchi estremamente ripidi, tale sistema è consigliato sia per la SSB quanto per il CW. Per la FM a banda stretta conviene rimanere sul tradizionale mezzo traliccio con la variante dei cristalli in parallelo, due bracci da tre cristalli spaiati fra loro. Anche per questa configurazione si può tentare una taratura senza sweep, è ovvio però che i migliori risultati si possono ottenere solo con una discreta strumentazione in quanto la larghezza di banda maggiore ottenibile con una buona simmetria abbisogna di una maggior accuratezza di taratura.

Per l'AM si può usare lo stesso sistema senza altri problemi. Una cosa è certa, più stadi in cascata danno sempre una maggiore reiezione ai segnali adiacenti e anche con la costruzione casalinga non è difficile ottenere un qualcosa come -80 dB!

Nella foto 3 si può osservare un «tentativo» di ponte a quattro cristalli realizzato dal sottoscritto al solo scopo di mostrarvi gli oscillogrammi delle foto 4, 5 e 6.

foto 3

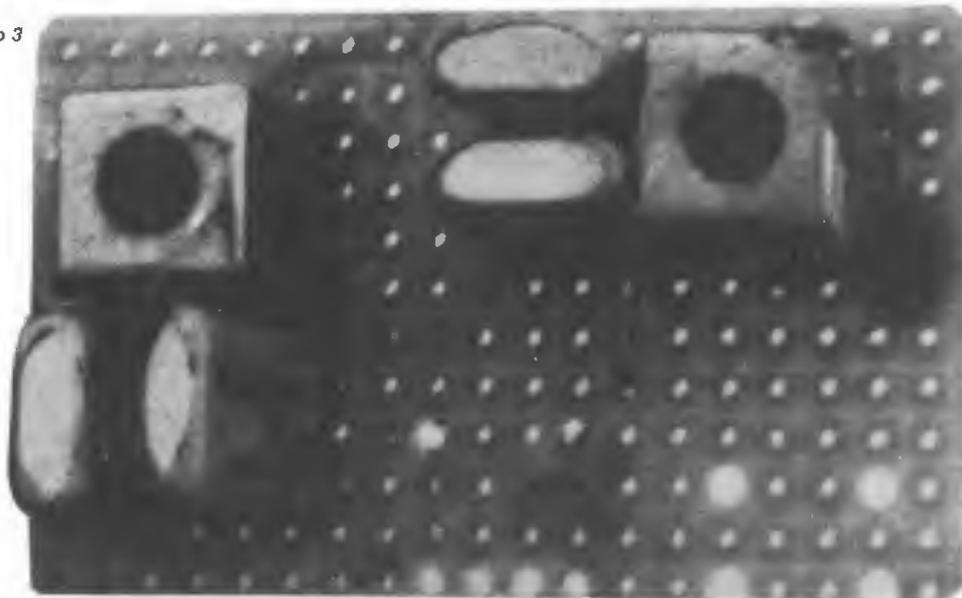
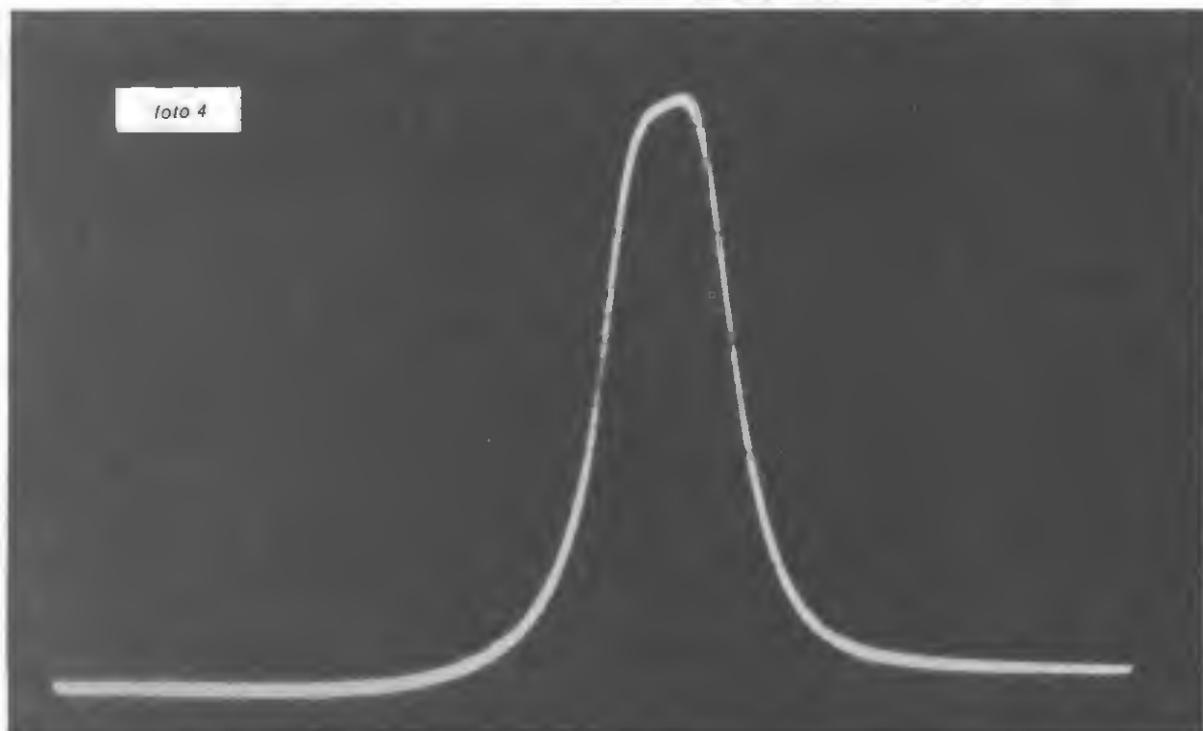
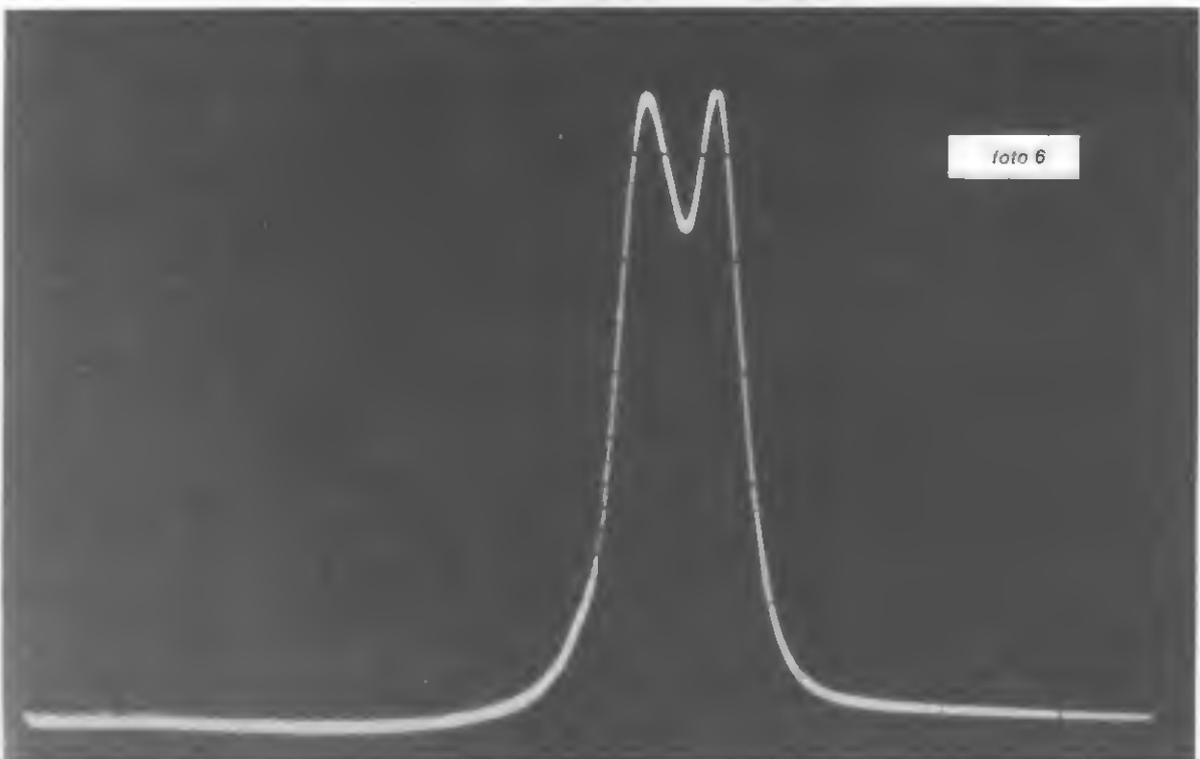
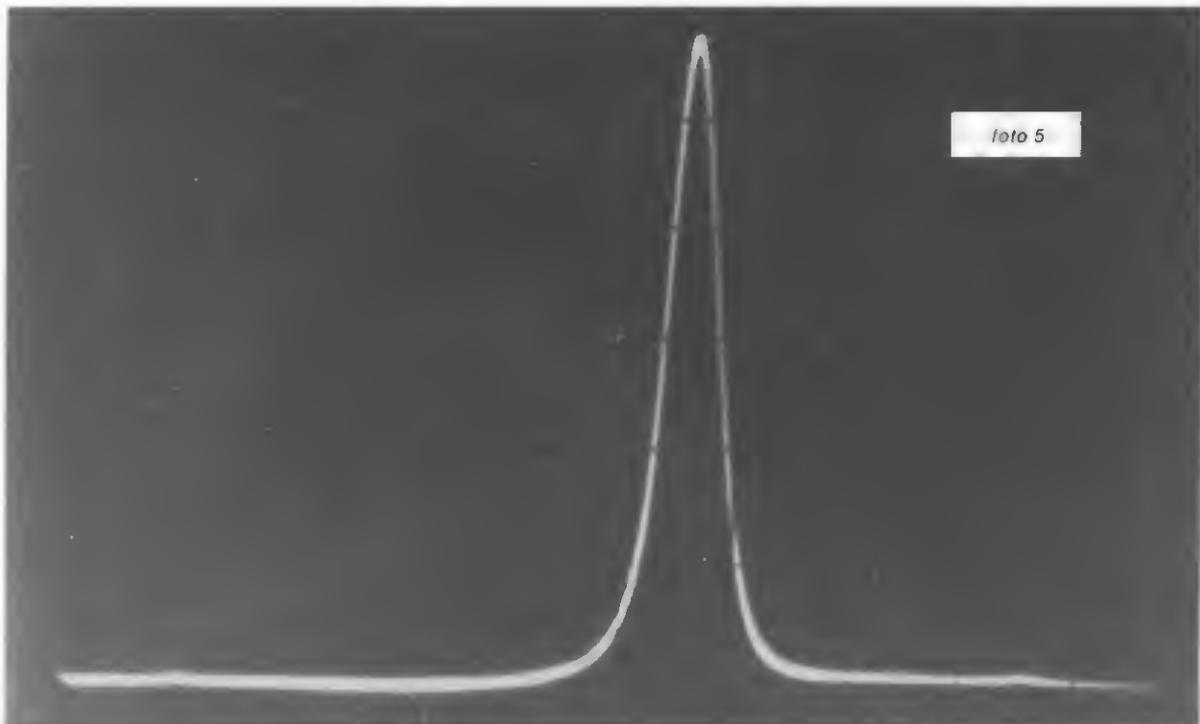


foto 4





In ordine: la 4 è l'esempio di curva con ottimi requisiti, si può osservare la testa quasi piatta, i fianchi perfettamente simmetrici e questo dovrebbe essere lo sviluppo ottimale di taratura; la 5 è un fenomeno di selettività ottenibile anche senza l'ausilio di generatore sweep ottima solo per CW, l'osservatore smalzato noterà alla base della linea di zero sia a destra che a sinistra due piccole «gobbe» chiamate curve di extrarisonanza, queste gobbe, difficilmente visibili con l'esplorazione lineare sono situate a circa -45 dB e sono queste risposte anomale che determinano la qualità del filtro; nella 6 si rendono perfettamente visibili i picchi di risonanza dei singoli cristalli, apparentemente si potrebbe pensare a una curva di risposta inutilizzabile, ma considerando il fatto che la sella sta a circa 2,5 dB dalla testa diciamo che per una FM a banda stretta o per un'AM (senza eccessive pretese) si potrebbe ancora tollerare, considerando il fatto che i fianchi sono assai ripidi.

Per realizzare i tre oscillogrammi mi sono servito di quattro cristalli CB con frequenza overtone pari a 26,985 e 26,975 MHz la coppia, la frequenza nominale è approssimativamente di 8,995 e 8,9916667 MHz con uno spaiaggio di 3,333333 MHz, la formula empirica per determinare la larghezza di banda ottimale ottenibile è data da: frequenza di spaiaggio divisa per 3 e moltiplicata per 2, nel nostro caso, quindi, 2,222222 MHz ottimizzata per SSB se tarata a testa piatta.

Come regola generale, dato che in commercio si possono trovare cristalli spaiati di un canale, le larghezze di banda ottenibili sono le seguenti: 1,1 kHz o meno per CW con tutti i cristalli dello stesso canale, 2,2 kHz con lo spaiaggio di un canale (SSB), 6,6 kHz con lo spaiaggio di 3 canali per la FM a banda stretta, 8,8 kHz con lo spaiaggio di 4 canali per l'AM, sia chiaro tuttavia che più aumenta lo spaiaggio più è facile ottenere curve con testa molto insellata, per ovviare a questo inconveniente suggerisco di usare sempre cristalli spaiati di un canale, ad esempio nel caso dell'AM i cristalli dovrebbero avere una frequenza overtone di (1) 26,965; (2) 26,975; (3) 26,985; (4) 26,995. Tali frequenze non sono tassative, le ho riportate solo come esempio.

Sempre a vostra completa disposizione per ogni chiarimento smonto la tenda e me ne torno in città, alla prossima, ciao! *****

Signal di ANGELO MONTAGNANI

Aperto al pubblico tutti i giorni sabato compreso
ore 9 - 12,30 15 - 19,30

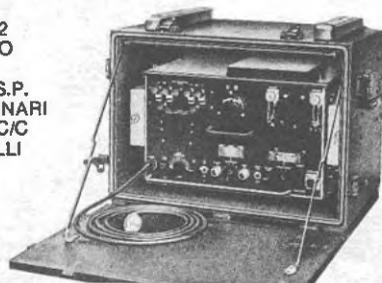
57100 LIVORNO - Via Mentana, 44 - Tel. (0586) 27.218 - Cas. Post. 655 - c/c P.T. 12585576



CONTINUA LA VENDITA DEI 19 MKII
come da rivista cq n. 11.1981
L. 100.000 + 25.000 i.p.

CONTINUA LA VENDITA DEI TX-T-14
per radio libere, come da cq elettronica
n. 11-1981
L. 200.000 + 30.000 i.p.

LISTINO GENERALE 1982
N. 100 PAGINE - 172 FOTO
TUTTO AGGIORNATO
LIRE 10.000 - COMPRESO S.P.
PAGAMENTO - VAGLIA ORDINARI
ASSEGNI DI C/C
FRANCOBOLLI



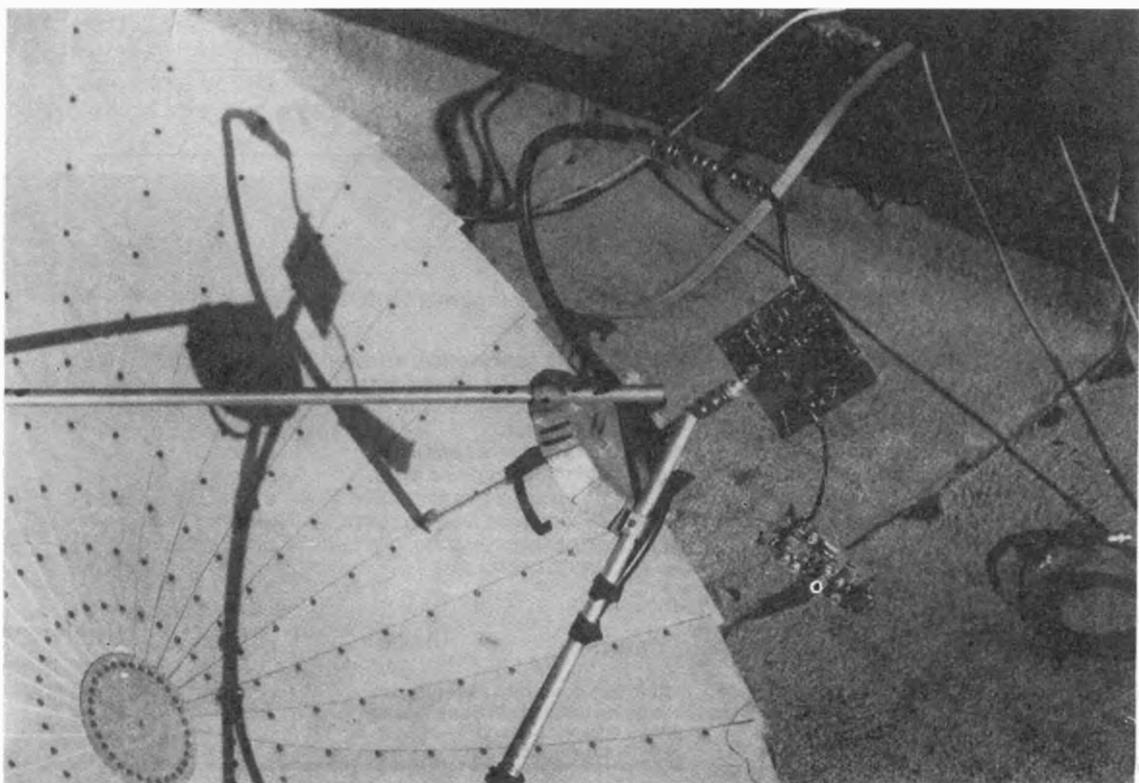
Facile ed economico convertitore a microstrip per la banda 1,7 GHz

YU3UMV, ing. Matjaž Vidmar

Oggigiorno sono reperibili sul mercato a prezzi molto vantaggiosi transistori utilizzabili fino a circa 2,5 + 3 GHz, grazie soprattutto alla loro vasta diffusione negli amplificatori d'antenna a larga banda per uso TV.

Nonostante ciò i convertitori per frequenze superiori al gigahertz sono ancora molto cari.

La ragione sta nel fatto che questi convertitori vengono prodotti in piccole serie, per frequenze amatoriali o satelliti e i progettisti non hanno ritenuto valido perdere tempo per sperimentare soluzioni più economiche.



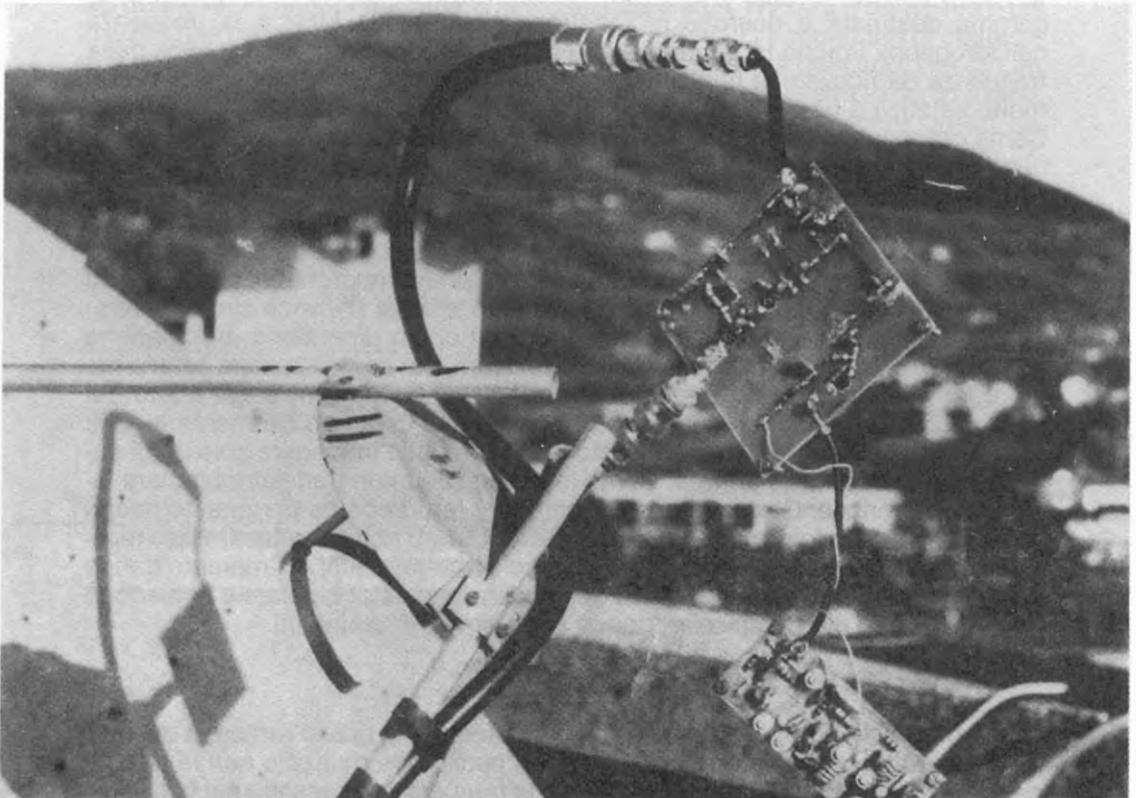
Il convertitore montato sperimentalmente sull'antenna.

Vi ricordate ancora i primi tuner UHF per TV con le linee e i variabili argentati, preziosi trimmer a pistone e zoccoli per le valvole in materiale a bassa perdita? I moderni tuner per televisori sono invece costruiti con bobine su circuito stampato, trimmer costruiti con due fili attorcigliati ed economici varicap al posto del variabile multiplo. I vecchi tuner UHF a valvole erano la copia diretta degli apparati professionali, dove il prezzo ha solo importanza secondaria.

Col tempo si sono però evolute soluzioni costruttive molto più economiche che non danno certamente risultati inferiori ai primi costosi prototipi. I convertitori per frequenze superiori al gigahertz generalmente impiegano, come risuonatori, cavità ad alto Q.

Dal punto di vista circuitale questa è sicuramente la soluzione migliore, sfortunatamente però le cavità ad alto Q richiedono un lavoro meccanico non indifferente e una precisa taratura. Scegliendo opportunamente la media frequenza si possono ridurre notevolmente le caratteristiche richieste ai circuiti risonanti, che si possono realizzare con la tecnica delle microstriscie anche su laminati poco costosi, per esempio su vetronite FR4 fino ad alcuni gigahertz. In questo modo tutti i circuiti risuonanti e di adattamento tra gli stadi del convertitore possono essere realizzati con una sola incisione su circuito stampato, operazione senza dubbio molto economica. Il convertitore che presento in questo articolo è costruito con questa tecnica e dovrebbe essere realizzabile per circa 60 + 70 k lire in piccola serie, lavoro compreso, ed equivale (o surclassa!) convertitori commerciali con i prezzi oscillanti tra le 200 k e le 400 k lire.

Altra vista del convertitore montato sull'illuminatore della parabola da 1,2 m per le prove.



Impostazione del progetto

La gamma satelliti di 1,7 GHz si estende da 1.670 MHz a 1.710 MHz, segnali interessanti si possono però ricevere solo nella parte alta della gamma, da 1.685 MHz a 1.710 MHz. Nella parte bassa, in particolare attorno a 1.680 MHz, trasmettono i palloni meteorologici (ronzio con tonalità variabile).

I ricevitori generalmente impiegano una media frequenza di 9 MHz o 10,7 MHz. Convertendo direttamente da 1,7 GHz a 10,7 MHz sarebbe molto difficile eliminare la frequenza d'immagine. I segnali in gamma 1,7 GHz non sono numerosi e peraltro si impiegano antenne fortemente direttive per la ricezione. Non attenuando la frequenza d'immagine si ha però una secca perdita di 3 dB o più nella cifra di rumore, il parametro più importante di un convertitore per la ricezione dei satelliti. Conviene perciò adottare un sistema di ricezione a doppia conversione con la seconda media frequenza di 9 ÷ 10,7 MHz. Il valore della prima media frequenza (f_{IF1}) va scelto in modo da richiedere il minimo Q dai circuiti accordati. Il valore ottimale è la media geometrica tra la frequenza d'ingresso (1,7 GHz) e la seconda media frequenza:

$$f_{IF1} = \sqrt{f_{RF} \cdot f_{IF2}}$$

Il risultato cade in gamma 2m, conviene perciò adottare un valore della prima media frequenza tra 135 e 150 MHz anche perchè in questa gamma non ci sono segnali molto forti.

Per la conversione è necessario un segnale a 1,55 GHz oppure a 1,85 GHz. Conviene scegliere il valore di 1,55 GHz perchè è più facile da ottenere; inoltre la frequenza d'immagine cade in una gamma relativamente quieta attorno a 1,4 GHz, gamma destinata a ricerche radioastronomiche (1.421 MHz è la frequenza dell'idrogeno). Poichè la frequenza d'immagine è ben lontana, oltre 15% della frequenza da ricevere, è relativamente facile da eliminare anche con filtri non molto selettivi e perciò facili da allineare.

Come componenti selettivi a 1,7 GHz e 1,55 GHz vengono utilizzate linee risonanti dalla lunghezza elettrica di $\lambda/4$ che hanno dimensioni accettabili. Le linee sono realizzate su circuito stampato a doppia faccia, delle quali una non viene incisa e funge da piano di massa. A causa della costante dielettrica della vetronite la velocità di propagazione nelle microstriscie è quasi la metà di quella nell'aria; $\lambda/4$ equivale a 1,7 GHz a circa 25 mm di una microstrip larga 2mm su vetronite FR4 da 1,6 mm (1/16") di spessore; in aria $\lambda/4$ è invece circa 44 mm. La facilità di realizzazione e di conseguenza il costo dipendono molto anche dalle soluzioni circuitali adottate nel convertitore. Per esempio, nella catena degli stadi moltiplicatori ho preferito impiegare transistori bipolari al posto dei diodi varactor. Poichè il rendimento di questi stadi cala con l'aumentare della frequenza e del fattore di moltiplicazione, è preferibile impiegare solo stadi duplicatori alle frequenze elevate. Come mixer ho scelto un transistor bipolare facilmente reperibile. Certamente diodi schottky fatti apposta per questo scopo potrebbero anche fare meglio, purtroppo diodi adatti non sono facilmente reperibili e costano cari. I diodi schottky a basso costo reperibili sul mercato danno a 1,7 GHz risultati uguali o peggiori del mixer a transistor bipolare e richiedono un circuito ben più complesso, perciò non conviene impiegarli.

Il circuito del convertitore

Il convertitore si compone di un preamplificatore RF a basso rumore a due stadi, di un mixer a transistor bipolare e di un oscillatore quarzato con la relativa catena di stadi moltiplicatori per ottenere la frequenza necessaria per la conversione.

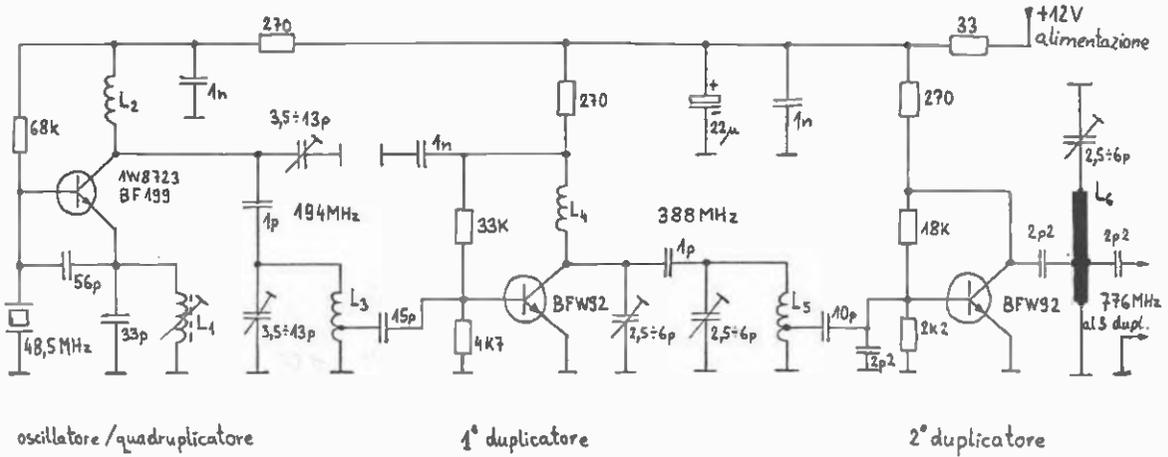


figura 1

Oscillatore quarzato e catena moltiplicatori.

L'oscillatore quarzato (figura 1) impiega un quarzo in terza overtone da 48,5 MHz. La bobina L_1 nel circuito di emettitore determina il modo di oscillazione del quarzo. Il transistor impiegato nell'oscillatore è un 1W8723 o un BF199 o un 2N2369 che hanno una f_T di 500 ÷ 600 MHz. La bobina L_2 nel circuito di collettore è accordata a 194 MHz, quarta armonica dell'oscillatore quarzato. Nel circuito proposto si potrebbero impiegare anche altri quarzi, per esempio da 38,8 MHz sfruttando la quinta armonica. Ancora meglio sarebbe impiegare quarzi da 64,667 MHz oppure 97 MHz. Il quarzo da me impiegato (48,5 MHz) ha un difetto: la sua terza armonica cade nella gamma di media frequenza (145,5 MHz) e potrebbe provocare disturbi in qualche caso.

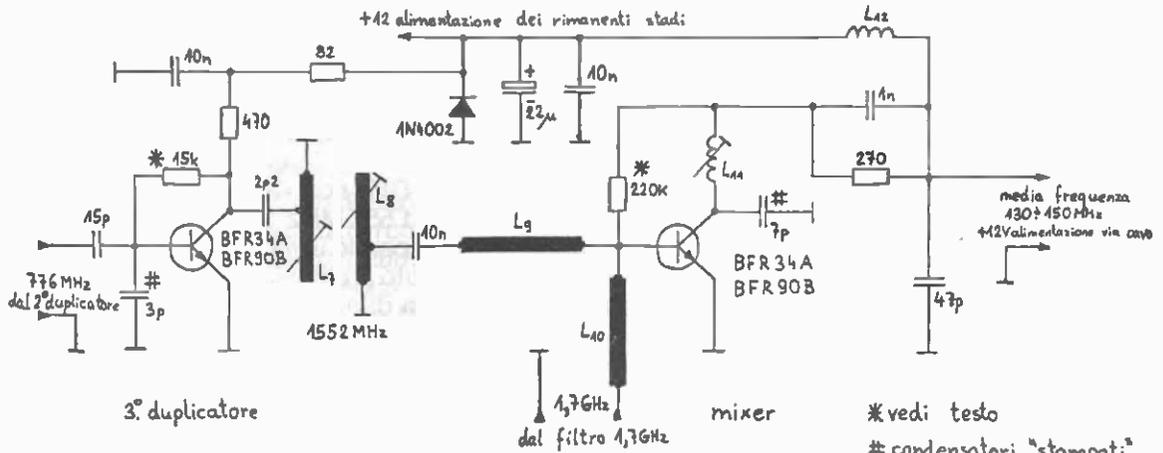


figura 2

Ultimo duplicatore e mixer.

Il circuito accordato con L_3 filtra ulteriormente il segnale a 194 MHz, alla base del primo BFW92 vengono forniti circa $1,6 V_{pp}$. Il BFW92 è un ottimo transistor poco costoso (800 lire) con una f_T di 2 GHz circa ed è l'ideale per l'impiego negli stadi moltiplicatori. Il primo BFW92 funge da duplicatore da 194 a 388 MHz, i due circuiti accordati con L_4 e L_5 filtrano il segnale ottenuto a 388 MHz. Il secondo BFW92 riceve alla base circa $2 V_{pp}$ di pilotaggio a 388 MHz, la linea L_6 nel circuito di collettore è accordata a 776 MHz.

Il terzo stadio duplicatore (figura 2) riceve circa $800 mV_{pp}$ di pilotaggio a 776 MHz e fornisce circa $600 mV_{pp}$ a 1.552 MHz alla base del mixer. Le due linee L_7 e L_8 fungono da filtro a 1.552 MHz. I transistori che hanno dato i migliori risultati negli stadi a 1,55 e 1,7 GHz sono il BFR34A della Siemens e il BFR90B della SGS, reperibili per 1.400 + 1.500 lire.

Entrambi i segnali, FR e oscillatore locale, vengono inviati alla base del transistor mixer tramite le linee di circa $\lambda/4$ di lunghezza L_9 e L_{10} . Queste linee hanno la funzione di prevenire che il segnale FR a 1,7 GHz, vada a finire negli stadi moltiplicatori e viceversa che il segnale locale a 1.552 MHz vada a finire nel preamplificatore RF.

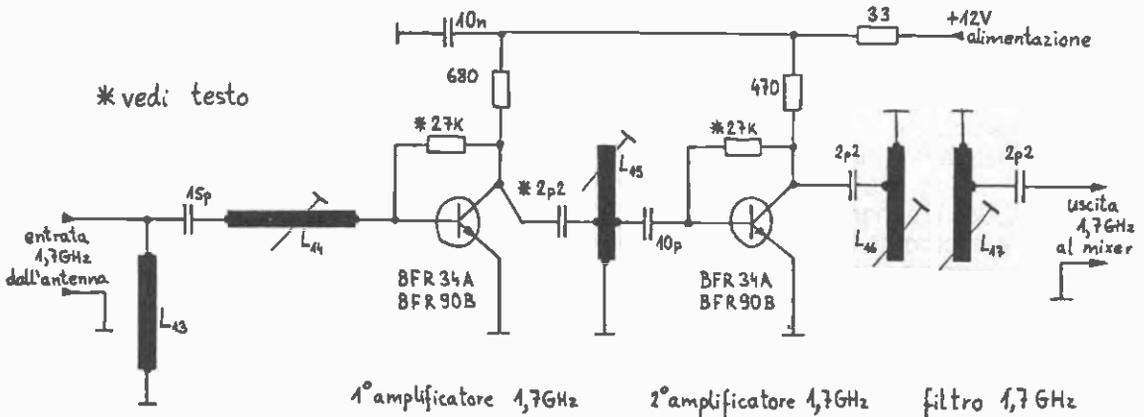


figura 3

Amplificatore RF a 1,7 GHz.

L'impedenza dei filtri impiegati, L_7 - L_8 e L_{16} - L_{17} (figura 3), è molto bassa fuori risonanza; le linee a $\lambda/4$ trasformano questa bassa impedenza in una impedenza molto alto fuori risonanza. Perciò il segnale RF a 1,7 GHz non viene «caricato» dal filtro a 1.552 MHz e viceversa il segnale locale a 1.552 MHz non viene attenuato dal filtro a 1,7 GHz. Entrambi i segnali vengono perciò inviati alla destinazione utile, cioè alla base del transistor mixer. Il risultato pratico di questo «trucco» circuitale è un notevole miglioramento della cifra di rumore del mixer.

L'impedenza d'uscita del mixer è elevata, per ottenere il massimo guadagno di conversione ho scelto un circuito di adattamento a pi-greco (bobina L_{11} su figura 2). Visto che il convertitore deve essere montato nelle immediate vicinanze dell'antenna è ovvia l'alimentazione via cavo. Il mixer è alimentato direttamente tramite il circuito del pi-greco, i rimanenti stadi sono invece alimentati tramite l'impedenza L_{12} . Il diodo 1N4002 dovrebbe proteggere i circuiti da eventuali inversioni di polarità dell'alimentazione.

figura 4

Tabella bobine del convertitore

bobina	spire	presa	diametro interno	filo
L ₁	vedi testo	—		
L ₂	3	—	5	rame argentato Ø 1 mm
L ₃	4	1	5	rame argentato Ø 1 mm
L ₄	2	—	5	rame argentato Ø 1 mm
L ₅	2	3/4	5	rame argentato Ø 1 mm
L ₁₁	9	—	3	rame Ø 0,3 mm
L ₁₂	30	—	3	rame Ø 0,2 mm

figura 5

Tabella linee risonanti.

linea	lunghezza (mm)	larghezza (mm)	lunghezza elettrica (GHz)	posizione presa (mm)
L ₆	17	filo rame argentato Ø 1mm	—	7
L ₇	23	2	λ/4 a 1,55	4
L ₈	25	2	λ/4 a 1,55	2
L ₉	24	2	>λ/4 a 1,7	—
L ₁₀	18	2	<λ/4 a 1,55	—
L ₁₃	24	2	λ/4 a 1,7	—
L ₁₄	11	4	λ/8 a 1,7	—
L ₁₅	23	2	λ/4 a 1,7	6
L ₁₆	22	2	λ/4 a 1,7	4
L ₁₇	23	2	λ/4 a 1,7	3

La cifra di rumore del mixer si aggira sui 12 dB, comunque anche impiegando un diodo schottky adatto allo scopo non si riuscirebbe a fare molto meglio. I transistori impiegati nel preamplificatore RF (figura 3) dovrebbero dare in teoria circa 7 ÷ 8 dB di guadagno a 1,7 GHz, considerando però le varie perdite nei circuiti d'accoppiamento e di polarizzazione il guadagno si aggira sui 6 dB per stadio. Per «mascherare» il rumore del mixer, considerando anche la perdita introdotta dal filtro a 1,7 GHz, sono necessari due stadi preamplificatori con i quali si riesce a ottenere una cifra di rumore complessiva di circa 6 dB. Aggiungendo altri stadi preamplificatori si potrebbe giungere fino a circa 5 dB, limite teorico per transistori in questione. Per ottenere cifre di rumore migliori sarebbe perciò opportuno impiegare transistori migliori e naturalmente più costosi. Per fortuna le Ditte produttrici di semiconduttori stanno già producendo transistori decisamente migliori del BFR34 e BFR90 oggi reperibili, utilizzando tecnologie avanzate e a basso costo. Un esempio tipico di questi nuovi transistori è il BFQ69 della Siemens.

Il progetto dell'amplificatore RF non è facile: tirare fuori il massimo guadagno con la minima cifra di rumore a 1,7 GHz non è l'unico problema. Il guadagno dei transistori impiegati aumenta notevolmente col calare della frequenza; autooscillazioni e saturazione da forti segnali locali sono perciò in agguato. Le linee L₁₃ e L₁₅ hanno proprio la funzione di attenuare il guadagno dell'amplificatore RF alle frequenze basse. Per ragioni di stabilità ho anche preferito sacrificare leggermente il guadagno a 1,7 GHz realizzando le reti di polarizzazione dei transistori semplicemente con delle resistenze al posto delle linee a λ/4 generalmente impiegate per portare le tensioni necessarie ai transistori. L₁₄ ha invece il compito di adattare l'impedenza d'ingresso del primo transistor e migliora di qualche decibel la cifra di rumore.

Costruzione del convertitore

Il convertitore è costruito su due circuiti stampati in vetronite FR4. L'oscillatore quarzato e i primi stadi moltiplicatori sono alloggiati sul primo circuito stampato a faccia singola; la disposizione dei componenti è visibile in figura 6 e il disegno del circuito stampato in figura 8. Tutti i rimanenti circuiti del convertitore: preamplificatore RF, mixer e ultimo duplicatore sono costruiti sul secondo circuito stampato a doppia faccia con le relative linee risonanti eseguite sullo stampato con la tecnica delle microstriscie sul lato componenti. Il lato opposto non viene inciso e funge da piano di massa per le microstriscie. I transistori sono montati in fori da 6 mm di diametro praticati nello stampato in modo che le connessioni dei terminali, in particolare l'emettitore, possono essere le più corte possibili. Le linee risonanti sono collegate a massa tramite un filo \varnothing 1 mm inserito in un foro \varnothing 1,5 mm e saldato da entrambi i lati. Due condensatori, da 3 pF tra la base e massa dell'ultimo duplicatore e da 7 pF tra il collettore del mixer e massa sono realizzati su circuito stampato per avere la minima induttività parassita possibile. Tutti i rimanenti componenti che sono collegati a massa non necessitano di un cablaggio particolarmente curato poiché lavorano a frequenze molto più basse. La disposizione dei componenti è visibile in figura 7, e in figura 9 è visibile il disegno del circuito stampato dalla parte componenti. Non dimenticatevi però che l'altro lato deve rimanere intatto dopo la incisione.

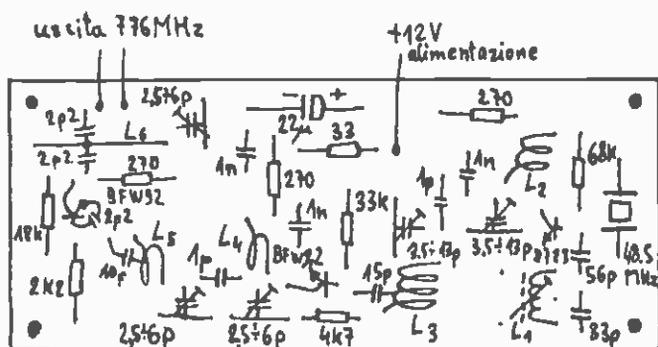


figura 6

Disposizione dei componenti dell'oscillatore quarzato e catena moltiplicatori sul circuito stampato visto da sopra.

Tutte le linee ad eccezione di L_{14} sono larghe 2 mm e hanno una impedenza caratteristica di circa 60 Ω . L_{14} è larga 4 mm e ha una impedenza caratteristica di circa 40 Ω . La vetronite e i componenti reperibili hanno certe tolleranze, perciò le linee risonanti dei filtri devono essere tarate per il massimo rendimento del convertitore. La taratura si esegue tagliando con cautela le linee che originariamente erano troppo lunghe. Poiché si taglia sempre un po' più del necessario conviene saldare al termine aperto della linea un pezzettino di filo \varnothing 1 mm per eseguire la taratura fine.

L_6 è l'unica linea risonante che non è costruita con la tecnica delle microstrip bensì con del filo di rame argentato a circa 2 mm dal piano di massa. Le bobine (vedi figura 4) sono tutte autoportanti ad eccezione di L_1 che è avvolta su supporto con nucleo variabile e L_2 che è avvolta su una resistenza di 470 k Ω , 1/2 W, a impasto. Occhio al diametro del filo impiegato! Nelle bobine con poche spire

(<10) buona parte del flusso magnetico non attraversa l'intera bobina bensì circonda soltanto la spira che l'aveva generato, perciò l'induttività della bobina dipende fortemente dal diametro del filo impiegato per la costruzione. Perciò se non disponete del filo indicato tenete conto che dovrete variare il numero delle spire e/o il diametro dell'avvolgimento.

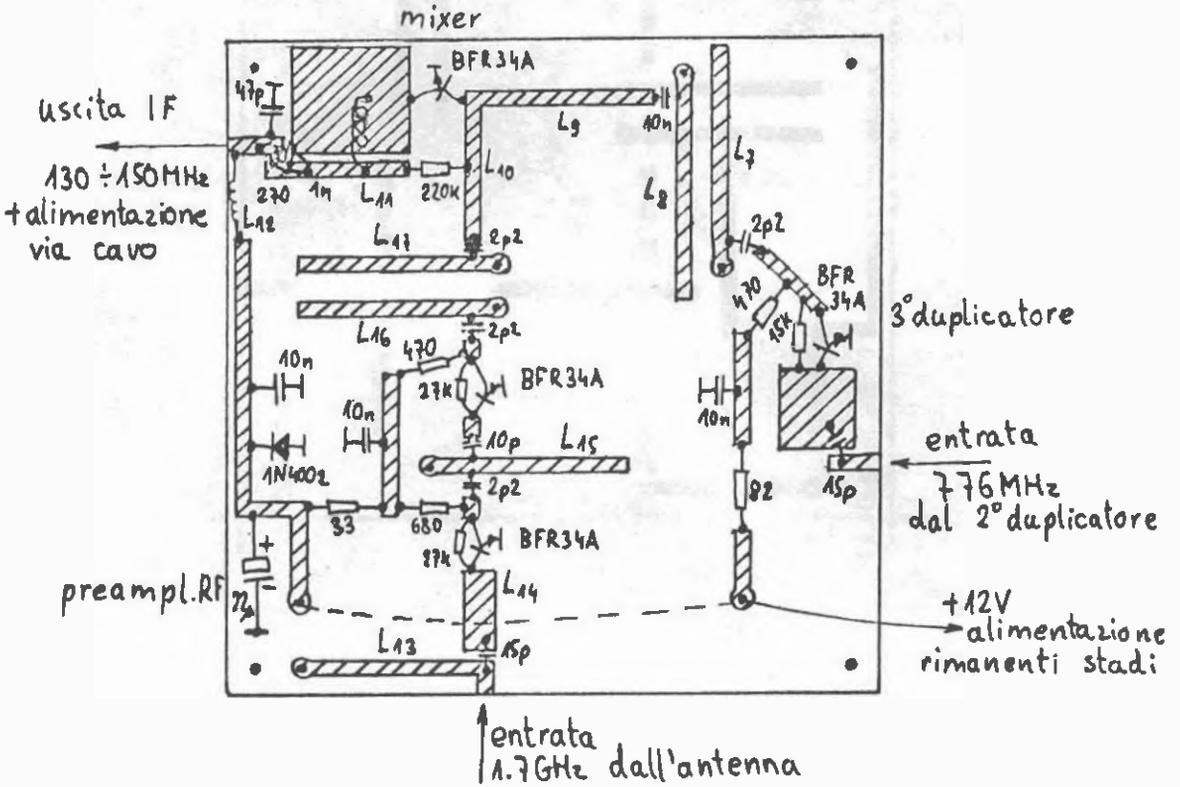


figura 7

Disposizione dei componenti del preamplificatore RF, mixer e terzo duplicatore sul circuito stampato visto da sopra.

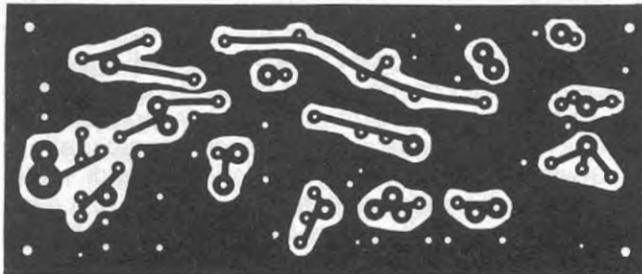


figura 8

Circuito stampato (singola faccia) dell'oscillatore quarzato e stadi moltiplicatori visto da sotto.

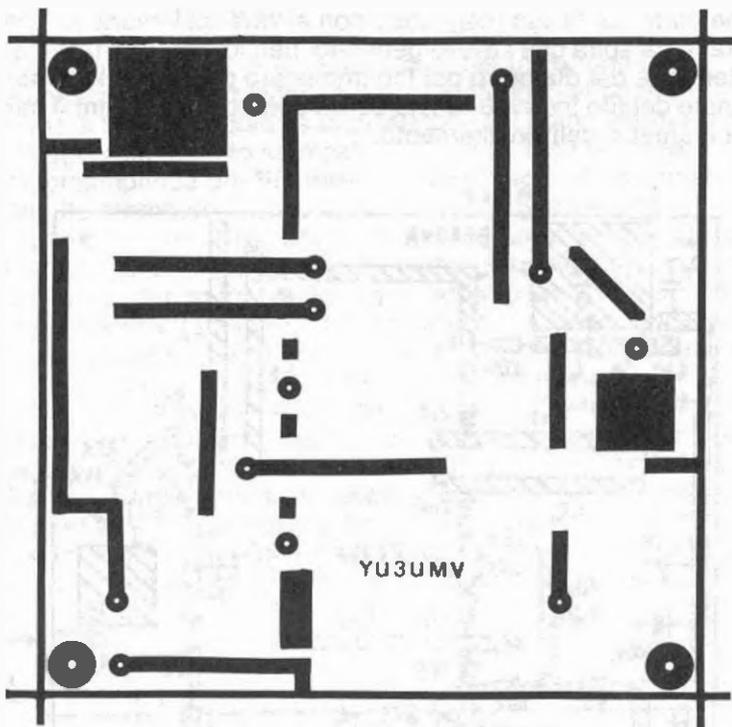


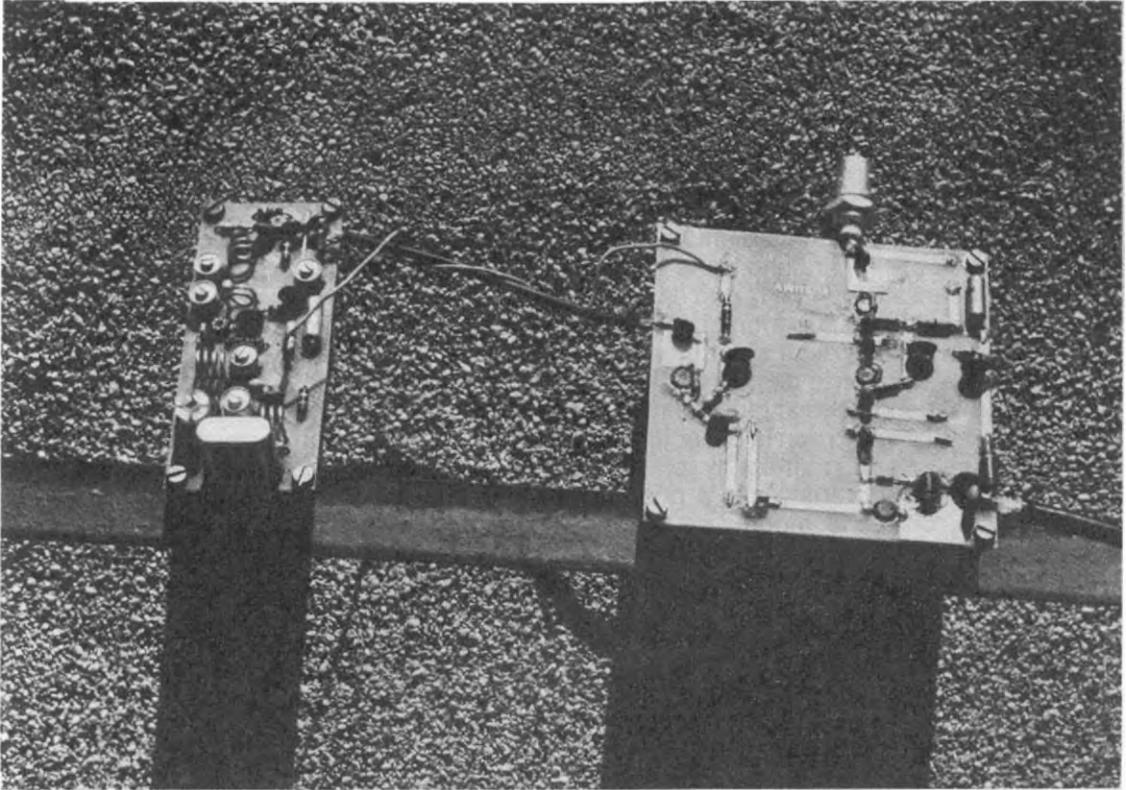
figura 9

Circuito stampato (doppia faccia) dei preamplificatore RF, mixer e terzo duplicatore visto da sopra. L'altra faccia non viene incisa (il piano di massa).

I trimmer sono ceramici del tipo a botticella della Stettner, economici e molto diffusi. A frequenze superiori a 200 MHz circa è necessario tenere conto della induttività parassita di questi trimmer che si comportano come se fossero di capacità superiore. La vite d'accordo non si può più considerare a massa a frequenze superiori a 200 MHz anche se i rispettivi terminali sono a massa proprio a causa delle induttività parassite. Perciò è necessario un cacciavite plastico per la taratura.

Durante la costruzione bisogna tenere conto che si ha a che fare con componenti le dimensioni dei quali sono già comparabili con la lunghezza d'onda. Perciò i terminali dei componenti sia attivi che passivi vanno tosati al minimo necessario. Nei prototipi ho impiegato normali condensatori ceramici a disco di 5÷6 mm di diametro tagliando quasi a zero i terminali per avere collegamenti più corti. Ho anche provato i condensatori ceramici senza terminali per uso tuner TV che però non hanno dato risultati migliori dei normali ceramici a disco. I transistori hanno il «case» plastico, perciò sono sensibili alle scottature e si possono anche rovinare col saldatore. Consiglio anche di saldare i transistori per ultimi in modo da facilitare la eventuale dissaldatura, per esempio se si vuole selezionare il transistor con il rumore minore per lo stadio d'ingresso.

Date le piccole dimensioni conviene montare questo convertitore direttamente sull'illuminatore dell'antenna parabolica. Per minimizzare le perdite conviene anche saldare il connettore d'ingresso direttamente sul circuito stampato. A queste frequenze (1,7 GHz) vanno ancora benissimo i BNC a patto che abbiano



Le due piastrine del convertitore.

le molle ancora buone e non conviene impiegare connettori N o altri tipi per microonde (SMA) più costosi. Se le due basette sono montate vicinissime l'una all'altra, conviene separarle con uno schermo. Il segnale a 776 MHz viene portato dalla prima basetta alla seconda tramite il sottile cavetto RG 174 da 50 Ω , molto comodo per i cablaggi interni. Attenzione! Il coperchio della scatola non deve essere troppo vicino alle linee risonanti (almeno 2 ÷ 3 cm) per non stararle. Eventuali nocive risonanze parassite della scatola si possono eliminare saldando qualche resistenza antiinduttiva da $\sim 100 \Omega$ tra le pareti.

Taratura del convertitore

La prima cosa da mettere a punto è l'oscillatore quarzato. Quando questo funziona a dovere possiamo tarare la catena dei moltiplicatori stadio per stadio e come ultimi vengono messi a punto i circuiti RF. Per la taratura non sono necessari costosi e introvabili strumenti per microonde. Personalmente ho tarato l'intero convertitore usando solo il tester, il grid-dip, i fili di Lecher, un generatore di rumore con un diodo zener e un ricevitore per la gamma dei 2 m (prima FI) dotato di un sensibilissimo S-meter. Credo che ognuno che mi abbia seguito fin qui dispone o può facilmente autocostruirsi gli strumenti indicati.

La bobina L_1 (vedi figura 1) va dimensionata a seconda del quarzo impiegato e del modo nel quale vogliamo farlo oscillare. Io per esempio disponevo di un quarzo da 48,5 MHz in terza overtone, perciò dovevo dimensionare L_1 in modo

da prevenire le oscillazioni del quarzo sulla sua frequenza fondamentale di circa 16,16 MHz. In teoria la frequenza di risonanza del circuito accordato nell'emettitore del transistor oscillatore composto da L_1 e il condensatore da 33 pF deve essere superiore alla frequenza che si vuole sopprimere, nel nostro caso 16,16 MHz, e inferiore alla frequenza sulla quale vogliamo fare oscillare il quarzo, 48,5 MHz. Come vediamo, in questo caso i limiti sono molto ampi, conviene, perciò trovare con il GDM una L_1 adatta a risuonare con 33 pF in parallelo a circa 30 MHz. Impiegando un quarzo in quinta overtone si deve sopprimere l'oscillazione sia alla frequenza fondamentale che alla terza overtone, L_1 deve perciò risuonare con 33 pF in parallelo tra la terza e la quinta overtone del quarzo.

La frequenza di 194 MHz può essere raggiunta da gran parte dei grid-dip, a 388 MHz e frequenze superiori si possono invece impiegare i fili di Lecher. Naturalmente la catena degli stadi moltiplicatori va tarata per ottenere i massimi segnali alle frequenze desiderate. Le tensioni RF possono facilmente essere misurate sapendo che le giunzioni BE dei transistori rettificano la RF. Per non disturbare il circuito con la capacità parassita del puntale e relativo cavetto del tester è necessario mettere in serie al puntale una resistenza da ~ 10 k Ω vicinissima al circuito. Visto che è poco comodo tenere sempre una resistenza sul puntale, conviene modificare un vecchio puntale inserendo una resistenza adatta. Il puntale così «truccato» non servirà poi soltanto per tarare questo convertitore ma anche per fare misure serie su un qualsiasi circuito RF senza disturbarlo.

Sulla base del transistor mixer sono necessari come minimo circa 100 mV_{pp} (tipicamente ho ottenuto 600 mV_{pp}) a 1,55 GHz per la conversione. Con tensioni inferiori la cifra di rumore cresce velocemente mentre con tensioni superiori a 100 mV_{pp} rimane quasi stazionaria. La bonina L_{11} , all'uscita del mixer risuona a circa 145 MHz (prima IF) e va tarata variando la spaziatura tra le spire. Una volta trovata la spaziatura ottimale le spire vanno bloccate con un po' di cera.

I dati in figura 5 s'intendono come dati medi per le linee risonanti già tagliate, cioè tarate per 1,7 GHz (1,55 GHz). Con vetroniti diverse dalla mia è possibile avere degli spostamenti da questi valori orientativi anche di $\pm 10\%$.

Per la taratura dei circuiti RF a 1,7 GHz è molto utile disporre di un generatore di rumore come in figura 10.

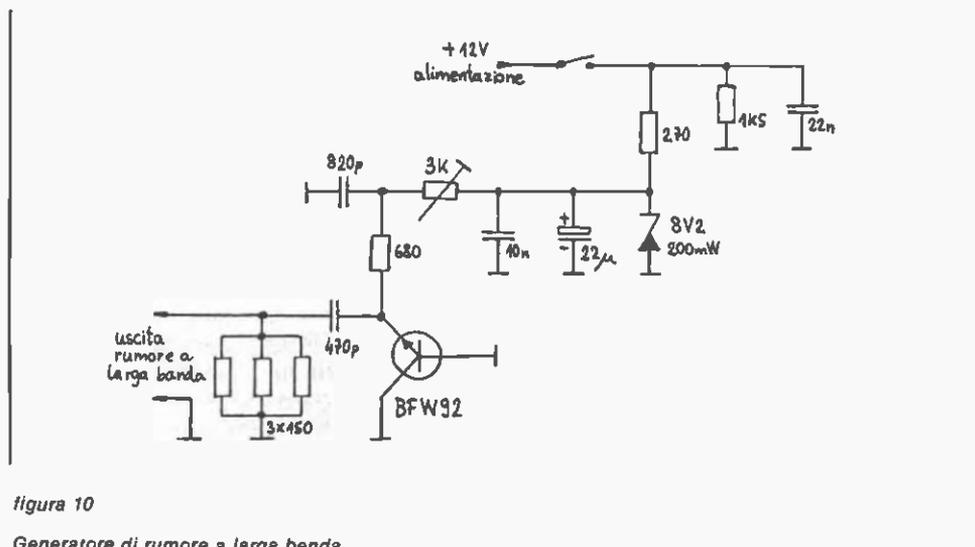


figura 10

Generatore di rumore a larga banda.

Questo semplice generatore è in grado di fornire un rumore di almeno 20 dB superiore al rumore termico fino a frequenze oltre i 4 GHz. Il trimmer da 3 k Ω serve per aggiustare il livello del rumore generato. Per una prima grossolana taratura è infatti meglio disporre di un segnale forte, successivamente conviene ridurre il livello del segnale per ottimizzare la cifra di rumore del convertitore in costruzione, in particolare agendo sulla larghezza di L_{14} . Lo SWR di un generatore di rumore autocostruito può anche non essere molto buono a frequenze molto alte, perciò si usa un attenuatore o più semplicemente alcuni metri di RG58 che con le sue perdite si «mangia» buona parte dello SWR.

Il valore esatto del condensatore d'accoppiamento da 2,2 pF tra il primo e il secondo stadio del preamplificatore RF (figura 3) va ottimizzato per il maggiore guadagno. Le tolleranze del β dei transistori impiegati sono molto ampie, i valori delle resistenze di polarizzazione delle basi sono perciò solo valori medi che vanno sperimentati per i migliori risultati. In particolare, le resistenze nel preamplificatore RF vanno aggiustate per avere circa metà della tensione di alimentazione sui collettori dei transistori.

I fili di Lecher sono uno strumento molto più preciso di quanto si possa credere, a 4 GHz ho constatato una precisione migliore del 1%! In pratica la precisione della lettura è limitata dalla precisione con la quale possiamo determinare la posizione del cortocircuito. Per misure più precise si usa ovviamente un multiplo di $\lambda/2$. Anche i fili di Lecher hanno però le loro limitazioni, per motivi pratici (maneggevolezza) conviene limitare la lunghezza a circa mezzo metro, il che limita il campo di misura a circa 600 MHz per misure precise e 300 MHz per misure grossolane. Il limite di frequenza superiore è invece imposto dall'irradiazione che abbassa il Q dei fili di Lecher, i quali sono in pratica una linea aperta. Con 1 cm di spaziatura tra i fili questi sono utilizzabili oltre i 5 GHz. L'effetto dell'irradiazione e di altre perdite si può vedere in figura 11: la profondità dei dip cala con l'allontanarsi dall'inizio dei fili.

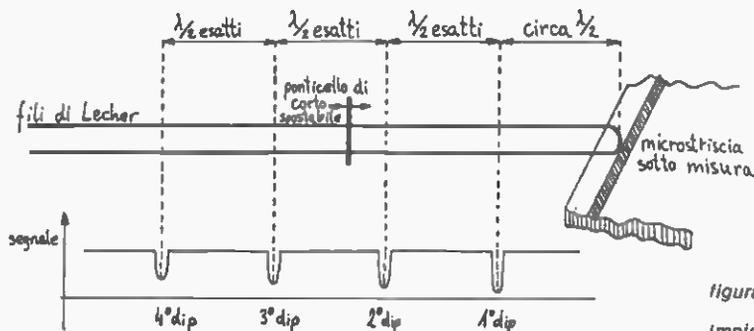


figura 11

Impiego dei fili di Lecher.

L'esperienza indicherà a che distanza porre l'inizio dei fili di Lecher dal circuito sotto misura per non influenzarlo troppo e allo stesso tempo ottenere dip sufficientemente profondi. Conviene inoltre isolare l'inizio dei fili di Lecher con un apposito tubetto isolante per non commettere corti accidentali nei circuiti sotto misura.

Spero infine che sia chiaro a tutti che i fili di Lecher necessitano di un detector separato per rilevare i dip. Per rilevare i forti segnali durante la taratura della catena degli stadi moltiplicatori si possono utilizzare le proprietà rettificatrici delle giunzioni BE dei transistori presenti nei circuiti, per le misure sugli stadi RF si può invece osservare l'ago dello S-meter del ricevitore usato come media frequenza.

Conclusioni

Il convertitore descritto è stato provato sul segnale a 1.694,5 MHz del satellite Meteosat 2 attualmente operativo.

Con una parabola da 1,2 m di diametro con illuminatore circolare (la polarizzazione dei satelliti Meteosat è lineare, perciò 3 dB di perdita !) ho ottenuto un rapporto segnale/rumore sufficiente per la ricezione delle trasmissioni WEFAX. In pratica conviene adottare una parabola da almeno 1 m con l'illuminatore adatto.

Non conviene invece impiegare parabole di diametro superiore ai 2 m per la sola ricezione delle immagini WEFAX.

Per ricevere le immagini ad alta risoluzione in formato digitale è invece necessaria una parabola di almeno 3 m di diametro con un buon preamplificatore a basso rumore, possibilmente con un fet al GaAs.

La cifra di rumore di un convertitore ben tarato si aggira sui 6 dB, perciò non conviene fare precedere il convertitore da preamplificatori costruiti con transistori a basso costo, tipo BFR34 oppure BFR90 o tanti altri simili. Per ricevere le immagini ad alta risoluzione si può fare precedere il convertitore da un preamplificatore a basso rumore, per esempio quello pubblicato su **cq elettronica** 9/81.

In ogni caso conviene installare sia il convertitore che un eventuale preamplificatore direttamente sull'illuminatore della parabola per minimizzare le perdite nei cavi a 1,7 GHz.

Visto che il convertitore sarà installato all'aperto è necessario tenere conto delle variazioni di temperatura alle quali sarà soggetto. Anche la vetronite ha il suo coefficiente termico e perciò le caratteristiche delle microstrip variano con la temperatura. Il convertitore è perciò stato progettato in modo da non avere linee ad alto Q sotto carico. Anche il quarzo impiegato per la conversione risente le variazioni della temperatura e poichè la sua frequenza viene moltiplicata per 32 volte anche l'errore assoluto si moltiplica per lo stesso fattore. In pratica con un quarzo mediocre si possono avere anche 50 kHz di differenza a 1,55 GHz tra giorno e notte! Perciò se non montate il quarzo in un termostato dovete impiegare come media frequenza un ricevitore capace di seguire gli spostamenti del convertitore.

L'impiego pratico del circuito proposto però non si limita soltanto alla ricezione della gamma di 1,7 GHz. Utilizzando lo stesso stampato, ho sperimentato anche un convertitore per ricevere i satelliti Navstar a 1.575,42 MHz con buoni risultati. Per la gamma amatori di 1,3 GHz sarebbe necessario modificare leggermente lo stampato, cioè allungare le linee risonanti. Utilizzando gli stessi concetti sarebbe anche possibile costruire un convertitore per la gamma amatoriale dei 2,3 GHz, sarebbe però necessario aggiungere un ulteriore stadio preamplificatore RF visto che l'amplificazione dei transistori utilizzati cala velocemente con l'aumentare della frequenza. Con la stessa tecnica si potrebbe anche costruire una ottima media frequenza per un analizzatore di spettro abbastanza serio, i criteri di progettazione sono però qui differenti: la cifra di rumore passa in secondo piano, la caratteristica più importante diventa la ricezione delle frequenze spurie e d'immagine.

Forse alcuni lettori si saranno chiesti perchè non ho descritto il calcolo dei circuiti con le microstriscie. Fatto sta che questi calcoli sono molto difficili e non sono semplicemente una serie di formule nelle quali si immettono i dati e si ricava subito il risultato. Il solo calcolo dell'impedenza caratteristica di una strip-line, anche senza substrato, cioè sospesa nell'aria, richiede un complicato pro-

gramma per computer e il risultato che si ottiene è soltanto una approssimazione numerica più o meno buona. Perciò conviene fare per primo dei calcoli approssimativi per avere una idea sugli ordini delle grandezze in gioco e dopo sperimentare i vari parametri per ottimizzare il risultato. Tra l'altro anche Ditte famose come la Hewlett-Packard non hanno paura di dichiarare nelle loro pubblicazioni che si hanno degli scostamenti tra i valori teorici ottimali e i valori ricavati sperimentalmente, nonostante abbiano i mezzi: strumentazione, computer e relativi programmi e materiali ben superiori a quelli che un radioamatore può sognare.

Per quanto riguarda i componenti non ci dovrebbero essere difficoltà circa la reperibilità, a parte il quarzo, per il quale bisogna aspettare se non si ha nel «cassetto» uno adatto.

Per ulteriori informazioni potete telefonarmi per teleselezione al 00 38 65 21190 oppure contattare la ditta CO.EL. di Gorizia, telefono (0481) 30307. Se ci saranno richieste sufficienti si potrebbero preparare anche convertitori precostruiti e tarati. *****

antenne
per telecomunicazione
HF VHF UHF

ELETTROMECCANICA
Caletti

Via Leonardo da Vinci, 68 - 20062 Cassano d'Adda (MI) - tel. (0363) 62224-62225

Ricevitore R108/GRC

IWOQC, Massimo Bernabei

surplus

È disponibile sul mercato del surplus il... figlio evoluto del BC603, un ricevitore molto interessante.

Del BC603 ha forse solo la copertura di frequenza e la larghezza di banda, è infatti molto più elegante, leggero, e soprattutto circuitualmente moderno.

Senz'altro un degno erede del predecessore nelle stazioni APT e sul bancone di chi comincia seriamente con la radio.

Venuto in possesso di un esemplare, molto cortesemente fornitomi dal signor Gino Chelazzi jr. (i lettori di cq elettronica lo conoscono bene...), ho pensato valesse la pena presentarlo — credo in prima assoluta — agli appassionati di surplus e ai buongustai della tecnica.

R108/GRC è un ricevitore militare il cui progetto risale ai (non) lontani anni '50. È un rx supereterodina a singola conversione, molto compatto e stabile.

Il pannello frontale, in alluminio pressofuso, sostiene i meccanismi di sintonia e il telaio, costituito da un'unica piastra di alluminio, che porta da un lato le valvole, le bobine e i trasformatori, e dall'altro resistenze, condensatori e collegamenti.

Una banda di alluminio, piegata a U, circonda perpendicolarmente il telaio e lo blocca, irridigendolo, contro il pannello frontale.

Il ricevitore è concepito per uso prevalentemente mobile, e infatti, pur essendo molto leggero, è notevolmente robusto: il pannello frontale ha sul perimetro alettature di protezione dei comandi; il contenitore — anch'esso di alluminio — è rivestito di una lamiera fittamente bugnata che ne impedisce lo schiacciamento. Una volta chiuso mediante le apposite chiavi a molla, tutto l'apparato diventa impermeabile, grazie all'uso abbondante di guarnizioni di gomma.

All'interno, su un lato del telaio, c'è un cilindretto cavo che contiene — negli esemplari ben conservati — lo schema del ricevitore, stampato su tessuto di nylon.

Mi scuserà chi legge (se qualcuno c'è...) questa lunga introduzione non elettronica; ma ritengo che il maggior valore di questi apparati ex-militari consista proprio nella loro affidabilità molto spinta.

Proseguiamo con la descrizione tecnica di R108/GRC, desunta dal manuale tecnico, che il signor Chelazzi mi ha fornito molto ben fotocopiato a corredo dell'apparecchio. A chi ne farà richiesta potrò fornire anch'io fotocopia dietro rimborso delle sole spese. Ricordo anche che questo TM (TM 11 - 898) si riferisce anche ai ricevitori R109/GRC e R110/GRC.

CARATTERISTICHE TECNICHE DEL RICEVITORE

- Copertura di frequenza 20 + 28 MHz
- Sintonia continua con possibilità di prefissare tre canali
- Divisione della scala 100 kHz
- Tipo di ricevitore supereterodina, singola conversione
- Tipo di segnale ricevuto modulazione di frequenza
- Frequenza intermedia 4,3 MHz
- Sistema di calibrazione sui multipli di 4,3 MHz mediante calibratore a cristallo entrocontenuto; precisione della calibrazione $\pm 0,01\%$
- Alimentazione 6, 12, 24 V_{cc} con multivibratore interno, o 130 e 6,3 V_{cc} esterni
- Antenna portatile a frusta; connettori: coassiale e a morsetto
- Sensibilità $\frac{S+N}{N} > 25$ dB con S = 0,5 μ V a 1.000 Hz, deviazione ± 15 kHz
- Frequenza dell'oscillatore locale 24,3 + 32,3 MHz
- Larghezza di banda 85 kHz ± 15 kHz a -6 dB
circa 195 kHz a -40 dB
- Uscita audio 600 Ω sbilanciati
- Squelch soglia variabile con continuità tra 0,3 e 75 μ V
- Dimensioni 18,5 (L) x 22,5 (A) x 32,5 (P) cm
- Peso circa 12 kg.

Il ricevitore monta 15 valvole con le seguenti funzioni:

- V₁ - 6AK5 amplificatrice RF
- V₂ - 6AK5 mixer
- V₃ - 345 oscillatrice locale
- V₄, V₇ - 1U4 amplificatrici FI
- V₆ - 1L4 limitatrice
- V₉ - 1A2 discriminatrice
- V₁₀ - 1S3 discriminatrice e oscillatrice di sintonia
- V₁₁ - 1S5 squelch
- V₁₂ - 3Q4 amplificatrice BF a livello fisso
- V₁₃ - 3Q4 preamplificatrice BF
- V₁₄ - 3A5 amplificatrice finale BF
- V₁₅ - 0B2 stabilizzatrice della tensione anodica.

Ad eccezione della V₁₄, che è un doppio triodo octal GT, tutte le valvole sono miniatura, e ad eccezione delle due 6AK5, si tratta di tubi a bassa tensione di filamento (1 o 3 V) e a riscaldamento diretto.

In involucri octal GT si trovano anche una resistenza «ballast» in serie ai filamenti (R₅₉, usata per tensioni di alimentazione superiori ai 6 V) e un relay termico di protezione dei filamenti (K₁).

IL PANNELLO FRONTALE

Tutti i comandi e le prese di R108/GRC sono accessibili dal pannello frontale (figura 1).

Su di esso troviamo:

- 1) Tre manopole piccole indicate con A, B, C, «DETENT VERNIERS»; servono per la sintonia fine dei canali preselezionabili (l'operazione di presettaggio è alquanto laboriosa e inutile per l'uso amatoriale, per cui non verrà presa in esame).
- 2) Finestra della scala di sintonia con la scritta «CHANNEL»: in effetti i canali indicati con due cifre e lo zero (200, 210, 220, etc.) non sono altro che i MHz (20, 21, 22, etc.). ATTENZIONE! I piccoli spostamenti dell'indice che si notano durante la sintonia non sono una imperfezione meccanica ma se mai un perfezionismo: servono a compensare la non perfetta linearità del variabile.

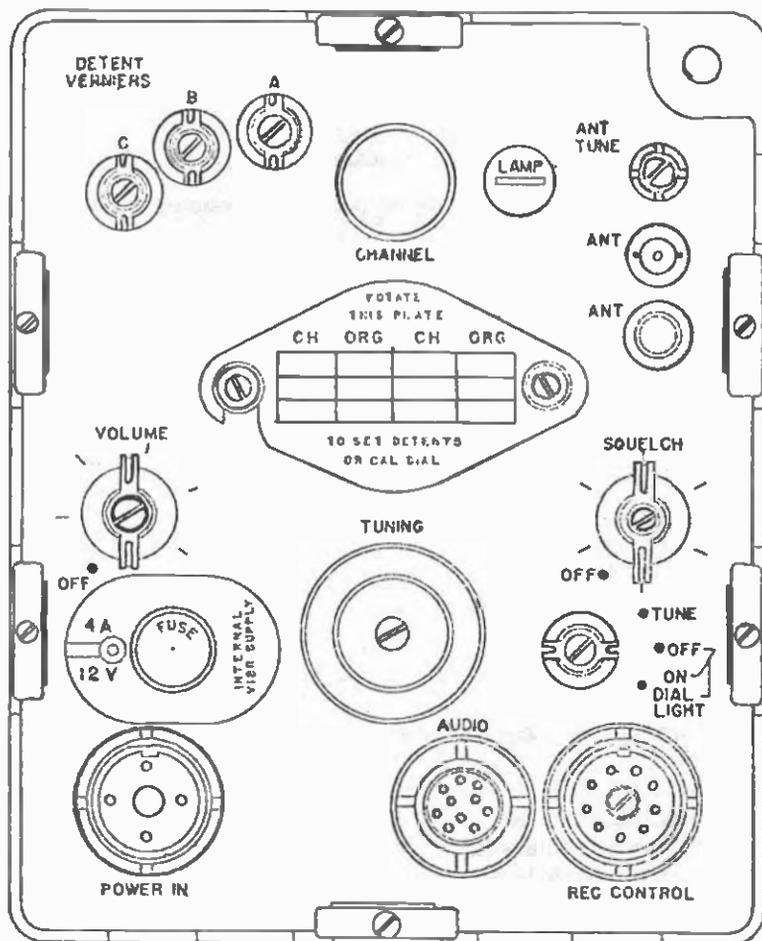


figura 1

Pannello frontale.

- 3) Tappo della lampada che illumina (si fa per dire...) la scala: ne costituisce il contatto di massa.
- 4) Comando a cacciavite «ANTENNA TUNE», per il miglior adattamento del circuito di ingresso all'antenna in uso.
- 5) Presa di antenna, tipo BNC.
- 6) Presa di antenna a morsetto elastico.
- 7) Portellino di accesso al meccanismo di preselezione e di taratura meccanica della scala: per aprirlo si svitano le due manopole godronate e si tira via il portello. Fermo restando quanto detto sulla preselezione, per l'allineamento della scala agire sulla vite «DIAL».
- 8) Manopola «VOLUME» e interruttore generale dell'apparato.
- 9) Manopola di sintonia («TUNING»).
- 10) Comando dello «SQUELCH». A fine corsa in senso antiorario è escluso (OFF), in senso orario viene inserito e si regola la soglia di squelch.
- 11) Fusibile generale. Le piastrine amovibili posizionate intorno alla ghiera sono promemoria dell'alimentazione in uso.

- 12) Bocchettone di alimentazione con bloccaggio a vite («POWER IN»).
- 13) Bocchettone «AUDIO» per plug a baionetta tipo U-77/U.
- 14) Bocchettone «REC. CONTROL» per l'accoppiamento al trasmettitore. I piedini K e H vanno collegati tra loro con una piccola U di filo rigido. ATTENZIONE! il ponticello trasporta la tensione anodica.
- 15) Commutatore a tre posizioni: in alto («TUNE») inserisce l'oscillatore di sintonia, il ritorno è a molla; al centro e in basso («OFF — ON DIAL LIGHT») esclude o inserisce la luce della scala di sintonia.

Lo spegnimento della lampada serve, su tutti gli apparati militari di questo tipo, a operare in condizioni di oscuramento. Per questo stesso motivo la scala, gli indici delle manopole e un cerchio sulla manopola TUNING (in alcuni modelli), sono in vernice fosforescente e le scritte sul pannello sono fluorescenti.

ANALISI DEL CIRCUITO

Lo schema elettrico di R108/GRC è alquanto esteso e complesso, e perciò non ne ritengo opportuna la pubblicazione in formato ridotto. Come già detto, ne è disponibile la fotocopia.

Per quanto riguarda il funzionamento del ricevitore, mi limiterò — sempre per motivi di spazio — al solo schema a blocchi (figura 2) dilungandomi solo su quei dispositivi che ritengo più interessanti perché non convenzionali.

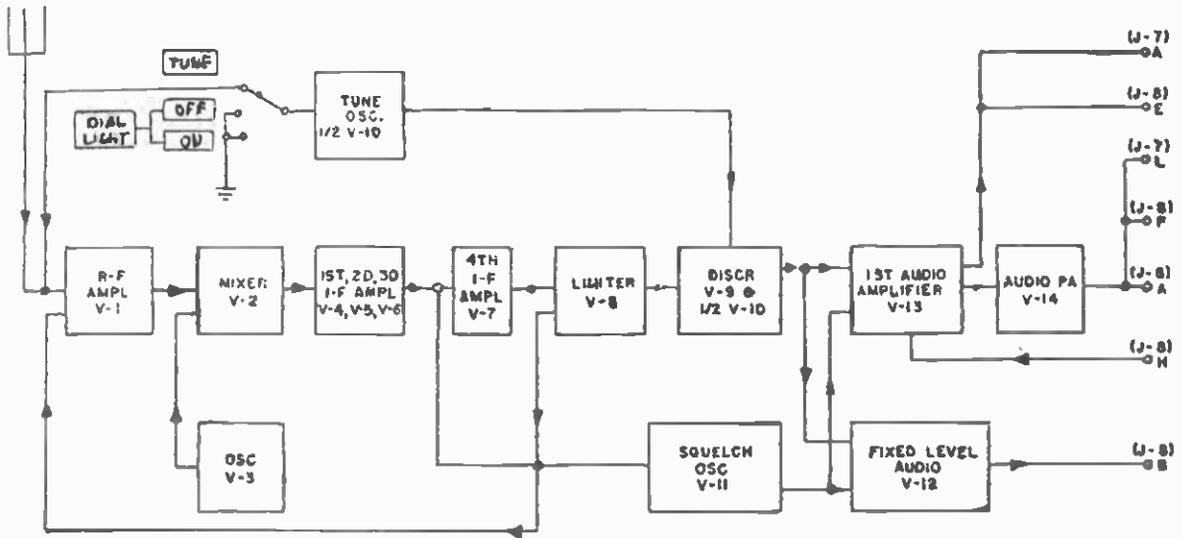


figura 2

Schema a blocchi.

Il segnale modulato in frequenza attraverso le connessioni di antenna, è applicato alla V_1 . Qui il segnale è amplificato e accoppiato, insieme a quello dell'oscillatore locale (V_3) allo stadio mixer (V_2); il segnale differenza a 4,3 MHz passa agli stadi di media frequenza.

Alla V_7 è applicata una tensione di AGC derivata da V_7 e V_8 , che esamineremo poi più dettagliatamente.

Il segnale a 4,3 MHz è amplificato in modo del tutto usuale dagli stadi di media frequenza ($V_4 + V_7$), quindi applicato alla limitatrice V_8 , che ha il compito di eliminare eventuali modulazioni di ampiezza del segnale, prima di passarlo al discriminatore per la rivelazione della modulazione di frequenza. Da questi due stadi è derivata una tensione per il comando dello squelch. Vedremo in dettaglio anche questo argomento.

Il discriminatore, formato da V_9 e dalla sezione diodo di V_{10} , converte a frequenza audio la tensione di media frequenza, che viene poi applicata a due diversi stadi di amplificazione audio.

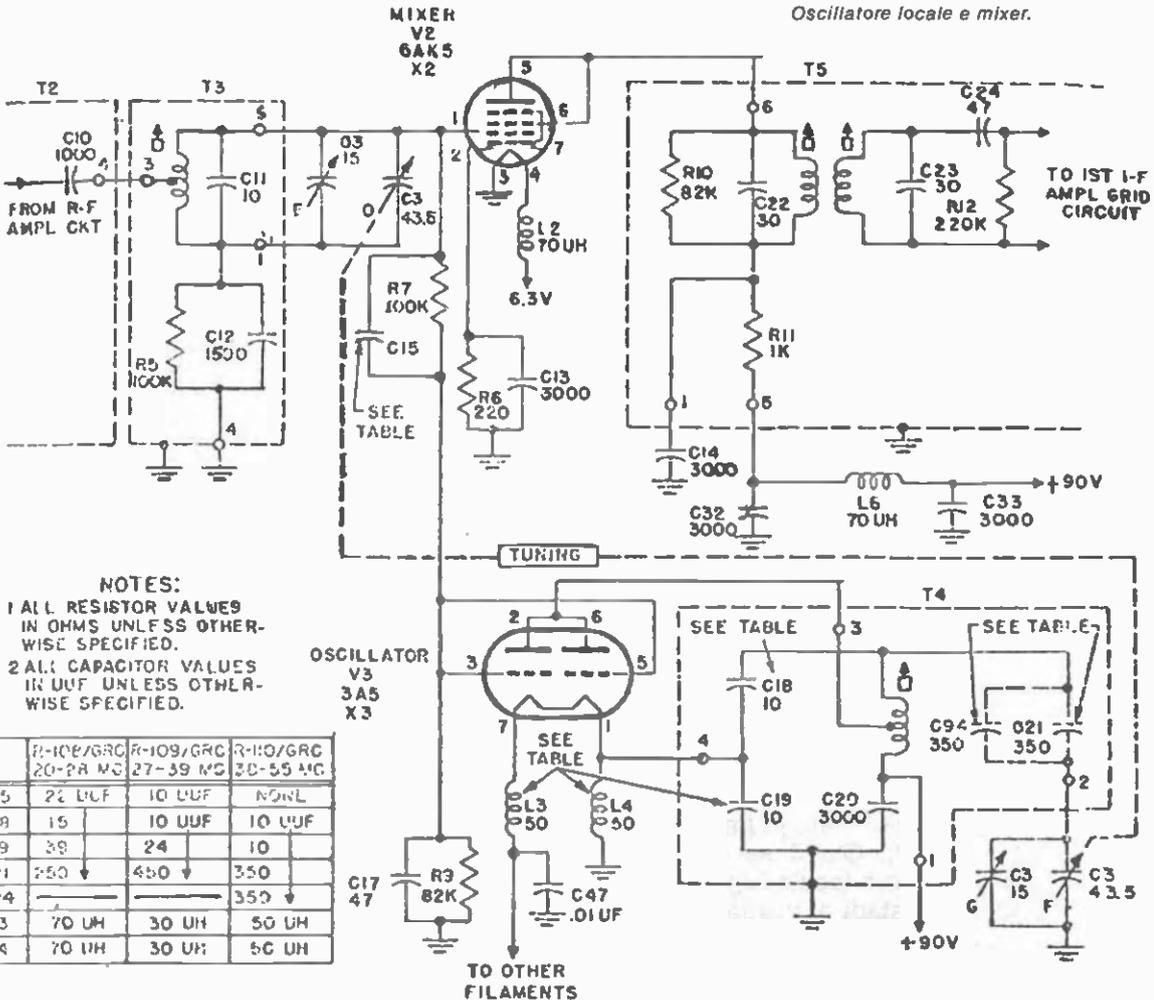
L'amplificatore formato da V_{13} e V_{14} è per il normale uso del ricevitore; il guadagno è regolabile dal pannello frontale mediante il controllo di volume. L'amplificatore ha due uscite: da V_{13} per una cuffia, da V_{14} per l'altoparlante. L'altro amplificatore, formato da V_{12} , in origine è per l'uso dell'apparato in un ponte radio, e il guadagno è stabilito in sede di taratura mediante il potenziometro semifisso R_{42} .

CIRCUITI NON CONVENZIONALI

A) OSCILLATORE LOCALE (figura 3).

figura 3

Oscillatore locale e mixer.



NOTES:
 1 ALL RESISTOR VALUES IN OHMS UNLESS OTHERWISE SPECIFIED.
 2 ALL CAPACITOR VALUES IN UUF UNLESS OTHERWISE SPECIFIED.

	R-108/GRC 20-28 MC	R-109/GRC 27-39 MC	R-110/GRC 30-55 MC
C-15	22 UUF	10 UUF	NONL
C-18	15	10 UUF	10 UUF
C-19	39	24	10
C-21	250	450	350
C-24			350
L-3	70 UH	30 UH	50 UH
L-4	70 UH	30 UH	50 UH

L'oscillatore locale è costituito dal doppio triodo 3A5 (V_3), in circuito Colpitts modificato. I due triodi sono collegati in parallelo allo scopo di ottenerne la massima transconduttanza.

L'oscillatore è sintonizzato alla risonanza per mezzo del circuito risonante parallelo formato da T_4 , dalla sezioni F e G del condensatore variabile C_3 in serie con la capacità C_{21} , e dalle capacità C_{18} e C_{19} . Il condensatore C_{21} provvede anche alla compensazione della temperatura all'estremo basso dell'escursione di frequenza, stabilizzando il funzionamento dell'oscillatore. All'estremo alto del range di funzionamento dell'oscillatore locale, questa funzione è svolta da C_{18} e C_{19} .

La tensione di placca, proveniente dal circuito di stabilizzazione a 90 V, è applicata a V_3 attraverso la bobina di T_4 . Il condensatore C_{20} è il by-pass di placca. La tensione di filamento è fornita attraverso l'impedenza L_3 , bypassata da C_{47} ; l'altro estremo del filamento è a massa attraverso L_4 . La presenza di queste impedenze è chiaramente dovuta all'uso nell'apparato — per motivi di portatilità, di alimentazione e di rapida entrata in funzione — di valvole a riscaldamento diretto R_9 e C_{17} costituiscono il filtro di alimentazione di griglia.

B) DISCRIMINATORE (figura 4)

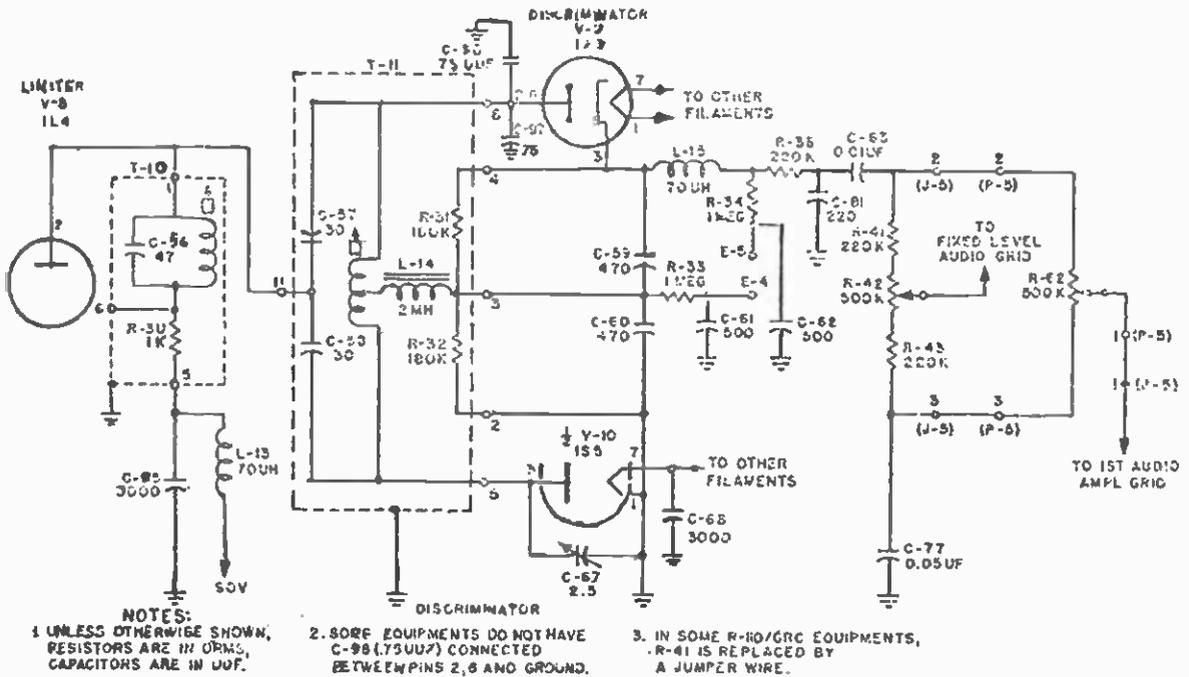


figura 4

Discriminatore.

La funzione di un discriminatore è di convertire le variazioni di frequenza di un segnale, in variazioni di ampiezza.

Le variazioni intorno alla frequenza centrale vengono trasformate in variazioni di tensione all'uscita del discriminatore, e poichè il segnale è modulato da frequenze audio, le variazioni di tensione suddette saranno esse pure a frequenza audio.

Il discriminatore di R108/GRC comprende il circuito accordato T_{11} , il diodo V_6 , la sezione diodo di V_{10} , le resistenze di carico di uscita R_{31} e R_{32} , alcuni condensatori, il ritorno di alimentazione via L_{14} .

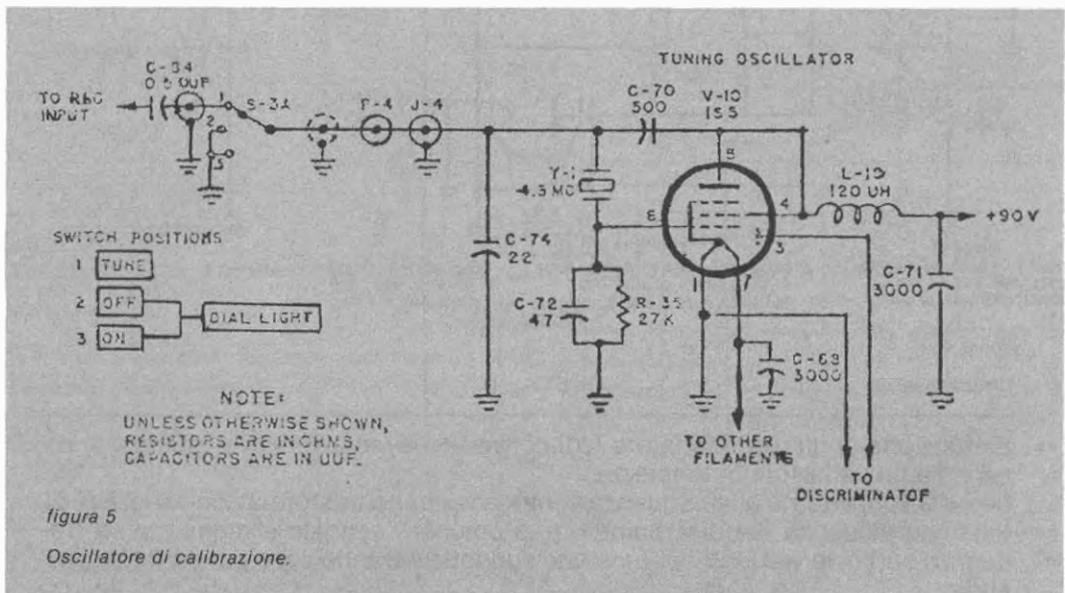
Questo discriminatore differisce dal convenzionale circuito Foster-Seely (vedi ad esempio BC603), in quanto qui non c'è accoppiamento induttivo tra la bobina di carico del limitatore e il trasformatore di ingresso del discriminatore.

Il circuito di ingresso facente capo a T_{11} è costituito dalla bobina con presa centrale e dai condensatori C_{57} e C_{58} . La presa centrale divide a metà l'induttanza totale, sintonizzata sulla frequenza intermedia dai due condensatori. Il trimmer capacitivo C_{67} regola il bilanciamento del discriminatore. Il trasferimento del segnale dal limitatore al centro elettrico del circuito di ingresso, avviene per via diretta dalla placca della V_6 .

I diodi V_6 e V_{10} e le resistenze di carico degli stessi (R_{31} e R_{32}), costituiscono il circuito di rettificazione. Il ritorno della tensione di alimentazione dai resistori di carico dei catodi alle placche, avviene tramite il «choke» L_{14} . L'alta impedenza a 4,3 MHz di questa bobina, impedisce qualsiasi passaggio di radiofrequenza, mentre costituisce un perfetto cortocircuito per la corrente continua e per le frequenze audio.

Alla frequenza centrale di 4,3 MHz, la tensione applicata ai due diodi è la stessa. Se la frequenza sale oltre i 4,3 MHz, la tensione applicata a V_6 cresce, mentre decresce su V_{10} . Viceversa avviene, se la frequenza scende sotto i 4,3 MHz. In presenza di segnale modulato, la frequenza fluttua sopra e sotto questo valore, facendo allo stesso tempo fluttuare, con il medesimo ritmo, la tensione su R_{31} e R_{32} . La corrente alternata che ne risulta, opportunamente amplificata, rappresenta il segnale modulante originale. I Test-point E_4 , E_5 servono a misurare rispettivamente l'allineamento per la massima uscita e il bilanciamento del discriminatore. Essi sono collegati al circuito da una resistenza di isolamento e shuntati a massa per le correnti alternate.

C) OSCILLATORE DI CALIBRAZIONE (figura 5)



Lo squelch, molto originale e pratico, è costruito intorno al diodo-pentodo V_{11} , del tipo 1S5.

Il pentodo è usato in un circuito oscillatore con griglia e placche accordate; il diodo rettifica l'uscita dell'oscillatore. Funzione del dispositivo è di bloccare l'amplificazione audio durante i periodi di assenza del segnale, eliminando quindi il fruscio tipico della ricezione FM.

Il circuito di griglia, attraverso la bobina L_{20A} e la resistenza R_{74} , si estende fino alla giunzione di R_{68} e R_{69} . La prima collega il circuito di griglia al quarto stadio di media frequenza (V_7), la seconda al circuito di griglia del limitatore.

Poiché R_{24} (sulla griglia di V_7) R_{27} e R_{28} (sulla griglia di V_8) fanno anche parte del circuito di griglia di V_{11} , la tensione che si sviluppa ai loro capi è applicata pure allo squelch, determinandone il funzionamento.

Quando S_4 va in chiusura, si innescano le oscillazioni, tanto più ampie quanto più il potenziometro è ruotato in senso orario; proporzionalmente varia la tensione negativa di blocco della bassa frequenza, applicata al lato freddo del potenziometro di volume.

In presenza di segnale all'ingresso del ricevitore, la corrente di griglia di V_8 aumenta e proporzionalmente cresce la caduta di tensione su R_{27} e R_{28} . Similmente, un aumento di segnale in griglia di V_7 causa un aumento di corrente attraverso R_{24} . La tensione negativa risultante è applicata alla griglia di V_{11} , e non appena supera la soglia di squelch fissata dal potenziometro (R_{65}), le oscillazioni cessano.

Più dettagliatamente, l'uscita dell'oscillatore di squelch è accoppiata, attraverso C_{76} , alla placca della sezione diodo di V_{11} . La tensione rettificata (circa 200 V_{pp} con il potenziometro tutto verso destra) è disponibile ai capi della resistenza di carico, e quindi alle griglie degli amplificatori audio che risultano perciò bloccati durante i periodi di assenza del segnale.

Il potenziometro di soglia dello squelch agisce sull'ampiezza dell'oscillazione (e di conseguenza sul valore della tensione negativa di uscita), regolando il potenziale di griglia schermo di V_{11} .

La tensione negativa presente alla giunzione R_{68} - R_{69} è anche applicata, quale Controllo Automatico di Guadagno, alla griglia di V_1 , amplificatrice RF.

ALCUNE SEMPLICISSIME MODIFICHE a R108/GRC

Sono effettuabili rapidamente facendo uso soltanto di forbici e saldatore, e lasciando in loco tutti i componenti originali — il che ne rende altrettanto semplice e rapido il ripristino in caso di... sfizio o necessità.

Le modifiche non faranno certamente di R108/GRC un ricevitore specificatamente adatto a OM e SWL, data la grande larghezza di banda, la demoltiplica insufficiente, il fatto che l'oscillatore usato per la SSB sarà sintonizzato sulla portante e non sulla banda laterale, ecc.

Ho voluto comunque proporre le modifiche come istruttivo divertimento per i meno esperti e memore che — tempi duri, quelli! — la mia passione per l'ascolto e la tecnica, iniziata con i «casalinghi» modificati, si... professionalizzò «sarchiaponando» un «favoloso» BC603.

Di seguito, molto schematicamente, le modifiche proposte.

1) INCREMENTO DEL GUADAGNO IN BF - RICEZIONE AM;

Riferendosi a S_3 , isolare dal contatto 1 il filo proveniente dal pin 7 di J_5/P_5 , collegandolo direttamente al lato caldo di «LAMP»: in tal modo si aumenta la lumino-

sità della lampada, che generalmente è da 6,3 V. Controllare comunque questo valore prima di escludere R_{63} , che dovrà essere lasciata al suo posto, ma staccata dal contatto 4, come di seguito, se la lampada è di voltaggio inferiore ai 6,3 V.

Con una cesoia troncare il reoforo di R_{63} presso il contatto 4 (fatto salvo quanto sopra).

Interrompere il cortocircuito tra i contatti 4 e 2.

Troncare il reoforo di R_{64} presso il contatto 3.

Tagliare il breve collegamento tra R_{42} (sul fondo, accessibile da sotto) e R_{41} .

Dall'estremo di R_{42} rimasto libero portare un cavetto schermato per BF al contatto 1 di S_3 .

Staccare il reoforo inferiore di C_{63} dal capocorda a cui è collegata anche R_{63} . Collegare tale reoforo, con uno spezzone di filo rigido, al pin 1 di T_{12} (filo azzurro proveniente dai pins 2 e 6 di V_{12}).

In questo modo la V_{12} «fixed level audio» è usata a mo' di preamplificatore anteposto alla normale sezione audio formata da V_{13} e V_{14} .

Successivamente il potenziometro semifisso R_{42} verrà regolato secondo le proprie esigenze di massimo volume.

Questa modifica non serve se non si adatta il ricevitore alla ricezione AM, come di seguito.

L'Ampliezza Modulata è presente — rivelata — sul TP (Test-Point) E_3 , a fianco del quarzo da 4,3 MHz. Il secondario di T_9 , la limitatrice V_8 (griglia 1 e catodo), R_{29} e C_{54} formano un normale rivelatore AM.

Tramite una capacità da 10 nF, portare — attraverso cavetto schermato — la BF al pin 3 di S_3 .

Occorre aumentare R_{28} ad almeno 150 k Ω . Peggiorerà la FM, ma ...tutto non si può avere!

2) RICEZIONE DELLA SSB

Cortocircuitare i pins 3 e 2 di S_3 .

Troncare il reoforo di C_{64} (dietro il pannello frontale) verso il connettore di antenna.

Con una capacità molto piccola (anche un «gimmick» va bene) portare il segnale del «Tuning Oscillator» dal piedino sinistro del quarzo al pin 7 di V_8 . I collegamenti devono essere molto rigidi!

Effettuando così la modifica, il segnale del Tuning Oscillator è un po' basso perché caricato dalla capacità del cavo coassiale che va al commutatore sul pannello.

Una resa migliore — tanto da ricevere con buona intelligibilità stazioni in SSB operanti da poche centinaia di metri di distanza — si ottiene con il sistema esposto di seguito.

Modifica... alla modifica. Troncare il ponticello tra il quarzo e J_4 . Tra i due spezzonecini collegare **direttamente** i contatti normalmente aperti di un piccolo relay. Un lato della bobina del relay va collegato **soltanto** a J_4 , l'altro estremo può essere alimentato in parallelo ai filamenti (6,3 V) o alle placche con eventuale resistenza di caduta (usare quello che offre il convento e... SPERIMENTATE, GENTE, SPERIMENTATE!...).

È bene scegliere un relay molto piccolo per limitare l'ingombro e l'assorbimento. Ideale un «reed relay».

Occorre ora ripristinare la ricezione FM: tramite i consueti 10 nF e cavetto schermato, prelevare il segnale rivelato, dal capocorda a cui in origine era collegato C_{63} , cioè all'incrocio di R_{36} - C_{61} , e portarlo al contatto 4 di S_3 .

Ora il commutatore ha le seguenti funzioni:

POSIZIONE CENTRALE: ricezione AM (cortocircuita 1 e 3, 9 e 11);

POSIZIONE SUPERIORE: ricezione SSB (cortocircuita 1 e 2, solleva 9 da massa = BFO acceso);

POSIZIONE INFERIORE: ricezione FM (cortocircuita 4 e 1, 9 e 11).

La lampada rimane accesa in permanenza.

Ultima operazione — necessaria per tutte le modifiche suggerite — è di bloccare il ritorno a molla del commutatore. Personalmente, ho fatto passare un filo di rame sotto il fermo inferiore della molla (sporge dal rotore del commutatore), portandola in tensione e bloccando il filo intorno alla sporgenza del pannello frontale che sorregge l'alimentatore.

3) APPLICAZIONE S'METER

Uno strumento che misuri l'intensità del segnale può essere applicato all'esterno, sfruttando i contatti K o C del connettore J_8 («REC. CONTROL»), che risultano non connessi.

Si preleva all'uopo (!) la tensione di CAV all'incrocio di R_{69} — R_{70} — C_{78} , e con un tratto di filo la si porta a uno dei contatti suddetti. Per il rilievo si userà uno strumentino da 100 μ A con in serie il solito trimmer per regolare il fondo scala.

In figura 7 una vista del lato del ricevitore interessato alle modifiche viste finora. Potrà aiutare nella identificazione dei componenti.

Raccoglitori per la rivista "cq elettronica"

Richiedeteli a:

edizioni CD
via C. Boldrini, 22
40121 BOLOGNA

Due raccoglitori
per annata
L. 7.500
agli abbonati
sconto 10%



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

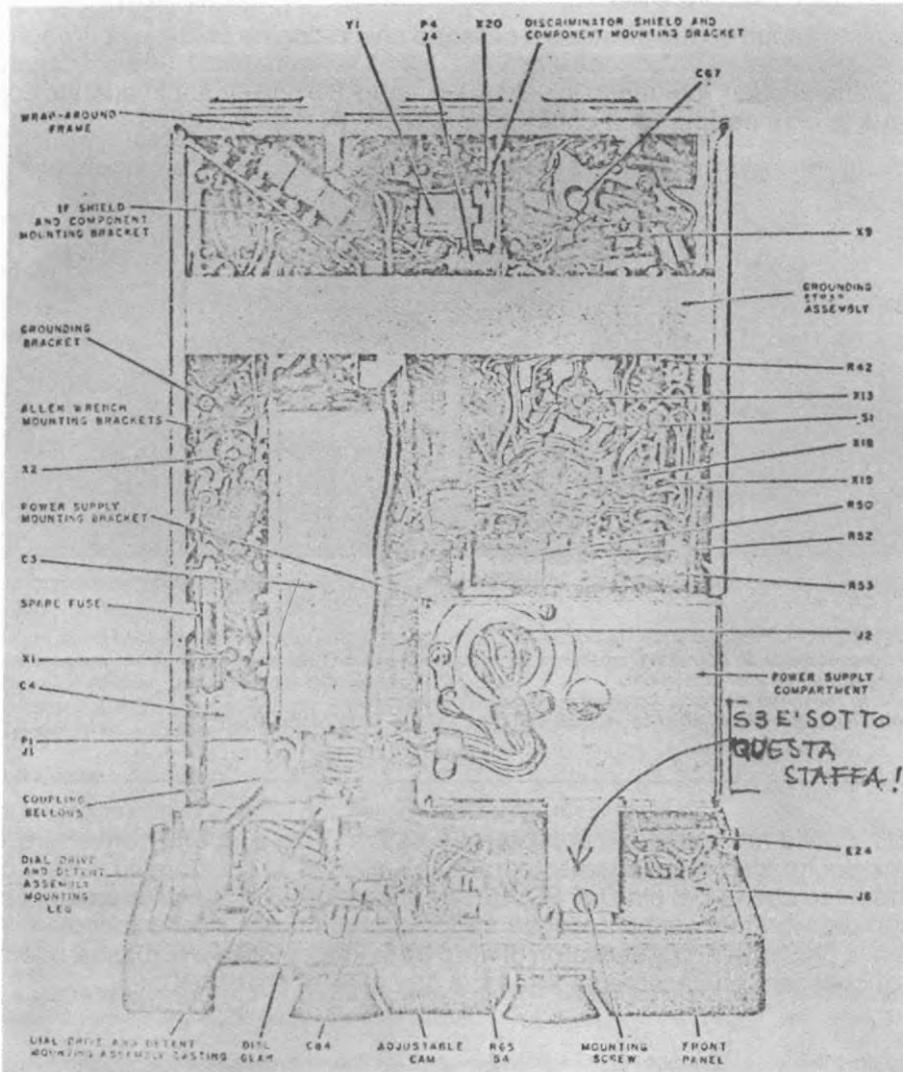


figura 7

Vista lato destro.

4) INCREMENTO SELETTIVITÀ

Come già in altri apparati surplus, un piccolo incremento della selettività può essere ottenuto escludendo dal circuito le resistenze di smorzamento sui primari dei trasformatori di frequenza intermedia.

Dopo aver tolto la fascia in alluminio che corre tutt'intorno al telaio, togliere gli schermi di T_5 , T_6 , T_7 , T_8 , T_9 e con un tronchesino isolare (da un solo lato se si vogliono lasciare in loco) R_{10} , R_{15} , R_{18} , R_{22} , R_{25} . Le resistenze sono facilmente individuabili dal loro valore ($82 \text{ k}\Omega$) e sono anche abbastanza a portata di mano.

5) ALIMENTAZIONE a 220 V

A questo scopo si può sfruttare il cassetto che in origine conteneva il vibratore per l'alimentazione in corrente continua. Basta infilarci dentro un trasformatore e pochi altri pezzi, montando lo schema di figura 8 o uno simile e variando come segue le connessioni tra il connettore POWER IN e il circuito.

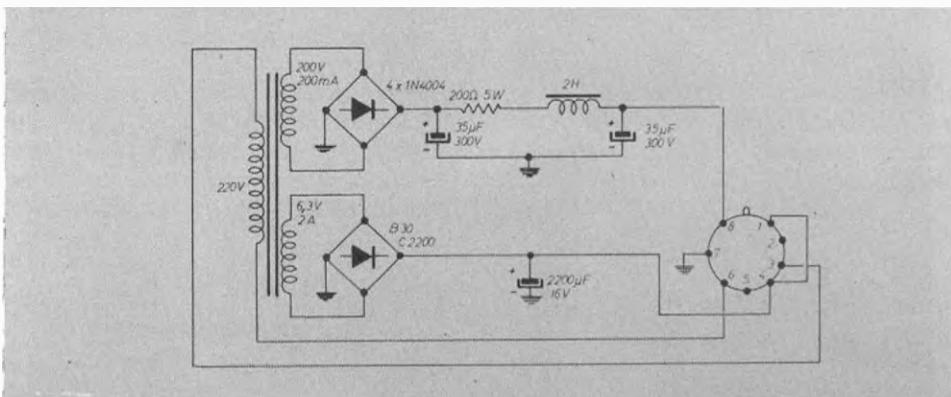


figura 8

Alimentatore da rete.

Il condensatore da $35 + 35 \mu\text{F}$ e l'impedenza da 2 H sono quelle dell'alimentatore originale, ma possono essere sostituite da altri disponibili.

Anche lo zoccolo è quello originale ed è visto dal lato saldature.

La resistenza in serie all'anodica va aggiustata per $130 \text{ V}_{\text{CC}}$ solito carico al pin 8.

I 220 V della rete andranno applicati ai pins B e D del suddetto connettore. Occorre poi troncare il collegamento tra R_{73} e il pin 6 di J_2 , spostare su questo contatto il filo che va dal pin D di POWER IN al contatto 8 di S_1 . All'interno del cassetto del vibratore vanno collegati tra loro i contatti 6 e 3 dello zoccolo.

Data la presenza di condensatori di filtro tra la linea a 220 V e la massa, ricordarsi di collegare efficacemente a terra la carcassa di R108/GRC.

* * *

Concludendo... non parlerò di grappa, ma ricorderò che il ricevitore può essere usato per la ricezione APT, data la disponibilità sul TP E_5 di una tensione variabile proporzionalmente alle variazioni della sintonia (infatti il suddetto TP serviva in origine alla taratura dello ZERO del discriminatore).

Suggerisco anche, oltre al normale uso per l'ascolto di 21, 27 MHz e Broadcastings, l'uso con converter per ricezione di bande VHF o l'accoppiamento (favorito dalle piccole dimensioni dell'apparecchio) con ricevitore che non copra la banda $20 \div 28 \text{ MHz}$, per l'ascolto in seconda conversione (4,3 MHz).

I collezionisti di surplus potranno anche evitare di effettuare le modifiche, certi di avere comunque per le mani un buon pezzo: nel mio «shack», R108/GRC fa buona compagnia a un fantastico R392/URR... e non se ne vergogna affatto!
