



Selezione articoli 1979 - 1980

1979: marzo, ottobre, novembre
1980: gennaio, febbraio

sommario

- 432 **ABBONAMENTI 1979**
- 433 **Le opinioni dei Lettori**
- 437 **La pagina dei pierini (Romeo)**
- 440 **Ricevitore VHF a doppla conversione (Porrini)**
- 442 **Premi IATG**
- 445 **sperimentare (Ugliano)**
VFO programmabile ad aggancio di fase per CB (Pani)
- 451 **Computo ergo sum (Ceccotli)**
- 454 **RX Hallicrafters S38 (Bianchi)**
- 480 **MC 1496: indagine su un integrato al di sopra di ogni sospetto (Perroni / Saba)**
- 467 **TTL-Square-Pulse-Generator (Paramithiotti)**
- 470 **Un amplificatore "booster" equalizzato, da 15 WRMS, mono, per auto (Borromei)**
- 478 **741 QUIZ I (Artini)**
- 479 **Ricevitore per SSB e CW a conversione diretta per gli 80 m (Bigliani)**
- 486 **Filtri passa-alto per TVI (Di Pietro)**
- 493 **Segnalazioni librarie**
- 494 **Bioritmi per la HP-25C (Ferrazza)**
- 498 **Scanning per voltmetri digitali (Visconti)**
- 502 **MUSICOMPUTER (Bozzola)**
- 508 **Cherubini-quiz soluzione (Cherubini)**
- 510 **RX: "Il mondo in tasca" (Mazzoncini)**
- 516 **Il grande passo (Marincola)**
- 518 **Ricetrasmittitore ORP tipo "7A" (Miglio)**
- 525 **il trofeo ABAKOS (Becattini)**
- 528 **offerte e richieste**
- 529 **modulo per inserzioni**
- 530 **pagella del mese**

"In copertina la Melchioni di Milano presenta un collaudato successo ZODIAC.

il portatile P 5006 a 5 W e 6 canali (1 quarzato)"

EDITORE s.n.c. edizioni CD
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Toti
REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ
40121 Bologna - via C. Boldrini, 22 - ☎ 55 27 08 - 55 12 02
Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1968
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
00197 Roma - via Serpieri, 11/5 - ☎ 87 49 37
DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO
Messaggerie Internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano
Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli
Manoscritti, disegni, fotografie,
anche se non pubblicati, non si restituiscono

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 16.000 (nuovi)
L. 15.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 1.500 cadauno
Raccoglitori per annate 1973 - 1978 L. 4.500 per annata
(abbonati L. 4.000)
TUTTI I PREZZI INDICATI comprendono tutte le voci di spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto all'Editore.

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

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

ABBONAMENTI ESTERO L. 18.000
Mandat de Poste International
Postanweisung für das Ausland
payable a / zahlbar an

edizioni CD
40121 Bologna
via Boldrini, 22
Italia

La pagina dei pierini

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

1422M, Emilio Romeo
via Roberti 42
MODENA



© copyright cq elettronica 1979

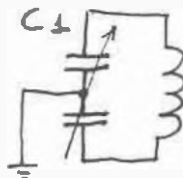
Pierinata 216 - Il simpatico Davide, delle parti di Lecce, è un pierino di 17 anni (attivo nelle costruzioni da due) il quale si è cimentato nella costruzione di un trasmettitore FM sui 100 MHz, seguendo lo schema apparso nel 1978 sul n. 2 di cq, nella rubrica sperimentare - sponsored by Antonio Ugliano - (bè, ogni tanto qualche frase moderna, giovane, ci sta bene). Leggendo le prime fasi della lettera avevo pensato che non si trattasse affatto di un pierino, visto quanto era impegnativa la realizzazione.

Ma quando ho appreso la natura dei dubbi di Davide, mi son cadute le braccia. Il primo dubbio riguardava un misterioso condensatore posto fra l'anodo di una 6BA6 e massa. A parte che l'anodo era invece il catodo, tutto il mistero si riduceva al fatto che era stato ommesso il segno « più » sul simbolo del normale elettrolitico in parallelo alla resistenza catodica. Ma il Davide era incerto se si trattava di un normale elettrolitico, o un ceramico da 50 nF, oppure uno da 50 µF, ma non elettrolitico. Quest'ultima ipotesi veniva scartata in partenza perché, secondo lui, il condensatore sarebbe stato « un bel pataccone ». Ebbene, caro Davide, come hai visto l'ipotesi giusta era la prima.

Altro dubbio: nella sezione oscillatrice del trasmettitore c'era un condensatore C₁ collegato come indica lo schizzo a lato, e indicato da Ugliano come variabile « split-stator » da (9 + 9) pF.

Il Davide dice che questo « split-stator » è irreperibile e vorrebbe da me qualche indirizzo per poterlo acquistare.

Ma la cosa grave è stata che, in mancanza di questo (9 + 9) pF, lui ne ha messo un altro di capacità sconosciuta e « di conseguenza » il circuito si è messo ad « auto-oscillare », e gli farei un favore se gli indicassi il metodo per eliminare le auto-oscillazioni.



Rispondo.

L'enigma del condensatore è stato già chiarito: si trattava di un elettrolitico sul catodo.

Per lo split-stator non stare a preoccuparti: si tratta di una raffinatezza linguistica di don Antonio, il variabile non è altro che un comune variabile doppio, usatissimo nei sintonizzatori per la banda FM, appunto da (9 + 9) pF. Riguardo le autooscillazioni, può darsi che io mi sbagli, ma sono irrimediabilmente convinto che un circuito oscillante in cui non vi sia il quarzo non può fare altro che autooscillare. Forse tu volevi dire che oltre alla frequenza voluta erano presenti contemporaneamente delle altre oscillazioni: ma in tal caso si chiamano « spurie », o « armoniche », secondo la loro natura. Quello che tu mi dici è troppo vago perché io possa tentare una diagnosi a distanza. L'unica cosa che ti resta da fare è di mettere il variabile doppio da (9 + 9) pF e poi magari rivolgerti a S. Antonio (Ugliano).

Buon divertimento.

Pierinata 217 - E' dell'altro ieri una telefonata di un ragazzo che si è qualificato come appartenente all'« entourage » di una stazione radio nei dintorni di Modena, ma che io suppongo fosse uno dei « tecnici », nonostante lui dicesse « di non intendersene ».

Questo ragazzo mi chiedeva se era vero quel che gli avevano detto, CIOE' (anche io mi aggiorno con le mode momentanee), se per calcolare la lunghezza fisica di una Ground-Plane c'entrava il numero fisso 300.000. La persona che aveva informato questo tecnico aveva detto che per trovare la lunghezza del radiatore bastava dividere il numero 300.000 per i megahertz e poi dividere per due.

Stranamente, s'era dimenticato di dire che c'è differenza fra la lunghezza teorica, e la lunghezza reale; che bisogna stare attenti con l'impedenza di una Ground-Plane: che il radiatore di una antenna Ground-Plane ha una lunghezza pari a un quarto d'onda e che quindi bisognava dividere per quattro, e non per due.

Casi come questo e il precedente, debbo confessarlo, mi lasciano perplesso. Ammetto che « privatamente » uno con l'elettronica possa divertirsi come vuole, anche se ottiene risultati disastrosi: sono affari suoi.

Ma quando entra in ballo un mezzo d'informazione pubblico, bisogna andare molto cauti, perché le prestazioni richieste non sono facili da raggiungere: oltre a dover « uscire in aria » con ottima qualità, non bisogna assolutamente disturbare le altre bande radio o quelle televisive, o, peggio, altri servizi pubblici come aeroporti, polizia, taxi. Quindi, ripeto, andateci piano, ragazzi!

Invece di tentare di fare tutto da voi, comprate apparati e antenne costruiti da Ditte serie e già note da decenni. Quello che pagherete di più sarà sempre meno di quanto vi costerebbero gli avvocati nei processi che inevitabilmente dovrete subire, qualora continuaste ad autocostruirvi apparati scadenti e irregolari. Date retta a me che sono vecchio, io non vi sto dicendo di non fare quello che voi volete fare: ma di farlo bene.

Gli schemi di simili trasmettitori che appaiono sulle varie Riviste sono destinati a gente più che esperta: e voi, con le vostre domande, avete dimostrato di non esserlo.

Malgrado tutto, auguri!

Senza accorgermene, ero uscito un poco fuori dal tema, che era costituito dal 300.000 iniziale.

Questo dannato numero mi ha fatto sorgere un atroce dubbio che non mi dà pace la notte: la cifra indica forse la velocità della luce? o non si tratta della distanza - arrotondata - fra la Terra e la Luna?

Ecco quindi l'occasione per un GRAN CONCORSO:

PERCHE', nel calcolare la lunghezza d'onda corrispondente a una data frequenza, compare quel numero fisso 300.000?

Ripeto, voglio sapere il PERCHE'.

A voi pierini l'ardua sentenza: la Direzione sarà particolarmente generosa col vincitore.

Pierinata 218 - L'amico Giu. Fer. di Palermo, mi dice di aver costruito il frequenzimetro descritto dalla rivista ma che la sua delusione è stata totale: gli verrebbe la voglia di sbattere tutto fuori dalla finestra. Lo sfarfallio del display è tremendo e le cifre non stanno mai ferme. Caro Giuseppe, hai controllato attentamente i collegamenti da te eseguiti? Sei sicuro che non vi siano errori in giro? E il preamplificatore fa il suo dovere di amplificare e di squadrare?

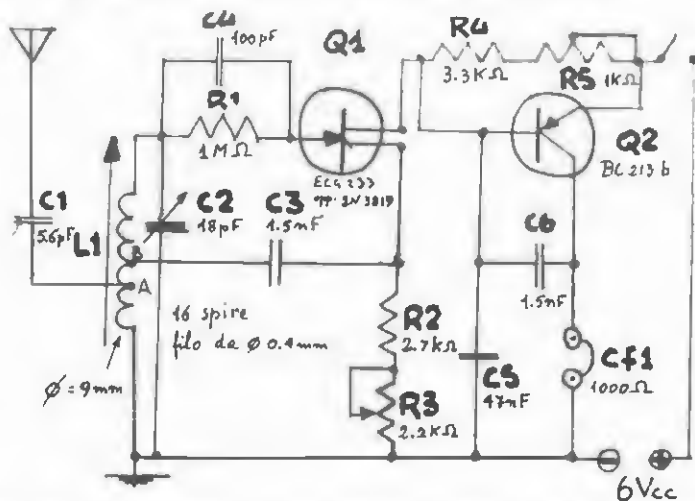
Se le cifre non stanno mai ferme l'unico modo di cominciare a vederci chiaro è quello di controllare tutto il circuito d'ingresso con un oscilloscopio.

Il fatto che le cifre si fermano solo quando mandi in ingresso un segnale molto forte, mi fa sorgere il dubbio che vi sia qualche pecca nell'amplificatore.

Riguardo allo sfarfallio, invece, non c'è nulla da fare. Esso è dovuto alla progettazione del sistema di controllo (o elaboratore di sequenze, come amano chiamarlo alcuni), pertanto non ti consiglio di montare quel circuito aggiuntivo per bloccare le cifre perché aggiungerei un discreto mucchio di integrati e transistori in più, senza una garanzia effettiva di funzionamento. Piuttosto ti consiglio (immodestamente, ma con garanzia di successo) il mio frequenzimetro E.R. 119, così potrai usare il sistema da me elaborato una notte del marzo 1976 in barba a una tremenda colica biliare. Le modifiche da fare sono pochissime: dovrai solo smontare i sette integrati che costituiscono il tuo sistema di controllo e sostituirli col mio, composto di tre soli integrati. Ti avanza spazio e materiale, come succedeva a me quando smontavo un orologio, lo pulivo ben bene, mi avanzava qualche « rotellina » e l'orologio funzionava lo stesso, dicevo io.

Schermi a parte, col mio sistema di controllo le sequenze vengono comandate da impulsi molto brevi [circa un microsecondo] e inoltre sono nettamente separate l'una dall'altra, con la conseguenza che il frequenzimetro è notevolmente immune da funzionamenti « strani » e le cifre stanno assolutamente ferme, qualsiasi base dei tempi venga usata. Ciao

Pierinata 219 - Questa potrebbe essere dedicata al « mutuo soccorso fra pierini », infatti il giovane Fa. Ver. di Pisa si è commosso per la situazione del pierino ravennate di cui alla pierinata 191 (cq, aprile 1977) e mi ha mandato uno schema di un ricevitore che potrebbe essere adatto all'interessato.



Nello stesso tempo consiglia caldamente all'amico Daniele di leggere il libro del Ravalico « Radio Elementi ». X edizione (Hoeppli), che costa solo L. 5.000 ed è un eccellente volume per i principianti. Io lo ringrazio di tutto cuore, sperando che lo schema suggerito e il libro consigliati tornino graditi al caro Daniele.

Pierinata 220 - Anche questa fa parte del mutuo soccorso. Infatti Gian. Cos. di Ponte S. Giovanni (Perugia) dice che « ha visto spezzare la speranza » di molti che volevano sapere come si poteva migliorare il loro « walkie-talkie », a causa della mia risposta ai due ragazzi di Colleferro, vedi pierinata 199 del 8/77.

Allo scopo di essere di qualche aiuto ho inviato lo schema di un ricetrasmittente « tipo » a tre transistori, preso da un'altra Rivista, con allegata modifica capace di raddoppiare la potenza ed efficienza del trabiccolo in questione. La modifica si riduce a questo: sconnettere dal commutatore i collegamenti dell'altoparlante riguardanti la posizione « trasmissione » e interporvi un trasformatore d'uscita per transistori, di quelli molto piccoli. In tal modo l'altoparlante avrà adattata la sua impedenza a quella d'ingresso del transistor pilota di bassa con risultante miglioramento.

Caro Giancarlo, innanzi tutto ti ringrazio per aver pensato a tutti quelli che si trovano in difficoltà coi loro apparecchi, e di aver sottolineato come i Fabbricanti, per risparmiare le 200 lire di un trasformatore (che tanto verrebbe a costare ai produttori, montaggio compreso) sbattono il povero altoparlante direttamente (alè) sulla base del primo transistor di bassa, con risultati a dir poco vergognosi. Ma i due amici Sergio e Giuseppe, avevano un problema completamente opposto a quello tuo. Loro non si lamentavano di cattiva qualità della trasmissione, ma del fatto che ricevevano tutti i canali CB assieme. E qui non c'è nulla da fare, perché per ottenere qualche risultato concreto bisognerebbe modificare di sana pianta il circuito ricevente. Comunque, se qualcuno, in possesso di un apparecchio a tre o cinque transistori si accorge che la sua voce è debole o poco comprensibile, potrà tentare (e credo con un certo successo) la modifica che ho detto.

In secondo luogo mi permetto di deluderti sull'aumento di potenza: tu, con la modifica descritta hai aumentato la percentuale della tua modulazione e quindi la comprensibilità della tua voce, ma stai pur tranquillo che la potenza di uscita del tuo trasmettitore non è variata gran che. Riguardo all'efficienza, se con tale termine in-

tendi dire un miglioramento nella qualità della tua emissione posso anche essere d'accordo, diversamente... lasciamo perdere. Il fatto è che in elettronica le parole potenza ed efficienza di un apparato hanno un significato ben preciso, e guai a citarle a sproposito: ma forse questo è un argomento un poco prematuro. Infine, levami una curiosità Giancarlo. La lettera che mi hai inviato aveva il mio indirizzo su un rettangolino di carta incollato sulla busta: sotto c'era l'indirizzo dell'ufficio filatelico delle Poste di Malta. Sei forse collezionista? Io faccio Gran Bretagna e Colonie e ne ho circa ottomila. Te lo dico perché, chissà, non potendoci incontrare in elettronica potremmo farlo in filatelia. Auguri e ringraziamenti!

Pierinata 221 - Ho ricevuto una lettera da un ragazzo modenese, Ser. Ri., appassionato CB il quale possiede un « baracchino » che dà in uscita circa 1,5 W. Dice che tempo addietro aveva sentito « in aria » una signora (di cui non ricordo il « nome di battaglia ») la quale stava spiegando a un CB novellino che si poteva aumentare la potenza del trasmettitore da 1,5 W semplicemente ruotando il trimmer posto all'interno, vicino all'innesto dell'antenna, e seguendo le indicazioni dello strumento per avere la massima lettura che poi corrispondeva a circa 5 W. L'ingenuo Sergio aveva seguito le istruzioni di quella Signora, ma non aveva avuto la soddisfazione di collegare corrispondenti più distanti di quelli collegati di solito, né i controlli ricevuti indicavano trasmettesse con maggior potenza. Vorrebbe qualche spiegazione che chiarisse il « mistero ».

Caro Sergio, perché hai comprato un « baracchino » da 1,5 W? Immagino perché quello da 5 W costava 40 o 50.000 lire in più. E allora, ti sembra possibile che una Ditta seria come quella che ha costruito il tuo apparecchio (i giapponesi non sono poi tonti, né truffatori) praticasse una così enorme differenza nei prezzi solo per una semplice diversità di rotazione di un trimmer? Questo è il ragionamento che avresti dovuto fare, senza bisogno di considerazioni tecniche.

Se poi vuoi una spiegazione quasi tecnica, dai pierini, eccola: per prima cosa, spostando il trimmer dalla posizione in cui si trovava, non hai fatto altro che creare un disadattamento fra lo stilo radiante e il circuito finale e la conseguenza diretta è che lo stilo irradia meno potenza di prima; in secondo luogo, poiché lo stilo « beve » meno radiofrequenza, ne rimane « ingorgata » un maggior quantitativo nell'interno dell'apparecchio e quindi anche intorno al punto dove si effettua il prelievo della radiofrequenza per la lettura dello strumento. Ecco perché quest'ultimo, quando hai starato l'accordo, segnava di più! Altro che aumento di potenza! Anche io ho sentito un paio di volte la Signora (per altri versi simpaticissima) e sorridevo al sentire di quell'aumento di potenza: ma non credevo che le sue umoristiche teorie avessero avuto dei seguaci. Bè, adesso fatti ritrarre il baracchino da qualcuno molto esperto. Auguri.

Pierinata 222 - Molto breve. Cari pierini, mi scrive da Siracusa il signor Seb. Sca. (da moltissimo tempo purtroppo la lettera era nel cassetto, a quest'ora avrà imparato quello che voleva sapere) per domandarmi cosa è uno strobe in un integrato, e cita come esempio lo SN7425.

Io mi vergogno a rispondere, visto il tempo che è passato, perciò chiamo i pierini in mio aiuto, invitandoli a rispondere, nel più elegante modo possibile.

E allora, SUPER CONCORSO!

Che cosa è lo strobe, in un circuito integrato?

Se qualcuno più furbo è in grado di mandare anche uno schemino applicativo, tanto meglio.

Un bel premio alla migliore risposta.

In gamba, mi raccomandando!

E per oggi basta!

Cordialità dal "Gran Pierino"

Il Romo 14 Z Z M

Vista l'immeritata ospitalità concessa dall'Editore della rivista, Inviamo la descrizione di un altro apparato tuttora in funzione.

Ricevitore VHF a doppia conversione

Maurizio e Sergio Porrini

Sarà capitato a molti lettori di possedere ricevitori di normale sensibilità. Normale per ricevere le potenti stazioni commerciali, ma decisamente non utilizzabili per scopi amatoriali.

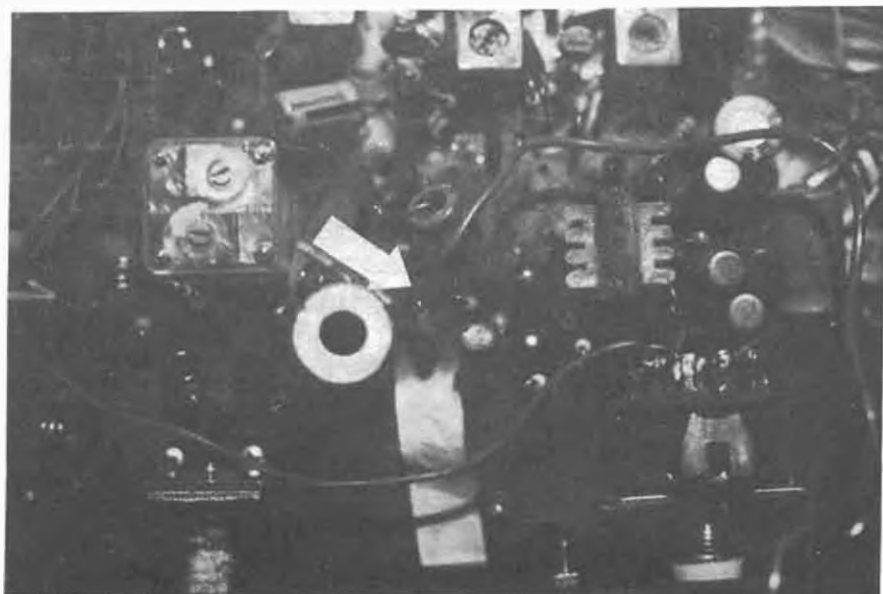
E' possibile, in molti casi, aumentare fortemente la sensibilità, con la doppia conversione di frequenza. E' un sistema usato in tutti gli apparati professionali.

Possedevamo un ricevitore casalingo, Grundig C2001 con la gamma delle onde corte, comprendente la frequenza di 10 MHz e un ricevitore di basso costo, il Tenko AIR, SW, VHF con la media frequenza a 10,7 MHz.

Trasferendo il segnale di MF a 10,7 MHz dal ricevitore VHF all'antenna dell'altro ricevitore sintonizzato su questa frequenza, si ottiene un fortissimo aumento della sensibilità e della selettività, convertendo prima da VHF a 10,7 MHz e poi da 10,7 MHz a 475 kHz, sistema conosciuto dagli OM della vecchia scuola.

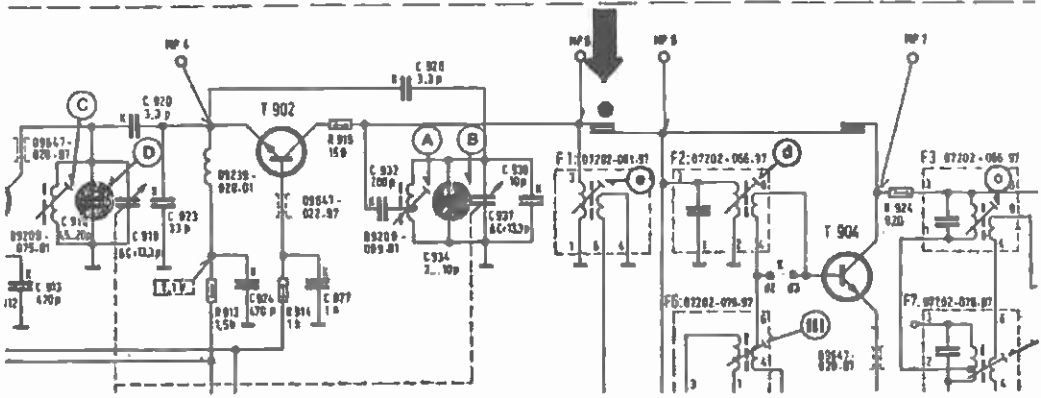
Si inizia col prolungare lo stilo del primo ricevitore per aumentare il rapporto S/N. Con una sonda collegata all'antenna del secondo ricevitore, attraverso un condensatore da 470 pF, si ricerca il segnale di MF in prossimità del primo trasformatore di MF, collocato vicino al variabile VHF, cercando di far aumentare il rumore di fondo del secondo RX.

La freccia nella foto indica la posizione nel nostro ricevitore, comunque potete utilizzare qualunque RX con MF di 10,7 MHz.



La sonda non è altro che un corto spezzone di filo terminante alle due estremità con condensatori ceramici da 470 pF, uno collegato alla seconda antenna, l'altro fissato con una goccia di collante epossidico nella posizione precedentemente trovata. In figura 1 è indicato a titolo di esempio un possibile punto di prelievo.

1ª MEDIA FREQUENZA A 10,7 MHz *figura 1*



La doppia conversione fa aumentare anche la selettività; è quindi indispensabile demoltiplicare la prima sintonia.

In figura 2 potete vedere la modifica eseguita per ottenere un rapporto di demoltiplica molto alto.

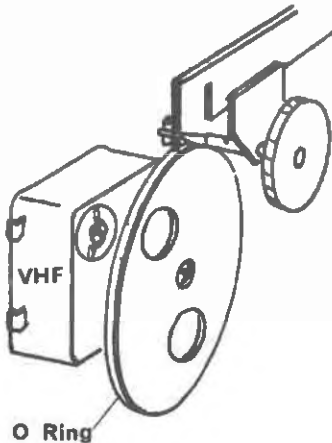


figura 2

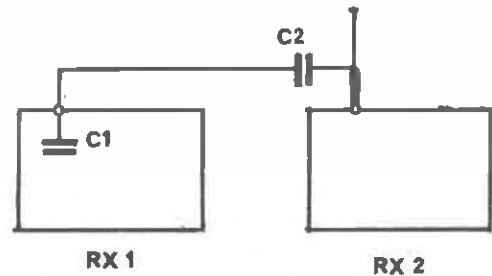


figura 3

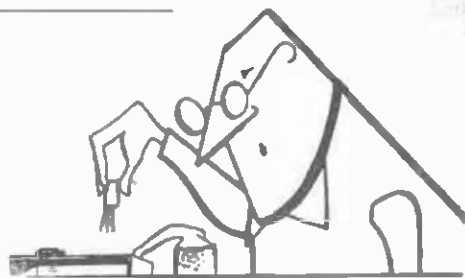
Calzate un anello di gomma O Ring sulla puleggina della sintonia VHF, a stretto contatto con un piccolo perno metallico del diametro di 2 mm, portante la manopola recuperata da una radiolina a transistor.

Usate per i fissaggi del collante epossidico « Stablit » a rapido indurimento. La regolazione fine della sintonia si fa sul secondo RX.

In figura 3 è indicato lo schema a blocchi; i ricevitori devono essere molto vicini uno all'altro.

Se si vogliono ricevere segnali FM con forte deviazione di frequenza, APT, WEFAX, ecc. l'aumento della selettività si oppone a una completa ricezione dell'intero inviluppo della modulazione, però è un vantaggio determinante in tutti gli altri casi.

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



© copyright cq elettronica 1979

162 progetti nel mese di dicembre: non sono un record, in altri mesi abbiamo avuto quasi il doppio; però, 162 progetti di cui oltre la metà incomprensibili perché senza valori, senza riferimenti tra le parti, disegnati in modo che non si capisce niente. Molti sono geniali, degni di pubblicazione, ma impossibili a tirarli fuori da linee senza costrutto e componenti senza valori.

Che ci perdetevi ad essere un po' più chiari?

Quasi tutti i progetti io li ridisegno, però mi occorre la vostra collaborazione a farmeli giustamente interpretare

Se qualcuno invece è chiaro, lo pubblico direttamente; come questo che segue e che vi sia d'esempio.

VFO programmabile ad aggancio di fase per banda cittadina

Va innanzitutto precisato che il seguente progetto fa riferimento al VCO di Pipitone e di Lazzaro pubblicato sul n. 7/79, a cui i lettori interessati sono inviati.

Il progetto prevede la realizzazione di un VFO programmabile con capacità di 99 canali spaziali di 10 kHz e con stabilità paragonabile a quella del quarzo.

Costituito in due parti: base dei tempi e programmatore, così esposti:

BASE DEI TEMPI

La base dei tempi è la parte che, se curata bene, darà i canali spaziali di 10 kHz. Un quarzo con in serie un compensatore vengono fatti oscillare a 1 MHz e successivamente trasformati in onda quadra da metà di un integrato SN7400. Quest'onda quadra da 1 MHz viene fatta seguire da tre divisori di frequenza x 10 formati da altrettanti SN7490. Il segnale in uscita verrà successivamente al comparatore di fase MC4044.

IL PROGRAMMATORE

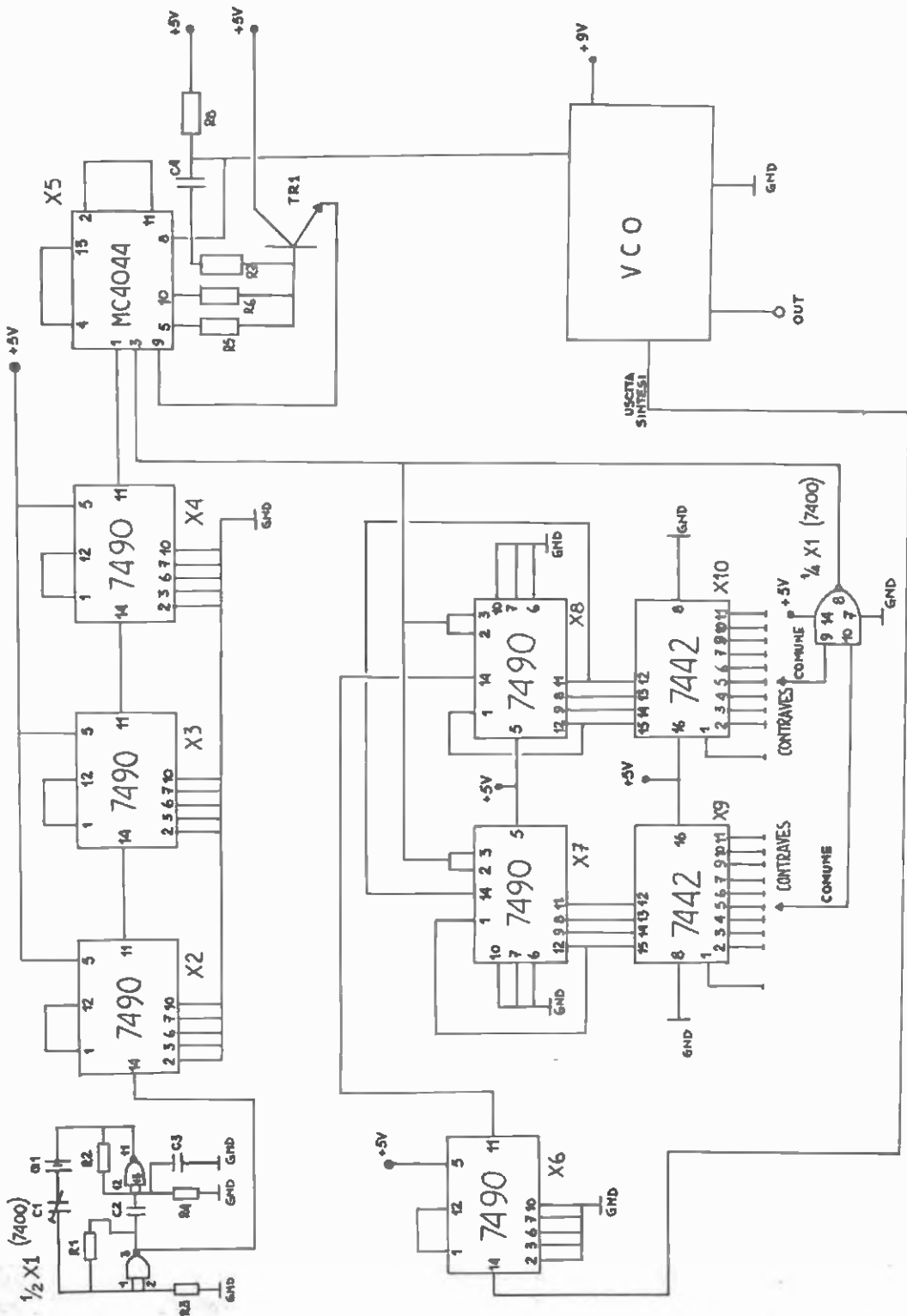
Il programmatore è formato da due decadi di conteggio SN7490 e da due decodificatori binario-decimale per avere possibilità di usare delle contraves di tipo decimale. Per chi lo desiderasse, ma la spesa non ne giustifica i vantaggi, si può applicare il visualizzatore con FND500 o simili; gli unici vantaggi sono uno di natura puramente estetica e l'altro di poter sapere, anche al buio, la frequenza del canale su cui si opera.

Potrete altresì notare che il segnale proveniente dall'uscita sintesi del VCO, prima di essere applicato al sistema di conteggio subisce una divisione per 10 da un altro SN7490, ciò perché gli integrati di decade non funzionano a frequenze elevate come appunto quella del VCO.

Quanto al VCO Comparatore di fase, vi rimando a due articoli analoghi dai quali ho tratto spunto per il presente cioè quelli di Pipitone e di Lazzaro, come detto, del 7/78.

DETTAGLI COSTRUTTIVI E NORME PER LA TARATURA

Per prima cosa, costruire l'alimentatore che fornirà 1 +5 V per i TTL e i 9 V per il VCO.



Armando Ponz

VFO PROGRAMMABILE AD AGGANCIO DI FASE PER CB.

VFO PROGRAMMABILE AD AGGANCIO DI FASE PER CB.

Componenti: (escluso VCO)

resistenze:

R1 = 1 Kohm
 R2 = 1 Kohm
 R3 = 1,5 Kohm
 R4 = 1 Kohm
 R5 = 2,7 Kohm
 R6 = 2,7 Kohm
 R7 = 2,2 Kohm
 R8 = 1 Kohm

Condensatori:

C1 = compensatore 3+25 pF
 C2 = 100 nF
 C3 = 560 pF
 C4 = 470 nF

Varie

X1 = SN 7400
 X2 = SN 7490
 X3 = SN 7490
 X4 = SN 7490
 X5 = MC 4044 Motorola
 X6 = SN 7490
 X7 = SN 7490
 X8 = SN 7490
 X9 = SN 7442
 X10 = SN 7442

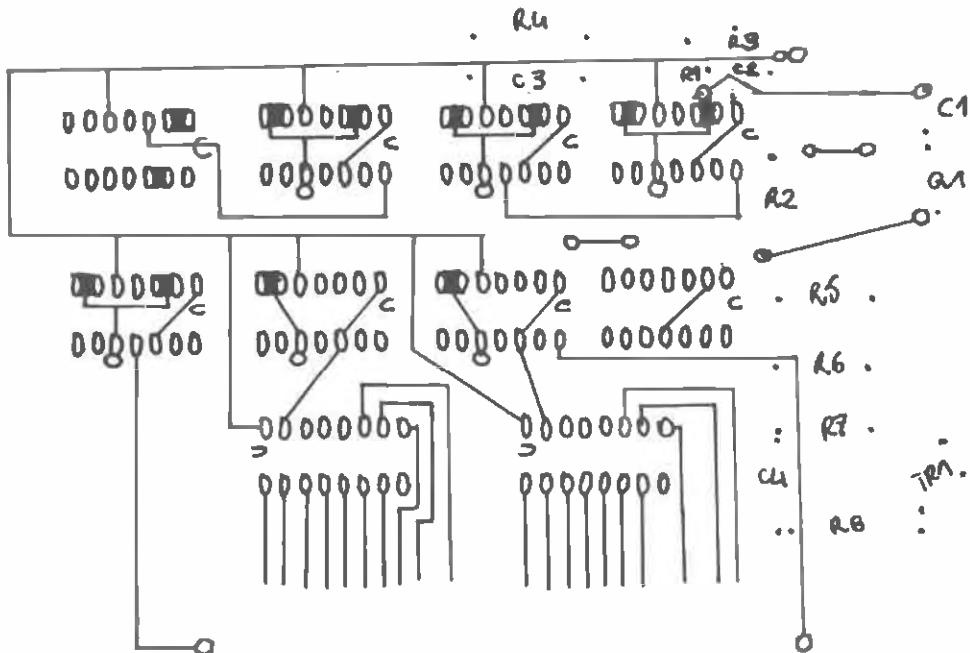
TR1 = BC 109 o corrispondente.

Q1 = Quarzo da 10 MHz (ottima qualità)

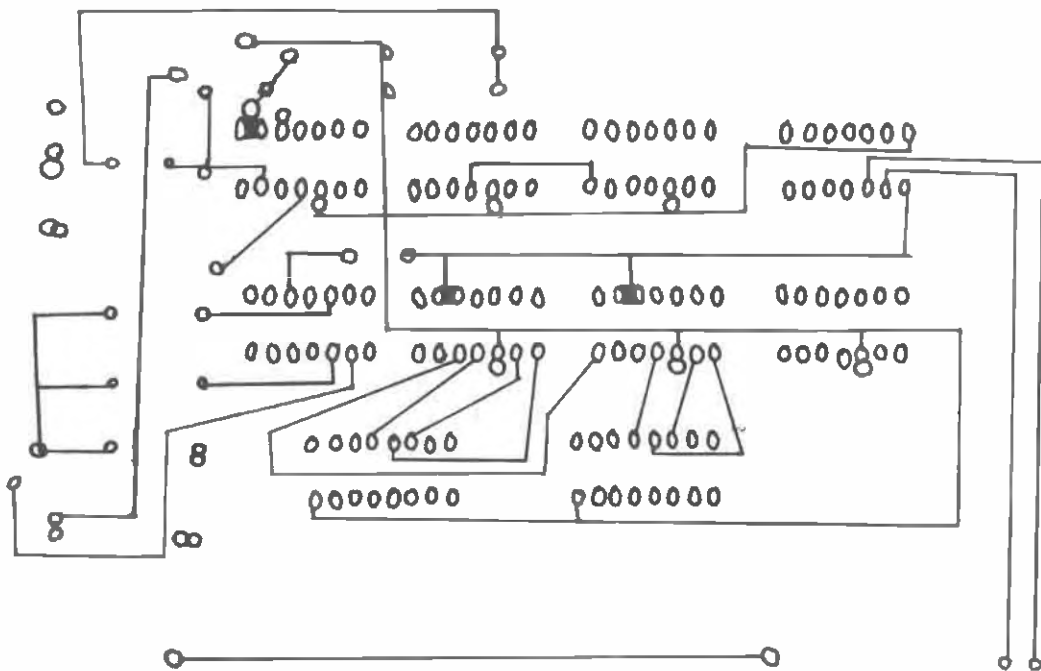
Contraves di tipo decimale.

N.B. = PER IL CIRCUITO DELL'ALIMENTATORE SI VEDA L'ARTICOLO DI
 FILIPPO PIPITONE DA PAG. 1385 A PAG. 1391.

Franco Panfili



VFO PROGRAMMABILE AD AGGANCIO DI FASE PER CB.
CIRCUITO STAMPATO A DOPPIA FACCIA. LATO COMPONENTI.



VFO PROGRAMMABILE AD AGGANCIO DI FASE PER CB.
CIRCUITO STAMPATO A DOPPIA FACCIA. LATO RAME.

PARTICOLARE. C.S.

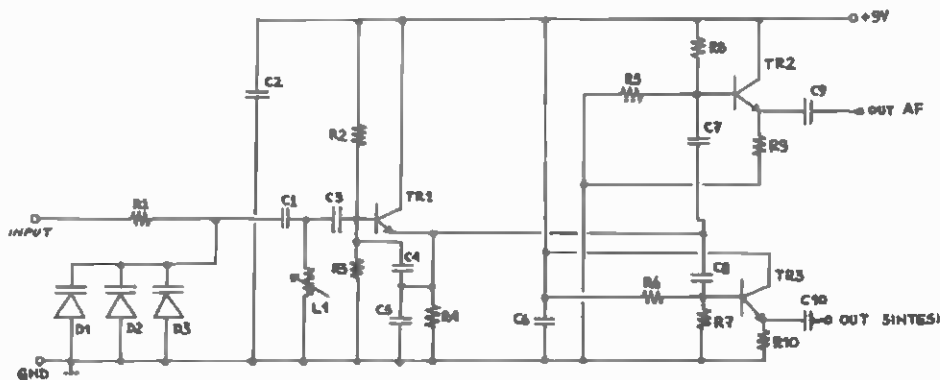


← Circuito Stampato

In tutti i punti indicati con P, bisogna fare un ponticello come in particolare.

VFO PROGRAMMABILE AD AGGANCIO DI FASE PER CB.

VCO (OSCILLATORE CONTROLLATO IN TENSIONE)



VFO PROGRAMMABILE AD AGGANCIO DI FASE PER CB.

Componenti VCO:

Resistenze:

R1 =	15 K Ohm
R2 =	5,6 K "
R3 =	8,2 K "
R4 =	1 K "
R5 =	15 K "
R6 =	4,7 K "
R7 =	4,7 K "
R8 =	15 K "
R9 =	220 "
R10 =	220 "

Condensatori:

C1 =	270 pF
C2 =	16 pF
C3 =	0,1 mF
C4 =	270 pF
C5 =	120 pF
C6 =	0,1 mF
C7 =	68 pF
C8 =	68 pF
C9 =	1 nF
C10 =	0,1 mF

Varie:

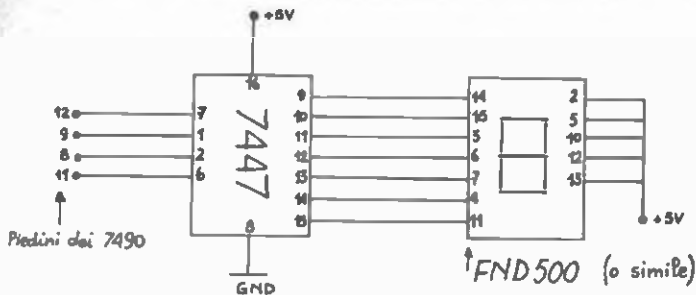
TR1/2/3 = BF 184

D1/2/3 = BB 122

L1 = 20 spire filo smaltato \varnothing 0,6 mm. su supporto \varnothing 8 mm. con nucleo mobile.

VFO PROGRAMMABILE AD AGGANCIO DI FASE PER CB.

DISPOSITIVO VISUALIZZATORE.



Per visualizzare sia le decine che le unità, dovranno essere costruiti due circuiti identici.



Franco Pani

Quindi costruite la base dei tempi, il contatore, il comparatore di fase e per ultimo il VCO che andrà totalmente schermato dai rimanente circuito. Conviene in ogni caso usare gli zoccoli per gli integrati evitando così sgradevoli sorprese a fine costruzione.

Per la taratura è indispensabile munirsi di un frequenzimetro digitale e, applicata la sonda al pin 11 del terzo SN7490 riguardante la base dei tempi, ruotare il compensatore sino a leggere la frequenza di 10.000 kHz. Raccomandasi che questa frequenza sia il più esatta possibile e cioè non 9.999 o 10.001 kHz. Esatto?

Segue la taratura del VCO, anche questa con frequenzimetro e con tanta, ma tanta pazienza sino a trovarvi felici possessori di 99 canali spaziali di 10 kHz.

Auguro a tutti buon montaggio.

Franco Pani, via A. Gramsci 317, CARBONIA.



Al signor **Franco PANI** va il regalo offerto dalla **AZ Elettronica** di Milano. Il signor Pani è pregato mettersi direttamente in contatto con l'AZ.



Per questo mese, sempre tra tutti coloro che invieranno un progetto per sperimentare, anche se non verrà pubblicato, la tipografia **DE MARTINO** di Castellamare di Stabia, offrirà una copia del « diplomone » del decennale di sperimentare più volte richiesto da molti lettori e, purtroppo, esaurito. E' l'occasione buona per averlo!

Mentre noi ci affanniamo a programmare microprocessori, a pianificare « grandi passi », complicati articoli sui μp , in provincia di Pisa qualcuno prende ascia e saldatore e...

Computo ergo sum

Graziano Ceccotti

Seguo con molto interesse la vostra rivista, specialmente per quanto riguarda gli articoli sul microprocessori.

Ho notato però due cose:

1) Che viene trattato quasi esclusivamente lo F8; perché non parlate un po' anche degli altri tipi come 8080A, 6800, Z80, anche per paragonare le prestazioni e i diversi set di Istruzioni? Inoltre non tutti gli hobbisti hanno il Child 8, io, ad esempio, ho il 6800 D2 quindi una spiegazione valida per il Child non vale per lo 8080 o il 6800.

2) Che oltre al Child 8 non vengono presentati esempi pratici di uso dei micro-computer.

Ad esempio si potrebbe fare un programma di controllo per un motore e relativo circuito di interfaccia.

Inoltre noto che si parla spesso di espansioni di memoria per ampliare i programmi. Perché sprecare tanta memoria nei programmi aritmetici?

Io ho realizzato un microcomputer in grado di effettuare tutte le operazioni matematiche a dodici cifre con virgola mobile completo di registratore a cassette per la memorizzazione dei dati e combinatore telefonico con solo 2 kbytes di PROM e 512 + 128 bytes di RAM.

A pagina seguente do' una descrizione del sistema e lo schema a blocchi.

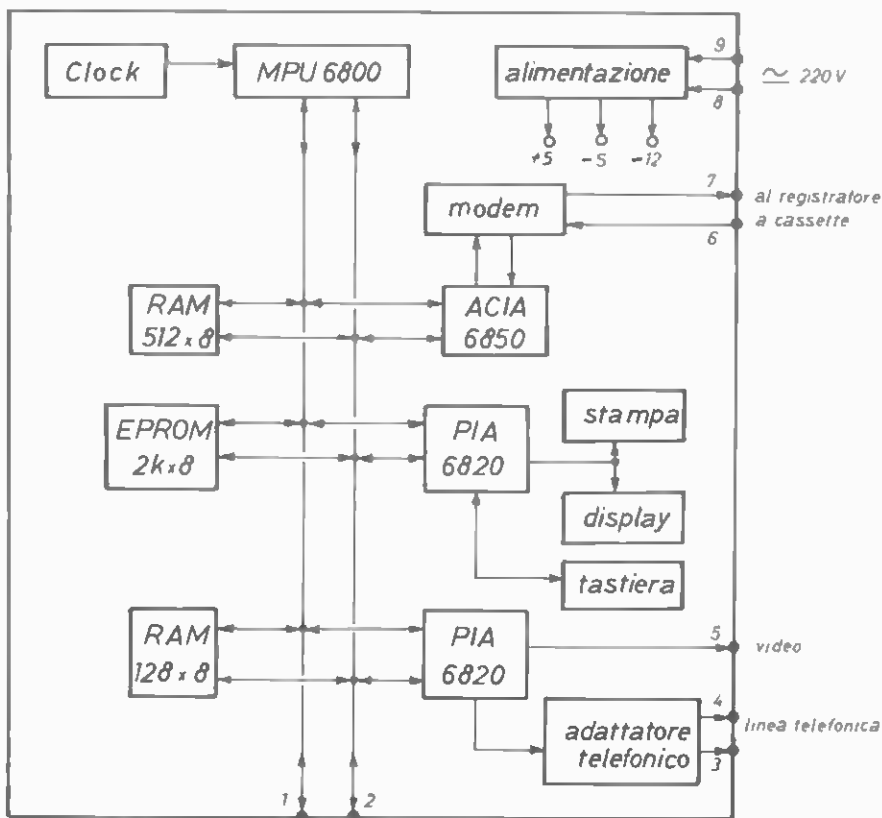
**Microcomputer « 6800 »
per applicazioni matematiche e amministrative,
con combinatore telefonico e interfaccia per registratore**

Ho messo a punto il primo esemplare di microcomputer in grado di eseguire le quattro operazioni con solo 2 kbytes di ROM e 512 bytes di RAM.

Il sistema utilizza una MPU 6800 che gestisce tramite il programma residente in PROM (2 kbytes) una ACIA per interfacciarsi con un registratore a cassette e una PIA (6820) per interfacciarsi con la tastiera, la stampante e il display.

Una seconda PIA serve per l'interfaccia con un eventuale video display e per pilotare l'adattatore telefonico, in modo da utilizzare la tastiera come combinatore numerico.

I 512 + 128 bytes di RAM servono per l'elaborazione e i trasferimenti dei dati.



Il sistema è così composto:

Scheda 6800 con 1 x MPU 6800, 2 x PIA 6820, 1 x ACIA 6850, 2 kbytes PROM o EPROM, 512 + 128 bytes RAM, modem per registratore, adattatore telefonico.

Scheda alimentazione con entrata 220 V e uscita +5 V, -5 V, -12 V.

Tastiera non codificata.

Stampante ad aghi su carta termica da 60 mm.

Display a 12 digits.

Il suo costo è di circa 500 ÷ 600.000 lire.

Il microcomputer può eseguire le quattro operazioni, registrare e ricercare su nastro i dati voluti anche a caso, stampare e visualizzare i risultati, effettuare chiamate telefoniche con memoria; con 1 kbyte in più di PROM può eseguire calcoli complessi, anche scientifici.



Sistema di acquisizione dati da applicare a qualsiasi calcolatrice elettronica non provvista di memoria a schede o nastro magnetico.

Il sistema permette di memorizzare su un comune nastro C-60 i dati impostati nella calcolatrice e di richiamarli a piacere. La capacità di un nastro è di 180 gruppi di dati e ogni gruppo è lungo 256 dati, oppure 98.000 bytes totali.

Il sistema non supera le 300mila lire di costo.

Dispone di 1 k RAM espandibile e 1 k PROM per il programma di gestione espandibile a 32 k. Utilizzando come unità centrale un microprocessore è possibile programmare in vario modo il sistema in modo da eseguire calcoli programmati e acquisizione dati da sistemi analogici; in questo modo si può implementare il sistema e realizzare un terminale per ogni uso (lavoro amministrativo e controllo industriale).

usiamolo così come è, o modifichiamolo

RX Hallicrafters S38

I1BIN, Umberto Bianchi

*U. Bianchi
corso Cosenza 81
TORINO*

Manutenzione spicciola

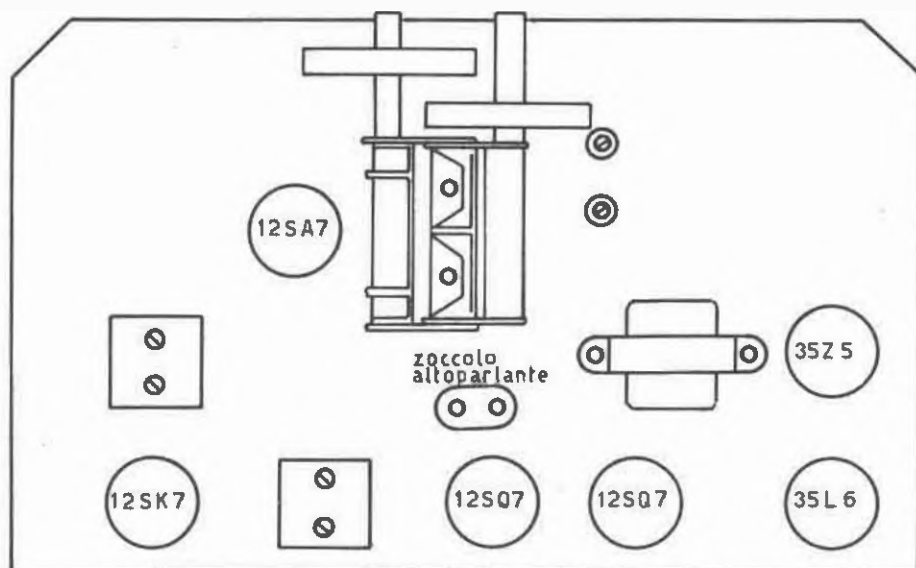
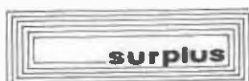
Poichè questo ricevitore è prevalentemente destinato ai radiodilettanti che sono alle prime armi, reputo opportuno illustrare le operazioni di manutenzione spicciola per metterli in condizione di ottenere sempre la massima efficienza dall' apparato. Non me ne vogliono i "califfi" dell'elettronica per queste note che a loro risultano ovvie e scontate.

Tenere le varie parti del circuito pulite, specialmente il condensatore variabile di sintonia. Polvere e sudiciume devono essere tolti con un getto d'aria o spazzolati via mettendo la massima cura per non deformare le lamine del condensatore. I disturbi in ricezione possono essere anche causati da depositi di polvere sul condensatore, sporcizie sui contatti del comando del volume, ossidazione dei contatti dei commutatori e dei reofori delle valvole. Controllare quindi lo stato d'uso dei contatti dei commutatori ed accertarsi che il comando del volume non causi scrosci e verificare che le valvole siano saldamente fissate sugli zoccoli relativi e che questi ultimi non abbiano le molle di contatto troppo lasche.

Sostituzione delle valvole e della lampada d'illuminazione della scala.

Occorre, per effettuare queste operazioni, rimuovere il coperchio posteriore del ricevitore, svitando le viti che lo fissano. Per la sostituzione delle valvole osservare il disegno che mostra la piante del telaio, per evitare l'intercambio accidentale delle posizioni. Il ricevitore impiega una lampadina spia del tipo con zoccolo a baionetta per l'illuminazione delle due scale. Essa è del tipo a 6,8 V e 150 mA.

Regolazioni periodiche. Il ricevitore è stato tarato inizialmente in fabbrica e normalmente non è richiesta una successiva taratura a meno che non si debba sostituire per esaurimento od altra causa la valvola preposta alla funzione di mescolatrice - oscillatrice oppure nel caso si noti una sensibile diminuzione della sensibilità dell'apparecchio o risulti infine che l'indicazione della scala non corrisponde più alle frequenza effettiva ricevuta. Le operazioni di allineamento devono essere effettuate solo se si è ben sicuri dalle proprie capacità e dell'efficienza degli strumenti richiesti, perchè le massime prestazioni di questo ricevitore, costruito piuttosto spartanamente, si ottengono a patto che la taratura sia effettuata senza errori o imprecisioni.



S 38 - VISTA SUPERIORE DEL TELAIO

Caratteristiche elettriche dell' S-38

Valore di M.F.	Selettività di M.F.	Frequenza immagine	Sensibilità	Uscita audio
455 kHz	7 kHz a 6 dB 65 kHz a 60 dB (per 50 mW di uscita)	2,7 : 1 a 30 MHz 6 : 1 a 14 MHz 10 : 1 a 5 MHz 35 : 1 a 1500 kHz	12 μ V a 600 kHz 12 μ V a 5 MHz 11 μ V a 14 MHz 23 μ V a 30 MHz (per 50 mW di uscita)	675 mW con distorsione inferiore al 10 % a 400 Hz.

Posizione dei comandi per le operazioni preliminari di controllo
(per la banda delle broadcast)

Rif. to al n° (in fig. 1)	Nome	Posizione	Funzione
1	STANDBY/RECEIVE	Su "RECEIVE	Ricevitore temporaneamente escluso.
2	VOLUME	A $\frac{1}{2}$ della corsa (regolare se necessario)	Controllo del volume audio e interruttore ON/OFF.
3	BAND SELECTOR	Su 1	Selezione della gamma ricevuta
4	PITCH CONTROL	Qualsiasi (non usato)	Nota di battimento per la ricezione del CW.
5	SPEAKER/PHONES	su "SPEAKER"	Selezione dell'uscita audio.
6	CW/AM	Su "AM" (AVC on)	BFD commut. on/off AVC commut. on/off
7	NOISE LIMITER	su "OFF"	Limitatore dei picchi di disturbo.
8	TUNING	Sulla freq. della stazione (scala princip.)	Controllo delle freq. ricevibili.
9	BAND SPREAD	Su \emptyset sulla scala secondaria	Espansore di banda per le onde corte.

Nota tecniche del ricevitore S-38.

Il modello S-38 costruito dall' Hallicrafters Co. ed iniziato dall' anno 1946, è un ricevitore da tavolo del tipo supereterodine impiegante 6 valvole con alimentazione in AC/DC a quattro bande che coprono le seguenti frequenze :

1) 540 kHz + 1650 kHz, 2) 1650 kHz + 5,0 MHz, 3) 5,0 MHz + 14,5 MHz, 13,5 MHz + 32,0 MHz. E' fornito di regolazione automatica di sensibilità (AVC), di limitatore di disturbi (noise limiting), di BFO, di possibilità di ascolto sia in cuffia che in altoparlante (entrocontenuto) e di "stand by".

Connessioni sul pannello posteriore :

Su un'apposita striscia vi sono le connessioni per l'antenna e la massa, i morsetti per l'inserzione delle cuffie e fuoriesce il cordone di alimentazione.

Alimentazione : da 105 e 125 V AC/DC. Potenza assorbita circa 30 W.

Valvole impiegate e loro funzione : 12SA7 - miscelatrice/oscillatrice; 12SK7 - amplificatrice a frequenza intermedia; 12BQ7 GT - rivelatrice/AVC/preamplificatrice audio; 35L6 GT - amplificatrice finale audio; 35Z5 GT - rettificatrice di rete in caso di alimentazione alternata.

Istruzioni per l'allineamento

Il ricevitore S-38 benchè realizzato con una filosofia costruttiva molto semplice e lineare richiede per le operazioni di taratura, oltre a una discreta disponibilità di strumenti e ovviamente una buone capacità tecnica, anche una procedura che si discosta alquanto da quella solita. Risulta pertanto utile fornire tutte le notizie che il costruttore ha fornito anche se possono risultare eccessivamente dettagliate.

Strumenti necessari :

- 1 - Generatore di segnali con possibilità di modulazione interna a 400 Hz, in grado di coprire tutte le frequenze indicate nelle note di allineamento sotto riportate.
- 2 - Strumento misuratore d'uscita audio in grado di misurare fino ad 1 W.
- 3 - Antenna artificiale secondo le norme RMA, costituita da un condensatore del valore di 200 pF posto in serie ad un induttore RF di 20 uH che abbia in parallelo un condensatore con capacità di 400 pF in serie a un resistore da 400 ohm, tipo a carbone.
- 4 - Un cacciavite non metallico.

S-38 - TABELLA DI TARATURA

Antenna antiferita in serie con il generatore segnali al ricevitore	Connessione del generatore di segnali al ricevitore	Frequenza del generatore di segnali	Posizione del commutatore di banda	Frequenza del ricevitore	Regolare il nucleo o il trimmer o il padder n°:	Descrizione	TIPO DI REGOLAZIONE per la regolazione per il:	Operazione n°
Taratura medio frequenza *								
Esclusa	Alle lamine fisse posteriori del condensatore variabile	655 kHz	"1"	1000 kHz	3 e 6 1 e 2	2° M.F. 1° M.F.	Massimo uscita Massimo uscita Ripetere operazioni 1 e 2	1 2
Regolazione B.F.O. - Nota: togliere la modulazione a 400 Hz dal generatore - portare il commutatore CW/AM su "CW" - togliere la manopola Pitch Control e regolare il perno con il tagli a vite.								
Esclusa	Alle lamine fisse posteriori del condensatore variabile	655 kHz	"1"	1000 kHz	7	Nucleo del A.F.O.	Bollimento zero	3
Regolazione banda 4 - Note: modulare il generatore con 600 Hz - portare il commutatore CW/AM su "AM".								
Inserita	"A1" sulla sbiscia antenna	30 MHz 30 MHz	"L"	30 MHz 30 MHz	12 8 **	Trimmer Oscill. Trimmer Mescol.	Massimo uscita Massimo uscita	4 5
Regolazione banda 3								
Inserita	"A1" sulla sbiscia antenna	14 MHz 14 MHz	"3"	14 MHz 14 MHz	13 9 **	Trimmer Oscill. Trimmer Mescol.	Massimo uscita Massimo uscita	6 7
Regolazione banda 2								
Inserita	"A1" sulla sbiscia antenna	5 MHz 4,8 MHz 5 MHz	"2"	5 MHz 4,8 MHz 5 MHz	14 6 10 **	Trimmer Oscill. Padder Oscill. Trimmer Mescol.	Massimo uscita Massimo uscita e ripetere l'operazione 8 Massimo uscita	8 9 10
Regolazione banda 1								
Inserita	"A1" sulla sbiscia antenna	1500 kHz 600 kHz 1500 kHz	"1"	1500 kHz 600 kHz 1500 kHz	15 5 11	Trimmer Oscill. Padder Oscill. Trimmer Mescol.	Massimo uscita Massimo uscita e ripetere l'operazione 11 Massimo uscita	11 12 13

* E' necessario ripetere la indicazione delle regolazioni diverse volte.

** Muovere leggermente il condensatore variabile (avanti ed indietro) quando si effettuano queste regolazioni.

Collegamenti :

Collegare il generatore di segnali in modo che lo schermo del cavo di uscita sia connesso al morsetto "G" posto sulla striscia dei terminali previsti per l'antenna; il filo centrale di questo cavo coassiale deve essere collegato come indicato nelle note di allineamento.

Collegare lo strumento indicatore d'uscita attraverso i terminali dello zoccolo SO-1 e scollegare lo spinotto dell'altoparlante da questo zoccolo; regolare il misuratore d'uscita per un'impedenza di 3 ohm.

Attenzione : Inserire lo strumento indicatore d'uscita su una portata sufficientemente alta per evitare dannosi sovraccarichi.

Posizionamento dei controlli :

Dopo aver atteso per circa 10 minuti che la temperatura dei componenti del ricevitore abbia raggiunto la temperatura di regime, predisporre i comandi come segue :

SPEAKER/PHONES commutato su "SPEAKER"	Controllo del VOLUME al massimo
CW/AM commutatore, su "AM" (tranne per la taratura del BFO).	NOISE LIMITER commutato su "OFF".
	BANDSPREAD TUNING su \emptyset (minima capac.)
STANDBY/RECEIVE commutato su "RECEIVE".	

Termina così la prima parte dell'articolo, quella destinata alle descrizioni del ricevitore, completata con le note tecniche utili per una sua corretta taratura. Prendendo ora spunto anche dall'articolo apparso su "73 Magazine" del novembre 1976, opera di Hank Olson - W6GXN -, si vedrà come con relativamente poche modifiche è possibile migliorarne notevolmente le prestazioni, portandolo ad essere degno di figurare ancora presso una stazione di ascolto o sul tavolo di un OM non molto dotato di mezzi economici.

(segue sul prossimo numero)

MC1496: indagine su un integrato al di sopra di ogni sospetto

IWOAP, Umberto Perroni e IWOAMU, Luigi Saba

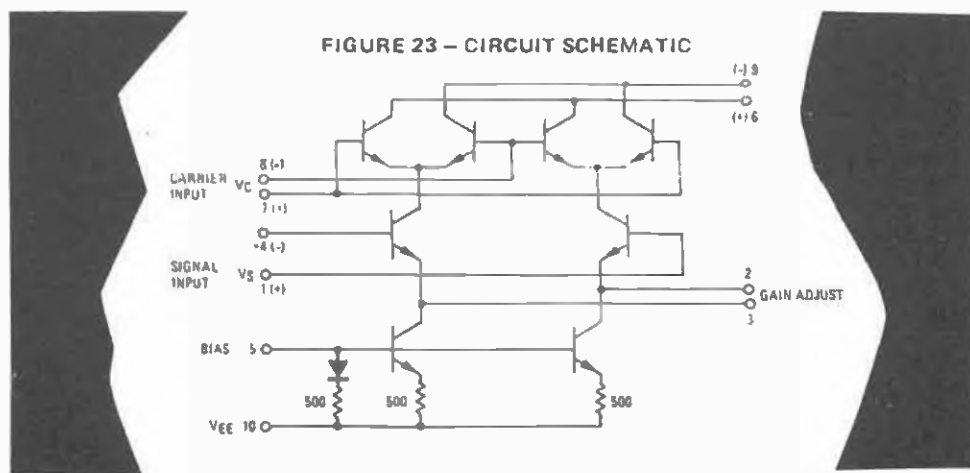
Era una torrida mattina d'inverno; l'ultima per il valoroso Johnny Motorola, agente segreto MC1496.

Condannato a morte per non aver voluto dichiarare le proprie caratteristiche, sottoposto a violente torture elettriche, pur di non parlare si autofuse, concludendo la sua eroica esistenza in una nuvola di fumo tossico (diossina?).

Ma il suo sacrificio fu purtroppo vano, in quanto una spia internazionale nota ai servizi segreti come Data Sheet (sempre in coppia con Application Notes), decise di rivelare le caratteristiche gelosamente custodite dal prigioniero e che noi pubblichiamo in anteprima mondiale, assoluta, unica e rara (applausi a scena aperta).

L'integrato MC1496 o MC1596 è stato creato per usi dove il segnale d'uscita è un prodotto di una tensione d'ingresso e di una funzione interrompente. Le tipiche applicazioni includono un soppressore di portante e modulazione d'ampiezza, rivelazione sincrona, rivelazione FM, rivelazione di fase e altre applicazioni.

Il circuito consiste di due amplificatori differenziali (nella parte superiore del circuito) pilotati da un normale amplificatore differenziale con doppia sorgente di corrente (figura 23).



I collettori d'uscita sono accoppiati a croce così che, per la moltiplicazione di tutta l'onda, occorre la tensione dei due ingressi. Questo fa sì che, in ogni momento, il segnale d'uscita è il prodotto dei due segnali d'ingresso. L'analisi matematica della moltiplicazione del segnale alternato indica che lo spettro d'uscita consisterà della sola somma e differenza delle due frequenze d'ingresso. Per questa l'integrato può essere usato come modulatore bilanciato, mixer a doppio bilanciamento, rivelatore a prodotto, duplicatore di frequenza e altre applicazioni che richiedano queste particolari caratteristiche del segnale d'uscita.

1) Annullamento di portante

E' definito come il voltaggio d'uscita alla frequenza di portante applicata al piedino 8, con solo la portante applicata (tensione del segnale modulante applicato al piedino 1 = 0).

L'annullamento è determinato dal bilanciamento della corrente nell'amplificatore differenziale tramite la regolazione di un trimmer potenziometrico della polarizzazione (vedi figure 26 e 27).

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR
(+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

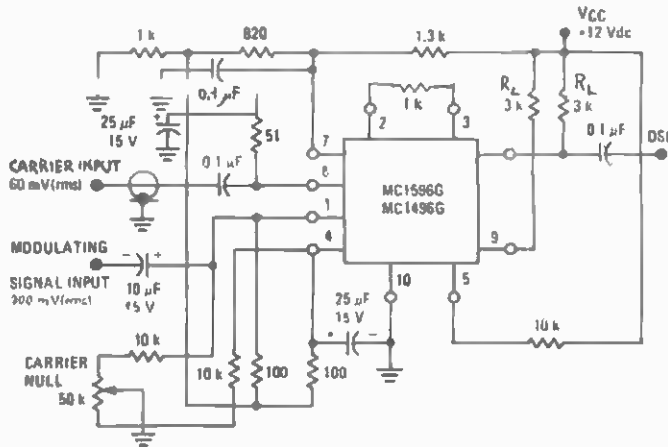
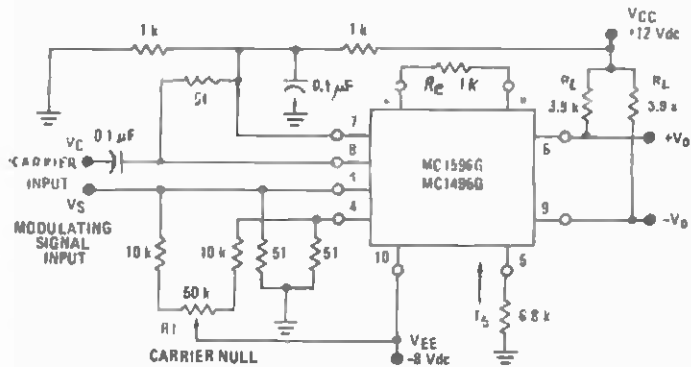


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

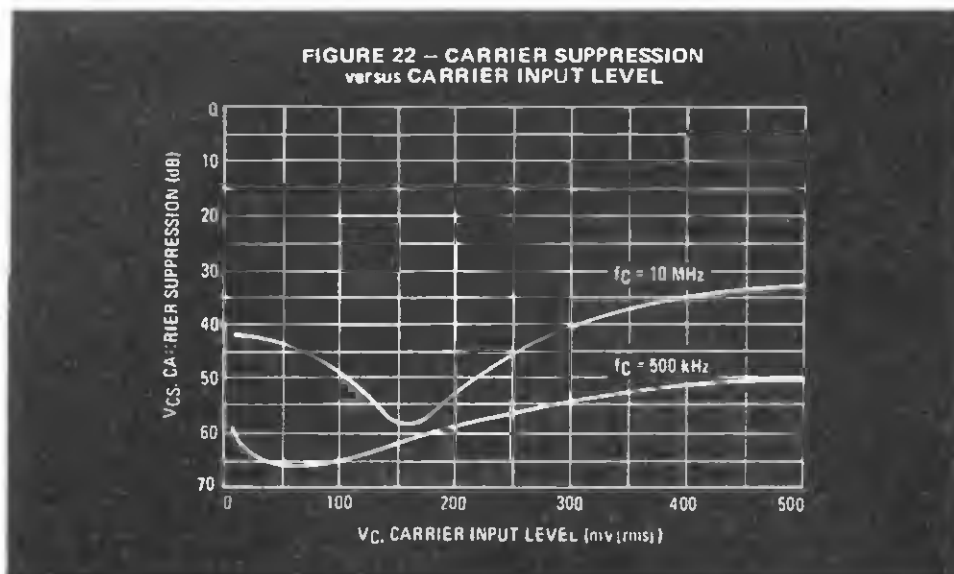


2) Soppressione della portante

La soppressione della portante è definita come il rapporto tra ognuna delle bande laterali d'uscita con la portante d'uscita per livelli di tensione specificati della portante (piedino 8) e del segnale modulante (piedino 1). La soppressione della portante dipende molto dal livello della stessa in ingresso, come mostra la figura 22.

Un basso valore della portante non pilota pienamente la parte superiore del circuito e risulta un più basso guadagno sul segnale modulante, e anche una più bassa soppressione della portante. Un livello più alto dell'ottimo non risulta necessario e il circuito di annullamento della portante peggiora ancora la soppressione della

stessa. Lo MC1496 è stato caratterizzato con un $60 \text{ mV}_{\text{rms}}$ di ingresso per la portante.



Questo livello provvede alla soppressione ottima della portante a una frequenza di circa 500 kHz, ed è generalmente raccomandata per modulatori bilanciati. L'annullamento di portante è indipendente dal livello del segnale applicato al piedino 1.

Perciò la soppressione di portante può essere massimizzata operando con larghi livelli del segnale modulante. D'altronde, deve essere mantenuto un modo di operare lineare nella coppia di transistori dell'ingresso del segnale o armoniche del segnale stesso saranno generate e appariranno in uscita come spurie della portante soppressa. Questi requisiti permettono un limite più alto all'ampiezza del segnale modulante.

3) Guadagno e massimo livello d'ingresso

Il guadagno alle basse frequenze è definito dal guadagno in tensione:

$$A = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_L}{R_c + 2r_c} \quad r_c = \frac{26 \text{ mV}}{I_s \text{ (mA)}} \quad V_o = \text{tensione out}$$

$$V_s = \text{tensione segnale}$$

Un costante potenziale dc è applicato al terminale di input della portante tale da portare due dei transistori superiori in « on » e due in « off »; questo in effetti forma un amplificatore differenziale « cascode ». L'azione lineare richiede che l'ampiezza del segnale applicato al piedino 1 sia al di sotto del valore critico determinato da R_c e dalla corrente di polarizzazione I_s (figura 10)

$$V_s \leq I_s R_c$$

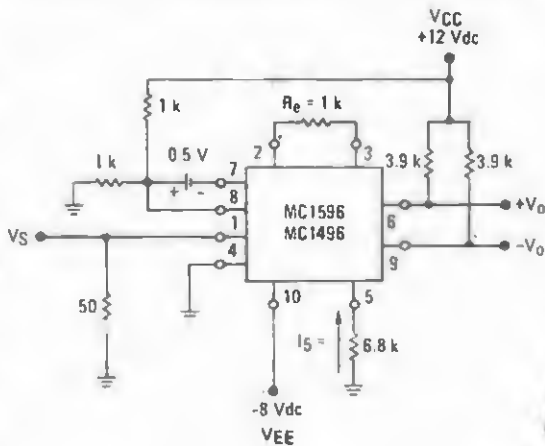
4) Dissipatore di potenza

La dissipazione di potenza, P_D , entro l'involucro del circuito integrato sarà calcolata come la somma dei prodotti tensioni-correnti ad ogni porta, assumendo $V_9 = V_{10}$, $I_5 = I_6 = I_4$ e ignorando la corrente di base:

$$P_D = 2I_5 (V_8 - V_{10}) + I_4 (V_5 - V_{10})$$

I subscripti si riferiscono ai numeri dei piedini e tenendo presente che il P_D tipico è di 33 mW.

FIGURE 10 — SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



5) Equazioni di progetto

La seguente è una parziale lista delle equazioni di progetto necessarie per operare il circuito con altre alimentazioni e condizioni di input. Per l'equazione di R vedere nota 3.

A) CORRENTE OPERATIVA

Le correnti interne di polarizzazione sono determinate dalle condizioni presenti al piedino 5.

Assumiamo: $I_5 = I_6 = I_9$ e $I_B \ll I_C$ per tutti i transistori.

Avremo:

$$R_5 = \frac{V^* - \emptyset}{I_5} - 500 \Omega$$

$$R_5 = \text{resistore tra } +5 \text{ V e massa}$$

$$\emptyset = 0,75 \cdot V \text{ a } T_A = 25^\circ \text{C}$$

Lo MC1496 è stato caratterizzato per le condizioni di $I = 1 \text{ mA}$ ed è il valore generalmente raccomandato.

B) TENSIONE D'USCITA A RIPOSO

$$V_6 = V_9 = V^* - I_5 R_L$$

6) Polarizzazioni

Lo MC1496 richiede tre livelli di tensione di polarizzazione dc che devono essere determinati esternamente. Le linee di guida per fissare questi tre livelli includono il mantenimento al minimo di 2 V di polarizzazione base-collettore su tutti i transistori mentre non bisogna superare le tensioni date nella tabella:

$$30 V_{dc} \geq [(V_6, V_9) - (V_7, V_8)] \geq 2 V_{dc}$$

$$30 V_{dc} \geq [(V_7, V_8) - (V_1, V_4)] \geq 2,7 V_{dc}$$

$$30 V_{dc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2,7 V_{dc}$$

Queste condizioni sono basate sulle seguenti approssimazioni:

$$V_6 = V_9 \quad V_7 = V_8 \quad V_1 = V_4$$

FIGURE 6 - INPUT OUTPUT IMPEDANCE

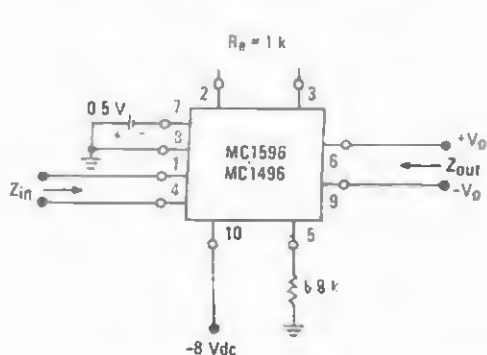


FIGURE 7 - BIAS AND OFFSET CURRENTS

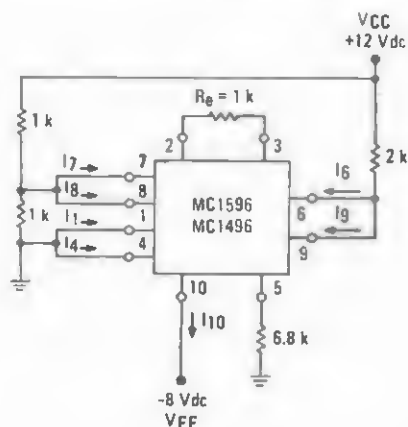


FIGURE 8 - TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH

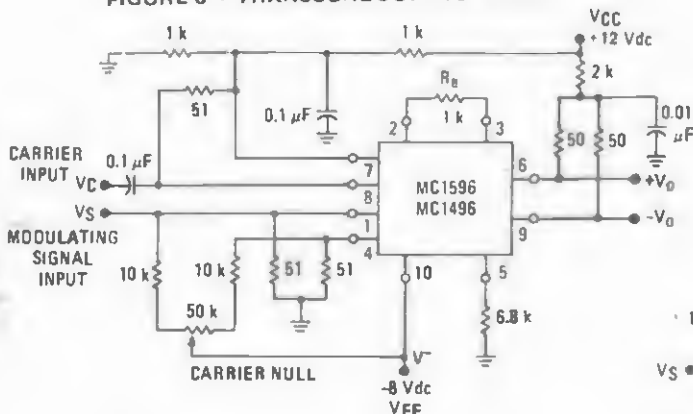


FIGURE 9 - COMMON-MODE GAIN

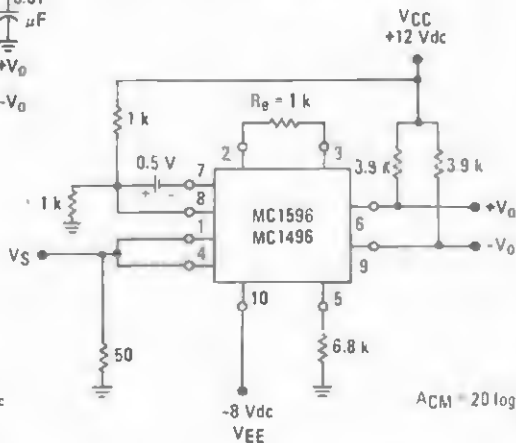


FIGURE 24 - TYPICAL MODULATOR CIRCUIT

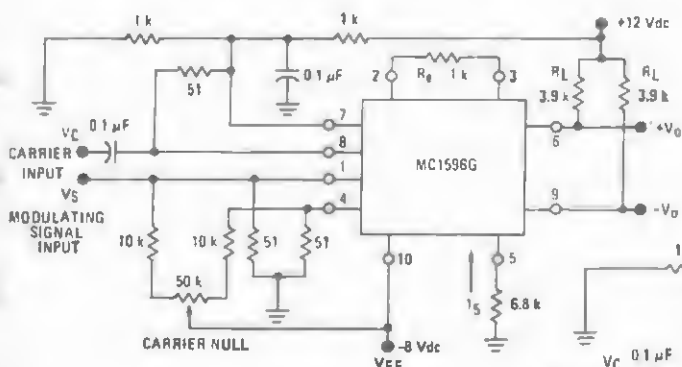
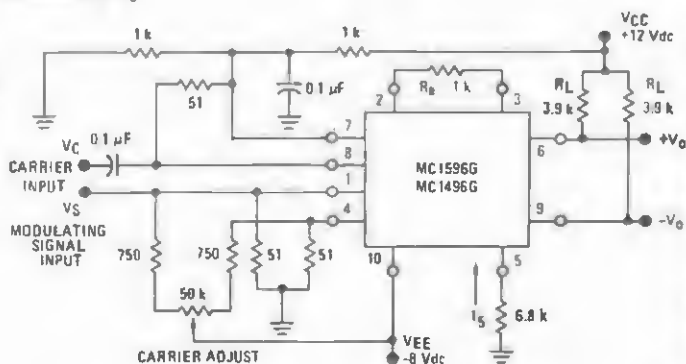


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

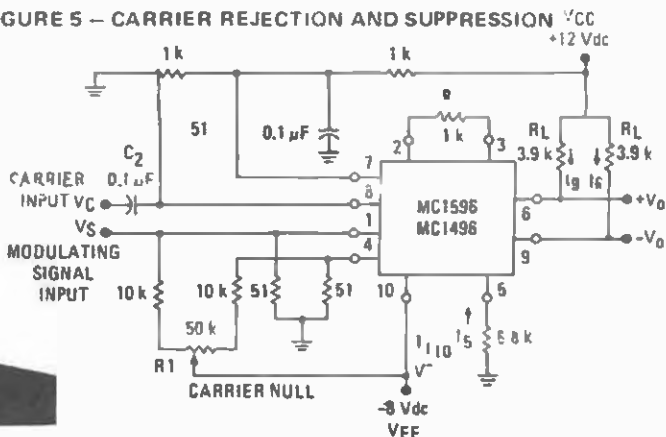


Schemi - a ruota libera - inerenti Johnny Motorola.

7) Accoppiamento e condensatori di bypass

I condensatori C_1 e C_2 (figura 5) devono essere scelti per una reattanza di 5Ω alla frequenza di portante.

FIGURE 5 - CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION



8) Segnale d'uscita V_o e stabilità del segnale di porta

Il segnale d'uscita è dato ai piedini 6 e 9 ambedue bilanciati o single-ended. Sotto un certo valore della impedenza della sorgente che pilota l'integrato possono presentarsi oscillazioni. In questo caso, una rete di soppressione RC potrebbe essere connesso direttamente agli ingressi con collegamenti brevi. Questo ridurrà il Q del circuito risonante della sorgente che causa l'oscillazione.

Un altro metodo per applicazioni in bassa frequenza, consiste nell'inserire una resistenza da 1.000Ω in serie agli ingressi, piedini 1 e 4. In questo caso, però, la differenza nella corrente di input può causare serie degradazioni nella soppressione della portante.

* * *

Applicazioni

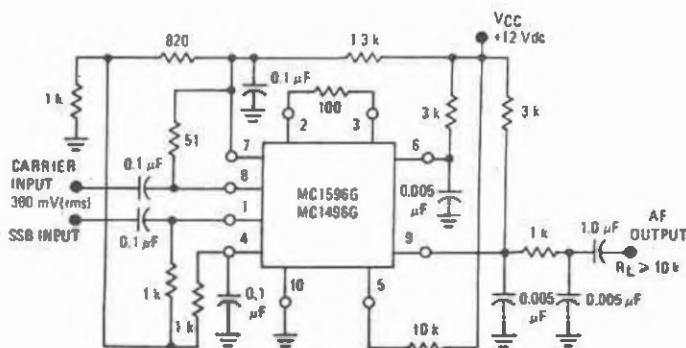
Il modulatore bilanciato è la tipica applicazione del MC1496 e dovrebbe essere con alimentazione dual ma, in alcune applicazioni, può risultare comoda l'alimentazione singola e allora si userà lo schema di figura 26.

E' importante notare che l'alimentazione singola non altera in nessun modo le qualità del circuito.

Quello visto in figura 27. invece, è lo schema di un modulatore d'ampiezza.

La differenza col modulatore bilanciato consiste nello scegliere, tramite il trimmer potenziometrico, la quantità di portante in uscita invece di annullarla. Lo MC1496 è anche un ottimo rivelatore a prodotto secondo lo schema di figura 29.

FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

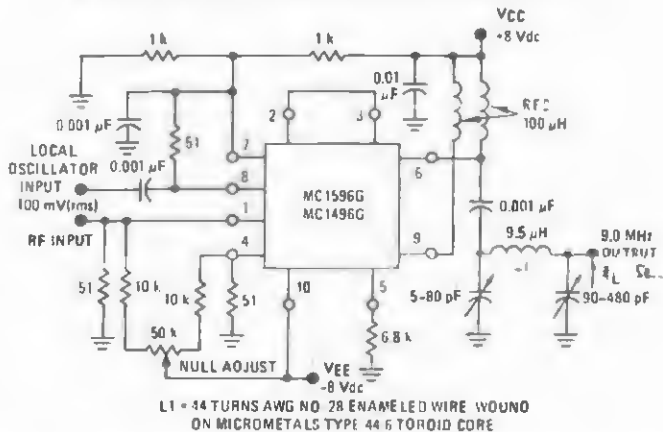


Ha una sensibilità di soli $3 \mu V$ e un campo di dinamica di 90 dB quando opera in una frequenza intermedia di 9 MHz.

Un'altra applicazione è quella come mixer a doppio bilanciamento come mostrato in figura 30.



FIGURE 30 - DOUBLY BALANCED MIXER (BROADBAND INPUTS, 9.0 MHz TUNED OUTPUT)



L'oscillatore locale entra nel piedino d'ingresso della portante con una ampiezza raccomandata di $100 mV_{rms}$. Lo MC1496 può operare anche come duplicatore introducendo lo stesso segnale a entrambi gli ingressi come mostrato in figura 31 (duplicatore a bassa frequenza) e in figura 32 (duplicatore in alta frequenza).

FIGURE 31 - LOW-FREQUENCY DOUBLER

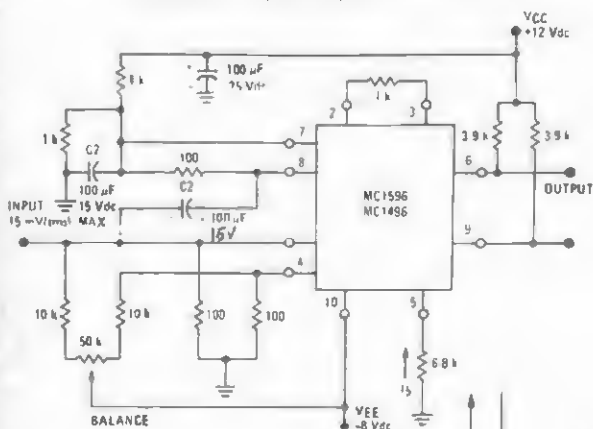
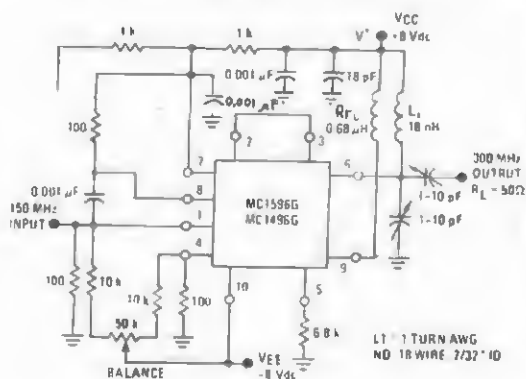
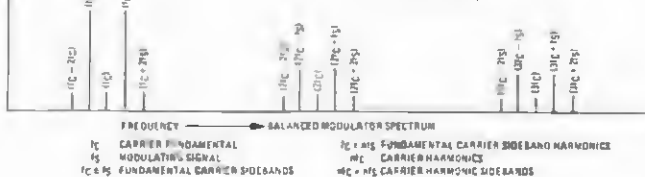


FIGURE 32 - 150 to 300 MHz DOUBLER



DEFINITIONS



Un'ultima parola e tutto il nostro cordoglio spettano al povero Johnny MC che, secondo il proprio testamento, riposa in pace in una comoda e capiente pattumiera. Triste fine per un eroe...

TTL-Square-Pulse-Generator

Luciano Paramithiotti

Nonostante il nome, questo strumento è facile da costruire e costa poco.

Le sue caratteristiche sono qui elencate:

- frequenze generate: 0,065 Hz ÷ 65 kHz in sei gamme con rapporto 1 ÷ 10;
- uscite: 1) onde quadre; 2) e 3) impulsi positivi e negativi (riferiti all'A.C.) con larghezza regolabile dal 5 % al 50 %.

N.B. Tutte le uscite sono TTL compatibili e CMOS compatibili con logica a 5 V.

Stabilità in frequenza:

tempo (min')	frequenza (kHz)	
0	10,210	accensione generatore
10	10,280	
15	10,282	
20	10,284	
25	10,285	
30	10,286	
60	10,289	
90	10,293	
120	10,295	
150	10,298	

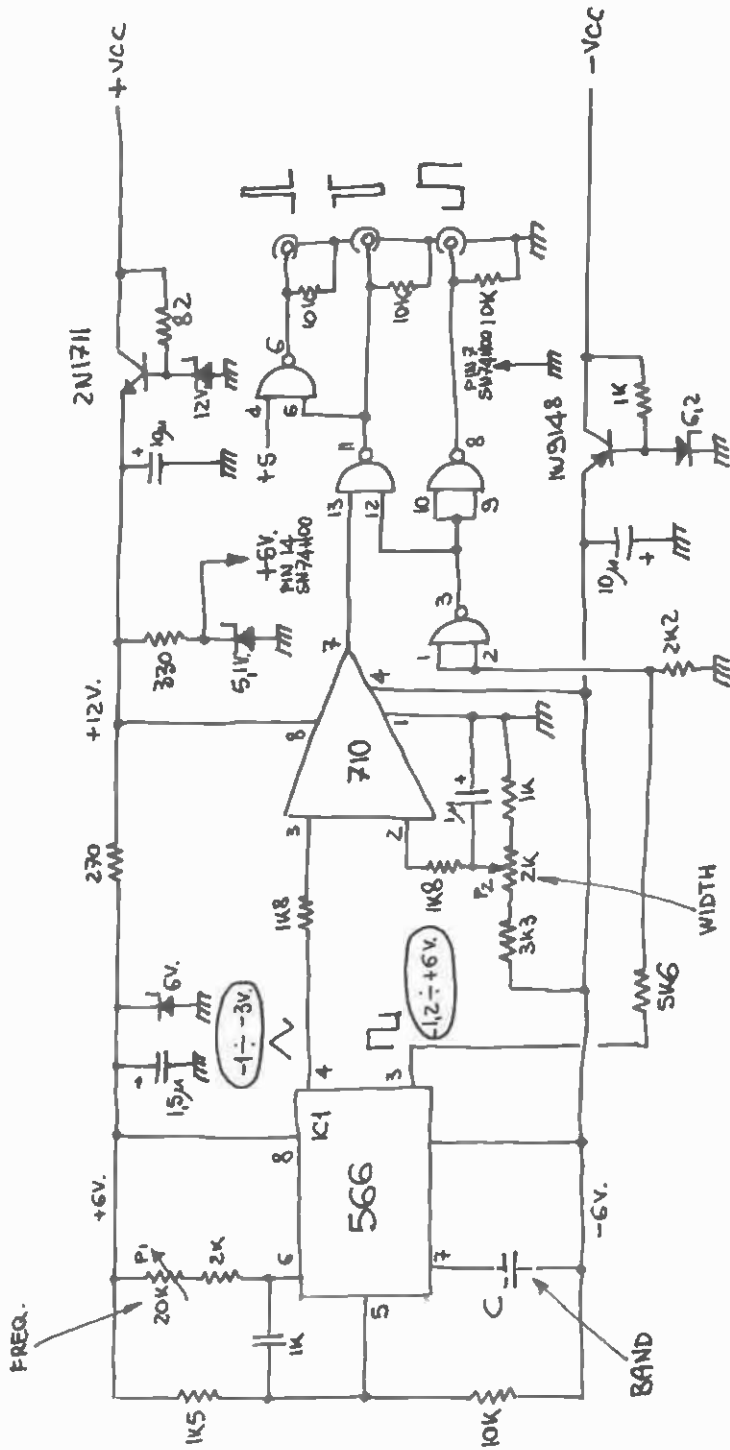
I dati sono approssimativi ± 1 Hz in eccesso sul ΔF .

Dopo il riscaldamento si riscontra una stabilità media di 450 p.p.m./60 min.

DESCRIZIONE

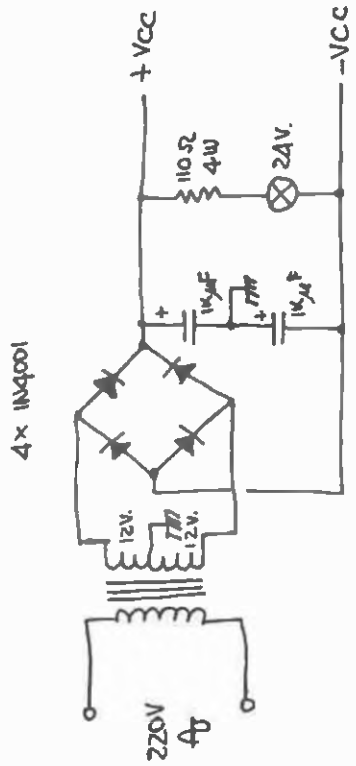
Il generatore è costituito da un 566 che è connesso come multivibratore astabile, il quale genera onde quadre (pin 3) e triangolari (pin 4).

L'uscita quadra, tramite un partitore di tensione, è connessa a un nand (1/4 SN74H00) che ha la funzione di invertire di fase il segnale e trasferire lo stesso segnale a un altro nand che è quello di uscita per onde quadre.



$$C = 220\mu\text{F} \div 2k2 \text{ pF}$$

$$F = 0,065\text{Hz} \div 65\text{KHz}$$



W il suono!

Un amplificatore "booster"

equalizzato, da 15 W_{RMS}, mono, per auto

dottor Renato Borromei

La recente comparsa sul mercato di apparecchi denominati « power booster » per auto ovvero di amplificatori finali di potenza e la insistente richiesta da parte di alcuni lettori e amici, mi hanno indotto alla progettazione e costruzione di tale apparato in grado di aumentare la potenza erogata da un autoradio o da un mangiacassette.

La sua principale caratteristica è quella di erogare 7,5 W_{RMS} mono su un carico di 8 Ω fino a un massimo di 15 W_{RMS} su un carico di 4 Ω (che possono essere duplicati per un impianto stereo) contro i 3,5 W_{RMS} raggiungibili nelle stesse condizioni di alimentazione e di carico, in genere, da una autoradio. Ciò è dovuto grazie alla cosiddetta configurazione « a ponte » di due stadi finali come mostrato in figura 1.

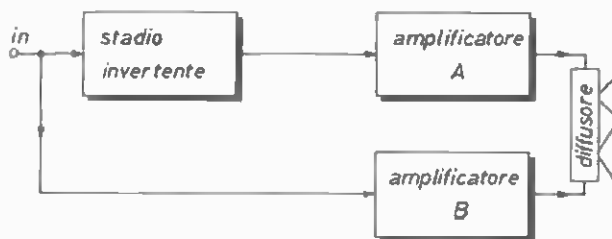


figura 1

Il segnale di ingresso è inviato sia direttamente all'amplificatore finale B che, tramite uno stadio invertente, all'amplificatore finale A. Il carico viene collegato tra le uscite dei due amplificatori, restando così isolato da massa.

In questo modo la massima tensione presente ai capi del carico risulta doppia rispetto a quella presente se si fosse utilizzato un solo amplificatore, collegando il carico tra la sua uscita e la massa.

Pertanto, dato che la potenza erogata da un amplificatore è data da:

$$W_{RMS} = \frac{V_{efficaci}^2}{R_{carico}}$$

dove $V_{efficaci}$ sono i volt espressi in valore efficace presenti all'uscita e R_{carico} rappresenta l'impedenza del carico, ne risulta che a parità di impedenza di carico, la potenza è quadruplicata mentre risulta doppia se l'impedenza del carico viene raddoppiata.

Nel nostro caso abbiamo, con una tensione di alimentazione di 14 V:

$$W = \frac{(7,7)^2}{4} = 14,7 \text{ W}; \quad \text{e} \quad W = \frac{(7,7)^2}{8} = 7,4 \text{ W}.$$

Ma oltre a questa caratteristica, l'apparecchio in esame ne possiede un'altra e cioè offre la possibilità, tramite un preamplificatore con controllo di tono a cinque vie, attivo, di poter intervenire su intervalli ristretti di frequenza e alterare così il contenuto sonoro del segnale musicale rendendolo più gradevole, specie nelle condizioni ambientali così sfavorevoli, presenti in un'automobile. In figura 2 è riportato lo schema elettrico di tale preamplificatore.

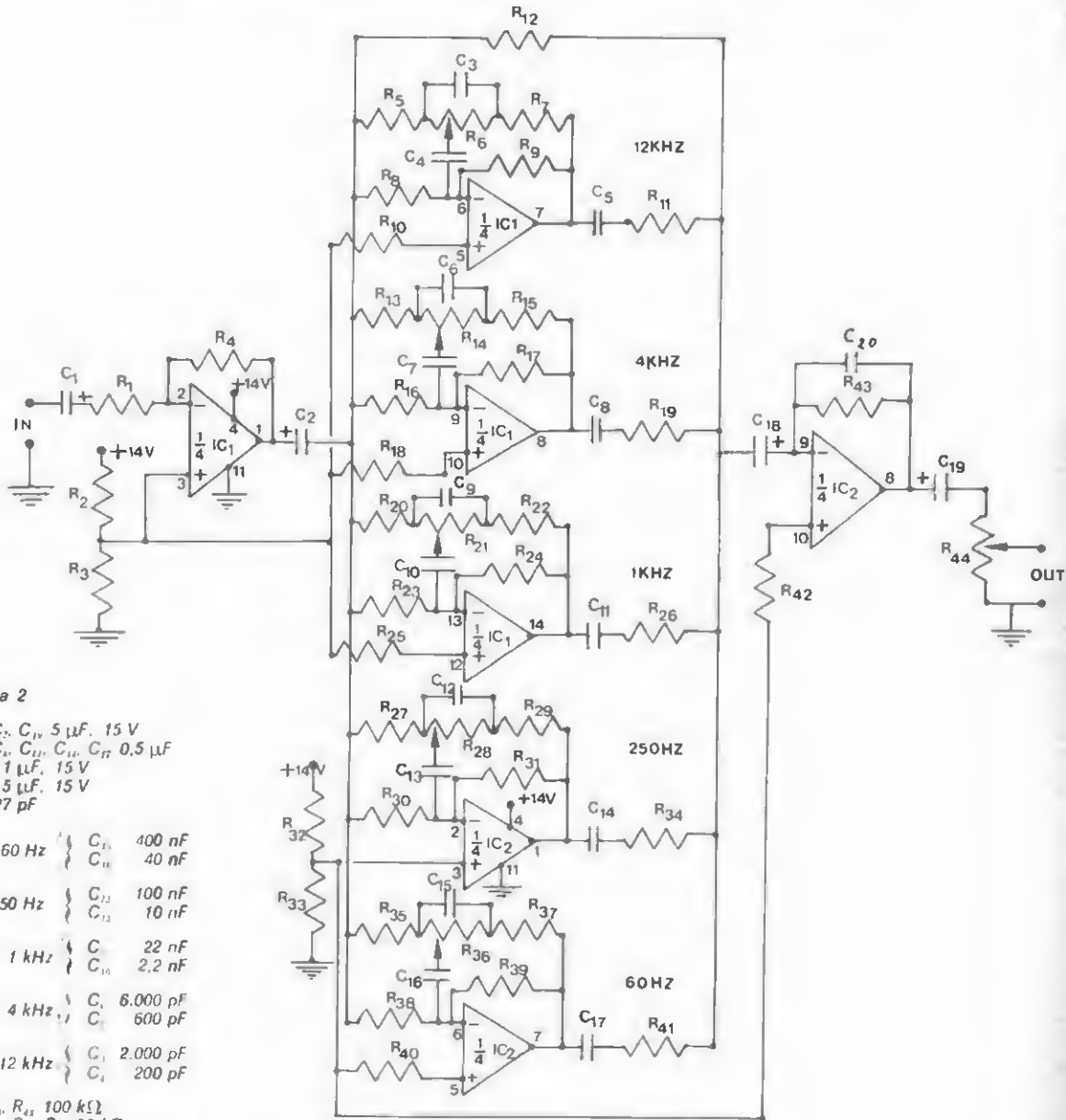


figura 2

- C_1, C_2, C_{19} 5 μ F, 15 V
- $C_3, C_4, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{17}$ 0,5 μ F
- C_{14} 1 μ F, 15 V
- C_{15} 5 μ F, 15 V
- C_{16} 27 pF

- 60 Hz } C_{17} 400 nF
- } C_{18} 40 nF
- 250 Hz } C_{12} 100 nF
- } C_{13} 10 nF
- 1 kHz } C_7 22 nF
- } C_{10} 2,2 nF
- 4 kHz } C_5 6.000 pF
- } C_6 600 pF
- 12 kHz } C_1 2.000 pF
- } C_2 200 pF

- R_1, R_2, R_{24} 100 k Ω
- R_3, R_4, R_{10}, R_{11} 22 k Ω
- $R_5, R_7, R_{12}, R_{15}, R_{20}, R_{21}, R_{22}, R_{25}, R_{26}, R_{27}, R_{28}, R_{29}, R_{30}, R_{31}, R_{32}, R_{33}, R_{34}, R_{35}, R_{36}, R_{37}, R_{38}, R_{39}, R_{40}, R_{41}, R_{42}, R_{43}$ 2,2 k Ω
- $R_6, R_{14}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19}, R_{23}, R_{24}$ 22 k Ω , potenziometro slider lineare
- $R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19}, R_{20}, R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24}, R_{25}, R_{26}, R_{27}, R_{28}, R_{29}, R_{30}, R_{31}, R_{32}, R_{33}, R_{34}, R_{35}, R_{36}, R_{37}, R_{38}, R_{39}, R_{40}, R_{41}, R_{42}, R_{43}$ 220 k Ω
- $R_{12}, R_{15}, R_{20}, R_{21}, R_{22}, R_{25}, R_{26}, R_{27}, R_{28}, R_{29}, R_{30}, R_{31}, R_{32}, R_{33}, R_{34}, R_{35}, R_{36}, R_{37}, R_{38}, R_{39}, R_{40}, R_{41}, R_{42}, R_{43}$ 150 k Ω
- $R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19}, R_{20}, R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24}, R_{25}, R_{26}, R_{27}, R_{28}, R_{29}, R_{30}, R_{31}, R_{32}, R_{33}, R_{34}, R_{35}, R_{36}, R_{37}, R_{38}, R_{39}, R_{40}, R_{41}, R_{42}, R_{43}$ 100 k Ω
- R_{12} 27 k Ω in serie a 2,2 k Ω
- R_{44} 25 k Ω , potenziometro slider logaritmico

IC1, IC2 RCA156 Raytheon (presso 3G, via Perugino 9, Milano)

Costruito attorno a due soli amplificatori operazionali quadrupli, esso è formato da uno stadio di ingresso adattatore di impedenza e a guadagno unitario, seguito da cinque filtri attivi passa-banda, centrati rispettivamente sulle seguenti frequenze: 60, 250, 1.000, 4.000, 12.000 Hz.

Prendendo in esame un solo filtro, ad esempio quello avente come frequenza di centro banda quella di 12 kHz, si ha la possibilità, tramite un unico controllo, ovvero il potenziometro R_6 , di poter esaltare, lasciare invariato, o attenuare, il segnale presente all'ingresso spostando solamente il cursore del potenziometro da sinistra a destra (da R_5 a R_7).

La massima esaltazione o attenuazione possibile è di 12 dB.

Segue uno stadio sommatore a guadagno unitario formato da una sezione dell'integrato IC2 che ha lo scopo di sommare i segnali provenienti dai cinque filtri e dalla resistenza R_{12} .

Grazie alla presenza di questa resistenza si può fare in modo che tutto l'apparecchio abbia un guadagno unitario quando tutti i cursori dei potenziometri relativi alla regolazione dell'esaltazione o dell'attenuazione del segnale sono in posizione centrale.

Tuttavia se il segnale presente all'ingresso del preamplificatore è inferiore a $100 \text{ mV}_{\text{efficaci}}$, conviene far guadagnare lo stadio di ingresso, variando opportunamente la resistenza R_4 .

Ricordo che il guadagno di tale stadio è dato da

$$G = \frac{R_4}{R_1}$$

Il potenziometro R_{14} serve quale controllo generale del volume di tutto l'apparecchio. Per la realizzazione del preamplificatore ci vogliono sette amplificatori operazionali, per cui utilizzando due quadrupli ne avanza uno che io ho lasciato inutilizzato ma nulla vieta di usarlo come si vuole (ad esempio per accendere un led in caso di saturazione di tutto lo stadio). Gli amplificatori operazionali da me usati sono i soliti della Raytheon RC4156 o RC3403. Vanno bene anche LM324, LM349 della National e TL084 della Texas. In figura 3 e 4 sono riportati il circuito stampato lato rame e lato componenti relativi al preamplificatore.

In esso alloggiavano tutti i componenti compresi i potenziometri che sono di tipo slider, facilmente reperibili anche presso la GBC. Una volta montati tutti i componenti sul circuito stampato, occorre effettuare alcuni collegamenti e precisamente:

- 1) il piedino 4 di IC1 e IC2 va collegato a +14 V;
- 2) il piedino 11 di IC1 va collegato a massa.

Inoltre è bene usare del cavetto schermato per i collegamenti sia per l'ingresso che tra il preamplificatore e l'amplificatore finale.

E torniamo allo stadio finale di potenza.

Per rendere il più compatto possibile il tutto, avrei potuto utilizzare i nuovi amplificatori integrati TDA2002 della SGS con due dei quali è possibile ottenere 15 W su 4 Ω ma con una distorsione piuttosto elevata e con una resa timbrica non molto buona.

Pertanto ho deciso di utilizzare il già collaudato schema di finale a componenti discreti utilizzando transistor Darlington, già apparso su cq 6/1978, modificando il valore di alcuni componenti per poterlo adattare a una tensione di alimentazione di 14 V.

Per qualsiasi chiarimento sul funzionamento e sulle caratteristiche di tale amplificatore consiglio di leggere l'articolo suddetto. Lo schema dello stadio finale dell'apparecchio in esame è riportato in figura 5 e consta di due di questi amplificatori collegati insieme tramite uno stadio differenziale di ingresso costituito da T_1 e T_2 e relativi componenti.

Sul circuito stampato alloggiavano tutti i componenti esclusi i transistori T_5 , T_6 e T_7 . Tale stadio permette di avere all'ingresso dei due amplificatori due segnali aventi la stessa ampiezza ma di fase opposta. In tal modo si realizza la cosiddetta configurazione « a ponte », collegando il carico tra i punti A e B. Le figure 6 e 7 mostrano le relative fotografie dei circuiti stampati, lato rame e lato componenti.

I transistori T_6 e T_7 di entrambi gli amplificatori vanno montati su una piastra di alluminio avente la funzione di radiatore (dimensioni 15 x 5 cm, spessore 1,5 mm). I due transistori T_6 vanno incollati sui corrispondenti transistori T_6 o anche T_7 , in modo da avere una efficace regolazione della corrente di riposo in caso di un loro riscaldamento improvviso. Al fine di ottenere dei risultati positivi è bene seguire i seguenti suggerimenti.

- 1) I fili che portano la tensione di alimentazione a tutto l'apparecchio devono avere almeno \varnothing 2 mm, data l'elevata corrente in gioco (a 15 W scorrono ben 1,5 A).
- 2) Il carico va collegato tra i punti A e B tramite del filo grosso (almeno 2 mm di diametro).

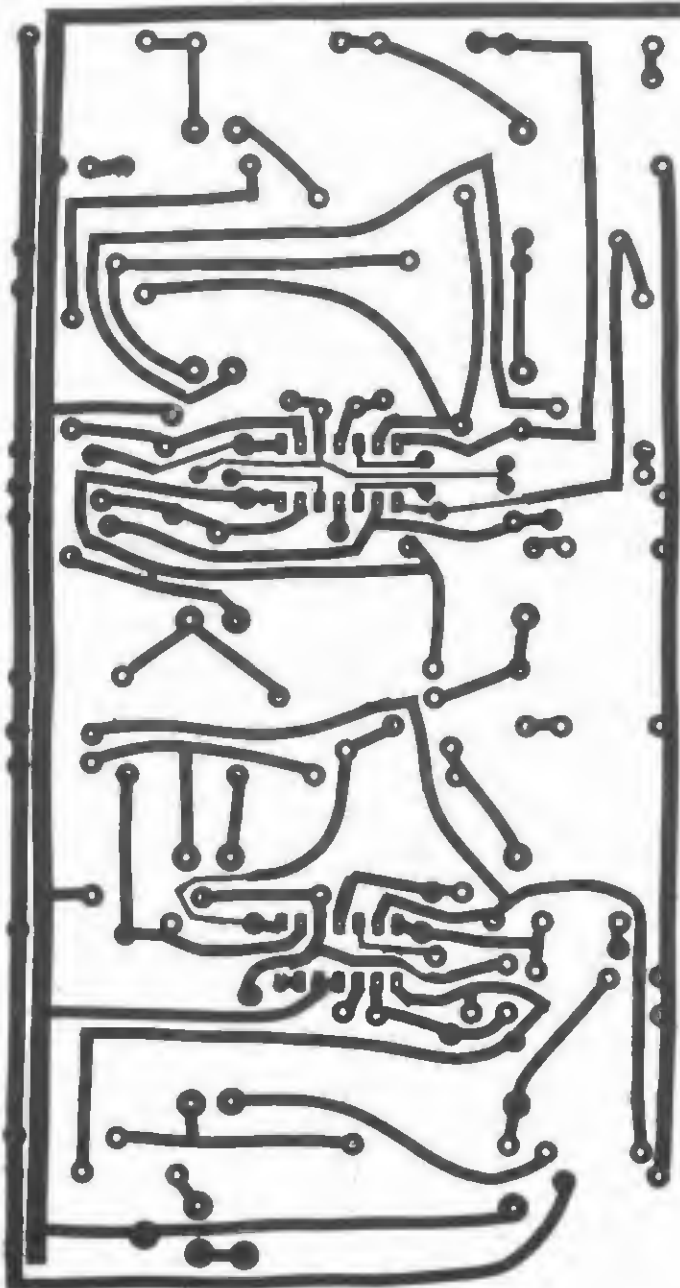


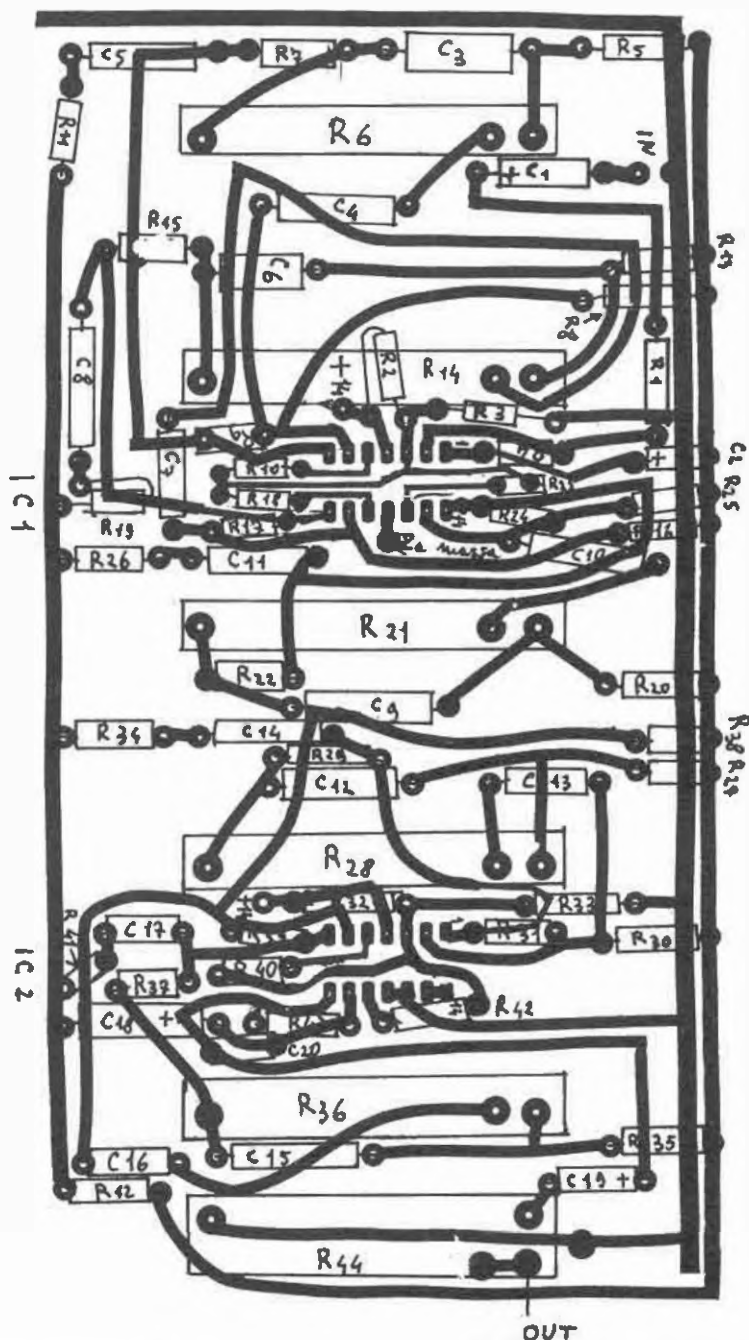
figura 3

3) L'alimentazione ai transistori T_6 e T_7 va separata dal resto del circuito. Infatti i collettori dei due transistori vanno collegati rispettivamente a $+14\text{ V}$ e a massa non tramite il circuito stampato ma direttamente all'alimentazione con del filo grosso.

4) Per il collegamento del transistor T_5 al resto del circuito basta della normale trecciola la cui lunghezza non deve superare i 15 cm.

5) Per la regolazione della corrente di riposo (regolazione assai importante: vedi cq 6/78) è necessario agire sul trimmer R_{21} .

figura 4



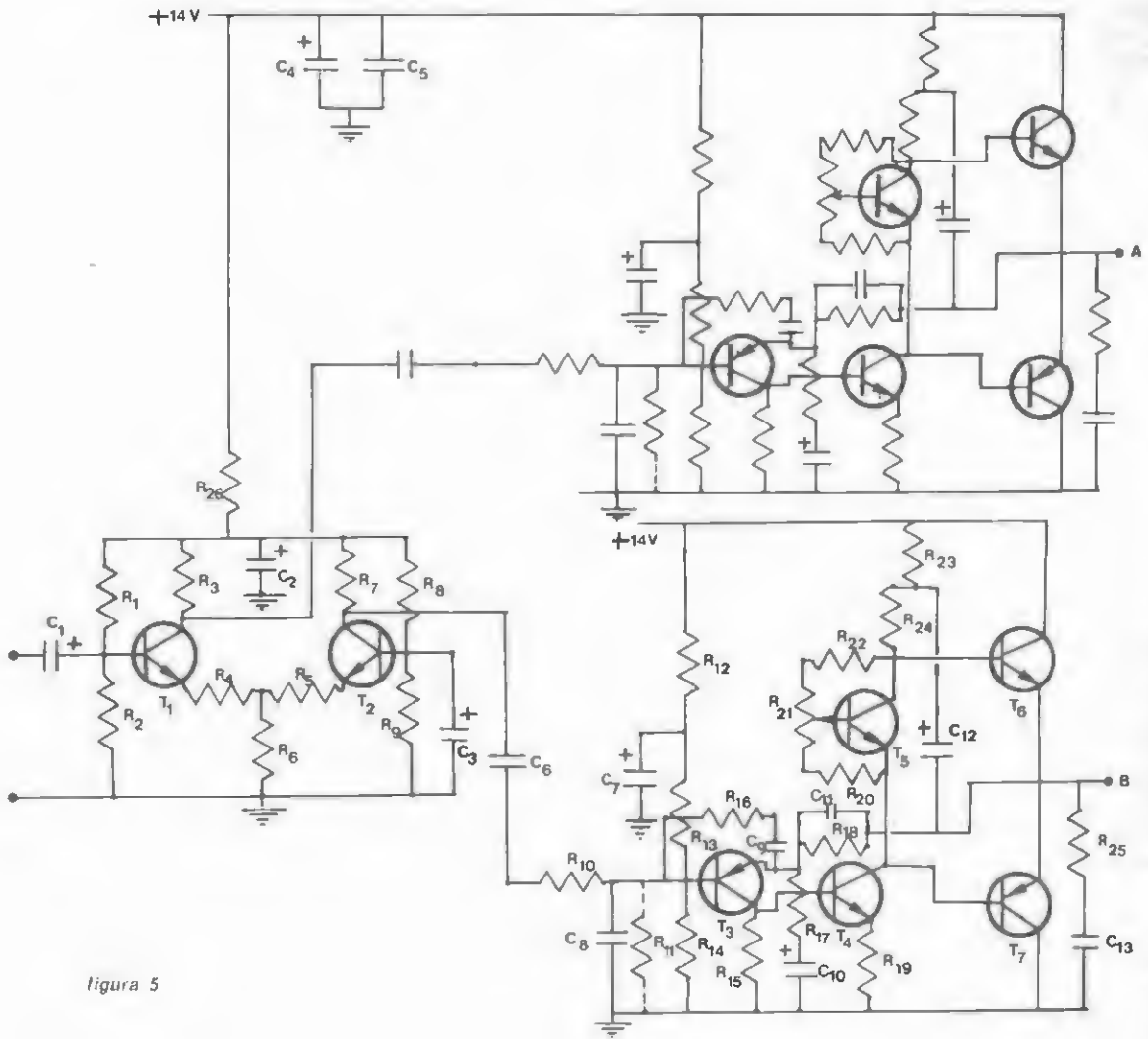


figura 5

- R_1, R_2 470 k Ω
- R_7, R_8 220 k Ω
- R_1 2 k Ω
- R_4, R_5 220 Ω
- R_8 820 Ω
- R_9 2,7 k Ω
- R_{16} 3,3 k Ω
- R_{11} vedi testo
- R_{17} 120 k Ω
- R_{18}, R_{19} 100 k Ω
- R_{15} 2,7 k Ω
- R_{16} 1 k Ω
- R_{17} 680 Ω
- R_{18} 4,7 k Ω
- R_{19} 220 Ω
- R_{20} 1 k Ω
- R_{21} 470 Ω , trimmer
- R_{22} 3,9 k Ω
- R_{23} 820 Ω
- R_{24} 1,5 k Ω
- R_{25} 4,7 Ω , 1 W
- R 470 Ω

- C_1 4,7 μ F, 15 V
- C_2 100 μ F, 15 V
- C_3 10 μ F, 15 V
- C_4 50 μ F, 15 V
- C_5 100 nF
- C_6 0,5 μ F
- C_7 5 μ F, 15 V
- C_8 68 pF
- C_9 220 pF
- C_{10} 25 μ F, 12 V
- C_{11} 220 pF
- C_{12} 25 μ F, 15 V
- C_{13} 22 nF

- T_1, T_2, T_3 BC237
- T_4 BC307
- T_5 BC337
- T_6 BD679
- T_7 BD680

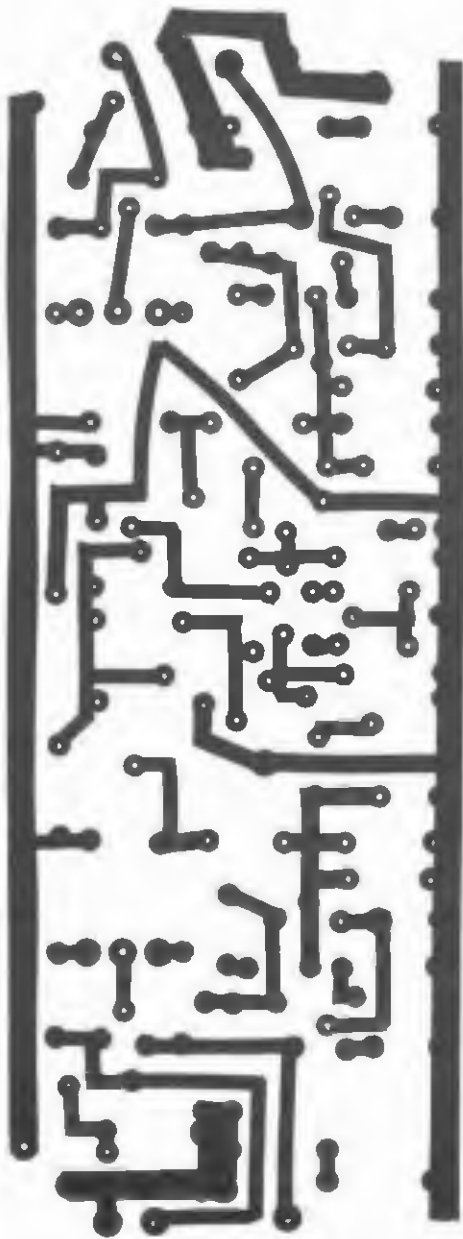


Figura 6

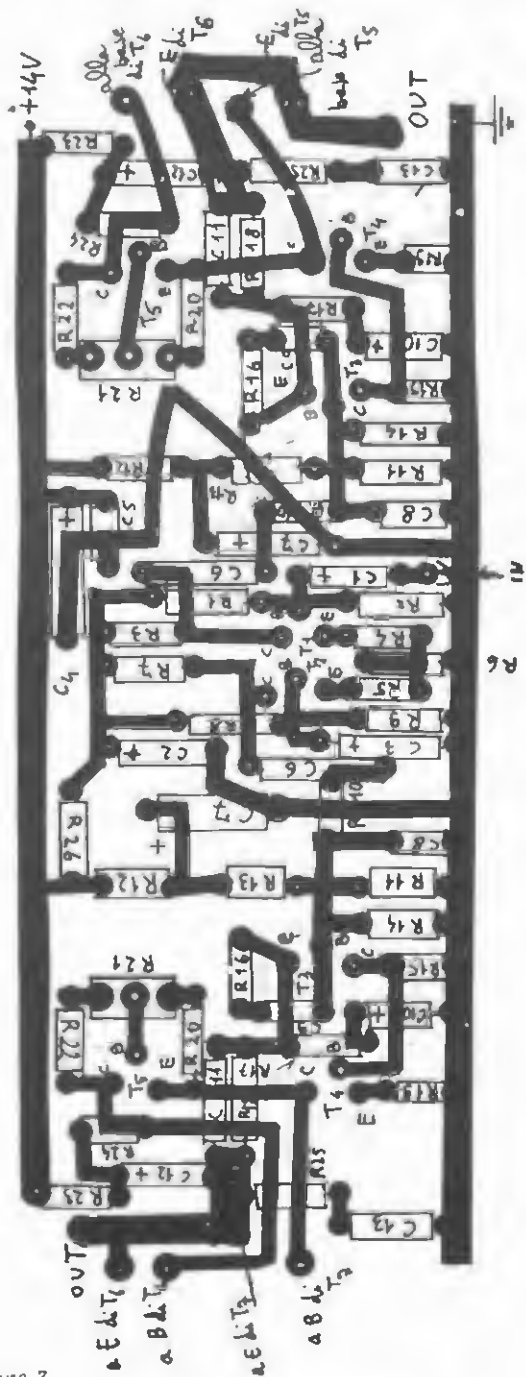


Figura 7

Il valore ottimale si aggira attorno ai 20 ÷ 25 mA.

Tale regolazione va fatta separatamente per ogni amplificatore e precisamente: si dà alimentazione a uno stadio per volta inserendo il carico (ad esempio una resistenza da 4 Ω, 10 W) tra la massa e il punto A (o B) tramite un condensatore elet-

trolitico da $1.000 \mu\text{F}$, 15 V con il polo positivo rivolto verso il punto A e cortocircuitando a massa l'ingresso. La regolazione va fatta agendo su R_{21} e controllando il valore della corrente di riposo mediante un tester collegato in serie all'alimentazione.

6) Affinché la configurazione « a ponte » funzioni perfettamente, è necessario che le tensioni continue presenti sui punti A e B (ognuna delle quali è circa metà delle tensioni di alimentazione) siano il più possibile uguali. Questo può capitare a causa delle tolleranze dei componenti. Infatti, se fossero diverse, una volta collegato il carico tra i punti A e B, anche in assenza di segnale scorrerebbe in esso una corrente che, se eccessiva, può far scaldare i transistori finali con relativa distruzione, oltre che bruciare la bobina mobile dell'altoparlante, qualora fosse collegato in queste condizioni.

Per bilanciare le due tensioni è necessario agire sulla base di T_1 e precisamente variare il valore della resistenza R_{14} di uno dei due amplificatori aggiungendone un'altra in parallelo (la resistenza R_{11}), il cui valore va scelto in sede sperimentale. Si può partire da un valore elevato, ad esempio $2,2 \text{ M}\Omega$.

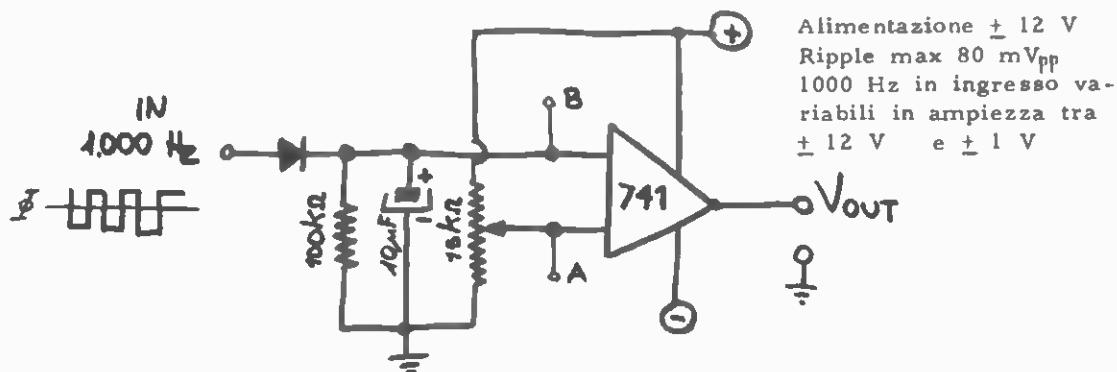
Oltre che controllare le tensioni sui punti A e B, tale regolazione può essere ottenuta facilmente se una volta messa a punto la corrente di riposo di due stadi e collegata una resistenza da 4Ω tra i punti suddetti, si agisce sulla resistenza R_{11} di uno di essi in modo che la corrente assorbita da tutto l'amplificatore con l'ingresso in corto, raggiunga un minimo (che è la somma delle correnti di riposo dei due stadi). Se questa dovesse invece aumentare, bisogna intervenire sulla base del transistor T_3 dell'altro stadio. Per concludere, riporto le caratteristiche tecniche di tutto lo stadio finale di potenza:

- potenza continua RMS 15 W su 4Ω e 14 V (misurata a una distorsione armonica totale pari al 1 %)
- 7,4 W su 8Ω e 14 V
- sensibilità di ingresso 120 mV efficaci
- tempo di salita $4 \mu\text{s}$
- curva di risposta 15 ÷ 80 kHz entro 0,5 dB (per qualsiasi potenza)
- distorsione armonica totale inferiore allo 0,5 % (la distorsione di crossover è assente).

741 QUIZ!

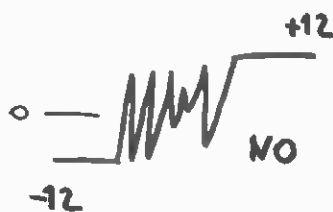
di Giovanni Artini

QUIZ - QUIZ - QUIZ: Si vuole impiegare un amplificatore operazionale del tipo $\mu A741$ come trigger nella configurazione circuitale di seguito riportata.



Le condizioni vincolanti sono:

- 1) V_{out} deve swingare da -12 V a $+12$ V quando la tensione sul punto B è superiore di quella presente sul punto A.
- 2) La funzione del $\mu A741$ deve essere stabile, ovvero non deve avere la commutazione influenzata da ripple, noise, oscillazioni a radiofrequenza.
- 3) Impiegare il minor numero di componenti possibile in aggiunta a quelli già esistenti.



La prima soluzione del problema verrà compensata con un miniassegno dell'importo di lit. 100 emesso dalla Banca del Salento.

... lo sponsor comunica che, data l'inflazione, il premio viene modificato e quindi sarà compensato dai soliti componenti elettronici di pessima qualità (* Sempre questa roba, possibile che a nessuno venga in mente un premio non dico più sostanzioso, ma un po' più originale, differente? *).

L'esatta soluzione del QUIZ sarà resa nota fra tre mesi come modifica al circuito assieme al nome del vincitore, ma questa sarà oggetto di un altro quesito.

Scrivere direttamente a: Giovanni Artini - via Isole Figi, 37 - 00056 ROMA

IATG presenta:

Ricevitore per SSB e CW

a conversione diretta
per gli 80 metri

I1VP, Maurizio Bigliani

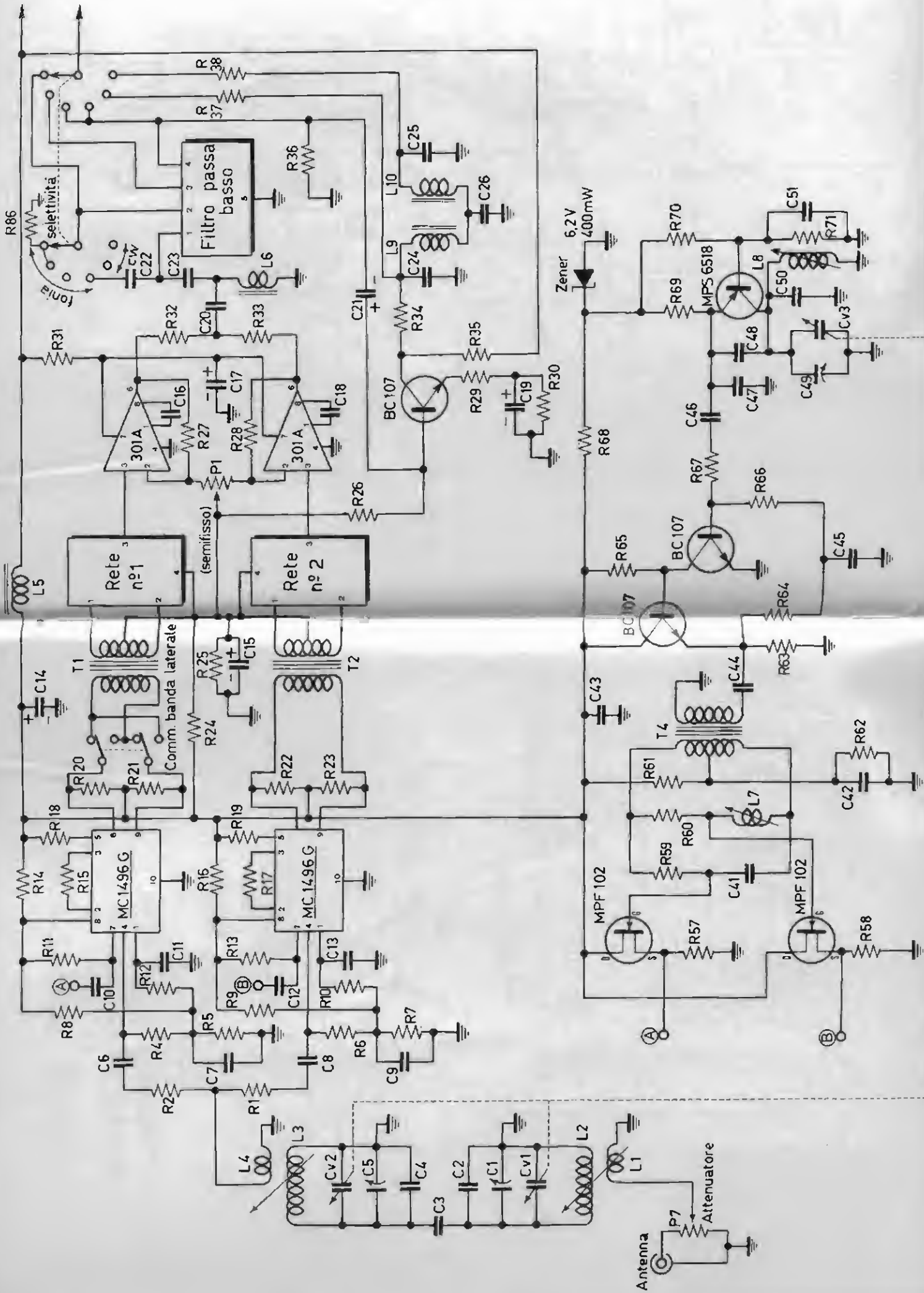
Il progetto del ricevitore di Maurizio Bigliani è veramente un ghiotto boccone per tutti gli appassionati della radio: la estrema completezza lo ha reso anche, purtroppo, di mole considerevole (circa una trentina di pagine della rivista); non si riesce quindi a pubblicarlo in un'unica puntata, ma occorre spezzarlo in più blocchi logici. Dopo l'introduzione e la presentazione generale, questo mese presentiamo lo schema elettrico generale e i valori dei componenti. Il prossimo mese troverete la spiegazione passo-passo di tutto il circuito. In maggio, infine, sarà presentata la realizzazione pratica, le appendici teoriche e la bibliografia.

ELENCO COMPONENTI

Resistenze (da 1/4 W)

R1 - R2 - R15 - R17	100 ohm
R6 - R7 - R36 - R57 - R58 - R69	1 k
R3 - R4 - R6 - R10 - R11 - R12 -	
R13 - R20 - R21 - R22 - R23 -	
R32 - R33 - R70 - R76 - R77	2,2 k
R8 - R9 - R63 - R65 - R83	820 ohm
R14 - R16	1,3 k
R18 - R19 - R50 - R71	10 k
R24 - R25 - R30 - R39	4,7 k
R26 - R60 - R61	5,6 k
R27 - R28	47 k
R29 - R31 - R52	150 ohm
R34 - R37 - R38	15 k
R35 - R43 - R48 - R53 - R, R6	3,3 k
R40	39 k
R41 - R46	0,47 M
R42 - R62	33 k
R44 - R45 - R79	2,4 k
R47	51 k
R51 - R75	12 k
R54	2,7 k
R55	3,3 ohm
R56	20 k

progetto
sponsorizzato
da
IATG
Radiocomunicazioni



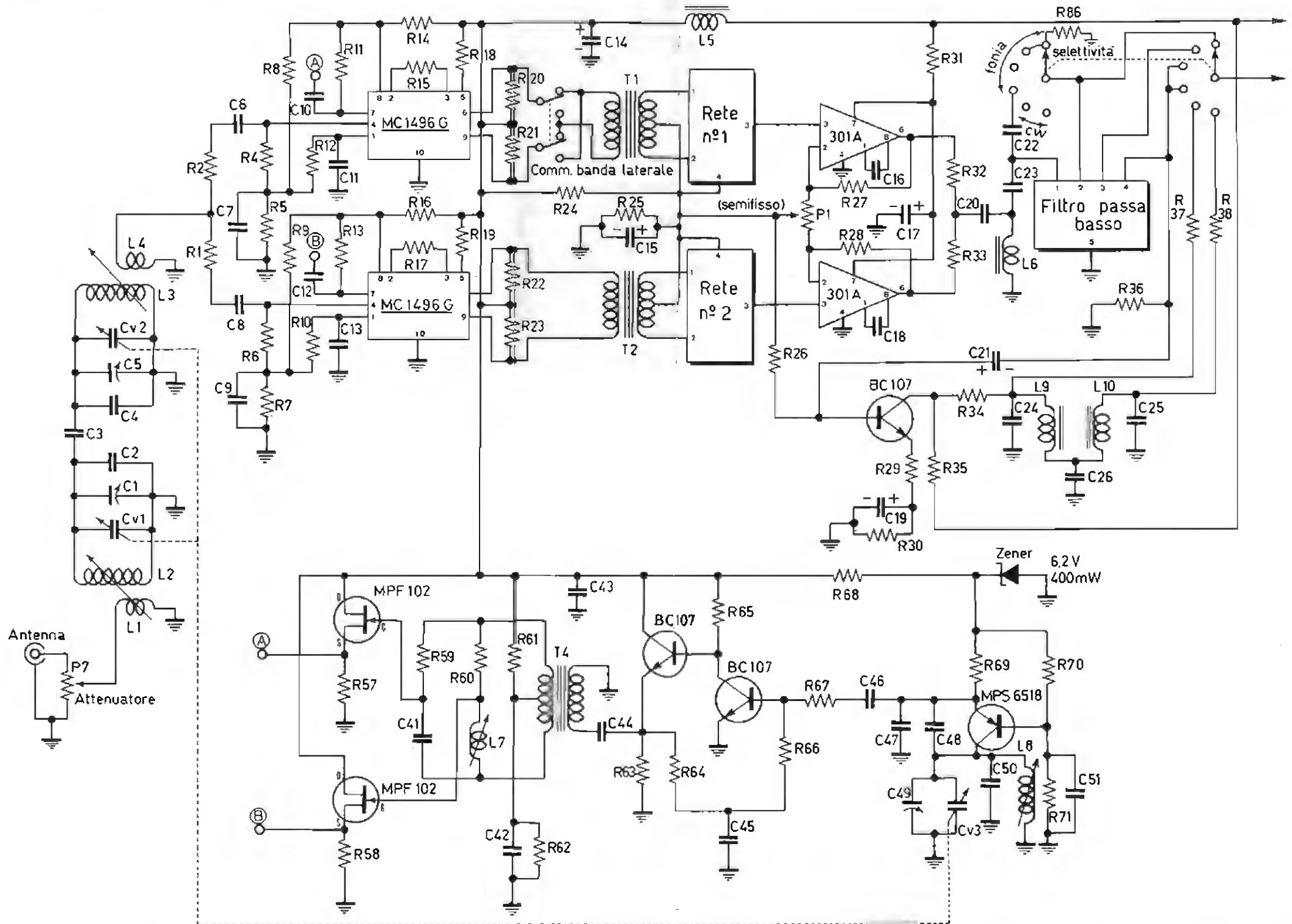
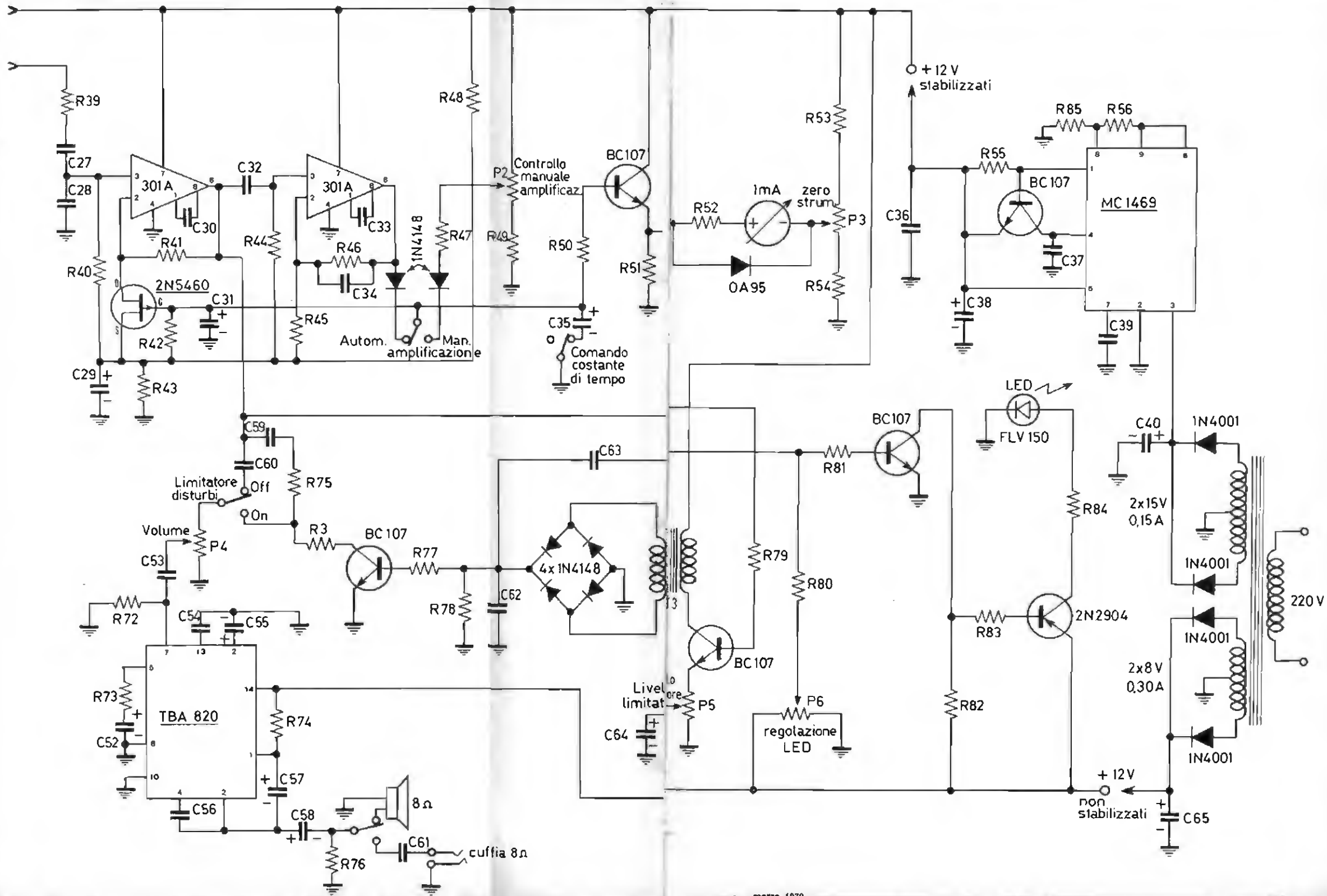


Figura 7 - SCHEMA ELETTRICO DEL RICEVITORE



R59 - R60	110 ohm \pm 2 %
R64 - R66	160 k
R67 -	1,5 k
R68	470 ohm
R72	22 k
R73	91 ohm
R74	56 ohm
R78	56 k
R80	2,4 M
R81	0,1 M
R84	390 ohm / 1W
R85	6,8 k

Condensatori (mica o polistirolo)

C2 - C4	270 pF \pm 2 %
C41	930 pF \pm 2 %
C47	4700 pF \pm 2 %
C48	1000 pF \pm 2 %
C50	100 pF \pm 2 %

Condensatori (ceramici)

C7 - C9 - C10 - C11 - C12 - C13 - C51 ...	0,1 μ F a disco
C16 - C18 - C30 - C33	33 pF
C44 - C46	2200 pF
C3	5,6 pF

Condensatori (mylar o policarbonato)

C6 - C8	0,02 μ F
C20 - C23 - C61	0,68 μ F
C22	0,03 μ F \pm 5 %
C24 - C25	0,38 μ F \pm 5 %
C26	5 μ F
C27 - C39	0,1 μ F
C28	4700 pF
C32 - C37 - C45 - C62	0,01 μ F
C34	470 pF
C36	2,2 μ F
C59 - C60 - C42 - C63	0,33 μ F
C43 - C53 - C54	0,22 μ F
C56	680 pF

Condensatori (elettrolitici)

C14 - C38 - C40 - C65	2200 μ F / 25 V
C15 - C52	100 μ F / 12 V
C17 - C29	68 μ F / 16 V
C19	4,7 μ F / 12 V
C31	10 μ F / 25 V
C35	68 μ F / 25 V
C55 - C57	100 μ F / 16 V
C58	220 μ F / 16 V
C64	50 μ F / 12 V

Potenzimetri

P1	4,7 k semifisso lineare
P2	10 k lineare
P3	1 k lineare
P4	0,1 M logaritmico
P5	3 k logaritmico
P6	47 k semifisso logaritmico
P7	1 k logaritmico

Trasformatore di alimentazione

Primario 220 V

1° Secondario 2 x 15 V - 0,15 A

2° Secondario 2 x 8 V - 0,3 A

Commutatori

1 commutatore 2 vie - 6 posizioni

Condensatore variabile

355 + 100 + 100 pF

Trasformatori B.F.

T1 - T2 - T3 GBC HT/2540 - 00

Interruttori e deviatori

n° 1 Interruttore (per la costante di tempo)

n° 3 Deviatori a 1 via (amplificatore, limitatore, cuffia-altoparlante)

n° 1 Deviatore a 2 vie (LSB-USB)

Compensatori

C1 - C5 - C49 Compensatori Philips (GBC 0/31 - 2)

Circuiti integrati

n° 2 - MC 1496 G

n° 4 - 301 A

n° 1 - T8A 820

n° 1 - MC 1469

Transistori

n° 8 - BC 107

n° 2 - MPF 102

n° 1 - MPS 6S18

n° 1 - 2N2904

n° 1 - 2N5460

Diodi

n° 4 - 1N4001

n° 6 - 1N4148

n° 1 - DA 95

n° 1 - FVL 150 LED (Fairchild)

n° 1 - Zener 6,2 V - 400 mW

Induttanze

L5 = Impedenza di filtro 1 H (GBC HT/0010-00)

L9 = L10 = bobine toroidali da 88 mH

L6 = 170 mH (due toroidi da 88 mH in serie o un toroide da 88 mH riavvolto)

L2 = L3 = 22 spire - filo 0,40 smaltato su supporto \varnothing 12 mm (spire unite) con nucleo.

L1 = L4 = 4 spire - filo 0,22 smaltato avvolte su L2 ed L4 vicino all'estremità collegata a massa

L7 = 15 spire filo 0,50 smaltato su supporto \varnothing 9 mm (spire unite) con nucleoL8 = 13 spire filo 0,80 smaltato su supporto \varnothing 9 mm (spire unite) con nucleo

T4 = Primario 20 spire - Secondario 2 x 3 spire, avvolte fra le spire del primario al centro dell'avvolgimento.

Filo smaltato 0,40 mm.

Nucleo toroidale STE N° 110027 (\varnothing 12,7 mm).

(segue il prossimo mese)

2. Filtri passa-alto per TVI

IODP, professor Corradino Di Pietro

Riprendiamo il discorso sul TVI, che può ben considerarsi il pericolo pubblico degli OM e CB!

Le statistiche affermano che, in caso di TVI, il colpevole è più spesso il ricevitore TV che il trasmettitore. Mi riferisco a statistiche della FCC (Federal Communications Commission), condotte negli USA, dove il problema delle interferenze è particolarmente grave, dato l'enorme numero di televisori e trasmettitori (OM e CB, militari, polizia, vigili del fuoco, taxi, ecc.).

Il problema è talmente grave che è in discussione al Congresso una legge che farà obbligo ai Costruttori di televisori e di altri apparati (impianti Hi-Fi) di incorporare nei loro apparati quei dispositivi che permettano a un televisore di funzionare anche in presenza di un forte campo elettromagnetico dovuto a un trasmettitore funzionante nelle vicinanze.

In attesa che anche da noi si faccia qualcosa in proposito (chissà fra quanti anni!), dobbiamo sbrigarcela da soli; è quindi necessario sapere individuare il tipo di interferenza — ce ne sono molti — e il rimedio più adatto.

In *cq elettronica*, agosto '77, si è parlato dell'argomento, più precisamente si è discusso di filtri passa-basso da applicare all'uscita del TX per eliminare armoniche e spurie. In *cq elettronica*, aprile '76, si è parlato del transmatch, utile all'attenuazione delle armoniche e al miglior adattamento fra TX e antenna.

Stavolta vediamo che si può fare quando la colpa è del televisore.

Premesso che ci sono diversi tipi di interferenze, mi sembra che il più comune sia quello che va sotto il nome di « fundamental overloading ». Si chiama così perché è la frequenza fondamentale con la quale si trasmette, che provoca il TVI. Ammettendo di trasmettere sui 29 MHz, è appunto questa frequenza che causa il disturbo, e non le sue armoniche, che un eventuale filtro passa-basso sul TX ha già sufficientemente attenuato.

La soluzione di TVI dovuta a deficienze del televisore non è soltanto tecnica, e anche diplomatica. E' bene non litigare con l'utente TV, anche perché, per individuare il tipo di interferenza, ci serve la sua collaborazione. Non è consigliabile che il radioamatore metta le mani sul televisore; si rende necessario l'intervento di un tecnico con il quale si deve collaborare, anche con lui con diplomazia, trattandosi generalmente del tecnico di fiducia dell'utente.

Fundamental Overloading

Vediamo più da vicino come accade il fattaccio.

Si sa che un televisore non è molto selettivo (un canale TV occupa ben 7 MHz), perciò non è difficile immaginare che il nostro segnale possa arrivare al primo stadio del ricevitore TV che è uno stadio amplificatore RF. Il nostro forte segnale sposta il punto di lavoro dello stadio che diventa un vero e proprio moltiplicatore di frequenze, cioè un generatore di armoniche che possono cadere sul canale TV che si riceve.

Come se ciò non bastasse, l'oscillatore locale del televisore, non essendo perfettamente separato dal primo stadio, batte con il nostro segnale producendo altri segnali spuri.

La spiegazione testè data è semplificata, in realtà la cosa può essere peggiorata dalle armoniche dell'oscillatore locale del televisore.

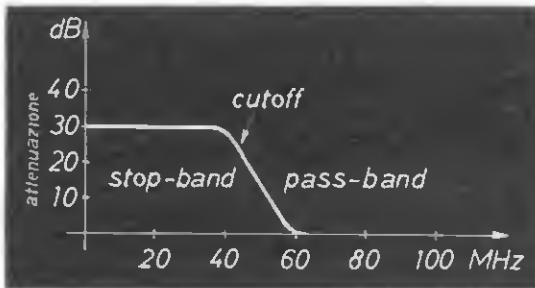


figura 1

Diagramma della curva di attenuazione di un filtro passa-alto.

Per fortuna il rimedio per questo tipo di Interferenza è semplice: per far sì che le nostre frequenze non arrivino al primo stadio del televisore, basta installare un filtro passa-alto all'ingresso di antenna del televisore.

Come dice la parola « passa-alto », questo filtro lascia passare le frequenze alte su cui trasmette la TV e attenua i nostri segnali che, relativamente, sono di frequenza molto più bassa (da 3 a 30 MHz).

La figura 1 mostra il comportamento del filtro: fino a circa 40 MHz c'è attenuazione; oltre questa frequenza il filtro non si « oppone » e i segnali in VHF e UHF entrano facilmente nel televisore.

La frequenza di taglio (o « cutoff ») è quella frequenza che separa la pass-band (banda dove non c'è attenuazione) e la stop-band (banda dove i segnali sono attenuati).

Si sceglie frequentemente un cutoff sul 40÷50 MHz, essendo a metà strada fra il più basso canale televisivo e la più alta frequenza di trasmissione in HF, cioè 30 MHz.

Cellule di filtri passa-alto

Come nei filtri passa-basso, ci sono cellule a π e a T.

Si può notare che i componenti di ciascuna cellula sono in posizione opposta rispetto ai filtri passa-basso: dove c'erano le bobine, ora ci sono i condensatori. Dopo tutto era da aspettarselo, visto che i due filtri si comportano in maniera opposta.

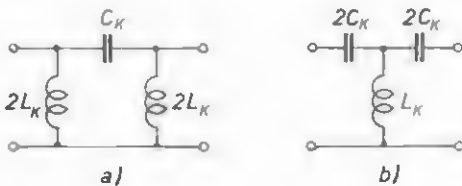


figura 2

Cellule fondamentali di filtri passa-alto con relative formule
(L = henry, C = farad, R = ohm, f_c = hertz).

- a) cellula a π
b) cellula a T

$$L_K = \frac{R}{4\pi f_c}$$

$$C_K = \frac{f}{4\pi f_c R}$$

La figura 2 mostra i due tipi di cellule con relative formule prelevate dal Handbook. Preciso che si apoderano le stesse formule per il π e per il T; notare anche che i risultati delle formule vanno raddoppiati dove è segnato 2L oppure 2C. Per chi non ama le formule ci ha già pensato l'amico I4YAF, Ing. Giuseppe Beltrami, che ha tabulato i valori occorrenti per i vari tipi di cellule in cq elettronica, giugno '77.

Certo con le tavole si fa più presto, ma ho pensato di specificare anche le formule che possono risultare necessarie nei casi in cui i valori non si trovano nelle tavole. Per esempio, le tavole ci sono per i 50 MHz, ma non per i 40 MHz di frequenza di taglio. Altra ragione per aver pubblicato le formule è che un paio di amici mi hanno fatto notare, a proposito dei filtri passa-basso, che non tutti possiedono lo Handbook.

Non essendo una cellula sufficiente alla bisogna, se ne mettono insieme due o tre, come da figura 3.

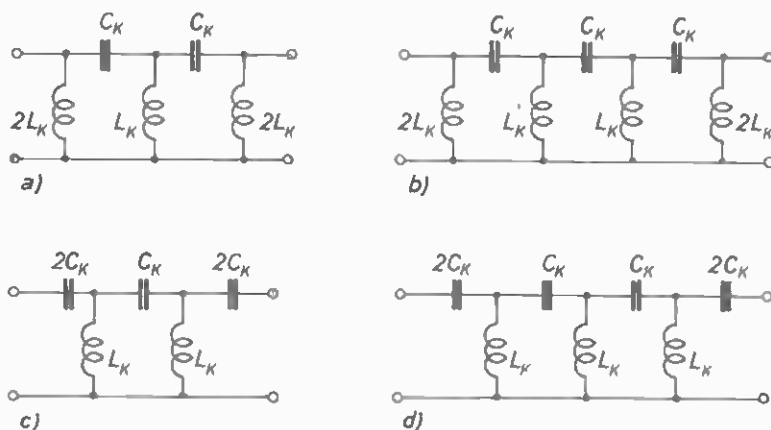


figura 3.

Schemi di filtri passa-alto a due e tre cellule.

- a) Due cellule a π .
 b) Tre cellule a π .
 c) Due cellule a T.
 d) Tre cellule a T.

Anche qui, come nei filtri passa-basso, le bobine o condensatori si dimezzano quando vengono a trovarsi rispettivamente in parallelo o in serie.

Per esempio, nella figura 3d abbiamo tre cellule a T; i condensatori centrali sono la metà di quelli agli estremi.

Per il calcolo delle spire delle bobine vale sempre la stessa formula

$$L = 0,01 \frac{D^2 N^2}{l + 0,45 D}$$

L = induttanza in μH
 l = lunghezza in cm
 D = diametro in cm
 N = numero delle spire

Per chi desiderasse ulteriori spiegazioni per il calcolo e costruzione delle bobine, rimando a *cq elettronica*, ottobre '73.

Vediamo due esempi di calcolo di filtri passa-alto.

Si voglia costruire un filtro a due cellule a T, frequenza di taglio 50 MHz, l'impedenza del cavetto coassiale del televisore è 75Ω (è lo stesso esempio dell'ing. Beltrami).

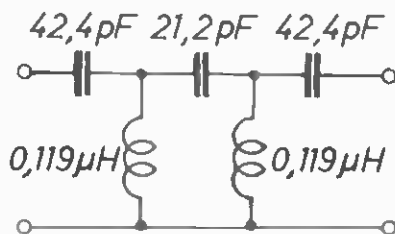
La figura 4 mostra i calcoli, si noti che il condensatore centrale ha un valore dimezzato rispetto agli altri due.

figura 4

Calcolo di un filtro passa-alto a due cellule a T
 $f_c = 50 \text{ MHz}$, $R = 75 \Omega$.

$$L_A = \frac{R}{4 \pi f_c} = \frac{75}{4 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 10^6} = 0,119 \mu\text{H}$$

$$C_K = \frac{1}{4 \cdot 3,14 \cdot 75 \cdot 50 \cdot 10^6} = 21,2 \text{ pF}; \quad 2 C_A = 42,4 \text{ pF}$$



Si rileva che i condensatori hanno valori non standard. Si rimedia giocando sulle tolleranze o su combinazioni serie-parallelo.

C'è un altro modo per ovviare a questi valori non standard dei condensatori. Ammettiamo di avere a disposizione dei condensatori di precisione da 20 pF; siccome questo valore è leggermente inferiore a quello della figura 4, avremo che la frequenza di taglio risulterà superiore a 50 MHz. Per sapere se questa nuova frequenza di taglio va ancora bene, si applica la formula fondamentale di figura 2, dopo aver tirato fuori f_c , come si vede in figura 5 che ne mostra il calcolo. Si trova che con i condensatori da 20 pF il cutoff è salito a 53 MHz, valore senz'altro accettabile.

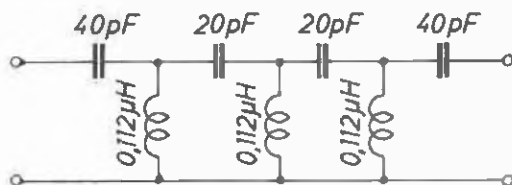


figura 5

Calcolo di un filtro passa-alto a tre cellule a T, $f_c = 53$ MHz, $R = 75 \Omega$

$$f_c = \frac{1}{4\pi RC} = \frac{1}{4 \cdot 3,14 \cdot 75 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \approx 53 \text{ MHz}$$

$$L = \frac{R}{4\pi f_c} = \frac{75}{4 \cdot 3,14 \cdot 53 \cdot 10^6} = 0,112 \mu\text{H}$$

Adesso si calcola L con la solita formula, ricordando che la frequenza è ora di 53 MHz. Il valore della bobina risulta leggermente inferiore a quelle dell'esercizio precedente.

Il filtro di figura 5 è composto da tre cellule a T per avere una maggiore attenuazione.

Costruzione

Il filtro va montato in una scatoletta metallica, e valgono gli stessi accorgimenti per i filtri passa-basso: prima di montare le bobine è necessario controllarne il valore con un grid-dip, non montare le bobine troppo vicino alle parti metalliche, schermare le varie sezioni del filtro in modo che le bobine non si vedano, ecc. ecc.

Filtro passa-alto con sezioni a M derivata

Si aumenta ulteriormente l'efficacia di un filtro aggiungendo delle sezioni terminali a « M derivata », così come si era fatto con i filtri passa-basso.

La figura 6 mostra i due circuiti con le formule. Nella figura è specificato il circuito da usare a seconda che le sezioni centrali siano del tipo a T o π .

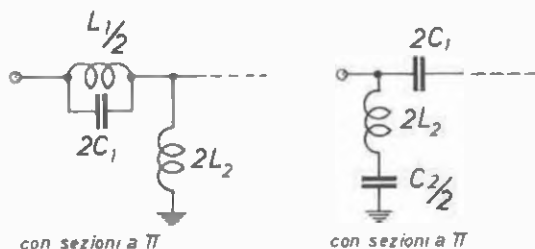


figura 6

Circuiti di sezioni terminali a M derivata.

C_A e L_A si riferiscono alle sezioni intermedie.

$$L_1 = \frac{4m}{1-m^2} L_A$$

$$L_2 = \frac{L_A}{m}$$

$$C_1 = \frac{C_A}{m}$$

$$C_2 = \frac{4m}{1-m^2} C_A$$

A proposito delle tabelle per il calcolo dei filtri, l'Ing. Beltrami mi ha chiesto di precisare che nel suo articolo le sezioni a M derivata di figura 5 e 11 vanno usate con celle intermedie a π , mentre quelle di figura 6 e 12 vanno usate con celle intermedie a T (cq elettronica, giugno '77, pagina 1053).

Alla M delle formule di figura 6 si dà generalmente il valore 0,6. Anche le tabelle sono state calcolate per $M = 0,6$.

Come esempio, si voglia costruire un filtro passa-alto composto da tre sezioni intermedie (o centrali) a π e due sezioni terminali a M derivata, frequenza di taglio 50 MHz, impedenza 75Ω .

La figura 7 mostra il procedimento.

Prima si calcolano (con le tabelle o con le formule) i valori delle bobine e condensatori come indicato nella parte superiore della figura.

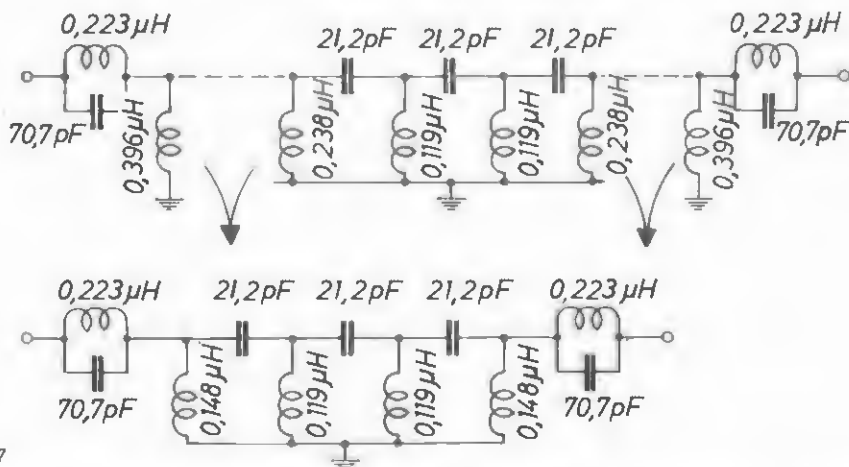


figura 7

Procedimento di calcolo di un filtro passa-alto composto da tre cellule a π e due sezioni terminali a M derivata

Le frecce indicano le bobine che vanno conglobate in una sola bobina facendone il parallelo.

Bobina da $0,223 \mu\text{H}$ = 8 spire, \varnothing 8 mm, lunga 15 mm

Bobina da $0,119 \mu\text{H}$ = 6 spire, \varnothing 8 mm, lunga 15 mm

Bobina da $0,148 \mu\text{H}$ = 8 spire, \varnothing 6 mm, lunga 10 mm

Tutte le bobine sono in filo argentato \varnothing 1 mm

Adesso si devono unire le sezioni terminali con le cellule intermedie. Poiché la bobina (verticale) della sezione a M derivata viene a trovarsi in parallelo alla bobina della cellula a π , si conglobano queste due bobine in una sola bobina (il calcolo è come due resistori in parallelo), come indicano le frecce.

L'amico Gilberto Rivola (via Gramsci 11, 26015 Soresina, CR) ha costruito questo filtro e gentilmente me lo ha inviato dopo averlo controllato con il suo frequenzimetro. Il filtro di Gilberto ha un aspetto molto professionale, anche perché l'Autore si è divertito a costruirne diversi, anche del tipo passa-basso: un grazie sentito per la collaborazione!

Ho eseguito su detto filtro le seguenti prove.

Ne ho controllato la frequenza di taglio con lo stesso sistema usato per il filtro passa-basso, figura 8



figura 8

Controllo della frequenza di taglio di un filtro.

Il diodo, il condensatore e lo strumento possono essere sostituiti da un probe a RF.

Mantenere l'ascio l'accoppiamento fra grid-dip e link

Con un link di una spira si accoppia il filtro a un grid-dip oscillante al di sopra della frequenza di taglio. Lo strumento accuserà un passaggio di corrente, che dimostra che la RF inviata dal grid-dip attraverso indisturbata il filtro; spostando verso frequenze più basse il grid-dip, l'indice dello strumento va a zero (sul 50 MHz), e resta a zero se si continua a scendere in frequenza; ciò dimostra che ora il filtro non lascia passare più radiofrequenza.

La prova decisiva è stata naturalmente quella di applicare il filtro all'ingresso del televisore disturbato da overloading. Ho effettuato questa prova su tre televisori e il disturbo è scomparso.

Siccome molti televisori hanno il telaio « caldo » (non essendo provvisti di trasformatore) il collegamento fra la scatola del filtro e lo chassis del televisore può essere effettuato tramite un condensatore da 10 nF (valore non critico); si evita di prendere la scossa, specialmente se il filtro è montato all'esterno del televisore; i terminali del condensatore devono essere cortissimi per minimizzare l'induttanza del collegamento.

Errata corrige del mio filtro passa-basso

Purtroppo c'è stato qualche errore sul mio filtro passa-basso di *cq elettronica*, agosto 1977, pagina 1479 (figura 7).

Il diagramma del filtro contiene una sezione in più. In figura 9 è il diagramma esatto.

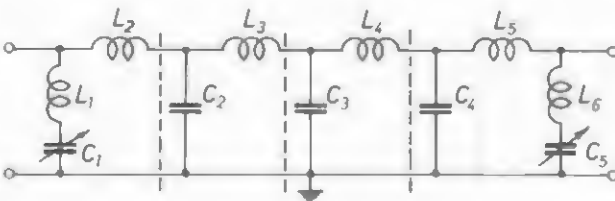


Figura 9

Schema di filtro passa-basso.

$L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6$ 0,379 μ H
 L_2, L_3, L_4, L_5 0,568 μ H
 L_1, L_6 0,710 μ H
 C_1, C_5 38 pF
 C_2, C_3, C_4 126,6 pF
 f_{cutoff} 33,6 MHz
 f_{co} 42 MHz
 Impedenza 75 Ω

Ho riportato anche i valori dei componenti, essendoci due piccoli errori: l'impedenza è di 75 Ω (quindi i valori sono calcolati in base a tale impedenza), e non 72; l'induttanza delle bobine centrali è 0,710, e non 0,714 μ H.

Numerosi amici mi hanno chiesto di pubblicare le formule e il procedimento di calcolo.

Cominciamo subito con le formule prelevate dal Handbook (figura 10). Si tratta delle due solite celle a π e a T, e delle due celle terminali a M derivata.

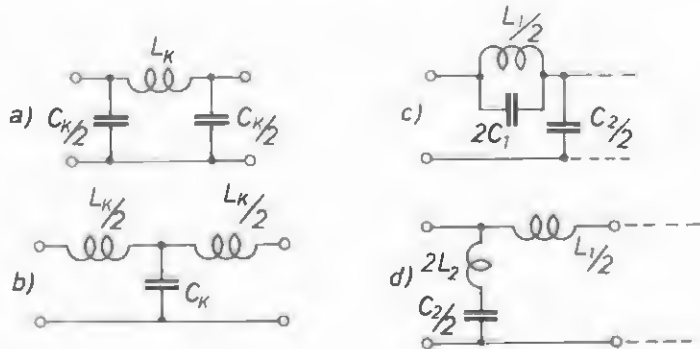


figura 10

Celle di filtri passa-basso.

- a) Cella a π
 b) Cella a T.
 c) Cella terminale a M derivata da usarsi con cella a π .
 d) Cella terminale a M derivata da usarsi con cella a T.

E' piuttosto facile sbagliarsi per il fatto che, a volte, la formula ci dà la metà o il doppio del corrispondente valore della bobina o del condensatore.

Per esempio, nella cella a T, la formula relativa al calcolo della bobina fornisce un valore doppio, il quale, diviso per due, dà il valore delle due bobine che formano la cella. Anche per il calcolo delle sezioni terminali si può cadere in errore, basta un momento di distrazione. In ogni modo i valori devono essere esatti per la semplice ragione che non li ho calcolati io, ma la Johnson (rammento che si tratta di un filtro commerciale trasformato per avere un cutoff a una frequenza più bassa).

Per quanto riguarda il procedimento di calcolo, esso è analogo al calcolo del filtro passa-alto di figura 7.

La sezione centrale del filtro è composta da tre celle a T. Ricordo che quando due sezioni a T si uniscono, la bobina centrale raddoppia (vedi articolo sui filtri passa-basso).

Poi si calcolano le due sezioni terminali, rammentando che le celle a T vogliono la cella terminale segnata con la lettera d) della figura 10.

Infine si uniscono le due celle terminali con la parte centrale. In questo caso la bobina della cella a T viene a trovarsi in serie con la bobina della cella terminale, e se ne fa la somma ($0,355 + 0,213 = 0,568 = L_2 = L_5$ della figura 9).

I condensatori C_1 e C_2 sono dei variabili in aria da 50 pF, che vengono regolati come spiegato nell'articolo summenzionato. Nulla vieta di usare dei condensatori fissi da 38 pF come indicato nelle figure 9 e 11.

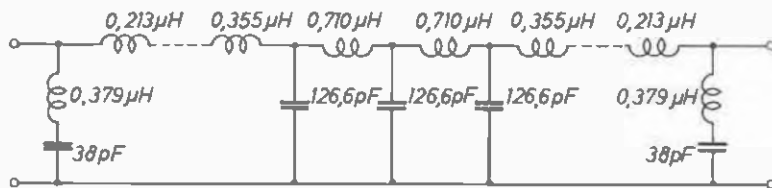


figura 11

Procedimento per il calcolo del filtro passa-basso di figura 9.

Le bobine vanno controllate con un grid-dip-meter prima di saldarle per il fatto che la formula data per il calcolo delle bobine è approssimata per frequenze oltre i 30 MHz. Inoltre bisogna stare attenti a non « tirarle » quando si saldano, altrimenti se ne diminuisce il valore. Ugualmente se ne diminuisce il valore se vengono montate troppo vicine alle parti metalliche.

Per concludere, la costruzione di questi filtri non è difficile, ma va fatta con precisione e pazienza. Le bobine devono essere schermate (in figura 9 si vede il posizionamento degli schermi). Fra L_1 e L_2 , e fra L_3 e L_4 non c'è schermo; per questa ragione vanno montate ad angolo retto affinché non si influenzino (mettendoci uno schermo, sarebbe ancora meglio).

Sempre a proposito di queste celle terminali a M derivata, c'è da osservare che il valore che si dà a M fissa la differenza fra la frequenza di taglio e quella di massima attenuazione. Nel caso di $M = 0,6$, la frequenza di massima attenuazione si ottiene moltiplicando per 1,25 la frequenza di taglio (in questo filtro, $1,25 \times 33,6 = 42$ MHz).

Spesso, ma non sempre, queste celle a M derivata si mettono agli estremi del filtro. Si possono mettere anche fra le celle intermedie. Sul Handbook ci sono anche le formule per questo caso.

Per chi usa cavo coassiale da 52 Ω , bisogna rifare i calcoli delle bobine e condensatori con le formule date.

Richiesta di collaborazione

I filtri in questione servono per le HF. Mi è stato chiesto di descrivere qualcosa per i due metri. Sarei grato a chi mi facesse sapere qualcosa in materia (filtri, trappole, stubs, ecc.).

Altra richiesta è di pubblicare qualcosa per le interferenze che riguardano impianti Hi-Fi. Anche qui aspetto la vostra collaborazione.

Mi è stato anche domandato se questi filtri passa-alto sono in commercio. Se qualcuno sa qualcosa in proposito, è gentilmente pregato di comunicarmelo.

Per terminare, gradirei conoscere le vostre esperienze in fatto di interferenze e le soluzioni trovate per eliminare l'inconveniente.

Aspetto le vostre lettere, grazie.

SEGNALAZIONI LIBRARIE

La franco muzzio & c. editore ha nuovamente incrementato sia la sua biblioteca tascabile elettronica che la collana « manuali di elettronica applicata ».

La bte conta oggi il 21° titolo: come si costruisce un mixer di richard zierl (68 pagine, L. 2.400): l'Autore rileva che le enormi possibilità creative dei miscelatori sono state finora utilizzate solo negli studi radio-televisivi o nelle case discografiche.

Con questo libro viene offerta al dilettante l'opportunità di sonorizzare diapositive o film a passo ridotto, oppure di intervenire nella registrazione di pezzi inusicali, ottenendo ogni sorta di effetti affascinanti. L'Autore parte dall'utilizzo dell'amplificatore BF di una qualsiasi radioricevente per giungere al sofisticato mixer a quattro canali a circuiti integrati

Ulteriori e più ampie notizie sulla bte potete ottenerle scrivendo all'editore muzzio, piazza De Gasperi 12, Padova.

I « manuali di elettronica applicata », sempre di muzzio, che comprendono le linee « tecniche di misurazione », « radioamatori », « elettronica professionale », « componenti », « elettroacustica », « radio tv », « elettronica generale », « modellismo », contano ormai un numero elevatissimo di titoli.

Gli ultimi usciti sono il 12° della linea « tecniche di misurazione »: il libro dell'oscilloscopio di Sutaner/Wissfer (148 pagine, L. 4.400); il 14° della linea « radioamatori »: metodi di misura per radioamatori di Wolfgang Link (132 pagine, L. 4.000); il 15° della linea « radio tv »: il libro delle antenne: la pratica di Herbert Mende (104 pagine, L. 3.600).

Segnaliamo ancora, di Mauro Minnella: Chi tocca i fili muore (Senza Filtro Editore, 102 pagine, Lire 2.500); sono moltissime, in tutto il territorio nazionale, le stazioni FM a carattere locale. Mauro Minnella ha vissuto l'avventura FM sin dalle prime battute. Dalle sue conoscenze specifiche, arricchite da una pluriennale esperienza diretta, è nato questo utile volumetto destinato a tutti gli operatori del mezzo radiofonico. Per ulteriori notizie: Senza Filtro Editore, via Oberdan 5, Ancona.

Bioritmi per la HP-25C

I2FZA, Ferruccio Ferrazza

Da qualche tempo su alcune riviste scientifiche e non appaiono strani diagrammi sotto il nome di BIORITMI. In un primo tempo mi sono chiesto se questi fossero un'ennesima astrologica valutazione dei nostri destini, poi, approfondendo la materia, ho scoperto che al contrario essi si impennano su rigorose basi scientifiche, cui studiosi in varie parti del mondo hanno dedicato lunghi periodi di indagine scrupolosa.

Malgrado esso sia in argomento ancora un poco oscuro, cercherò in modo chiaro di descriverne le funzioni e il modo di interpretare tali grafici; quello che si è scoperto risulta essere una sorta di orologio biologico, completamente indipendente da quello che tutti ben conosciamo, legato all'alternarsi dei periodi di sonno e di veglia, regolato dal ciclo quotidiano del sorgere e calare del sole. Questo nuovo orologio è suddiviso in tre cicli fondamentali e di periodo differente l'uno dall'altro, i quali si alternano su due fasi uguali come intensità, ma di segno opposto, per completarsi e ritornare all'inizio allo scadere del periodo che al singolo ciclo compete.

Al momento della nascita questi tre cicli partono nella medesima direzione e dallo stesso punto, ma essendo il loro periodo differente, ben presto essi risultano sfasarsi.

Vediamo ora quali influenze hanno questi tre bioritmi e quale sia il loro periodo. Il bioritmo che risulta essere il più importante

viene chiamato "fisico" e ha un periodo di 23 giorni, regolando la resistenza al lavoro, il benessere fisico e tutto quanto concerne il nostro corpo da un punto di vista meramente meccanico; esiste poi il bioritmo "emotivo", con un periodo di 28 giorni, che controlla i sentimenti e il morale; per finire, l'ultimo bioritmo è quello "intellettivo", con un periodo di 33 giorni, che regola la potenza del pensiero e la forza di concentrazione.

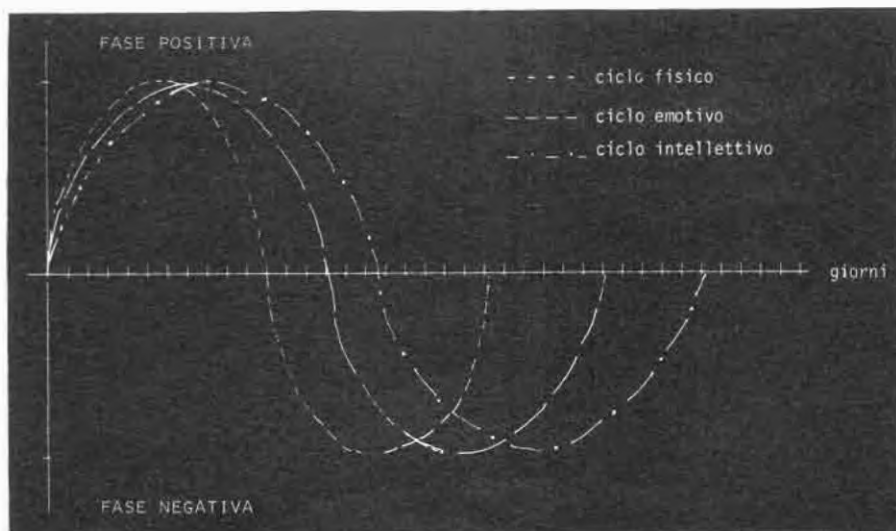
Questi tre bioritmi possono essere riportati in forma grafica su un piano cartesiano, essendo funzione di una formula matematica che è

$$(AMPIEZZA \text{ DEL BIORITMO}) = \text{SIN} \left(360 \times \frac{N}{R} \right)$$

in cui N = numero di giorni trascorsi dalla nascita

R = numero di giorni del periodo relativo al bioritmo considerato
(23 per fisico, 28 per emotivo, 33 per intellettivo)

Come si nota, l'ampiezza del bioritmo oscilla tra +1 e -1, significando con la positività il corrispondente benessere e con la negatività una fase instabile o, appunto, negativa. In figura si rappresentano i giorni successivi alla nascita:



Il programma che qui al seguito si descrive permette di calcolare l'ampiezza dei vari cicli per un qualsiasi giorno prefissato successivo alla data di nascita, e quindi ottenere i valori per i giorni successivi potendo così creare un grafico simile a quello rappresentato in figura per un periodo a piacimento.

PROGRAMMA PER IL CALCOLO DEI BIORITMI SU HP-25C

LINEA	CODICE	TASTI	LINEA	CODICE	TASTI
01	03	3	26	41	-
02	2401	RCL 1	27	2407	RCL 7
03	1441	f X<Y	28	1561	g X≠0
04	1309	GTO 09	29	1333	GTO 33
05	01	1	30	22	∇ (ROLL DOWN)
06	51	+	31	234107	STO-7
07	2403	RCL 3	32	1300	GTO 00
08	1315	GTO 15	33	51	+
09	01	1	34	2400	RCL 0
10	03	3	35	61	X
11	51	+	36	2307	STO 7
12	2403	RCL 3	37	74	R/S
13	01	1	38	1571	q X=0
14	41	-	39	1345	GTO 45
15	2404	RCL 4	40	2407	RCL 7
16	61	X	41	21	X∇Y
17	1401	f INT	42	71	:
18	21	X∇Y	43	1404	f SIN
19	2405	RCL 5	44	1337	GTO 37
20	61	X	45	2400	RCL 0
21	1401	f INT	46	235107	STO+7
22	51	+	47	01	1
23	2402	RCL 2	48	235102	STO+2
24	51	+	49	1337	GTO 37
25	2406	RCL 6			

IMPIEGO DEI REGISTRI

R0	contiene il valore 360
R1	" il mese in forma numerica
R2	" il giorno
R3	" le ultime due cifre dell'anno
R4	" il valore 365.25
R5	" il valore 30.6
R6	" il valore 621049
R7	" il valore 0 all'inizio dell'elaborazione e viene usato come indicatore

La prima parte del programma serve a calcolare il numero di giorni che intercorrono dalla data di nascita del soggetto al giorno del quale si desiderano i valori dei bioritmi (passo 01 - 37); la seconda parte, sviluppando la formula già descritta, calcola l'ampiezza del bioritmo specificato, oppure incrementa di un giorno il contatore per procedere alla graficizzazione dei bioritmi.

Scanning

per voltmetri digitali

dottor Roberto Visconti

Da quando si sono diffusi gli strumenti digitali, agli appassionati (come il sottoscritto) si sono aperte nuove possibilità nel campo della strumentazione che sarebbero state impensabili con gli strumenti analogici.

Lo scopo di queste note è di fornire una soluzione possibile agli hobbysti in possesso di un voltmetro digitale (se ne trovano ormai a partire dalle 30 ÷ 35 mila lire in sù) che invece ne vorrebbero fino a un max di quattro per effettuare più misure simultanee di tensione, ad esempio ingresso e uscita di un amplificatore con in più l'alimentazione, controllo di logiche TTL e di un amplificatore con in più l'alimentazione, controllo di logiche TTL e C.MOS, ecc.

Facendo precedere l'ingresso di un comune voltmetro digitale con fondo scala 2 V dal circuito esposto nel seguito, è possibile visualizzare nel tempo quattro tensioni diverse e indipendenti tra loro; più precisamente, il circuito è dotato di quattro terminali (canali) i quali vanno collegati ai punti dei quali si vuol conoscere la tensione, più un quinto (GND) che costituisce l'unico ritorno comune e che va collegato alla massa del circuito una volta per tutte.

Il display del voltmetro mostrerà allora per un tempo regolabile tra 5 e 15 secondi il risultato della prima misura (canale 1), per poi passare a visualizzare la seconda misura in modo analogo, e così via per la terza e la quarta, per poi ricominciare da capo nel caso si desideri variare qualche parametro o ci sia lasciato sfuggire qualche dato in precedenza: quattro led avvisatori indicano quale dei quattro canali è attivo in quell'istante.

Il primo vantaggio circuitale che balza subito all'occhio è la pulizia di cavetti di connessione: infatti, usando più di un voltmetro, c'è necessità di collegare tra loro i ritorni comuni, fatto questo che spesso porta a grovigli di fili a mo' di piatto di spaghetti, con conseguente possibilità di confusione e falsi contatti. Altro vantaggio è quello di dover tenere sott'occhio un solo strumento invece di doversi spostare per leggerne più d'uno, perciò maggior comodità, minor ingombro, ecc.

Esaminiamo ora il circuito il cui schema di principio è molto facile: quattro switches CMOS contenuti nell'integrato CD4066 hanno il compito di instradare verso l'uscita i segnali applicati ai canali d'ingresso. Questi switches sono funzionalmente come in figura 1 b): il segnale applicato all'ingresso 1 viene trasmesso all'uscita 0 se sul terminale di controllo G (gate) è presente un livello positivo di tensione.

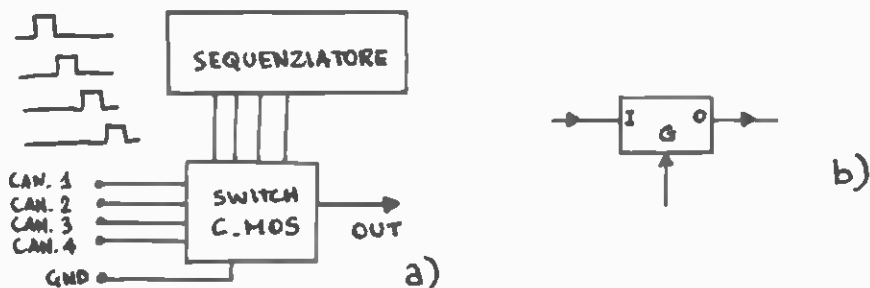


figura 1

Schema a blocchi del dispositivo.

Disponendo di un sequenziatore che generi su quattro terminali tensioni positive per determinati intervalli di tempo, è possibile far sì che le gates vengano comandate sequenzialmente nel tempo e perciò in ingresso al voltmetro vero e proprio appariranno di volta in volta le quattro tensioni applicate ai canali d'ingresso.

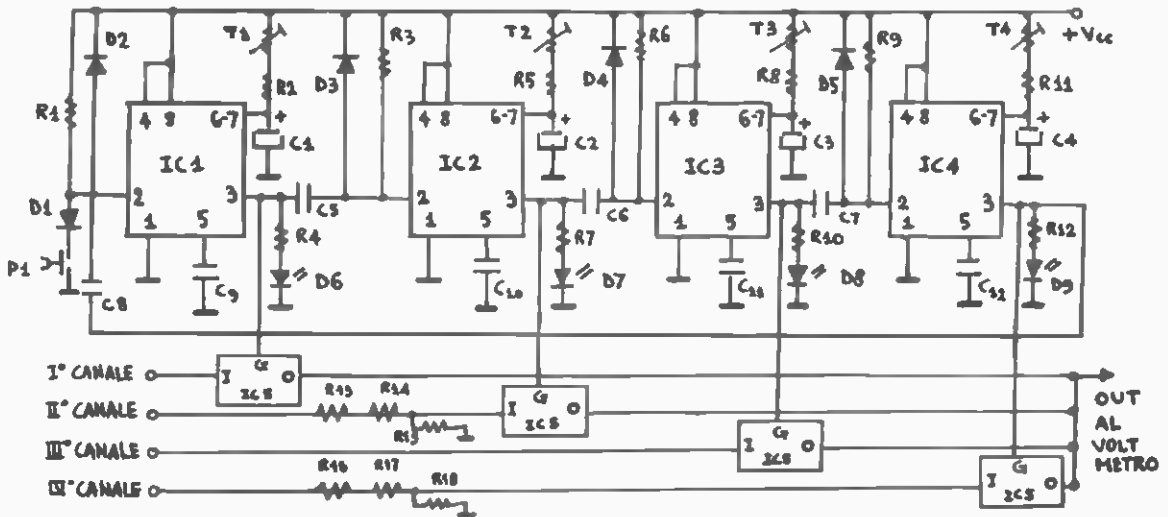


figura 2

Schema circuitale.

$D_1 \div D_5$ 1N914
 $D_6 \div D_9$ led rossi
 $T_1 \div T_4$ 1 M Ω
 $C_1 \div C_2$ 10 μ F, verticali
 $C_3 \div C_{10}$ 10 nF
 $IC_1 \div IC_4$ μ A555
 IC_5 CD 4066 (su zoccolo)

R_1, R_2, R_6, R_8 5,6 k Ω
 R_3, R_5, R_9, R_{12} 470 k Ω
 R_4, R_7, R_{10}, R_{11} 1 k Ω
 R_{13}, R_{14} 1,5 M Ω
 R_{16}, R_{17} 120 k Ω
 R_{18}, R_{15} 180 k Ω

Parliamo ora del circuito vero e proprio: esso è nato come accessorio, perciò è stato ideato in modo da poter funzionare senza manomettere lo strumento vero e proprio. Così com'è ora, il circuito lavora con:

— Due canali (il 1° e il 3°) con fondo scala 2 V, e ad alta impedenza (la Z_i del voltmetro a valle in pratica) per misure di basse tensioni, tipo polarizzazioni di base per transistor o di gate per fet e mos;

— Due canali (il 2° e il 4°) con fondo scala 20 V con impedenza di 1,8 M Ω circa per misure di collettore, drain, alimentazioni e altro: se al posto dei resistori $R_{11} \div R_{18}$ si possono reperire i valori corrispondenti aumentati tutti di un fattore 10, e cioè 15 M Ω , 1,2 M Ω e 1,8 M Ω , si può portarla a un massimo di 18 M Ω .

È inutile dire che resistori a strato metallico di precisione con questi valori sono in pratica introvabili, perciò ci si accontenta della precisione dei resistori che si riesce a trovare.

L'unico inconveniente rilevante è che la posizione del punto decimale rimane la stessa per tutte le portate, a meno di modificare anche il commutatore di scala del voltmetro; in ogni caso, i led spia indicheranno quando si dovrà moltiplicare il valore letto per 10 (2° e 4° canale).

Gli ingressi sono organizzati in modo da avere la seguente successione di portate: 2 V, 20 V, 2 V, 20 V. L'alimentazione del circuito deve essere contenuta tra 5 e 15 V, perciò è TTL-MOS compatibile.

Nello stampato proposto nelle figure 3 e 4 sono previsti quattro ponticelli in filo rigido, indicati con $P_1 \div P_4$; fare attenzione inoltre al montaggio dei trimmers $T_1 \div T_4$, assicurandosi che rivolgano il lato regolabile verso l'esterno, pena acrobazie in regolazione dei tempi di visualizzazione (sono state previste infatti quattro piazzole e non tre per poterli girare dal lato giusto).

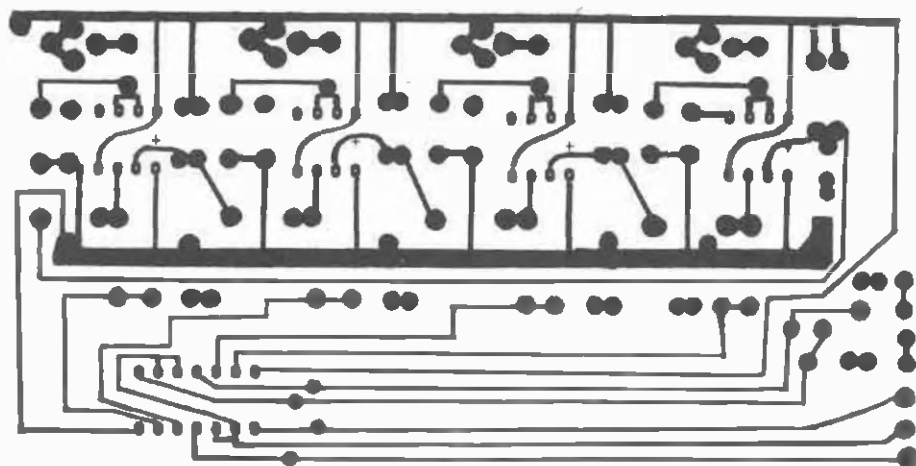


figura 3

Circuito stampato lato rame.

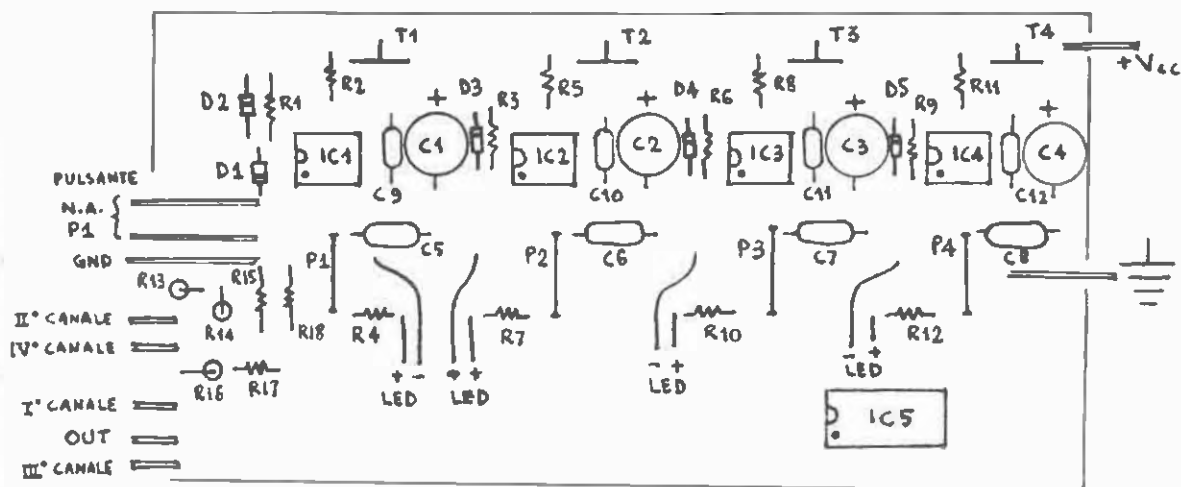


figura 4

Layout componenti.

Per far partire il circuito, è sufficiente premere e rilasciare P_1 , quindi si regolano i trimmers secondo le proprie esigenze. E' da notare che i canali sono totalmente indipendenti tra loro, perciò è possibile instradare sia livelli in cc che in ca; cioè se si è disposti a manomettere (o completare, a seconda dei gusti) il proprio strumento digitale, sia esso voltmetro o anche frequenzimetro fino a un max di 10 MHz, si potrebbe inserire lo scanning come in figura 5.

In questo caso, si potranno togliere i resistori R_{13} - R_{18} e la giusta posizione del punto decimale verrà decisa dal relativo commutatore di scala del circuito d'ingresso adattato. Essendo i canali indipendenti, si potrebbero eseguire anche misure diverse tra loro, come ad esempio tensione su due canali e corrente sugli altri due; tuttavia è bene tenere presente che misure di corrente a fondo-scala pieno causerebbero cadute di tensione di 2 V nel circuito sotto misura, che possono essere troppo alte per tensioni ordinarie dell'ordine di $9 \div 12$ V. Per fare misure di corrente è dunque

necessario un millivoltmetro, che causerebbe una caduta di tensione di 0.2 V, oppure raggiungere un compromesso, rinunciando al fondo-scala pieno inserendo tra i canali e massa resistori di $1\text{ k}\Omega$, 1 W per leggere i μA (fondo scala teorico di $2.000\ \mu\text{A}$) e di $1\ \Omega$, 5 W per leggere i mA (fondo scala teorico di 2.000 mA), usando come secondo terminale da inserire in serie la massa.

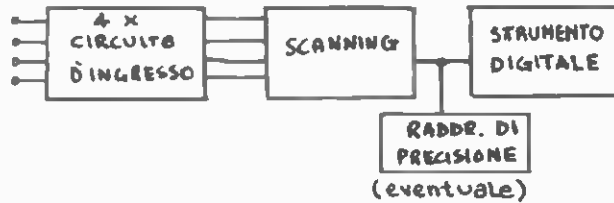


figura 5

Inserzione dello scanning in un complesso digitale.

I trimmers $T_1 \div T_4$ servono a regolare il tempo di visualizzazione entro il range $5 \div 15$ sec circa, valore che credo più che sufficiente per leggere e annotare un dato; in ogni caso, è possibile aumentarlo variando R_1 e compagne fino a circa $1\ \text{M}\Omega$. Potrebbe tornare comodo, ma non indispensabile, inserire dei tasti NA su ogni pin 2 di ogni 555 per « stoppare » il display su un dato canale in modo da poter regolare un alimentatore o un potenziometro o altro; nel circuito ciò non è stato previsto perché ho ritenuto che il tempo a disposizione è abbastanza alto per permettere questo: a questo proposito, ho preferito la soluzione a monostabili rispetto all'impulsatore-contatore-decoder proprio per ottenere, ad esempio, due scansioni rapide e due lente per dare il tempo di effettuare le operazioni sopracitate solo quando servono. Un ultimo accorgimento (previsto sullo stampato ma non nei circuiti) può essere quello di inserire tra ogni canale e massa due zener contrapposti in funzione di protezione da sovratensioni d'ingresso, come in figura 6, qualora il modulo venga usato indipendentemente.

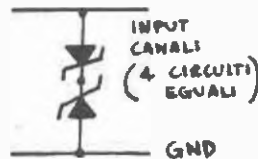
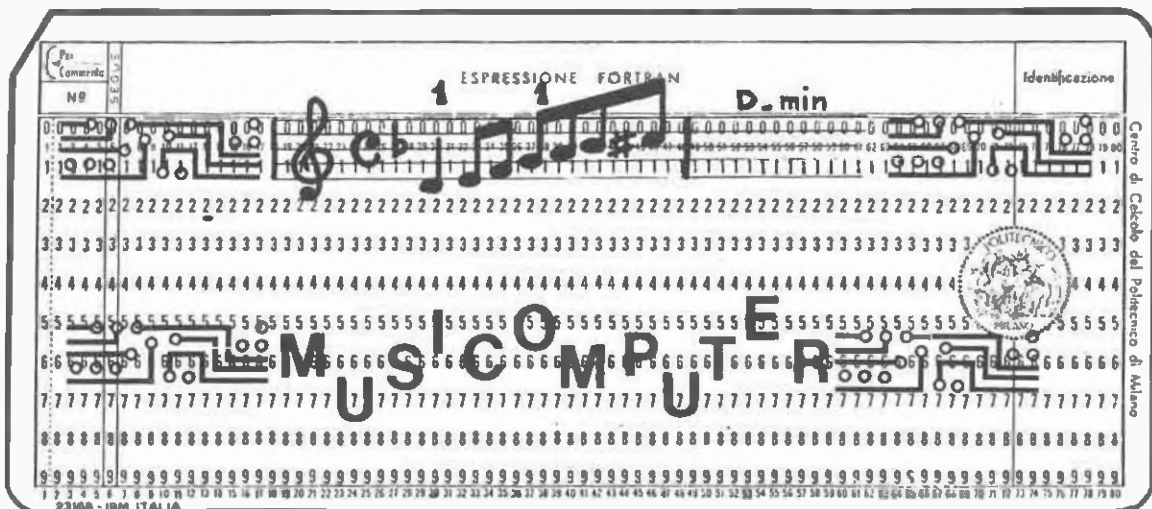


figura 6

Doppi zener contrapposti in funzione di protezione dei canali.

Il valore nominale degli zener sarà lievemente inferiore a quello dell'alimentazione, cioè 4,7 V per $V_{cc} = 5\ \text{V}$, 8,2 V per $V_{cc} = 9\ \text{V}$, e così via, la potenza consigliata di 1 W.



paolo bozzola - via mollinari 20 - brescia

Addenda - Consigli

Dunque, non vi ho proprio voluto lasciare nei « guai », Ma... che cosa sono, dopo tutto, questi « guai »? Diciamo pure che sono tutti quei piccoli problemi — taluni dei quali facilmente risolvibili — che però lasciano al costruttore un senso di disagio quando egli, pur con la sua massima perspicacia e buona volontà, non sia riuscito ad aggirarli completamente. L'unico punto a vantaggio di chi riesce a risolverli, dunque, è l'esperienza.

Ora il sottoscritto ha impiegato la bellezza di un anno e mezzo per mettere a punto il suo marchingegno, e se ora questo funziona nel migliore dei modi è tutto merito di una pazienza cinese nel risolvere i più bastardi problemi. E quindi perché non aiutare anche voi, che senz'altro sarete facilitati da questo piccolo « troubleshooter »?

1) Encoder Digitale

Problemi manifestatisi:

- Il clock non oscilla.
- Su R_4 — pin 3 di X_2 — non si leggono degli « uni » logici con un tasto premuto.
- Quale tensione di alimentazione logica usare? (per EK e DAC cioè STROBE).
- Esatta sequenza temporale degli impulsi di STROBE e $\overline{\text{STROBE}}$.

Soluzioni:

a) Ciò si manifesta esplicitamente con il fatto che, per esempio, si accende il tutto (EK+DAC) e i led rimangono ostinatamente accesi oppure fanno i capricci e, comunque, il led Flag 1 (l'analogo dello STEP) non si accende, e manco il led del Flag 2 (erano i due led verdi).

Allora potete:

- cambiare valore (riducendo di poco) alla R_1 di 10 k Ω ;
- cambiare C_1 di 5 nF, riducendo leggermente la sua capacità;
- sostituire l'integrato.

Notate che spesso può accadere che per strani valori della V_{allim} il clock oscilla, e che invece, riducendo o aumentando tale V_{allim} di poco, nulla accade: tutto inerte e morto. Come la mettiamo? Vedasi in seguito il punto c). Comunque già fin d'ora vi dico: alimentate l'Encoder con +5 V e insistete a fare andare il Clock con tale valore di alimentazione. Ricordate che ci sono tre tipi di porte C-mos: anche se ciò può essere un « di più » vi dirò che esse si dividono in « A », « B », e « Buf-

fered B ». Se avete scelto un « Buffered B » (ad esempio gli SCL4001BE) può accadere di avere noie in quanto essi sono più « duri ». Dunque dei semplici CD4001AE — che alimentati a +5 V vanno benissimo — sono abitualmente la soluzione. Una volta che il clock sicuramente parte ad ogni accensione della alimentazione, passate al

b) Premendo un tasto verificate che compaiano circa 4,5 V ai capi di R_4 . Se ciò non accade in genere è ancora colpa del Clock, per cui al 99 % una volta che si sia messo a punto il passo a) tutto dovrà sicuramente funzionare. Caso mai leggeste un valore troppo basso e siete sicuri che il Clock funziona, potete provare a cambiare R_4 e sostituirla con un valore più alto (fino a 4,7 k Ω). Adesso la prova finale: premete un tasto, mentre col voltmetro leggete la tensione al pin 3 dell'integrato 2. Inoltre monitorizzate il pin 1 del 4024 con l'oscilloscopio. Finché nessun tasto è premuto ci deve essere una bella quadra che scompare non appena un tasto è premuto. Comprovato questo, è tutto OK.

Commentiamo il punto

c) Scelta della alimentazione. Da prove effettuate ho trovato che il valore ottimale per l'alimentazione logica è proprio 5 V. Come del resto era giusto, in quanto come vedranno poi coloro che sono intenzionati ad espandere polifonicamente il sistema, gran parte dei μp usa i 5 V positivi come alimentazione.

Consiglio: ricavate tale valore dell'alimentazione dal solito LM340-5 o $\mu\text{A}7085$ (quell'Integrato che sembra un transistor di potenza). Data Sheets e Applications le trovate a valanga. E non avrete problemi. Niente dissipatori. Attenzione: i led (vedasi dopo, note del DAC) non andranno alimentati a 5 V: ho visto che è meglio.

d) L'ultimo argomento riguardante il circuito dell'Encoder è relativo a una corretta sequenza temporale. I costruttori, secondo il progetto qui pubblicato (vedi cq, maggio-giugno-luglio-etc.) avranno visto che lo STR era ricavato dallo STR con un inverter nor. E che lo stesso STR era mandato alla linea SCAN (se S_1 era in tal senso posizionato) per fermare il Clock quando un tasto era premuto. Ora attenzione: dovete assolutamente porre due nor (o due inverter C-mos qualunque) dove la figura 1 ve lo indica,

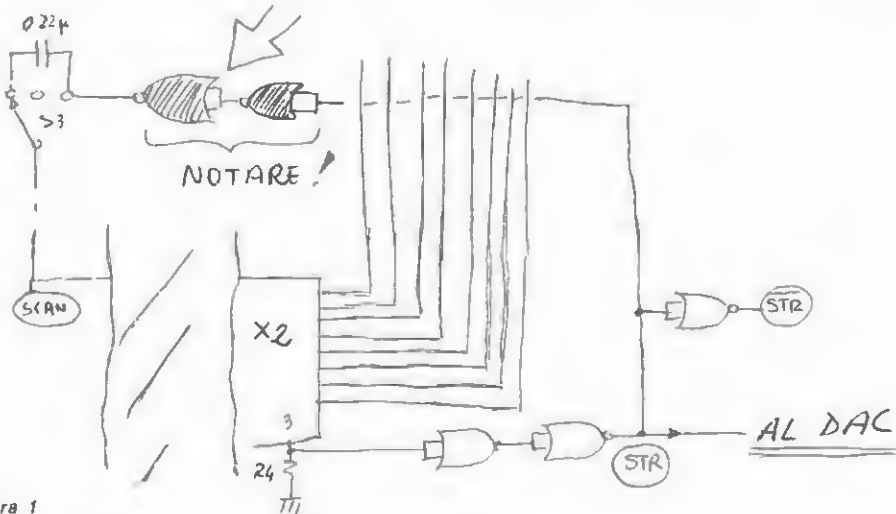


figura 1

Aggiunta all'Encoder per avere l'esatta sequenza temporale.

Ciò (controllate pure!) riporta definitivamente in situazione di correttezza la sequenza temporale delle uscite di controllo. Attenzione, nell'effettuare la modifica, a non combinare pasticci: dove si indica « al DAC » significa che quel punto e solo quello deve raggiungere gli ingressi del DAC, mentre dovrete individuare

nelle vostre incavettature il cavo che univa detto STR a uno dei pin del deviatore a zero cetrante, appunto lo S_3 . Per sistemare il tutto è perfettamente inutile rifare lo stampato: ma, più semplicemente, usate uno zoccolo, meglio se non del tipo basso, a cui avrete fatto i collegamenti, sia interni che con dei semplici fili, ai punti esatti del circuito esterno. Per comodità potete piazzare tale zocchetto vicino a S_3 . Attenzione: è importante, usando un 4001 c-mos, collegare a massa (o al +5 V) le entrate delle due porte rimaste inutilizzate: una porta c-mos, infatti, con le entrate scollegate, può trovarsi con la sua uscita in una zona indefinita di transizione (circa 2,5 V se alimentate a +5 V), zona in cui i due fet del paio di uscita conducono tutti due, e la porta assorbe una grande (rispetto alle condizioni normali) potenza e si può deteriorare.

Detto ciò, non ci resta che riguardare il tutto, secondo le procedure descritte negli scorsi numeri, procedure che non cambiano anche con le modifiche effettuate. Sicuri di un perfetto « work », passiamo al nostro DAC.

2) Converter D/A

Problemi manifestatisi:

- a) Diodi led poco luminosi.
- b) Non corretto « display » dello status, dei led stessi.
- c) Imprecisioni nella CV all'uscita del converter (dovute agli switch c-mos, non all'ICR!)
- d) Ronzii fuori norma.
- e) Migliorie.

Soluzioni:

a) E' meglio non caricare troppo i +5 V: e d'altra parte è forse anche meglio vedere bene i led! E allora basta staccare dal punto « J » il cavo che va al comune dei led, e attaccarlo a una fonte anche non stabilizzata (con la massa in comune alle altre!) di circa 12 V. In genere avrete un +12, -12 non stabilizzati per ottenere i ± 9 e i +5 stabilizzati: al rail +12 attaccate il common dei led.

b) Il non corretto display dello « Status » del DAC dipende dal set-up dell'Encoder, per cui vi consiglio senz'altro dirivedere la messa a punto dello stesso. Fatto ciò, ogni incorretto display può essere dovuto solamente a vostri errori nel collegamento Tastiera-Matrice interfaccia-Encoder. Rivedete dunque tali collegamenti (se non l'avevate fatto prima). Se a tale punto ancora ci sono dei difetti, potrebbero esserci guasti nei c-mos Latches 4042 o in qualche transistor che pilota i led, ma sappiate che la probabilità che ciò si verifichi (fino ad ora, su circa cento prove) è risultata essere nulla (con le solite precauzioni viste sull'uso dei c-mos). Vedete un po' voi...

Ah, attenzione ad alimentare con gli stessi +5 V la parte digitale del DAC. Ancora, per tale tensione ripeto che integrati del tipo A vanno bene se non riuscite a trovare i tipi B.

c) Questo punto è il più scoraggiante perché il costruttore che è arrivato finalmente alle prove finali riscontra (NB: usare un buon voltmetro digitale!) che i valori in uscita della CV sono decisamente non corretti. Ciò, attenzione, è dovuto solo al comportamento « on » dei c-mos Switches 4066. Cioè, spiego, voi avete l'« ste benedetto ICR che, per conto suo, è precisissimo (circa 1 per mille). Ora i valori dei resistori integrati sono in genere calcolati per valori di resistenza « on » dei 4066 intorno agli 80 Ω . Ma io, nelle prove fino ad ora effettuate, ho trovato, come minimo assoluto, un valore di 105 Ω in stato di « on ». Con tale 30 % di deviazione, il circuito « sballa » e si perdono anche 500 mV a fondo scala, rispetto al valore esatto. Come ci si deve comportare? Occorre pazienza, anche se il lavoro da fare è enormemente minore di quello che avremmo da fare tarando i dodici ipotetici trimmer. Occorre dunque notare che soltanto sei dei dodici resistori vanno posti a massa tramite i 4066 e quindi soltanto R: b/c/f/g/k/l sono sottoposte alla nostra attenzione. Il trucco è quello di saldare (dalla parte rame, c'è posto a sufficienza usando resistori 5 %, 1/8 W) dei resistori di opportuno valore in parallelo a detti resistori integrati, in modo da abbassare il valore totale di resistenza R-Switch quando lo switch è in « on ». L'operazione, di per sé delicata, è

peraltro molto semplice e si svolge quasi tutta a tavolino. Dovete misurare, con un tasto premuto finché il rispettivo 4066/ « x » è « on », la resistenza che presenta tale switch. Sia essa « R_x ». Adesso, indipendentemente dal fatto che sia o meno « on » lo stesso switch, misurate il valore della resistenza di R_x , dove « x » è dato via via dalle sigle dette sopra. Adesso è: $R_x + R_x = R_{tot}$. Se ora scrivo: $R_x + 80 \Omega = R_{E_{sat}}$, quale relazione sta fra R_{tot} e $R_{E_{sat}}$? E' senz'altro che:

$$1/R_x + 1/R_{par} + 1/R_x = (R_{E_{sat}})^{-1}$$

Di questa equazione noi conosciamo R_x , R_x , e anche $R_{E_{sat}}$; ci resta solo da trovare R_{par} , che è appunto il valore del resistore da mettere in parallelo alle sole R_x (non all'insieme $R_x + R_x$, sennò il gruppo rimane sempre a massa!). I valori del mio caso personale dimostravano:

- R parallelo a $R_k = 1,8 M\Omega$
- R parallelo a $R_l = 470 k\Omega$
- R parallelo a $R_f = 780 k\Omega$
- R parallelo a $R_e = 180 k\Omega$
- R parallelo a $R_c =$ trimmer Cermet un giro, $390 k\Omega$
- R parallelo a $R_b =$ trimmer Cermet un giro, $50 k\Omega$

Per favore non prendere come oro colato tali valori, (tranne forse gli ultimi due) ma rifate i vostri conti per il vostro caso! Per quanto riguarda la piccola taratura che rimane da fare, essa si rende necessaria in quanto i valori di R_b/R_c sono già di per sé molto piccoli, per cui è necessaria una ottima precisione del valore di R_{par} . Per le altre, nonostante tolleranze del 5 %, tenete presente che, per esempio, $1,8 M\Omega$ è un valore abbastanza enorme rispetto a quello di R_k , per cui il parallelo finale diviene sufficientemente preciso. Tarando i due trimmer, vi conviene verificare che la CV raddoppi esattamente a ogni ottava: in genere troverete sperimentalmente i tasti influenzati dalla regolazione di tali trimmer: dopo tutto si tratta fare passare l'esponenziale per due punti precisi del piano f/V . Il lavoro è semplice e brevissimo. Potete senz'altro fermarvi quando al massimo lo scarto che un qualsiasi tasto ha, in CV, dal proprio gradino di CV « calcolato » partendo dal valore di CV del primo tasto della tastiera, arriva allo 0,5 %.

d) Ronzii fuori norma sono provocati da inesatte posizioni delle masse, ritorni, anelli di massa, etc. Se il sistema è montato come suggerito (avrete per le mani cq 6/78) non ci dovrebbero essere problemi.

Consiglio: ponete un condensatore ($1.000 \mu F$, 6V) tra il punto « K » e la giunzione fra R_{31} e R_{32} . Poi un $47 nF$ tra V_{ref} e massa.

Consiglio anche di sostituire R_{32} con un trimmer da $4,7 k\Omega$, e regolare tale trimmer, tenendo premuto l'ultimo tasto della tastiera con R_{34} al massimo, fino a leggere che la CV in uscita è 5V o poco più. Sarete così nello standard del sistema. Anche una eventuale riduzione di R_{29} e R_{30} si rende necessaria, in vista delle aggiunte che esporrò fra poco. Riducetele a 150Ω . Eccoci dunque al punto « e ».

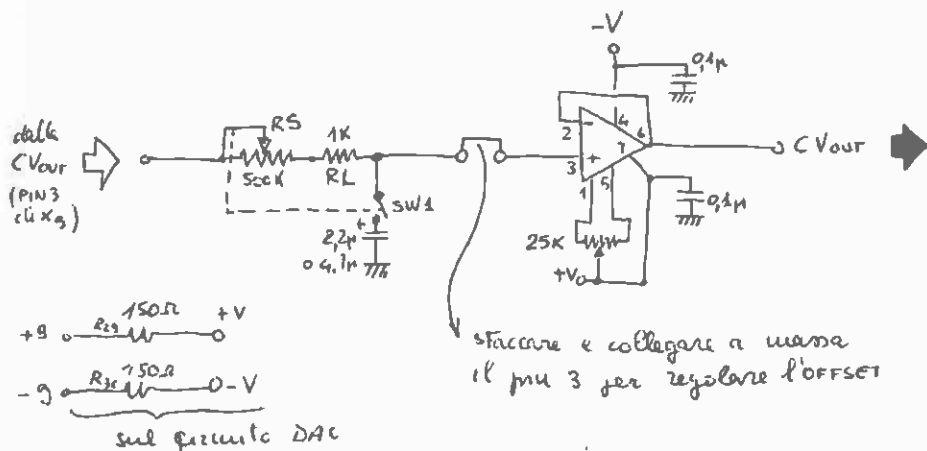
e) C'è veramente poco da migliorare, in questi moduli professionali, una volta che, diciamo, si siano curati i « particolari ». Restano dunque dei minuscoli argomenti da « aprire ». Uno di questi è il Portamento, o Glissato, o Glide che dir si voglia. Molti di voi si saranno messi (forse) le mani nei capelli, quando avevano addocchiato il sistema EK+DAC anche solo per scopi monofonici: « ma come, dico io, non c'è Glide! ».

Bene, prendete a pagina seguente la figura 2 e divertitevi.

Usate un piccolo pezzo di perfboard (3×3 cm), su cui avrete fissato uno zoccolo, un trimmer Cermet da un giro, $25 k\Omega$, un condensatore al tantalio da $2,2$ o anche $4,7 \mu F$ (a secondo delle costanti di tempo che desiderate), etc. Quindi acquistate un prezioso LF156 (o LF155, o altri). Anche una serie « 2 » o « 3 » va bene (dunque tutta la famiglia 155-6-7; 255-6-7; 355-6-7); e cablate il tutto come da schema. Ecco il vostro glissato.

Prima di allacciare la alimentazione controllate il tutto; indi, prima di collegare il pin 3 alla « CV out », collegatelo a massa; misurate la tensione all'uscita del bifet OPAMP, e regolate il trimmer fino a ottenere esattamente zero volt. Ora potete collegare l'input al resto del circuito.

Ultima miglioria sarebbe (io sono pignolo, abbastanza, e l'ho fatto) quella di sostituire all'OP09FY che in genere io fornisco a chi me lo chiede, il migliore OP09 « A » Y, che contiene anch'esso i quattro operazionali, ma ha un bias di



NOTA

sw1 è cablato sul potenziometro RS (500k + interruttorino). RL serve a evitare autooscillazioni con RS a zero.

figura 2

Schema del Glide Circuit.

circa la metà (current bias), ed è un « Super HI-Match Quad OpAmp, (max 450 μ V Offset guaranteed); il costo è elevatissimo (circa il triplo del fratellino OP09FY), ma per « il purista » ne vale la pena.

Detto ciò, penso di avere sufficientemente sviscerato tutti i problemi e magagne che arieggiavano intorno al sistema base: state ognor sicuri, ad ogni modo, che gli altri articoli che poi verranno (Quash, Applications, Poliphonic Synthesiser, etc.) anche se più in là, non vi lasceranno a bocca asciutta: soprattutto, io, come forse pochi altri (sono modesto), mi preoccupo di montare sempre tutto prima e dare al lettore il circuito solo quando sono sicuro che funziona e quando ho messo a punto ogni particolare: questo ve lo devo dire perché non vi sentiate buttati « allo sbaraglio » in un progettone come questo.

A parte il fatto che per ottenere una esatta casistica di prove occorre, al sottoscritto, un mare di tempo, e ciò giustifica il prossimo diradamento degli articoli. Ma, vi assicuro, alla fine il vostro Sistema non avrà nulla da invidiare al Microcomposer Roland (30 milioncini). Forse sarà anche meglio, a seconda della vostra pazienza e buona volontà!

E ora, molte, parecchie, tante COMUNICAZIONI IMPORTANTI.

Comunicazioni importanti

A momenti oi sono più comunicazioni che articolo! Ma tant'è: sono suggerimenti e varie proposte raccolte negli ultimi tre mesi, e ci tengo a farvi sapere che non sono rimaste inascoltate. Esse, dunque, riguardano al solito le documentazioni, gli stampati, etc, con alcune aggiunte fresche fresche.

1) DOCUMENTAZIONI: purtroppo, visti gli andazzi, una ottimistica proiezione mi fa supporre che su cq non riuscirò a portarvi più del 5% del materiale che ho in casa. Però tale materiale (100 pagine di manuali originali) è a vostra disposizione. Telefonate per le istruzioni. Penso, anzi, che per coloro che si stanno gettando sulla polifonia tale documentazione sia indispensabile.

ATTENZIONE! NOTA IMPORTANTISSIMA!

Quanto vado a dire interessa tutti coloro che hanno, in passato, richiesto e rice-

vuto la documentazione di **MUSICOMPUTER**: e cioè ci sono tre gruppi di persone fra costoro:

- a) che hanno ricevuto il fascicolo senza il manuale del Quash;
- b) che hanno ricevuto anche il Quash ma non le ultime pagine aggiunte in data 10-9-1978;
- c) che hanno ricevuto anche le istruzioni di software e cablaggio dei banchi di Quash.

Ebbene, tutti gli interessati scrivano specificando che cosa devo loro mandare: gli a) riceveranno il Quash + il software; i b) , che hanno già il Quash Manual, riceveranno solo la documentazione di software, invece i « c) » stiano contenti così, fino a prossimi avvisi che è disponibile un ulteriore ampliamento della documentazione.

2) Idem come sopra, ma per la documentazione di « Vivere... » 150 pagine dei migliori manuali.

3) Molte richieste mi sono piovute per:

- a) pannelli;
- b) stampati;
- c) matrici a incroci;
- d) tastiere polifoniche (string ensembles, etc.).

Io ho risolto i problemi con:

a) Sono a disposizione dei lettori due tipi di pannello: uno per un sint modulare + matrice a incroci, e uno relativo a un sint più piccolo, studiato per collegamenti precablati, tipo, in tutto e per tutto, il minimoog. Entrambi i pannelli sono forati e serigrafati. Scrivete o telefonate. Vi manderò le figure.

b) Tutti gli stampati dei moduli (sia per Musicomputer che per Vivere) sono disponibili.

c) Ora sono disponibili (= riesco a trovare a prezzi modici) le matrici a incroci (22 x 22 incroci) necessarie al 4600 et al.

d) Per me stesso ho progettato ottime tastiere con archi+chorus, etc. Non abbiate paura a chieder informazioni: ora posso darvele! Idem per gli interessati a un piano elettrico con « touch control »: è tutta roba che sto montando e provando per farmi una certa esperienza, anche se non vi so dire ora se per tutto ciò vi sarà spazio su cq. Comunque io sono sempre qui per darvi tutte le informazioni in proposito.

INOLTRE, e con questo spero di accontentare gli... Incontentabili!:

— E' ora disponibile il progetto completo del filtro professionale da 24 dB/ottava (quello PAIA dei mesi scorsi era 12 dB/ottava).

— Ultimo colpo: molte richieste sono giunte perché io facessi una raccolta dei famosi « patches », e cioè dei vari incavettamenti ai fini di ottenere i più svariati suoni. Ora c'è una specie di libro disponibile, con quasi un centinaio di « patches », che non dovrebbe costare poi molto. Copie sono senz'altro disponibili.

— Ultima zampata: i soliti componenti introvabili: non è che faccio apposta, per esempio, a scovare roba come l'OP09: avrei potuto dirvi: usate 4x741 o altro. Ma il circuito è molto critico (oscillazioni etc.) se non si effettua la disposizione suggerita appunto dalla PAIA. E allora, per la salvaguardia delle prestazioni, ecco che occorrono componenti affidabilissimi. Questa è la mia politica. Chi non la gradisce, vada a costruirsi i moduli apparsi un poco dovunque, e preghi che gli vada bene al primo colpo...

Dunque: niente paura: ICR, OP09, e tutto ciò che non riuscite a trovare lo potete chiedere a me, e sarò ben lieto di aggiungere ai miei abituarissimi acquisti, anche i componenti « introvabili » di cui avete bisogno.

Cuntént?

PS: ore in cui dovete (mannaggia...!) telefonare:

- a) intorno alle 14;
- b) intorno alle 20,30;
- c) (per il 99 %, sigh) quando volete voi...

FINE, STRAFINE, ARCIFINE

Cherubini - quiz

soluzione

10ZV, dottor Francesco Cherubini

La soluzione richiesta era la seguente:

— Si abbia un volgare carica batterie a mezz'onda (vedi figura 1): la tensione nel punto B è $12 V_{cc}$: in A abbiamo delle semionde, che quando superano i $12,5 V$, provocano picchi di corrente (di carica della batteria) che, in un milliamperometro inserito tra A e B, vengono indicati, nel **valor medio**, con A che risulta positivo rispetto a B (vedi figura 2).

Se inseriamo invece un voltmetro tra A e B, abbiamo B a $12 V$ fissi, e il punto A con un valor medio inferiore, per cui B appare positivo rispetto ad A.

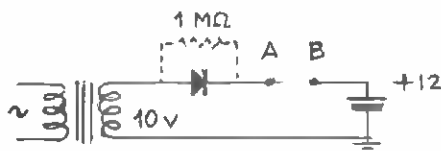


FIG. 1 - Carica batterie

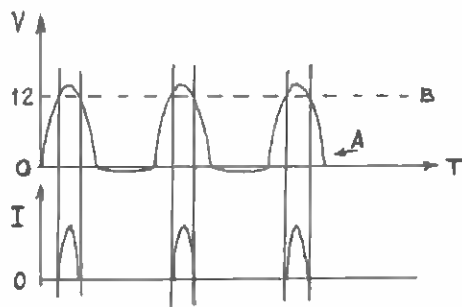


FIG. 2 - Tensioni e corrente in fig. 1

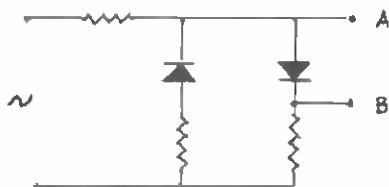


FIG. 3 A

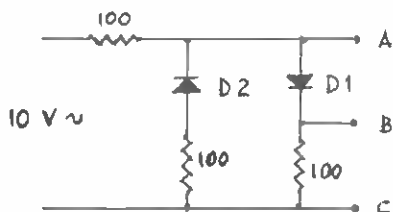


FIG. 3 B



Nota: occorre che il diodo non sia perfetto, quindi che non sia, ad esempio, un diodo al silicio da 1.000 V inversi; deve avere una leggera dispersione, che può essere simulata ponendovi in parallelo una R (ad esempio da 1 M Ω) indicata tratteggiata nello schema di figura 1.

Tale dispersione si verifica facilmente usando diodi « vecchiotti » (prima generazione) o di recupero.

Nessun lettore ha indicato questa soluzione.

Alcuni, con apprezzabile sforzo cerebrale, hanno elaborato circuiti più o meno sofisticati per ottenere lo stesso risultato. Solo uno, tra questi, ha raggiunto lo scopo con « pochi componenti » come richiesto dal quiz, anche se è dubbio che sia stato « probabilmente usato in più occasioni »: si tratta di **Roberto Fontana, I1BAB**, strada Ricchiardo 13, 10040 Cumiana, che ha proposto il circuito di figura 3 A, e che viene l'abbonamento omaggio a **cq elettronica**.

Roberto dà anche una spiegazione matematica piuttosto sofferta ed elaborata: noi abbiamo preferito provare il circuito con i valori indicati in figura 3 B. Usando un tester e 10 V_{ca} in ingresso, si legge tra A e B, 2 V continui con **B positivo**; ovvero, col milliamperometro sempre tra A e B, 6 mA con **A positivo**.

Spiegazione semplificata:

1) Col voltmetro:

Quando A è positivo D₁ conduce; A risulta poco positivo rispetto a B. Quando A è negativo D₁ non conduce; ai suoi capi avremo la tensione che si sviluppa tra A e C, che è sensibilmente maggiore della precedente. Perciò il voltmetro « vede » **B positivo** rispetto ad A.

2) Col milliamperometro:

La resistenza interna del milliamperometro è molto più bassa di quella di D₁, sia che conduca o no. Perciò lo strumento è percorso da corrente alternata. Ma quando C è positivo rispetto ad A (e solo allora) il diodo D₂ conduce, quindi viene in parte a shuntare il circuito e a ridurre la corrente che passa nello strumento. Quindi lo strumento « vede » **A positivo** rispetto a B.

Questa soluzione risponde integralmente al quiz.

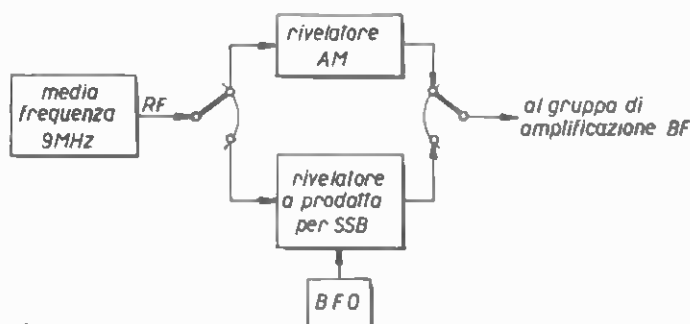
Parzialmente valide, anche se troppo elaborate, le soluzioni dei lettori: **Cristian Daini**, che usa un operazionale, e **Gianantonio Moretto** con un circuito monostabile. *****

RX: "il mondo in tasca"

ing. Ubaldo Mazzoncini

(segue dal n 2/79)

Se ben ci ricordiamo, dall'ultima scatoletta (media frequenza + demodulazione FM) fuoriuscivano due cavetti: il primo per RF dove scorre il segnale di media ben amplificato, e il secondo per BF dove scorre il segnale audio FM demodulato. Sofferamoci per ora sul primo. Da questo segnale RF a 9 MHz noi dovremo infatti ricavare i corrispondenti segnali audio in AM, USB e LSB.

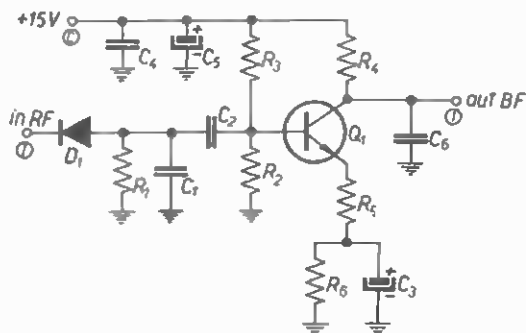


(Schema indicativo)

Veniamo quindi al

Rivelatore AM

Schema elettrico



Q₁ BC109B
D₁ OA95

R₁ 10 k Ω
R₂ 5,6 k Ω
R₃ 15 k Ω
R₄ 2,2 k Ω
R₅ 100 Ω
R₆ 820 Ω
tutte da 1/4 W

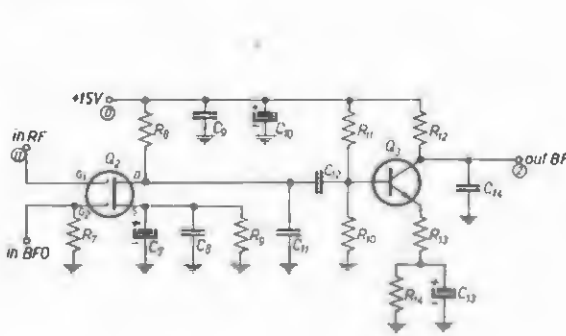
C₁ 8,2 nF
C₂ 56 nF
C₃ 50 μ F, 12 V
C₄ 100 nF
C₅ 50 μ F, 16 V
C₆ 12 nF

Come potete vedere, è uno schema classicissimo: D₁ ha la funzione, insieme a R₁ e C₁, di rivelare il segnale RF, Q₁ funziona da preamplificatore di BF. Da notare C₆ che permette di attenuare le alte frequenze audio (non siamo nel campo dell'HiFi e le frequenze oltre i 3.000 Hz disturbano e basta!).

Passiamo ora alla parte più delicata, cioè il

Rivelatore per SSB (LSB e USB)

Schema elettrico

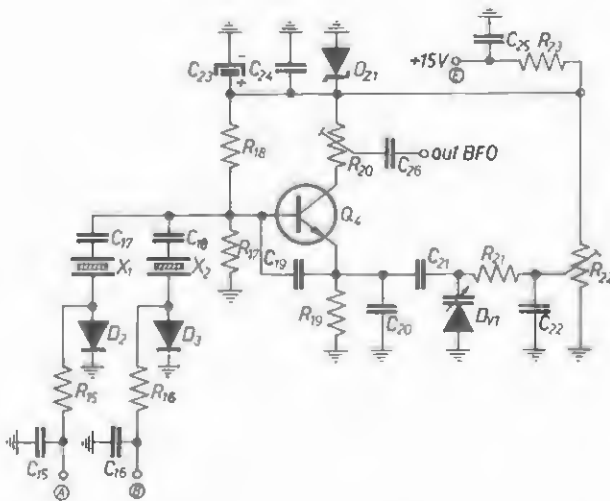


R_7	100 k Ω
R_8	4,7 k Ω
R_9	560 Ω
R_{10}	5,6 k Ω
R_{11}	15 k Ω
R_{12}	2,2 k Ω
R_{13}	100 Ω
R_{14}	820 Ω
tutte da 1/4 W	
C_7	47 μ F, 12 V
C_8	10 nF
C_9	100 nF
C_{10}	47 μ F, 16 V
C_{11}	10 nF
C_{12}	100 nF
C_{13}	50 μ F, 12 V
C_{14}	12 nF
Q_2	MEM564G
Q_3	BC109B

Come potete voi stessi vedere, non ho inventato l'acqua calda! Comunque non vedo perché sia necessario cercare circuiti estrosi quando questo va veramente bene.

Q_2 esplica le funzioni di rivelatore a prodotto; cioè i segnali di media frequenza e dell'oscillatore (BFO) entrano rispettivamente da G_1 e da G_2 del mosfet. Poiché l'oscillatore viene fatto lavorare su 9 MHz, la somma sarà circa 18 MHz (viene eliminata dal filtro costituito da R_3 e C_{11}) mentre la differenza sarà proprio il nostro segnale audio che verrà successivamente amplificato da Q_3 .

BFO



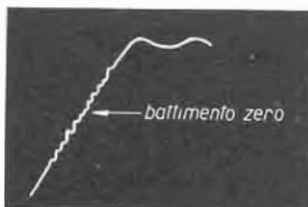
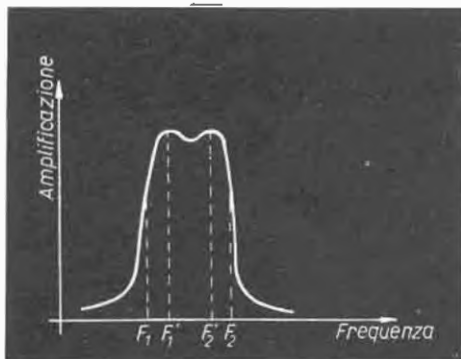
R_{11}	3,9 k Ω
R_{12}	3,9 k Ω
R_{13}	33 k Ω
R_{14}	47 k Ω
R_{15}	1 k Ω
R_{16}	470 Ω , trimmer
R_{17}	100 k Ω
R_{18}	10 k Ω , potenziometro lineare
R_{19}	220 Ω , 1/2 W
tutte da 1/4 W tranne R_{16}	
C_{15}	100 nF
C_{16}	100 nF
C_{17}	39 pF
C_{18}	10 nF
C_{19}	39 pF
C_{20}	33 pF
C_{21}	10 nF
C_{22}	100 nF
C_{23}	50 μ F, 16 V
C_{24}	100 nF
C_{25}	100 nF
C_{26}	10 nF
Q_4	BF173
D_1	1N914
D_2	1N914
D_3	BA102 o BB105 varicap
D_4	10 V, 400 mV zener
X_1	quarzo USB
X_2	quarzo LSB

Descrizione

Si tratta di un classico circuito oscillatore con delle piccole ma interessantissime modifiche.

La prima riguarda i quarzi per USB e LSB: come potete vedere, la loro commutazione è effettuata elettronicamente dando tensione (15 V) ai terminali collegati a C_{15} e C_{16} . Il commutatore può quindi essere posto in un luogo qualsiasi poiché lungo i fili non scorre radiofrequenza ma solo corrente continua.

Sofferamoci un attimo sul valore di tali quarzi.



Vi ricordate la curva di selettività ricavata dalla vostra media quando è inserito il filtro per SSB? Bene, la rivediamo nella figura a lato.

F_1 e F_2 sono le frequenze riscontrate a -6 dB, cioè a metà amplificazione; F_1' e F_2' sono le frequenze riscontrate sui picchi.

Per ricavarla dovrete possedere l'attrezzatura usata nella costruzione dei filtri e mediante un oscillatore posto nelle vicinanze del circuito e fatto funzionare intorno al valore della media (9 MHz) individuare quei « serpeggiamenti » che sono caratteristici del battimento tra l'oscillatore in questione e quello dello sweep.

Con battimento zero il punto sulla curva corrisponde al valore della frequenza del nostro oscillatore.

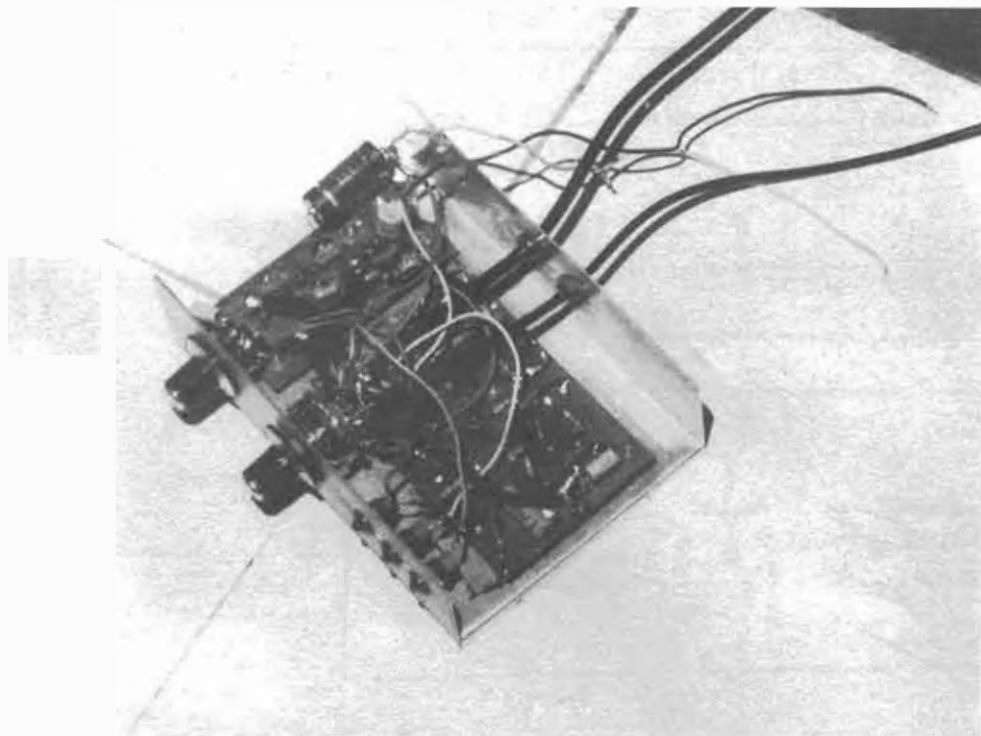
Quindi noi sposteremo la frequenza dell'oscillatore fino a portare il punto di battimento zero a metà curva, prima lungo una pendenza e poi lungo l'altra, e in corrispondenza di tale punto leggeremo il valore sulla scala del nostro oscillatore o meglio mediante un frequenzimetro. Il valore dei due quarzi dovrà essere per X_1 compreso tra F_1 e F_1' e per X_2 compreso tra F_2 e F_2' .

I quarzi sono quelli CB usati in fondamentale, comunque non ci potremo certo fidare del valore scritto sull'involucro diviso per tre ma li dovremo provare direttamente sul nostro circuito (quindi mettere gli zoccoli per quarzi).

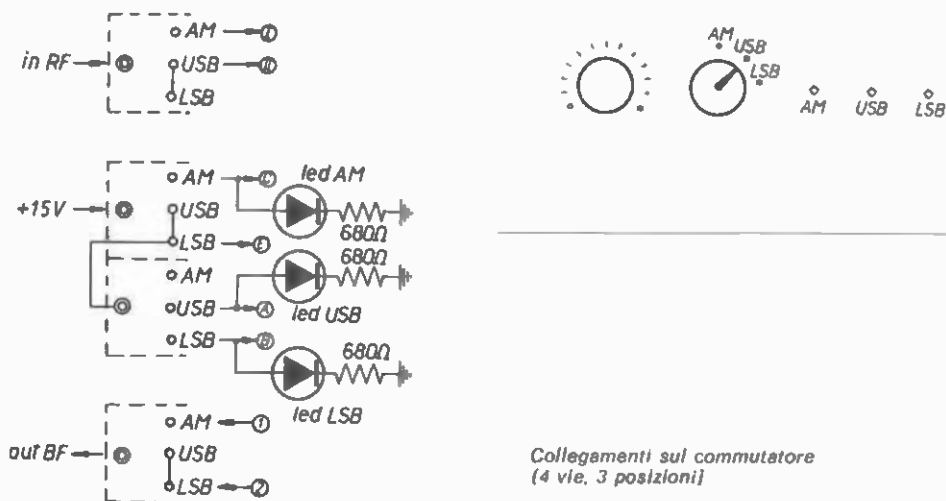
Poiché difficilmente troveremo i quarzi esatti, potremo lavorare un poco su C_{17} e C_{18} per centrare la frequenza giusta (almeno entro i $100 \div 200$ Hz); quindi i valori che io ho posto per tali condensatori sono del tutto personali. Raccomando di effettuare l'operazione di taratura quarzi con R_{22} a metà corsa.

Poiché poi ho riscontrato una difficoltà nella sintonia di stazioni che trasmettono in SSB (bisogna regolare il VFO all'hertz e anche la manopola di sintonia fine non è abbastanza demoltiplicata) ho pensato di inserire un comando per poter variare di poco ($200 \div 300$ Hz) la frequenza del BFO. Ho notato che, variando la capacità C_{20} varia anche la frequenza di emissione, quindi ho pensato di ottenere questo mediante il solito varicap pilotato da R_{22} (Clear). Il segnale è prelevato da R_{20} , C_{26} che permette per giunta di regolarne l'intensità.

Cablaggio



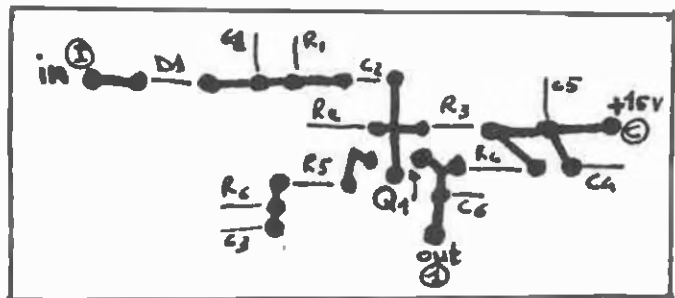
Il tutto è montato in un contenitore Teko CH₁. Sul lato anteriore trovano posto il potenziometro denominato « Clear », il commutatore e tre led per la visualizzazione della posizione del commutatore (uno rosso e due gialli).



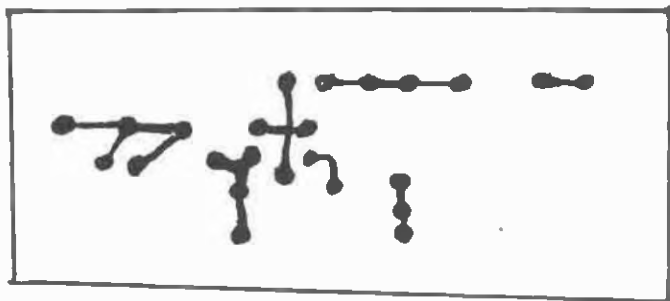
Collegamenti sul commutatore
(4 vie, 3 posizioni)

I numeri e le lettere si riferiscono a quelle degli schemi descritti.

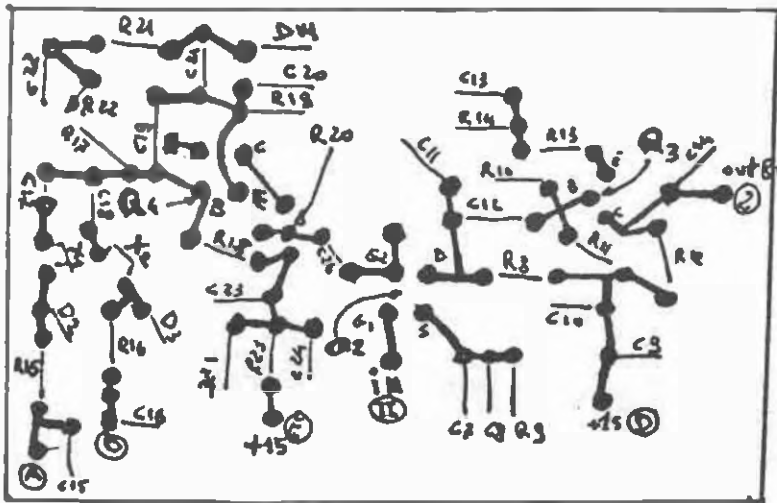
Sul lato posteriore invece si dovranno praticare quattro fori: due per il fissaggio delle bocche di alimentazione e due rispettivamente per l'ingresso RF e per l'uscita BF.



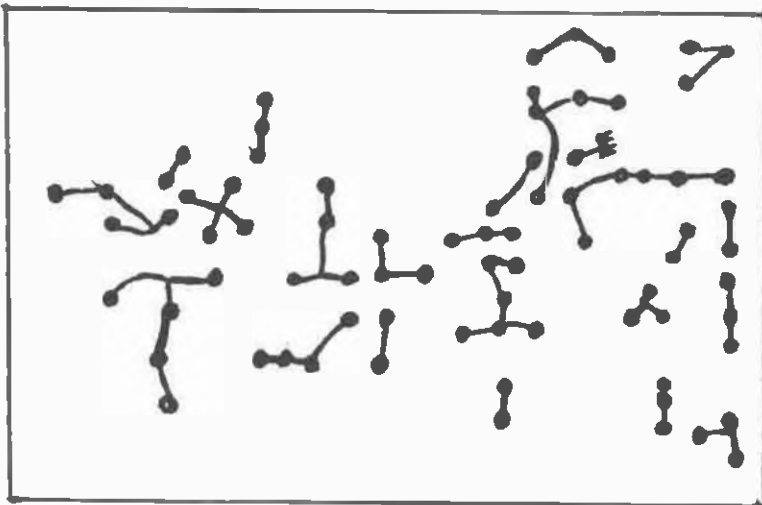
Rivelatore AM,
lato componenti
Scala 1 : 1



Rivelatore AM,
lato rame,
Scala 1 : 1.



Rivelatore SSB+BFO,
lato componenti.
Scala 1 : 1.



Rivelatore SSB+BFO,
lato rame.
Scala 1 : 1.

Arrivederci quindi alla prossima puntata nella quale **termineremo il ricevitore vero e proprio** con la descrizione del circuito di amplificazione comprendente anche un Noise Limiter, un controllo toni passivo, e un meraviglioso filtro per CW. Dopo di che ci sbizzarriremo con i convertitori. Ciao a tutti anche per questo mese!

Per ogni quesito scrivetemi: Ubaldo Mazzoncini, via Mantova 92, Brescia.

(segue sul prossimo numero)



Il grande passo

lasci... o ci provi?

mattatore Paolo Marincola

Ho accolto con innegabile piacere gli articoli sui microprocessori che negli ultimi mesi sono apparsi sulla Rivista, ritenendoli argomento obbligato per qualunque dilettante voglia restare al passo con la tumultuosa evoluzione dell'elettronica.

Personalmente, per ragioni professionali, mi trovo quotidianamente a contatto, da oltre un anno, con il sistema F8 (lavoro infatti come progettista presso una fabbrica di minicomputers) e nel tempo libero mi diverto con lo 8080.

Se mi è permesso esprimere una mia modesta opinione, trovo che l'approccio che la Rivista ha seguito nell'introdurre i microprocessori non sia quanto di meglio si potesse concepire, una volta postici dal punto di vista del dilettante; il quale si è trovato alle prese con CPU, memorie RAM, ROM, ed EPROM, periferiche e bus senza che nessuno si sia mai peritato seriamente e organicamente di accompagnarlo (in senso metaforico, naturalmente) in questo campo.

In secondo luogo, la struttura a bus multiplexato e a logica di indirizzamento distribuita, tipica dello F8, è certamente la meno indicata, didatticamente parlando, per chi volesse iniziare lo studio dei microprocessori.

Ho pensato, quindi, di stendere una serie di articoli sullo 8080, il quale possiede una struttura di sistema piuttosto semplice e intuitiva, e inoltre è circondato da un'intera famiglia (a differenza dello F8) di I/O compatibili che — credo — consentirà di introdurre in maniera estremamente agevole il discorso sulle periferiche, sulla gestione degli interrupts, sui trasferimenti in DMA, e via dicendo.

Infine, una volta noti il comportamento e la struttura dello 8080, è abbastanza semplice il passaggio alla successiva generazione di microprocessori a 8 bits (si vedano 8085 della Intel, o Z-80 della Zilog).

In sintesi, questa serie « Introduzione al microprocessore » che propongo, dovrebbe grosso modo articolarsi come segue:

Parte 1 - Struttura interna dello 8080;

Parte 2 - Temporizzazione e segnali di controllo, ciclo di macchina, ciclo di istruzione, risposta agli interrupts e alle richieste di hold;

Parte 3 - Lo 8080 e il sistema: generazione del clock (8224), pilotaggio dei bus (8228/8238);

Parte 4 - Il set di istruzioni e qualche tecnica di programmazione.

progetto
sponsorizzato
dalla
IATG

A questo primo gruppo di articoli, che riguarda esclusivamente la CPU, potrebbe aggiungersene un secondo (se gradito ai Lettori) relativo ai circuiti integrati periferici compatibili con lo 8080, e cioè:

8214, 8259 (Controllers di interrupt)

8212 (Porta di I/O)

8255, 8251 (Unità I/O parallela e seriale programmabili)

8253 (Timer programmabile)

8257 (Controller di DMA)

2102, 2101, 2107 (Memorie RAM)

2704, 2708, 2716 (Memorie EPROM)

3621, 3622, 3624 (Memorie PROM)

Altre periferiche (8275 Controller per video display, 8271 Controller per floppy disk, etc.).

Flaminio

Ricetrasmittitore QRP

tipo "7A"

14MGA, Gianni Miglio

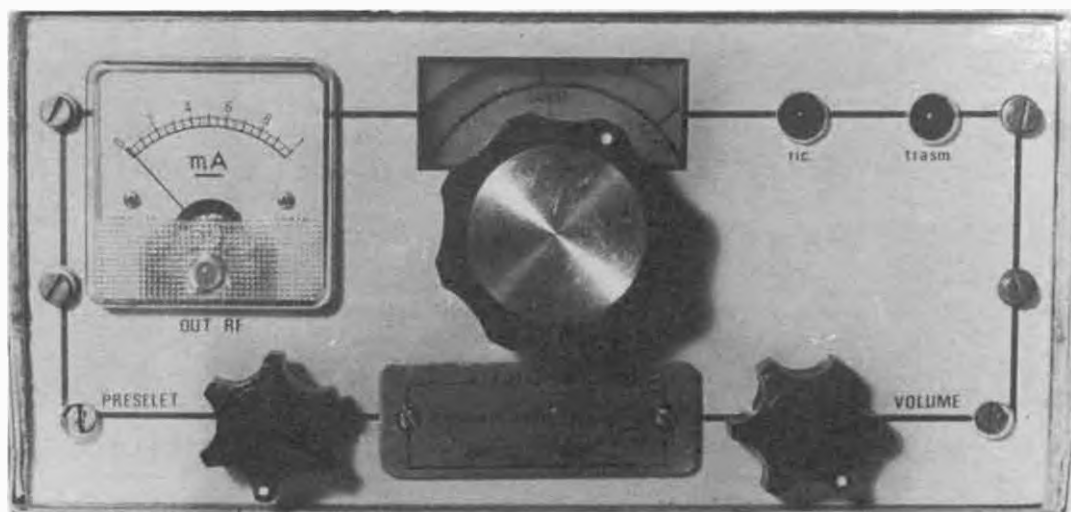
(segue dal mese scorso)

Da qualche anno ormai l'immagine del radioamatore tradizionale, chino su apparecchiature autocostruite e sul tasto telegrafico, è stata sostituita da quella assai più commerciale di un individuo che grida in un microfono, ovviamente collegato a un apparato modernissimo e di aspetto magnifico.

Anche questo è progresso.

Come istruttore di telegrafia della locale sezione ARI ho però subito capito che dietro a certe nuove immagini del radioamatore si nasconde qualcosa di distorto: alcuni miei allievi spesso non sanno neppure cosa significhi la sigla « CW », né si sognano un domani di usare la telegrafia come mezzo di comunicazione. Questo è un errore di superficialità, e forse persino di ottusità in quanto la telegrafia offre tuttora possibilità tecniche di altissimo rilievo nel campo delle comunicazioni.

Il modesto apparato che presenterò vuole essere **la prova**, anche se condita di parole, di quanto affermo.



Il ricetrasmittitore N. 7 è un apparato di minime dimensioni, costo e complessità. Funziona sulla banda dei venti metri, **consente collegamenti transoceanici** ed è l'ultimo nato di una famiglia di piccoli apparati, nata alcuni anni fa, quando in

Italia la parola « ORP » era sconosciuta. Come in tutti i casi precedenti, nel progettare il mio ultimo apparecchio ho deciso di mirare a precisi obiettivi che ho pienamente conseguito.

- 1) Assoluta reperibilità dei componenti in Italia;
- 2) Costo dei componenti limitatissimo (35.000 lire nel gennaio '79);
- 3) Peso, dimensioni, consumi minimi;
- 4) Alta affidabilità della parte ricevente a conversione diretta;
- 5) Facilità di costruzione, a livello di neo-OM;
- 6) Possibilità di ricevere anche la SSB;
- 7) Taratura elementare e senza strumenti;
- 8) Nota telegrafica stabilissima e di grande qualità;
- 9) Livello estetico ottimo o eccellente.

In termini tecnici questo si traduce in:

Parte ricevente

- Funzionamento « sincrodina » (o conversione diretta) isoonda con il TX
- Copertura 14.000 ÷ 14.350 kHz (banda OM dei venti metri)
- Sensibilità circa 1,5 μ V
- Selettività sino a livelli spinti
- Uscita BF per cuffia o altoparlante da 8 Ω .

Parte trasmittente

- Potenza nominale 1 W_{RF} su 52 Ω a 12 V
- Protezione del transistore finale da eccessi di ROS
- Accordi rapidissimi a un solo comando.

Generalità

- Alimentazione da 12 a 16 V_{cc}, 350 mA
- Commutazione elettronica ricezione/trasmmissione.

Una osservazione di insieme di tali caratteristiche può fare capire anche ai fonisti più incalliti che al momento attuale **non è pensabile** un apparato in fonia di pari caratteristiche: il solo filtro a quarzi, necessario per ogni apparecchio in SSB, costa di più dell'intero transceiver!

Descrizione tecnica

Il transceiver N°7 è stato costruito su circuiti stampati con tecnica modulare; da notare che io non amo particolarmente tale tecnica, e preferisco di solito usare un unico circuito stampato, realizzando a parte il solo VFO. In tal modo evito di eseguire numerosi fori sul telaio, e di tirare complicate filature di collegamento, nonché riduco le dimensioni del complesso. Per contro il sistema « a pezzo unico » ha il serio inconveniente della difficoltà di realizzazione: basta un solo errore per dover rifare tutto daccapo, e non si possono realizzare modifiche o rammodernamenti parziali sul circuito.

I moduli realizzati, ciascuno dei quali merita un discorso a parte, sono in tutto cinque:

- 1) VFO corazzato
- 2) Rivelatore a prodotto, o « front end » del ricevitore
- 3) Trasmittitore vero e proprio
- 4) Amplificatore BF
- 5) Circuiti ausiliari di commutazione e filtro anti-click.

Lo schema a blocchi facilita la comprensione del tutto:

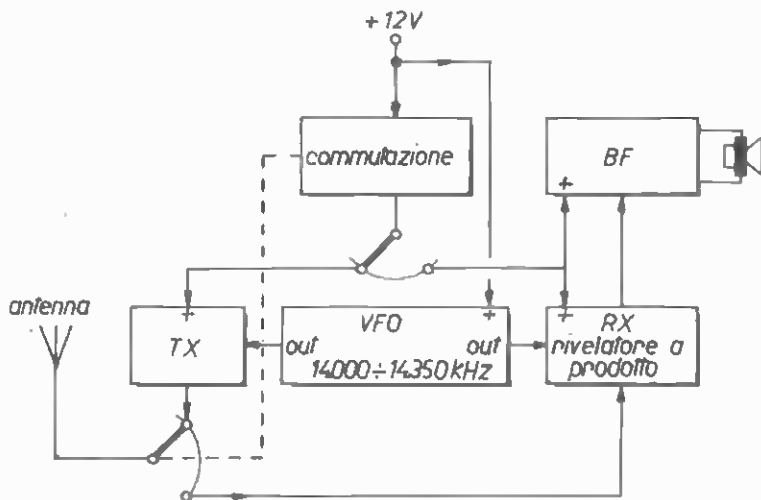


figura 1

Schema a blocchi.

Questo schema potrà facilitare anche il lavoro di cablaggio e interconnessione tra i moduli.

E veniamo ora alla descrizione dei singoli moduli, con un occhio allo schema elettrico generale di figura 2.

COMPONENTI DI TIPO O VALORE NON INDICATI NEGLI SCHEMI

Transistori

finale VFO driver modulatore bilanciato NPN vox	{ 2N708, 2N914, 2N918, 8342, P397, ecc.
finale RF PNP vox preamplificatore BF fet (tutti)	{ 2N5320, 2N3866, 2N4427 qualunque BC109 BF245, 2N3819

Circuiti accordati

- L_1 , 22 spire serrate; C 68 pF; link 3 spire
- L_2 , 23 spire su toroide Amidon T 50/6 (giallo); link 2.5+2.5 spire al centro di L_1
- L_3 , come L_1
- L_4 , 23 spire su toroide Amidon T 68/2 (rosso) presa a 3.5 spire; link 3 spire
- L_5 , 27 spire, C 2 x 33±68 pF mica o NPO (provare vari C per l'ottima stabilità)
- L_6 , come L_1

Tutti con filo smaltato Ø 0,5 mm; salvo i toroidali, supporti Ø 6 mm con nucleo
 Per tutte le bobine è raccomandatissimo il controllo con grid-dip

Diodi vari

varicap	BA163	zener VFO	8,2 V, 1/2 W
meter RF	Germanio	zener finale RF	36 V, 1 W
vox	Silicio		

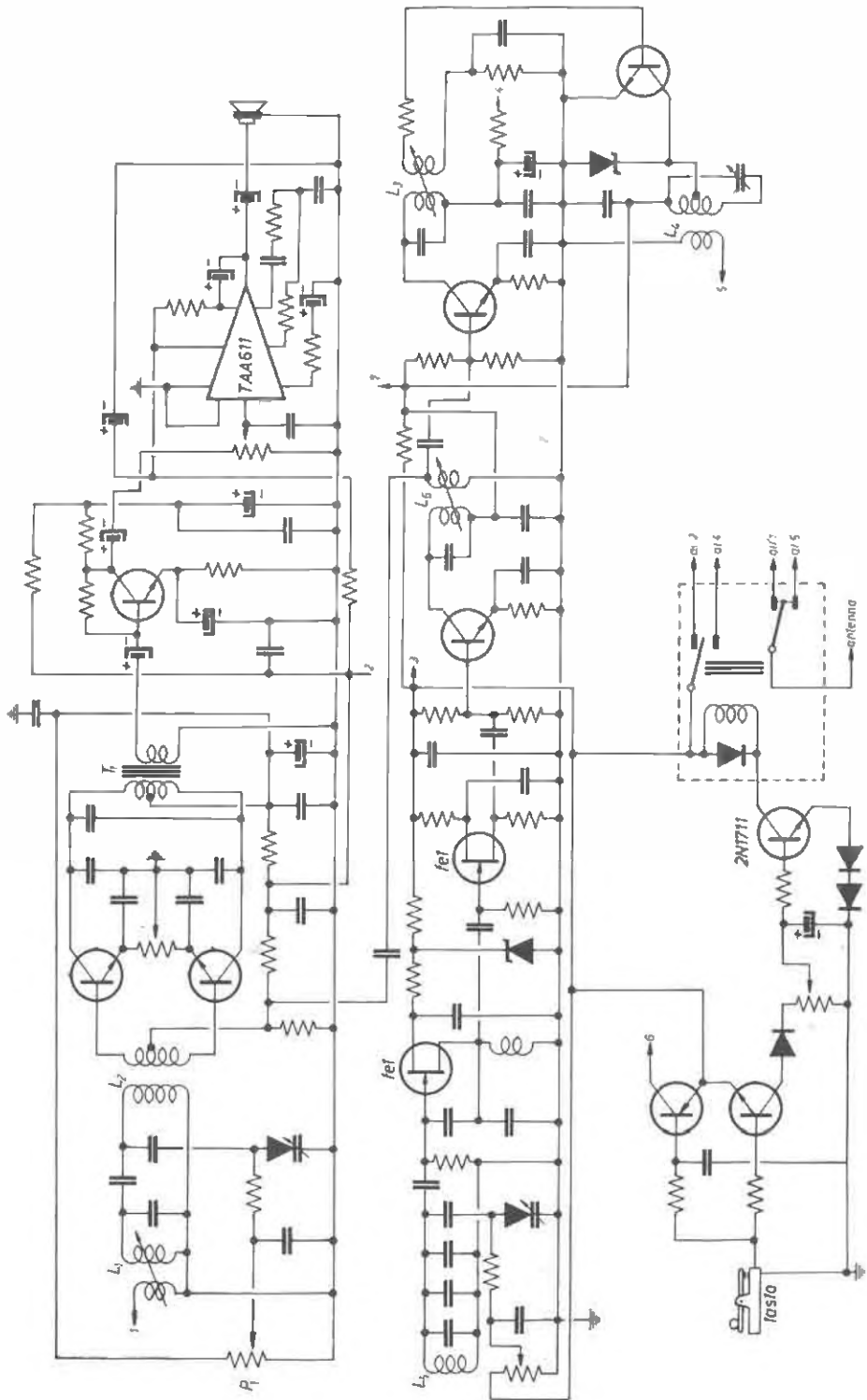
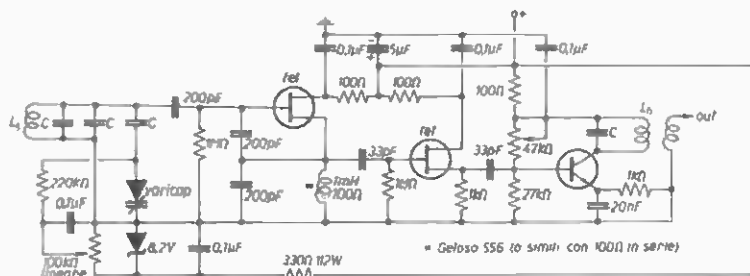


figura 2

VFO: voglio risparmiare le solite generalità sui VFO; ciò che conta è che l'oscillatore serve a far funzionare sia il ricevitore che il trasmettitore, quindi oltre che stazione deve emettere un segnale privo di spuri a scampo di TVI.



N.B. per eventuale compensazione termica vedi testo.

Ulteriore guaio con i VFO in trasmissione è che lo scarso isolamento tra stadio e stadio produce spesso delle variazioni di frequenza a tasto abbassato, che si traducono nel famoso « chirpy signal », cioè nella nota instabile e cinguettante in trasmissione.

Lo schema che io propongo non è nuovo e neppure inedito come tanti OM sanno, però ha l'immenso pregio di funzionare più che bene.

Un fet genera un segnale sui 7 MHz che viene prelevato da un buffer e poi duplicato a 14 MHz; io sono convinto che la duplicazione è un modo eccellente ed economico per « isolare » l'oscillatore dal finale: pensate che collegando VFO e finale con un condensatore da 20.000 pF, la nota si mantiene ottima! Altra cosa non inedita ma tipica del sottoscritto è l'eliminazione dei condensatori variabili, sostituiti con i varicap BA163 che Fantini pubblicizza su *cq elettronica*.

I variabili infatti generano un sacco di grane: sono grossi, costosi, delicati e di forma sempre diversa tra loro; oltretutto hanno un perno che deve necessariamente fuoriuscire dal pannello frontale, il che obbliga i poveri progettisti a compere snodi, prolunghe, ecc. a tutto scapito del portafoglio, dimensioni ed estetica. Io da anni ormai uso un potenziometro del tipo più comune, distante a volte mezzo metro dal VFO: tanto lavoriamo in cc. Ulteriore cosa degna di nota è il dispositivo di compensazione termica del VFO; anziché usare rari condensatori a mica o NPO in parallelo per minimizzare le correnti RF, ho preso un condensatore N750 in serie al quale ho posto un compensatore. Regolando quest'ultimo si ottengono ottimi risultati, basti pensare che in un OSO durato oltre un'ora il mio amico I4VN non ha mai spostato la sintonia (a tal proposito vedi il VFO di I2FD su *cq* del dicembre '76).

Per quanto riguarda la sistemazione meccanica del VFO, vi rimando alla parte finale dell'articolo.

RIVELATORE A PRODOTTO: qui il discorso si fa serio, perché ci si trova di fronte alla parte che crea i maggiori grattacapi in senso assoluto. Come ho già scritto altre volte, e come tecnici ben più bravi di me sanno (vedi Bibliografia) è un'utopia bella e buona dire che le « sincrodine » sono dei ricevitori perfetti, futuri sostituti delle supereterodine migliori. Il vero grosso guaio è che la intrinseca non-linearità dei componenti attivi usati nel rivelatore favorisce i fenomeni di intermodulazione, e le forti stazioni modulate in ampiezza nelle vicinanze finiscono per « entrare » tranquillamente nella BF, per cui durante l'ascolto di un segnalino DX è facile che i vari « Snoopy » « Falco rosso », Radio Tirana, ecc., ecc., vi sollazzino con le loro amenità. La speranza che un potente filtro selettivo in bassa frequenza, centrato sulla nota telegrafica, possa alleviare le pene del povero OM è una pura illusione; in definitiva il problema è serio nella banda degli 80 m, grave in quella dei 40, disastroso sui 20, quelli che appunto ci interessano. Il classicissimo front-end sincrodina usato da tutti me compreso, e da tutti scopiazzato dal celebre transceiver PM1 della Ten-Tec, appare in figura 3:

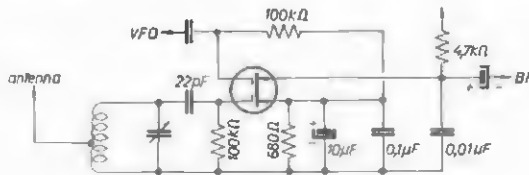
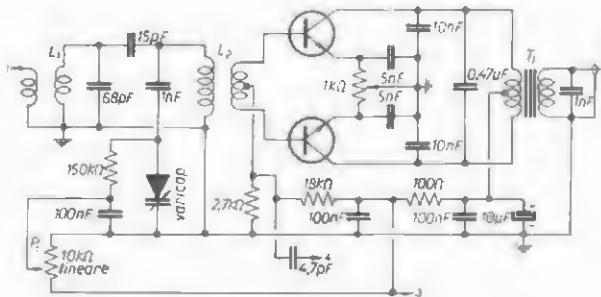


figura 3
Tipico front end

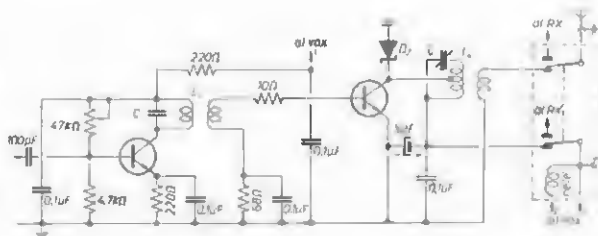
Con i miei transceivers precedenti, tra cui il noto modello N6, tutti funzionanti sulle gamme basse, risolsi il guaio con circuiti accordati di ingresso enormemente selettivi. Il tutto sembrava funzionare bene, e sui 40 m — notoriamente saturi di stazioni Broadcasting — tutto andava bene o quasi.

Quando andai fiducioso sui 20 m, vglieioso di fare un bel QSO con un americano, fu il disastro. Pur usando bobine di ingresso a enorme « Q » ho ottenuto ben poco, salvo diminuire la sensibilità del front-end il quale oltretutto è parecchio rumoroso ed entra facilmente in autooscillazione: evidentemente le caratteristiche di linearità del mosfet cambiano con la frequenza. Dunque sulle bande superiori ai 7 MHz il problema va risolto in modo radicale, vale a dire con un front-end ad altissima dinamica. I più bravi avranno subito pensato ai diodi Hot-Carrier, e hanno perfettamente ragione. Però io ho promesso un progetto alla portata degli studenti morti di fame come me e oltretutto con componenti casarecci; non morite però dal ridere osservando il rivelatore bilanciato con due luridi transistori in figura 2, anch'esso di origine USA (vedi Bibliografia).

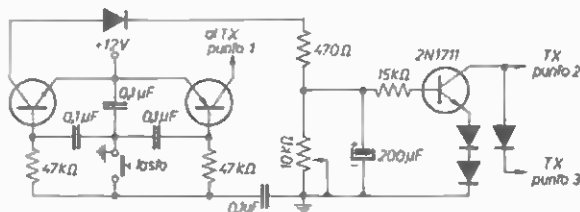


Un siffatto front-end non solo ha risolto gran parte delle grane dovute ai segnali AM, ma è silenzioso, non autooscilla, costa meno di mille lire. Il potenziometro semifisso R_1 si regola una volta per tutte per l'ottimo compromesso tra sensibilità e reiezione segnali AM; il trasformatore di accoppiamento è smontato da una vecchia radiolina a transistori, la quale (oltretutto) fornisce l'unico condensatore variabile dell'intero apparecchio, vale a dire quello del circuito di potenza RF del trasmettitore, e la relativa e altrimenti introvabile manopola piatta.

TRASMETTITORE: al contrario di quanto pensano i profani, presenta ben poche difficoltà di realizzazione e solitamente funziona di primo acchito.

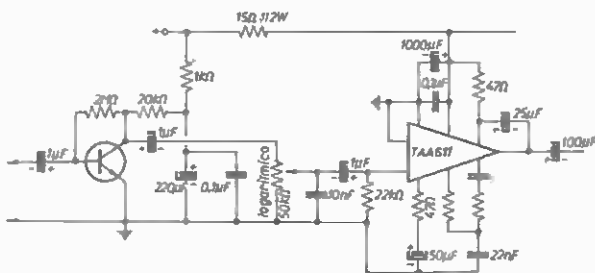


Si compone di un pilota — manipolato sull'alimentazione dal tasto CW — e di un finale secondo il noto schema del PM 1.



E' incorporato un piccolo rettificatore a diodi che rivela parte della RF inviandola a uno strumentino da 1 mA, la cui indicazione è molto più precisa che nei casi in cui si misura la corrente di collettore. Il condensatore C è un « gimmick » fatto attorcigliando un paio di centimetri di filo ricoperto in plastica. Il diodo zener D_x serve a proteggere il transistor finale da sovratensioni dovute all'uso di antenne inadatte, ecc. L'efficacia intrinseca del finale verso le errate manovre è però notevole anche senza D_x, tanto è vero che in lunghi anni di prove ho distrutto solo un paio di finali. Solamente le inversioni di polarità distruggono il finale in un attimo.

AMPLIFICATORE BF: è forse una sezione più critica di quanto non sembri. Il segnale all'uscita del front-end infatti è molto basso, e richiede una grande amplificazione con poco rumore, soprattutto se oltre alle cuffie si vuole usare un altoparlante. Simili premesse presuppongono il rischio di inneschi, che richiedono grosse acrobazie per venire eliminati (sempre che ci si riesca).



L'uso di un fet come preamplificatore BF ha dato risultati buoni in stabilità, ma cattivi in sensibilità. Un BC109 configurato come in figura 2 ha dato ottimi risultati. Il TAA611 finale è notoriamente un integrato incline ad autooscillare; la disposizione da me decisa ha però salvato la situazione, oltre a permettere di avere a massa un capo dell'uscita. Lo scotto si paga in termini di potenza BF, che è minore di quella ottenibile con lo schema classico.

Gli elettrolitici di alto valore sull'alimentazione sono tassativi per evitare inneschi, e non vanno sostituiti con altri di minor valore.

CIRCUITI AUSILIARI: sono importanti perché risparmiano la fatica di commutare il transceiver in R/T mentre il transistor che pilota il circuito serve da ottimo elemento anti-click. Anche qui ho inventato ben poco (vedi Bibliografia). Da notare che il valore dei condensatori sul collettore del pilota può venire variato per ottenere una nota più o meno argentina. Il semifisso P₁ può essere regolato per ottenere tempi di rilascio da istantanei (semi break-in) a cinque secondi. L'optimum è sul secondo e mezzo per velocità di traffico ordinarie.



Il prossimo mese vi presenterò fotografie, circuiti stampati e suggerimenti per il montaggio.

sommario

- 1791 **indice degli inserzionisti**
- 1793 **onde - operazione ascolto (Zella)**
La radiodiffusione nel mondo
- 1798 **Il compressore della dinamica (Berci)**
- 1804 **Amplificatore lineare di potenza (Gionetti)**
- 1815 **Campionato mondiale RTTY dei cinque Continenti**
- 1816 **METEOSAT 1 (Medri)**
- 1826 **sperimentare (Ugliano)**
Magia, Abrapapocchie e lettura del pensiero
Le papocchie di Ferragosto
- 1834 **Semplice transistor-tester (Caracausi/Saeti)**
- 1844 **RX: "il mondo in tasca" (Mazzoncini)**
Parliamo dei convertitori di frequenza
- 1848 **Santiago 9+ (Mazzotti)**
Antenne a larga banda per ricevere le TV locali
Vediamo cosa ci offre il mercato
- 1856 **Aspetti radioelettrici del collegamento troposferico VHF e UHF (Felizzi)**
- 1864 **Terminale video (Zuliani)**
- 1869 **il microprocessatore (Giardina)**
- 1878 **offerte e richieste**
- 1879 **modulo per inserzione**
- 1880 **pagella del mese**

In copertina: La Melchioni presenta agli appassionati e agli intenditori il modello - novità della ZODIAC DIGITAL 23. Si tratta di una stazione per uso mobile con 23 canali quarzati e 0,750 W. Il Ministero PP.TT. l'ha regolarmente omologato secondo le nuove norme.

Il compressore della dinamica

I5BVH, Rino Berci

Dalle moltissime lettere ricevute a proposito del mio articolo « Modulatore di fase a mosfet con audio livellatore », pubblicato sul n. 10/76 di cq elettronica, nelle quali si confermava l'ottimo funzionamento del livellatore audio, ho voluto riproporre in questo numero una versione modificata del compressore in modo da esaltare le eccellenti caratteristiche rendendolo ancor più versatile e funzionale.

Non è quindi una inutile ripetizione del precedente articolo, ma è una successiva sua rielaborazione nella quale vengono puntualizzati gli indiscussi pregi.

Alcune spiegazioni rispecchieranno quelle già fornite, non però per consumare inutilmente inchiostro, ma, per esperienza acquisita, allo scopo di ovviare alla pigrizia di rileggere il precedente articolo e anche per rendere più comoda l'esposizione del funzionamento.

Molto spesso l'operatore di una stazione radio, durante un qualsiasi QSO, ha la pessima abitudine di variare l'intensità della propria voce a seconda degli stati emotivi o abitudinari ai quali in quel momento è soggetto. Non è certamente un buon metodo di operare perché si corre il rischio di essere a momenti sottomodulati e a momenti eccessivamente modulati. L'ideale sarebbe poter parlare con intensità costante, sempre alla stessa distanza dal microfono, ma questo non è sempre realisticamente possibile.

L'elettronica, come sempre, viene in aiuto a quelle manchevolezze che hanno gli esseri umani e in questo caso ci fornisce gli audio livellatori o compressori della dinamica.

Come ogni dispositivo elettronico, il compressore non ha la caratteristica di autoregolarsi all'infinito tenendo conto della gradevolezza dell'udito, quindi l'operatore dovrà in ogni caso intervenire in modo da rendere più gradevole possibile la propria emissione. A questo proposito, nello schema è presente un trimmer il quale avrà la funzione di dosare il livellamento. L'esatta posizione di tale trimmer influirà negativamente o positivamente sul funzionamento di tutto il complesso quindi è necessario intervenire in modo da rendere gradevole l'ascolto.

Se si posizionerà il trimmer per la massima compressione, si avrà un « effetto pompaggio » molto sgradevole e nelle pause i rumori ambientali assumeranno valori altissimi, quasi inaccettabili per poi scomparire, naturalmente, quando si parla.

Se lo si posizionerà per avere un minimo effetto di livellamento, tutto il circuito non avrà ragione di esistere in quanto si ridurrà a un comunissimo preamplificatore. All'operatore sarà rivolto il compito di farlo funzionare con esatta ponderatezza ottenendo una emissione molto gradevole, auditivamente robusta e priva di distorsioni. Naturalmente a ogni sistema di modulazione corrisponderà quasi certamente una diversa posizione del trimmer P_1 , comunque si può ottenere una posizione di compromesso molto favorevole.

Quando si opera in SSB, io consiglierei a titolo puramente indicativo di tenere la compressione a livelli bassi in quanto la caratteristica di questa emissione è quella di esaltare nelle pause i rumori ambientali, quindi, se vengono esaltati anche in bassa frequenza, si comprenderà come possono raggiungere livelli non accettabili. In SSB, poi, è presente un altro circuito chiamato Automatic Level Control, il quale ha la stessa funzione del compressore in bassa frequenza, secondaria però come effetto, solo che la ALC opera in alta frequenza.

Operando in FM è necessario un più alto effetto livellatore. Da come ho potuto sentire in vari QSO, molti OM affermano che un compressore è dannoso in FM: questo è completamente errato. Può accadere che molti lo usino a sproposito, quindi il giudizio negativo può essere derivato dall'ascolto di stazioni i cui operatori sono maniaci del mike-gain, però, se il livellatore è usato con cognizioni di causa, produce effetti piacevolissimi nella modulazione:

- 1) non vi sono picchi audio eccedenti eccessivamente il valore medio, quindi ascolto riposante;
- 2) non vi è la necessità di un drastico autocontrollo della voce da parte dell'operatore;
- 3) il modulatore FM si mantiene costantemente entro i limiti di linearità;
- 4) non si ascoltano strappi causati da improvviso ed eccessivo allargamento di banda.

Per rendere ancor più versatile tutto il complesso, in modo da adattarlo a ogni tipo di trasmettitore, oltre al trimmer che determina il livellamento è presente anche un potenziometro che regola l'intensità di preamplificazione.

Lo schema

Il circuito impiega tre transistori, due fet, due diodi al silicio.

È molto semplice, quindi con poche parole di commento penso che sarà facile per tutti comprenderne il funzionamento.

Si noterà che l'impedenza di ingresso è molto alta in quanto il preamplificatore controllato è costituito da un fet. Io ho usato un BFW10, reperibile alla GBC, penso che sia quello che offre migliori risultati in questo caso.

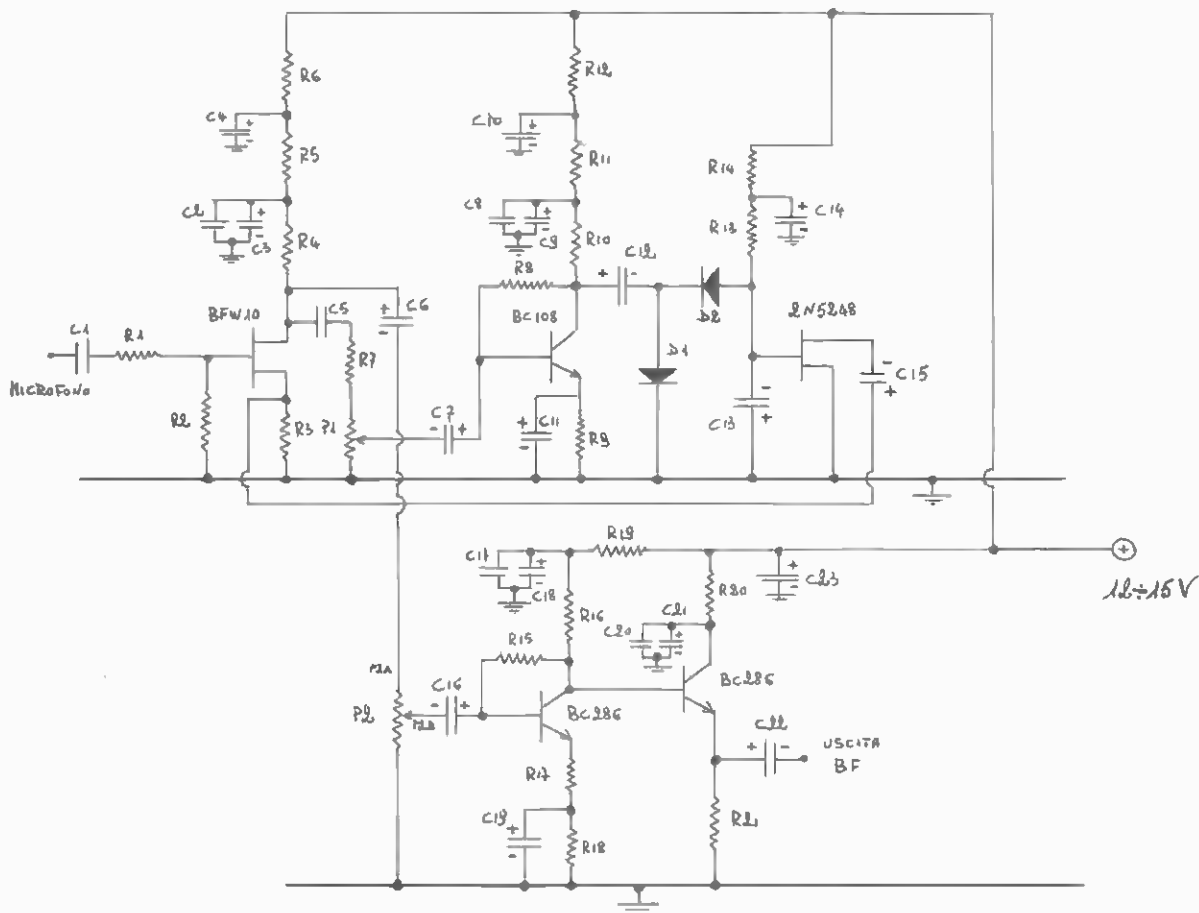
Essendo l'ingresso ad alta impedenza, è consigliabile usare un microfono che si adatti nella maniera migliore: da prove fatte ho constatato che la « capsula piezo-microfonica schermata » GBC OO/0221-00 è risultata la più rispondente alle mie esigenze, addirittura ho tolto la capsula ceramica da una base microfonica da tavolo della Turner e ho inserito la capsula piezoelettrica in questione. Naturalmente ognuno potrà provare qualsiasi microfono, a bassa o alta impedenza, a seconda delle proprie idee o convinzioni.

Aumentando il valore di R_2 e R_1 si aumenta l'impedenza di ingresso, quindi, usando in piezoelettrico, in pratica si possono ascoltare anche i toni gravi. Si sente spesso dire che con un ceramico o piezo si ottiene la modulazione troppo acuta e cartacea.

Questo è vero se l'impedenza di ingresso del preamplificatore è bassa rispetto a quella caratteristica del microfono, ma se i valori delle due impedenze sono simili, la riproduzione è eccellente. Con un alto valore di Z ci sono maggiori possibilità di avere noiosi ronzi, che peraltro sono facilmente eliminabili con una buona schermatura del microfono e con una buona presa di massa del preamplificatore nello chassis.

A proposito di prese di massa, consiglierei, anche se non necessario, di eseguire il circuito stampato su una basetta con il rame su tutti e due i lati togliendo il rame dalla parte componenti con una punta di trapano da 6 mm unicamente nei punti dove i reofori non devono essere a contatto con la massa. Nei punti dove essi sono collegati al ritorno comune, saldare i fili dalla parte superiore e dalla parte inferiore.

Se per caso durante la trasmissione vi fossero rientri di alta frequenza, per eliminarli si operi nella maniera consueta, ovvero si inserisca in ingresso un pi-greco costituito da due condensatori da 150 pF verso massa e la solita impedenza a radio frequenza. I valori delle capacità devono essere molto bassi a causa dell'alta impedenza di ingresso.



E' molto importante disaccoppiare il più possibile i vari circuiti in modo che non vi siano possibilità di rientri o noiosi ronzii dovuti alla scarsa livellazione. Le cellette formate da C_2 - C_3 , R_3 , C_4 , R_6 sono assolutamente necessarie per evitare ronzio, quindi non sono un inutile virtuosismo.

Il processo di livellamento avviene « disinserendo » la capacità di bypass (C_{15}) sul source del BFW10. Per avere una funzione efficace è necessario polarizzare il fet nella maniera più opportuna, tralasciando l'intento di avere il massimo guadagno possibile. R_3 e R_4 compiono appunto questa funzione.

Una delle differenze tra questo schema e quello apparso sul numero 10/76 di cq è appunto la possibilità di dosare il livellamento e nello stesso tempo avere uno stadio amplificatore completamente autonomo. A tale scopo dal drain del BFW10 si diramano due vie: una, attraverso C_5 , si dirige verso lo stadio che opera il controllo; l'altra, attraverso C_6 , trasferisce il segnale già controllato verso l'amplificatore.

P_1 è un trimmer resistivo semifisso che ha la funzione di dosare il livellamento. Naturalmente il segnale all'ingresso di C_7 è un po' debolezza, però lo stadio successivo composto dal BC108 lo porterà a livelli opportuni per essere duplicato, ben livellato, in modo da poter pilotare in gate il fet 2N5248 usato come resistenza variabile.

VALORI DEI COMPONENTITRIMMER RESISTIVIP1 = 47 k Ω DA CIRCO STAMP.P2 = 10 k Ω ESTERNODIODI

D1-D2 = 1N914 o SIMILI AL SINOIO

RESISTENZER1 = 47 k Ω R2 = 470 k Ω R3 = 3,3 k Ω R4 = 10 k Ω R5 = 560 Ω R6 = 330 Ω R7 = 5,6 k Ω R8 = 560 k Ω R9 = 470 Ω R10 = 2,7 k Ω R11 = 330 Ω R12 = 100 Ω R13 = 3,9 M Ω R14 = 100 k Ω R15 = 1,2 M Ω R16 = 5,6 k Ω R17 = 22 Ω R18 = 100 Ω R19 = 470 Ω R20 = 33 Ω R21 = 3,3 k Ω CONDENSATORI

C1 = 100 nF

C2 = 47 nF

C3 = 100 μ F 16VC4 = 47 μ F 16V

C5 = 100 nF

C6 = 2 μ F 16VC7 = 2 μ F 16V

C8 = 47 nF

C9 = 100 μ F 16VC10 = 47 μ F 16VC11 = 47 μ F 12VC12 = 5 μ F 12VC13 = 1 μ F 12VC14 = 10 μ F 16VC15 = 100 μ F 16VC16 = 2 μ F 12V

C17 = 47 nF

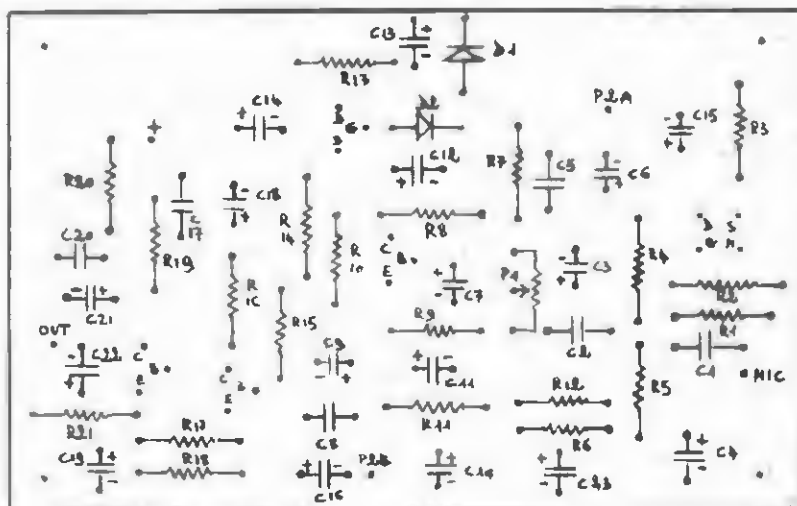
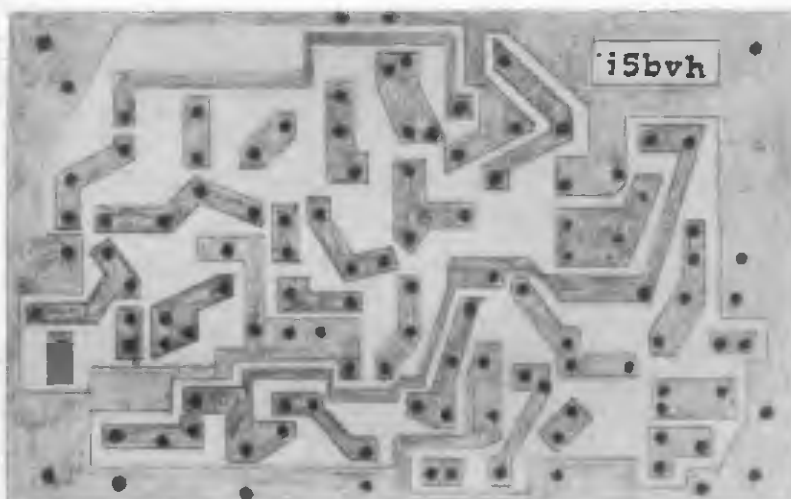
C18 = 47 μ F 16VC19 = 47 μ F 12V

C20 = 47 nF

C21 = 10 μ F 16VC22 = 4,7 μ F 12VC23 = 47 μ F 16VSchema elettrico e valori dei componenti, di pugno dell'Autore.

Il condensatore C₁₃ deve livellare e operare una certa costante di tempo, il valore di un microfarad si è rivelato ottimale. Non è un errore dello schema il fatto che il positivo dell'elettrolitico si trova a massa, cioè sul negativo: ho voluto puntualizzare perché un lettore frettoloso forse potrebbe pensare a una svista. Come in tutti i circuiti di controllo, ovvero AGC in ricezione e ALC in trasmissione, il momento della riduzione di guadagno è in leggero ritardo rispetto al picco iniziale. Infatti, perché il circuito riduttore possa funzionare, vi deve essere già un certo segnale eccedente i limiti in modo da dare inizio al processo di attenuazione. Il « R.A. Handbook » lo ha definito come « chiudere la porta della stalla quando i primi buoi sono fuggiti » e penso che sia un esempio esattamente rispondente alla realtà, comunque si può fare in maniera che la chiusura di questa porta sia convenientemente dosata.

Con il valore di 1 μ F si ha un tempo di intervento molto rapido e un tempo di rilascio abbastanza lento. E' lo stesso che si fa quando si vuol progettare un circuito AGC per ricevitori SSB e forse in quel caso ci si può rendere veramente conto della grandissima importanza che ha la costante di tempo. Per evitare errori di valutazione, tengo a precisare che mentre la primaria funzione dell'AGC (quindi in ricezione) è quella di evitare un sovraccarico negli stadi di alta frequenza e di frequenza intermedia, e soltanto come conseguenza il controllo audio, nel compressore della dinamica il primo caso (in senso lato) non sussiste in



quanto anche senza livellamento, cioè ad amplificazione massima, non vi è assolutamente saturazione essendo stato tutto dimensionato per segnali ben più ampi. La funzione principale in bassa frequenza è quindi quella che si ottiene come conseguenza in alta frequenza, ovvero il livellamento audio.

In assenza di segnale, o anche con segnale di intensità molto ridotta, sul gate del fet controllore è presente una tensione positiva fornita dalle resistenze R_{13} - R_{14} . Essendo il fet in questo caso né più né meno come un resistore, avremo che, con una opportuna tensione positiva in gate, tra drain e source vi sarà un valore trascurabile di resistenza quindi, in pratica, C_{15} avrà il terminale negativo a massa cioè R_3 sarà completamente bypassata con conseguente massima amplificazione

del BFW10. Durante i picchi di modulazione e a seconda della loro intensità, il gate del fet controllore arriverà a valori più o meno negativi rispetto massa quindi si instaurerà tra drain e source un valore di resistenza minore. In parole molto semplici il source del fet amplificatore sarà più o meno bypassato da C_{15} ; la conseguenza sarà che il valore della preamplificazione sarà nettamente rispondente al valore del bypass.

Si devono fare però alcune considerazioni:

- 1) la banda passante è in diretta funzione del bypass;
- 2) anche senza bypass avremo una certa amplificazione.

Da prove fatte, auditivamente non si nota la soppressione di alcune frequenze sotto il picco di modulazione. Pur essendoci un impoverimento di frequenze estreme, la modulazione rimane perfetta a meno che non si esageri con la livellazione.

C'è da considerare però che in SSB vi è un filtro che taglia drasticamente certi valori, quindi il modesto taglio in bassa frequenza praticamente non pone alcuna difficoltà. In modulazione di frequenza a banda stretta, le note eccessivamente acute possono alterare la qualità dell'emissione, soprattutto a causa della selettività dei ricevitori, quindi il relativo taglio del livellatore potrà certamente compensare alcune manchevolezze.

Un amplificatore fornisce un certo guadagno anche senza il condensatore elettrolitico di bypass sul source. Da questo fattore si può comprendere che il livellamento non può avvenire per valori estremi ma si mantiene entro un certo campo. Comunque a noi non interessa assolutamente un livellamento drastico come potrebbe facilmente avvenire con altre configurazioni circuitali, anzi ci risulterebbe dannoso, quindi l'intento di questo circuito è completamente ottenuto. A mio giudizio, con altri schemi, non si possono ottenere effetti migliori perché quando il fattore di compressione si aggira sul 20 dB è troppo per i nostri usi tanto che nel mio transceiver, dove il compressore è sempre inserito, il trimmer P_1 è circa a 3/4 della corsa; ho quindi ancora un buon margine di livellamento. Da moltissimi controlli avuti ho potuto verificare l'esatta rispondenza pratica a quello che mi prefiggevo durante la progettazione.

Potrebbe anche accadere che il microfono fornisca una uscita molto bassa tale da non pilotare in pieno lo stadio livellatore: si può facilmente ovviare a questo riducendo di valore R_7 o addirittura togliendola, ponticellando i contatti.

Gli stadi successivi composti da un BC286 amplificatore e un altro BC286 emitter-follower non necessitano di particolari commenti. Avrei potuto eliminare l'emitter-follower, ma ho ritenuto opportuno usarlo in quanto può accadere molto spesso di avere la necessità di usare uno stadio modulatore con bassa impedenza di ingresso. Si possono usare i BC108 al posto dei BC286 senza particolari differenze. Sul circuito stampato sono presenti i punti P2A e P2B ai quali verranno collegati i terminali di un potenziometro regolatore di intensità di modulazione. Ovviamente i collegamenti saranno fatti per mezzo di cavetto schermato.

Se qualcuno lo desiderasse, potrebbe usare un potenziometro al posto di P_1 , regolatore di livellamento, in modo di avere un controllo di compressione con una manopola esterna. Nel mio caso non è stato necessario in quanto ho trovato un compromesso eccellente.

* * *

Mi pare di avere esposto tutto quello che poteva far sorgere qualche dubbio; comunque sono sempre a disposizione di chi ha la necessità di ulteriori spiegazioni.

Vorrei incitare però il potenziale costruttore di cercare, e non solo su questo schema ovviamente, di trarsi di impaccio da solo da quelle eventuali difficoltà che potrà incontrare e solo in casi estremi rivolgersi ad altri.

E' fonte di soddisfazione personale eliminare quei difetti e quelle piccole traversie che inevitabilmente si incontrano durante una qualsiasi realizzazione: poi quegli errori che si commettono, e che successivamente vengono scoperti, fanno in maniera che l'autocostruttore acquisisca sempre più quella necessaria sicurezza e fiducia nelle proprie possibilità.

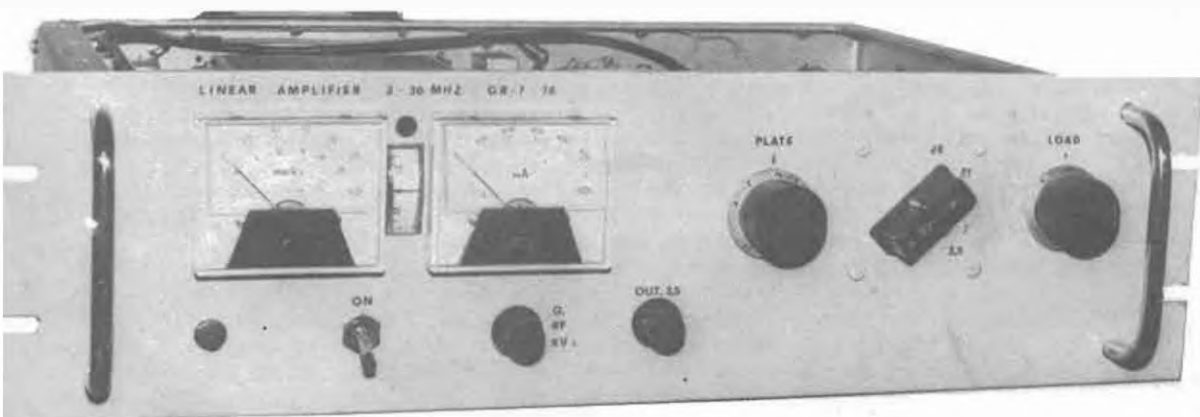
Amplificatore lineare di potenza

10FDH, Riccardo Gionetti

L'amplificatore lineare di potenza rappresenta una delle méte che prima o poi si conseguono nella fase di organizzazione della propria stazione di OM, e inoltre, trattandosi di un apparato di non difficile realizzazione, generalmente invita all'autocostruzione con l'immediato vantaggio di mantenere basso il rapporto Lire/Watt rispetto agli apparati commerciali.

CARATTERISTICHE TECNICHE

- potenza di eccitazione ~ 50 W
- potenza di uscita ~ 550 W, > 400 W sui 28 MHz
- alimentazione + 3.000 V_{cc}, 350 mA; 10 V_{cc}, 10 A
- tubi impiegati 2 x 813



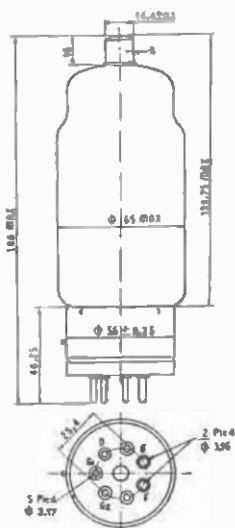
La parte essenziale di un amplificatore lineare è rappresentata senza dubbio dai tubi trasmettenti che condizionano l'intera costruzione; dalle dimensioni fisiche al sistema di ventilazione.

La scelta di un tubo trasmettente è determinata principalmente dal costo e dal livello di intermodulazione (IMD) introdotto: per esempio i tubi per i circuiti di deflessione TV hanno un basso costo ma comportano un livello di IMD abbastanza notevole.

I migliori tubi in tal senso sono i triodi con griglia a massa per esempio la 3-400Z alimentata con 2000 V di placca, funzionamento in classe AB₁, fornisce una potenza di uscita di 450 W e con prodotti d'intermodulazione del terzo e quinto ordine inferiori ai -30 dB.

Per l'amplificatore in oggetto la scelta si è indirizzata verso le sperimentatissime e ancor valide 813 che sono tuttora reperibili a prezzi decisamente convenienti rispetto a tubi più moderni e con caratteristiche quasi analoghe.

813
DIMENSIONI D'INGOMBRO



l'unico tipo di filamento che si può usare nelle valvole di grande potenza è quello di tungsteno puro. Esso è il più robusto in quanto non si deteriora per l'ossidazione e la sua vita dipende soltanto dalla velocità di evaporazione del metallo nel vuoto. Perciò, a parità di dimensioni geometriche e delle altre condizioni, la vita del filamento diminuirà all'aumentare della temperatura di lavoro. Peraltro, poiché l'emissione del filamento cresce con la temperatura, è necessario scegliere una condizione di compromesso tra la durata della valvola e l'emissione del filamento. Esso viene direttamente stabilito dal costruttore.

ACCENSIONE

Notizie tecnologiche

Qualora la valvola non debba erogare la massima potenza per cui è costruita, si può ridurre l'occupazione del filamento, e quindi l'emissione, a tutto vantaggio della durata. Tale riduzione non deve essere eccessiva perché una emissione insufficiente provoca instabilità di funzionamento ed aumenta la caduta interna, provocando una dissipazione anodica superiore alla massima tollerata dalla valvola.

Se al contrario è necessario richiedere alla valvola, anche per breve tempo, una potenza maggiore di quella che essa può erogare con emissione normale, si può aumentare l'emissione aumentando l'accensione. In tal modo però si diminuirà la durata del filamento. A questo proposito si tengano sempre presenti le caratteristiche di emissione dei filamenti dei singoli tipi di valvole.

Lavorando, per esempio, con una tensione di filamento superiore del 5% al valore nominale, la durata del filamento viene ad essere diminuita di circa il 50%. Si deve quindi controllare periodicamente la tensione di filamento con un voltmetro di buona precisione.

Norme d'uso

I filamenti possono essere accesi con corrente continua o con corrente alternata. La corrente continua si usa in tutti quei casi in cui si deve evitare ogni causa di ronzio. In questo caso la polarità del filamento devono essere invertite ogni 200 ore di funzionamento.

Tipi d'accensione

I filamenti possono essere accesi con corrente continua o con corrente alternata. La corrente continua si usa in tutti quei casi in cui si deve evitare ogni causa di ronzio. In questo caso la polarità del filamento devono essere invertite ogni 200 ore di funzionamento.

Resistenza di carico ottimale tra griglia e anodo
Potenza di eccitazione con segnale max (carica) [2]
Potenza di output con segnale max (carica)

16000	18000	17000	D
0.10	0.10	0.28	W
6.5	5.8	6.0	W

Amplificatore di potenza e B.F. in classe B (televisivo)
con una modulazione massima del 100%

S. C. C.	S. C. L	V
2000	2500	2500
400	400	400
100	100	125
150	200	200
15	20	20
100	125	125

Valori limiti (assoluti)
Massima tensione anodica
Massima tensione di griglia schermo
Massima corrente anodica
Massima potenza ingresso nell'anodo
Massima tensione d'ingresso nella griglia schermo
Massima dissipazione anodica

1500	2000	2250	V
0	0	0	V
400	400	400	V
-40	-75	-40	V
70	80	70	V
100	75	85	mA
4	3	3	mA
30	50	70	W

Condizioni normali
Tensione anodica
Tensione di suppressore (sp)
Tensione di griglia schermo (gs)
Tensione di griglia comando (gc) (2)
Ampiezza della tensione di eccitazione di B.F. in %
Corrente anodica
Corrente di griglia schermo
Potenza di griglia schermo
Potenza di eccitazione (3)
Potenza di uscita

S. C. C.	S. C. L	S. C. L
2000	2500	2250
400	400	400
-800	-200	-200
100	125	125

Amplificatore di potenza e B.F. con modulazione di griglia - Classe C (televisivo)
Condizioni per una valvola, in assenza di modulazione, per l'uso con una modulazione massima del 100%

(2) La scala d'ingresso deve essere in grado di fornire alla griglia comando dei tubi in classe AB₂ la potenza di eccitazione specificata a base di distorsione.
(3) Modulazione lineare con valvola eccitata a condensatore di fuga.
(4) Max. maggiore di 2 W. al picco di B.F. con una modulazione del 100 per cento.

813
TIPOLOGIA DI POTENZA A FASCIO

DATI CARATTERISTICI

Elettrici
Costo
Accensione (c.a. e c.c.)
Condizione di amplificazione tra gs e gc
Trascondensatore (per Ia = 30 mA)
Capacità inter-elettrodo al anodo, griglia comando - anodo, di estratto

10 V - 5 A	Momento di tempo medio
8.5	3750 μA/V
0.25	PF
1.5	PF
14.0	PF

Mecanici
Precisione di montaggio
Raffreddamento
Peso netto (carica)

(verticale; acciaio in c.c. o in tempo alternato, con il primo dell'angolo verticalizzato ed otto in

S. C. C.	S. C. L	V
2250	2500	2500
800	800	800
100	100	125
340	430	430
22	22	22
100	125	125

VALORI LIMITI E CONDIZIONI NORMALI D'USO
S. C. C. = Servizio Commerciale Continuo
S. C. L = Servizio Commerciale Intermittente
Amplificatore di potenza e modulazione e B.F. in classe AB₂

S. C. C.	S. C. L	S. C. L
2000	2250	2500
0	0	0
-90	-70	-95
230	230	235
40	45	35
315	315	360
1.5	1.5	1.2
30	30	35

Condizioni normali (per due tubi)
Tensione anodica
Tensione di suppressore (sp)
Tensione di griglia schermo
Tensione di griglia comando (gc)
Ampiezza della tensione di eccitazione di B.F. tra le griglie comando
Corrente anodica in assenza di segnale
Corrente di griglia schermo in assenza di segnale
Corrente di griglia schermo con sp.

(1) Valori relativi a un periodo di B.F. di forma sinusoidale.

DESCRIZIONE TECNICA

Sebbene le 813 siano nate per funzionare con pilotaggio di griglia, tuttavia si prestano egregiamente per configurazioni circuitali in cui le griglie sono collegate a massa e con il pilotaggio sul catodo. In queste condizioni il tubo opera come un triodo ad alto μ con un rendimento, in classe B, di circa il 65%. Inoltre con questa configurazione si ha il notevole vantaggio di eliminare la tensione stabilizzata di griglia schermo ($700 V_{cc}$).

Lo schema dell'amplificatore è riportato in figura 1 e rispetto agli schemi convenzionali non presenta innovazioni di rilievo, l'unica differenza è rappresentata dal circuito di ingresso che è stato semplificato con la totale eliminazione del circuito pi-greco.

Il circuito pi-greco posto all'ingresso di un amplificatore con griglia massa ha il duplice scopo di: ridurre i prodotti di intermodulazione e provvedere all'adattamento di impedenza tra l'eccitatore e il catodo dei tubi, se il pi-greco viene eliminato si scade leggermente nelle prestazioni, cioè a parità di potenza di uscita il pilotaggio deve aumentare di circa il $10 \div 20\%$ mentre i prodotti di intermodulazione aumentano di circa 5 dB.

Comunque è stata scelta quest'ultima soluzione allo scopo di semplificare meccanicamente il commutatore di banda.

I tubi in trasmissione lavorano con una polarizzazione di griglia di circa $-2 V$ determinati dai diodi $D_1 \div D_3$ e con una corrente di riposo di circa 50 mA, mentre in ricezione vengono interdetti diminuendo il negativo da $-2 V$ a circa $-80 V$.

L'accensione ai filamenti proviene da un'impedenza bifilare il cui scopo è quello di offrire, per la RF, una sufficiente impedenza per elevare il catodo sopra il potenziale di terra.



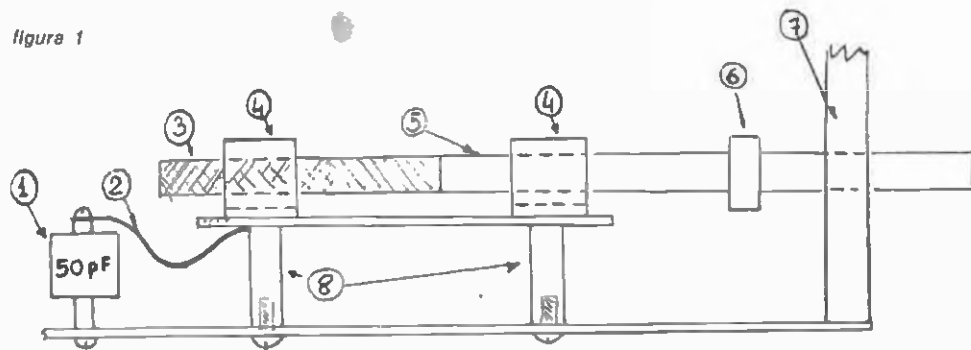
Una nota importante riguarda la tensione di accensione dei filamenti che non deve deviare, dal valore nominale, di oltre il $\pm 5\%$ per cui la tensione, in fase di messa a punto, dovrà essere misurata sui piedini dei tubi in quanto l'impedenza bifilare provoca una certa caduta di tensione.

Lo scopo dei condensatori C_a , C_b è di assicurare la simmetria del pilotaggio su entrambi i rami dei filamenti, il loro valore non è critico e può essere compreso tra 0,01 e 0,04 μF : l'importante che siano condensatori per trasmissione.

Il circuito pi-greco di uscita è stato realizzato utilizzando due condensatori variabili ambedue di provenienza surplus, il condensatore di placca ha una capacità max di 130 pF mentre quello di uscita ha ben cinque sezioni di cui quattro utilizzate per le bande $40 \div 10 m$ e cinque per gli 80 m.

Polché il variabile di placca ha una capacità insufficiente per accordare il pi-greco, sugli 80 m è richiesto un condensatore aggiuntivo di 50 pF da inserire tramite lo speciale commutatore disegnato in figura 1.

figura 1

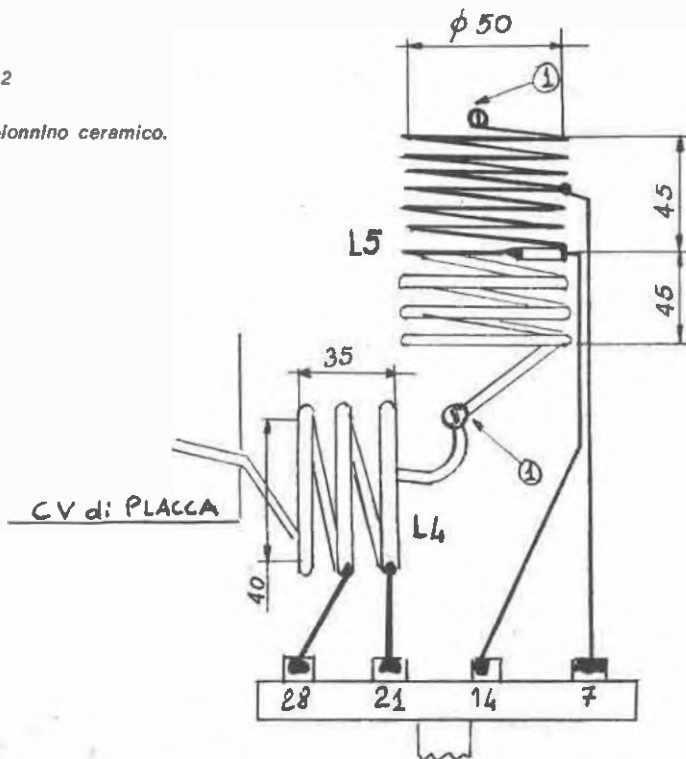


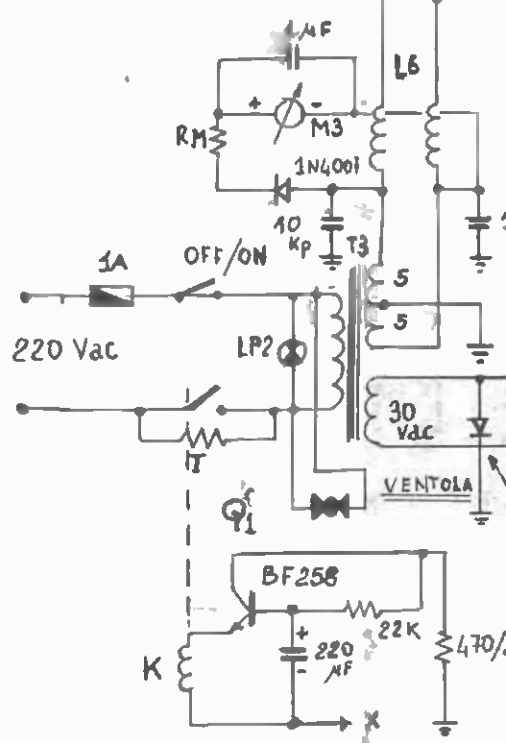
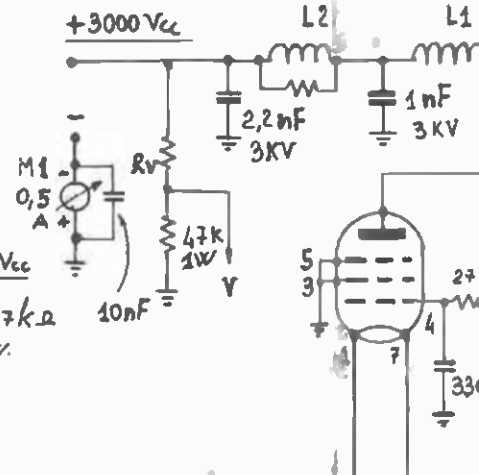
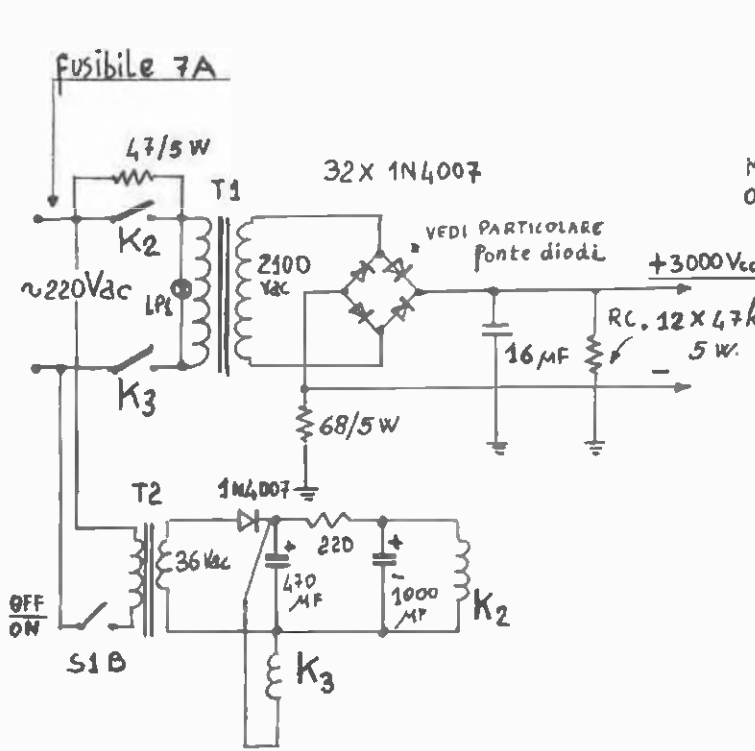
- 1 - 50 pF, 3 kV, tipo Centralab 850 S.
- 2 - Nastro di rame di collegamento.
- 3 - Tubo di rame argentato \varnothing 6 mm esterno, \varnothing 4 mm interno, lunghezza 25 mm.
- 4 - Molle elastiche (GBC GA - 4150).
- 5 - Asse di plexiglas \varnothing 6 mm, ridotto a 4 mm sull'estremità per permettere l'inserimento del tubo di rame.
- 6 - Boccola di bloccaggio.
- 7 - Pannello frontale.
- 8 - Colonnino ceramico.

La bobina dei 10 e 15 m è stata attestata direttamente sul commutatore ceramico mentre la bobina dei 20, 40, 80 è sostenuta tramite due colonnini anch'essi ceramici (figura 2).

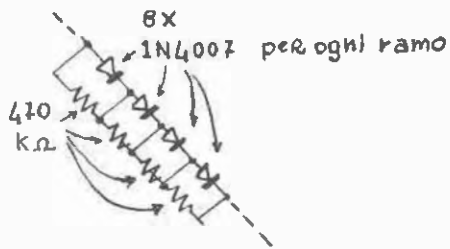
figura 2

- 1 - Colonnino ceramico.





PARTICOLARE PONTE DIODI



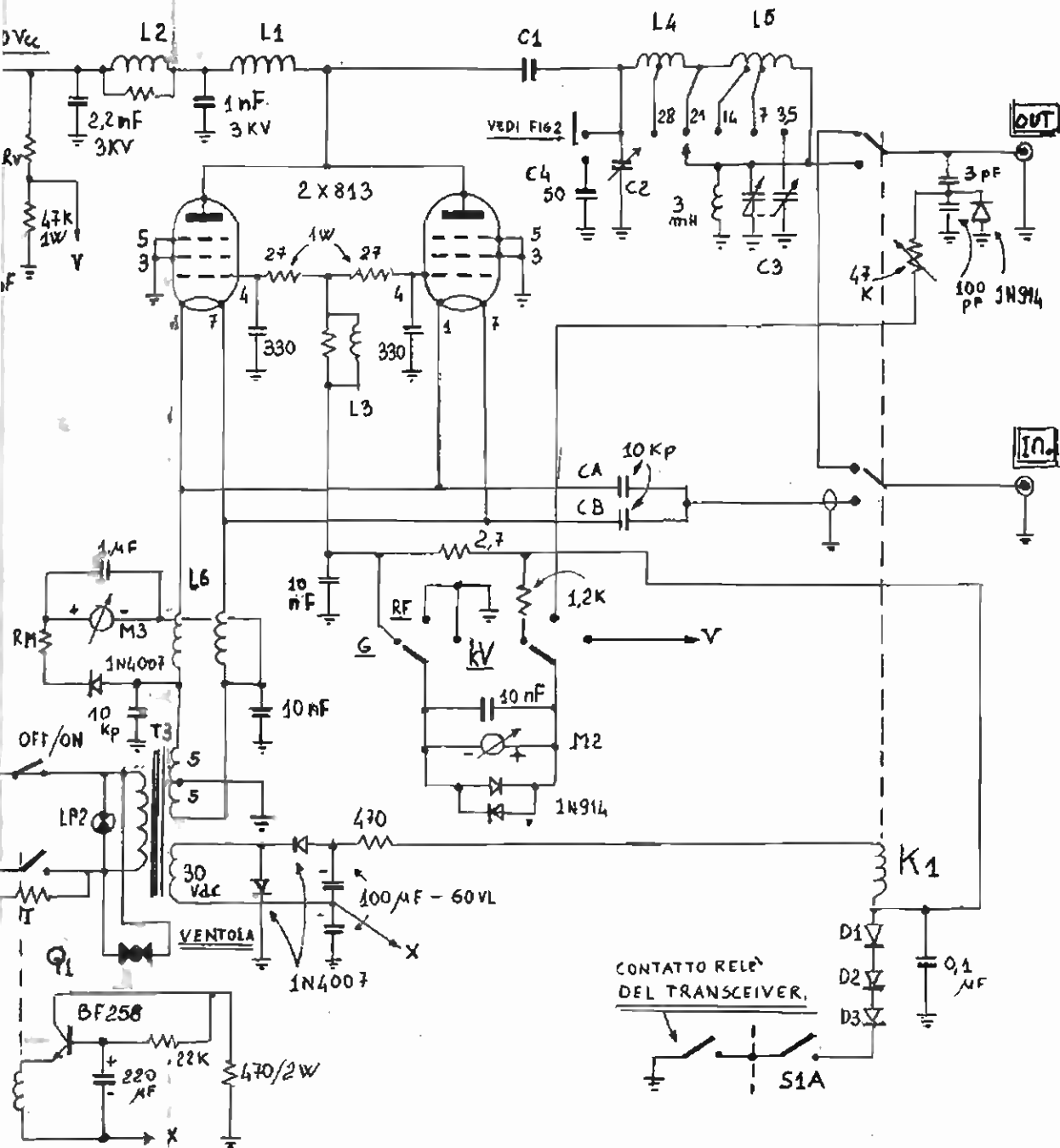


figura 3

Sono stati previsti tre strumenti di controllo che svolgono le seguenti funzioni:

- 1 - controllo corrente anodica (f.s. pari a 0,5 A)
- 2 - controllo corrente di griglia (f.s. pari a 0,1 A)
- 3 - controllo tensione anodica (f.s. pari a 5 kV)
- 4 - controllo RF di uscita
- 5 - controllo tensione filamenti.

Le funzioni 2, 3, 4 sono svolte da un unico strumento tramite opportune commutazioni.

Componenti dello schema di figura 3

T_1	trasformatore da 1 kW con secondario a 2.100 V
T_2	trasformatore da 5 W con secondario a 36 V
T_3	trasformatore da 150 W con secondario (5+5) V 10 A; 30 V, 0,1 A
LP1-LP2	lampada al neon
M_2	microamperometro da 100 μ A
M_1	microamperometro da 200 μ A; la resistenza addizionale R_M va regolata per una deflessione pari a 3/4 del f.s.
T	termistore, tipo accensione filamenti valvole TV
K	relé da 24 V, 1 A
K_1	relé da 24 V, ceramico
K_2, K_3	relé da 48 V, 10 A
D_1, D_2	diodi al silicio 0,5 A
L_1	150 spire, \varnothing 0,3 mm avvolte su supporto ceramico (figura 4)
L_2	60 spire \varnothing 0,3 mm avvolte su una resistenza da 15 k Ω , 3 W
L_3	50 spire \varnothing 0,3 mm avvolte su una resistenza da 3,3 k Ω , 2 W
L_4	5,5 spire di tubetto di rame \varnothing 4 mm, lunghezza avvolgimento 35 mm, \varnothing interno 40 mm
L_5	7,5 spire, \varnothing 3 mm + 15 spire \varnothing 2 mm; lunghezza avvolgimento 90 mm, \varnothing interno 50 mm
L_6	25 spire avvolte in billore \varnothing 2 mm su supporto di PVC \varnothing 16 mm con un nucleo di ferrita nel suo interno della stessa lunghezza
R_V	serie di resistenze da 1 W per un complessivo di 18 M Ω
C_1	(1.000-2.000) pF, 3 kV, tipo Centralab 850 S
C_2	100 μ F, 50 V
C_3	5 x 450 pF
C_4	50 pF, tipo Centralab 850 S

Il terzo strumento ha soltanto lo scopo di controllare la tensione di filamento. Per evitare che all'istante dell'accensione si abbia un forte transitorio di corrente nei filamenti, che ne potrebbe ridurre la vita media, è stato introdotto un termistore sul primario del trasformatore dei filamenti che viene escluso dopo circa 30 sec su comando del transistor Q_1 che fa commutare K .

L'impedenza di placca è stato l'unico componente che ha comportato qualche difficoltà in quanto presentava una forte risonanza su 21 MHz per cui si è dovuto ricorrere alla distribuzione dell'avvolgimento come raffigurato in figura 4; se vengono adottate altre soluzioni si ricordi che l'induttanza dovrà essere non meno di 120 μ H.

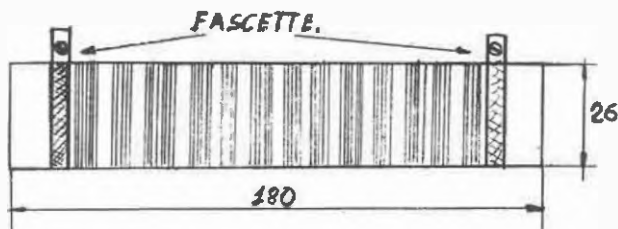
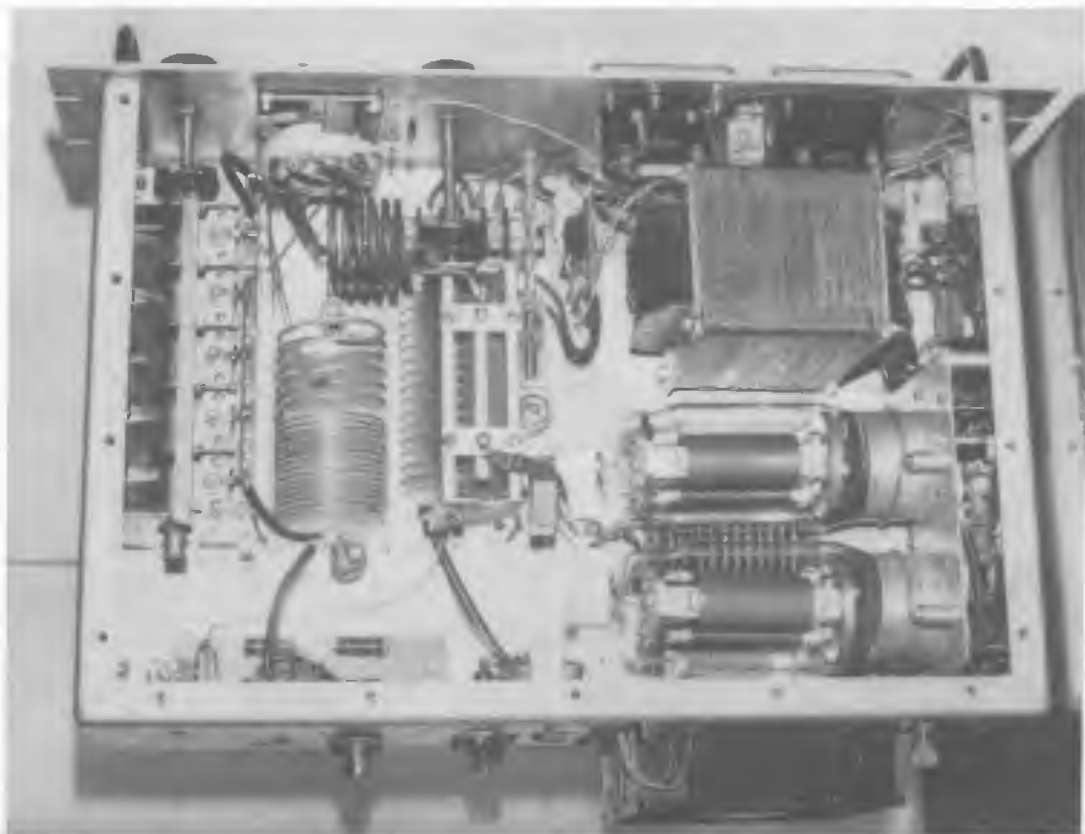


figura 4

Nonostante che la Casa costruttrice indichi che la 813 non necessita di raffreddamento ad aria forzata, tuttavia è stato inserito un piccolo ventilatore che impedisce il surriscaldamento del lineare, tutto a beneficio della vita media dei componenti.

L'alimentatore, per ragioni di praticità, essendo il trasformatore molto grosso, è stato costruito in un contenitore a parte. Lo schema è classico, raddrizzatore a ponte con un condensatore di filtro, con l'aggiunta di un piccolo circuito di temporizzazione che un secondo dopo l'accensione esclude la resistenza di 47Ω in serie al primario al fine di evitare notevoli transitori di corrente nei condensatori di filtro che all'atto dell'accensione sono scarichi.

I relé dovranno essere del tipo industriale con contatti di almeno 10 A. L'interruttore dell'alimentatore è del tipo doppio in quanto deve impedire di passare in trasmissione se l'alimentatore non è acceso. Il cavo di collegamento dell'alta tensione dovrà essere di isolamento adeguato, nel caso specifico è stato utilizzato il cavo della EAT dei TV.



COSTRUZIONE MECCANICA

Come già accennato precedentemente, il lineare è stato costruito in due contenitori separati, tale soluzione non ha comportato nessuno svantaggio in quanto in normali condizioni di servizio il lineare è alloggiato in un rack, inoltre si ha l'ulteriore vantaggio che l'alimentatore può essere destinato a un altro lineare (per esempio VHF) quando quello per le decametriche è inattivo.

Poiché le 813 hanno un'altezza che è di circa 188 mm, si è ritenuto più opportuno adottare la soluzione del montaggio orizzontale allo scopo di ridurre le dimensioni del contenitore, avendo naturalmente l'accortezza di montare i tubi in maniera tale che le griglie siano verticali. Per l'alimentatore le dimensioni del telaio sono legate al trasformatore di alimentazione che nel mio caso è sovradimensionato essendo di una potenza superiore al kilowatt.

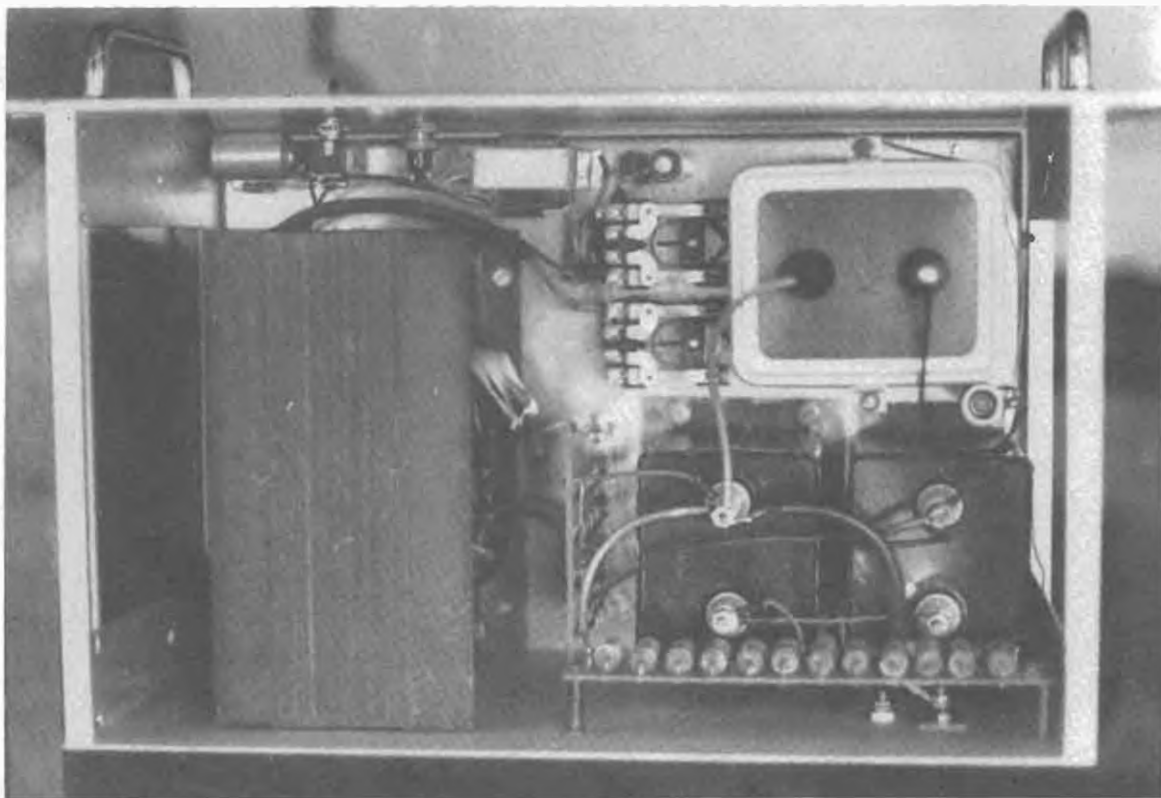
Quindi i contenitori, con pannello frontale da 19 pollici, sono rispettivamente da tre unità modulari (132 mm) per la sezione trasmittente e cinque unità (221 mm) per la sezione di alimentazione.

Nella sezione trasmittente è stato inserito il trasformatore dei filamenti in quanto, dato il forte assorbimento di corrente (10 A), sarebbe stato poco opportuno inserirlo nella sezione di alimentazione. Sullo stesso trasformatore è stato avvolto un ulteriore avvolgimento (circa 60 spire \varnothing 0,3 mm) che ha lo scopo di fornire la tensione di polarizzazione dei tubi. Per quanto riguarda il montaggio degli zoccoli dei tubi si dovrà prendere l'accortezza di inserire tra il telaio e la ceramica, in corrispondenza dei fori, delle rondelle di cartone per evitare che stringendo le viti di fissaggio la ceramica si spacchi.

I condensatori di filtro nell'alimentatore non sono del tipo elettrolitico bensì a carta, comunque non ci sono problemi utilizzando condensatori elettrolitici purché siano opportunamente disposti in serie per raggiungere i 3.000 V.

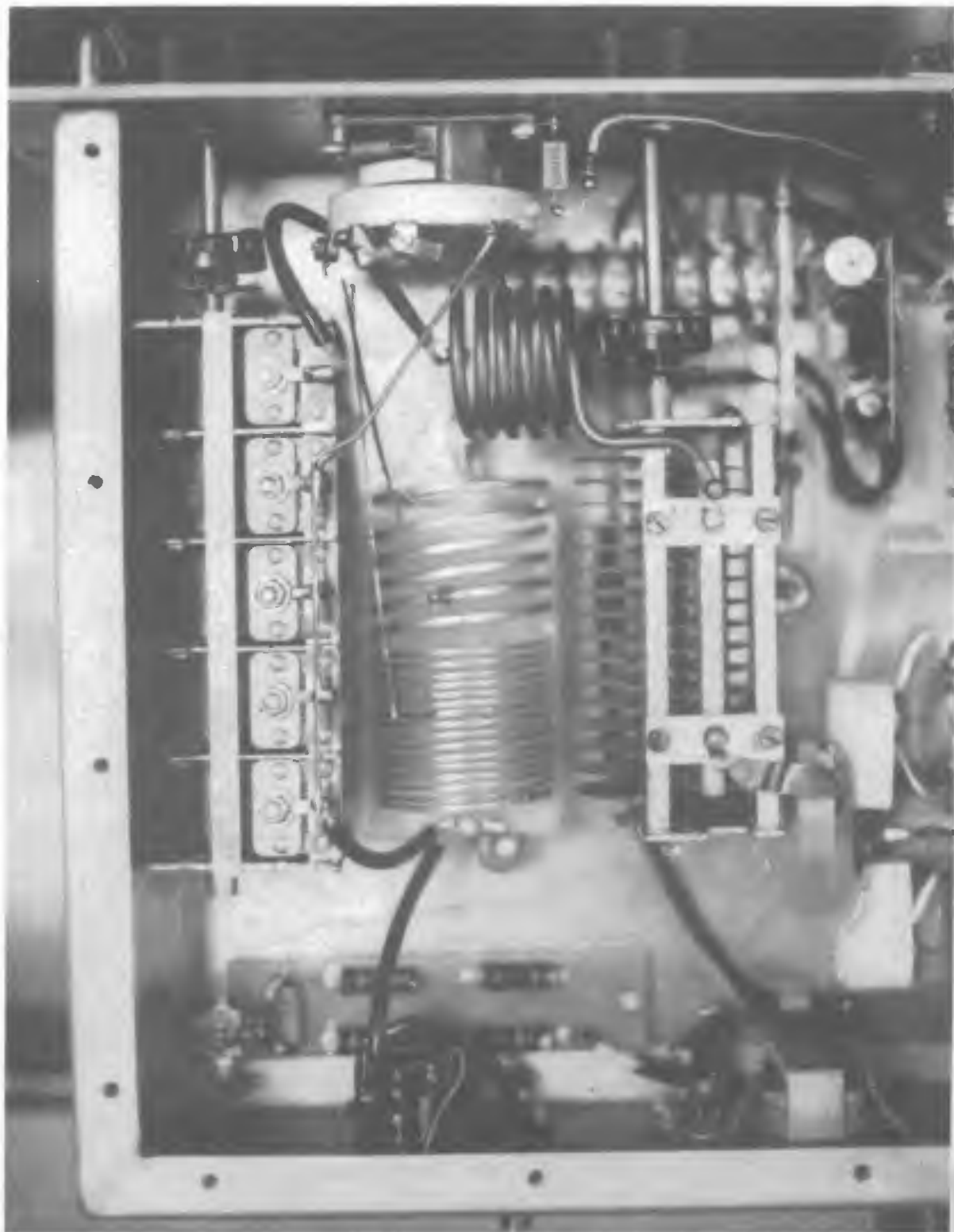
Il ponte è stato realizzato su di una basetta di plexiglass di dimensioni idonee a contenere i 32 diodi, otto per ramo.

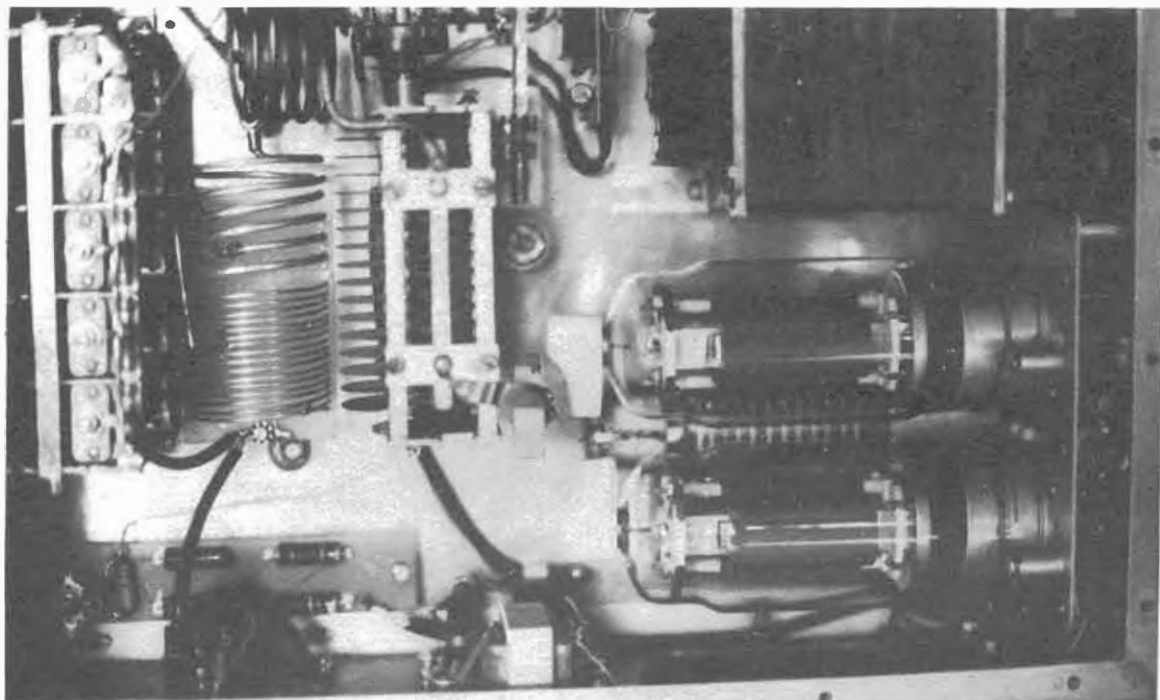
La ventola è stata montata in modo tale da inviare l'aria fredda sulle valvole, tale soluzione è risultata buona in quanto la temperatura internamente al telaio non sale di molto anche dopo diverse ore di funzionamento, è chiaro che il pannello di copertura del telaio dovrà avere un'opportuna foratura per la fuoriuscita dell'aria calda.



Il commutatore per l'inserzione del condensatore di 50 pF in parallelo al variabile di placca è stato realizzato come in figura 1. Tale commutatore, proposto da 102V, è probabilmente la migliore soluzione per quanto riguarda l'efficienza e la sicurezza di funzionamento.

La resistenza RC in parallelo ai condensatori di filtro è stata realizzata con una serie di dodici resistenze da 47 k Ω , 5 W montate su di una basetta di vetro-nite a sua volta fissata sul telaio dell'alimentatore. Particolare cura deve essere rivolta al cablaggio dell'alimentatore che dovrà essere realizzato con cavo ad alto isolamento per l'elevata tensione in gioco, inoltre ogni punto di giunzione dovrà essere ricoperto con tubetto termorestringente.





PROVE DI FUNZIONAMENTO

Dopo aver ricontrrollato il cablaggio si può senz'altro passare all'accensione del lineare per la prima verifica; cioè il funzionamento del circuito di ritardo per l'accensione dei filamenti, il ritardo non dovrà superare i 30 sec per non danneggiare il termistore. Dopo questo primo controllo si può passare all'accensione dell'alimentatore che dovrà fornire a vuoto circa 3.000 V, per questa misura è consigliabile costruire una apposita sonda per alta tensione. Se non si verificano crepitii o scariche si può passare in trasmissione per verificare che in assenza di modulazione la corrente a riposo sia circa 50 mA; qualora non dovesse esserci la corrente indicata, si dovrà ritoccare la polarizzazione di griglia. A questo punto si dovrà verificare se il lineare funziona correttamente sotto modulazione, per effettuare tale prova è bene usare un carico fittizio di 50 Ω di adeguata potenza (ad esempio CANTENNA). Applicando l'eccitazione in modo graduale si dovrà far salire la corrente anodica sino a un max di 150 mA, quindi fare il dip accordando il variabile di placca e quello di antenna per la massima potenza di uscita. Se tutto procede bene si potrà aumentare l'eccitazione tenendo d'occhio la corrente di griglia che non dovrà in nessun caso oltrepassare i 50 mA per evitare danni irrimediabili ai tubi; la corrente anodica alla max potenza di uscita sarà circa 350 mA.

Questa prova dovrà essere ripetuta per ogni banda.

La tabella indica le posizioni, per ogni banda, del variabile di placca e di uscita.

frequenza (MHz)	capacità di placca	capacità di uscita
3,7	70 % + capacità aggiuntiva	85 %
7,1	40 %	80 %
14,2	20 %	60 %
21,3	10 %	50 %
28,5	5 %	40 %

Attenzione: Je 813 non sono valvole in grado di lavorare con le placche arrossate, tale condizione ne provocherebbe il rapido esaurimento. *****

METEOSAT 1

professor Walter Medri

Longitudine e Latitudine zero gradi: queste sono le coordinate corrispondenti al punto geografico terrestre sul quale ora sosta in orbita geostazionaria il satellite METEOSAT 1.

Sulla linea dell'equatore, infatti, a un'altitudine di oltre 36.000 km sul livello del mare antistante il Golfo di Guinea, il METEOSAT 1 mantiene sotto controllo la situazione meteorologica del nostro emisfero terrestre trasmettendone ogni mezz'ora un'immagine globale.

Si tratta del primo satellite meteorologico realizzato dalle principali nazioni dell'Europa occidentale e il suo successo tecnico è andato oltre le più rosee previsioni anticipate alla vigilia del lancio dall'E.S.A. (Ente Spaziale Europeo).

Per captare le sue stupende immagini è sufficiente puntare una volta per sempre l'antenna nella sua direzione e realizzare la stazione ricevente APT descritta nella mia serie di articoli denominata « Progetto Starfighter », ultimo dei quali pubblicato su cq 9/78.

Il METEOSAT, come mostra la figura 1, fa parte attualmente di una catena di satelliti meteorologici geostazionari prevista per il GARP 79.

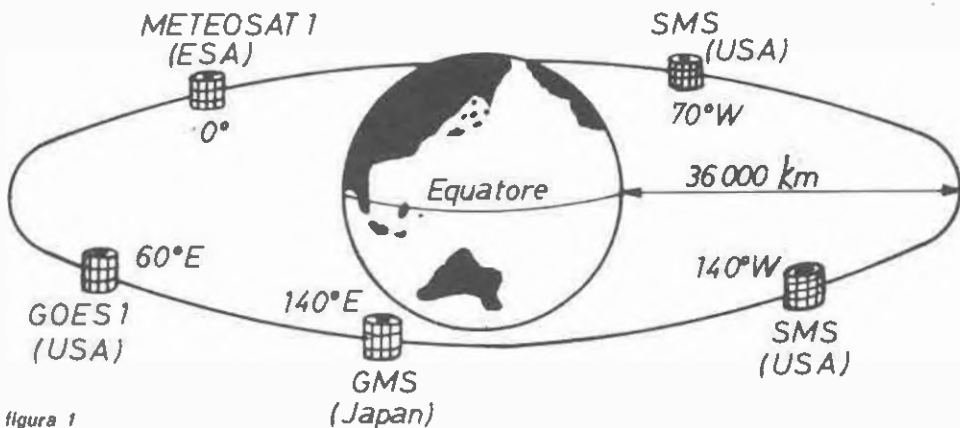


figura 1

La figura riporta gli attuali cinque satelliti geostazionari attivi e la loro posizione in gradi di longitudine sull'equatore.

Ricevibili dall'Italia sono il METEOSAT 1 e il GOES 1.

Questa sigla identifica il primo tentativo a livello Internazionale di coordinare l'osservazione e lo studio di tutti i fenomeni meteorologici che avvengono nell'atmosfera del nostro globo terrestre, al fine di perfezionare una tecnica precisa d'indagine per previsioni meteorologiche attendibili a media e lunga scadenza.

L'interesse suscitato da questa serie di satelliti tra i radio-APT-amatori di tutti i paesi è davvero notevole e attualmente migliaia di radioamatori stanno lavorando sodo per mettersi in condizione di ricevere le loro stupende immagini. Non ci sono più dubbi, la ricezione spaziale amatoriale è ormai riconosciuta a livello internazionale e Enti statali di molte nazioni tecnologicamente avanzate inviano informazioni e suggerimenti su richiesta degli interessati per una corretta acquisizione di molti satelliti operativi di interesse scientifico generale. Per gli interessati alla ricezione del METEOSAT 1, fornirò ora una serie di utili informazioni, nonché suggerimenti di ordine pratico rivolti soprattutto a coloro che stanno iniziando ora la ricezione APT e in particolare quella del METEOSAT 1. Dai principali dati raccolti in tabella « A » facciamo alcune considerazioni che ci porteranno immediatamente a un calcolo preciso del rapporto fra segnale ricevuto e segnale emesso dal satellite.

tabella A

Principali caratteristiche METEOSAT 1

• frequenza di trasmissione	1.691 MHz canale 2	1.694,5 MHz canale 1
• potenza di trasmissione	10 W	10 W
• guadagno antenna trasmissione	8,8 dB	9,7 dB
• potenza irradiata	18,8 dBW	19,7 dBW
• polarizzazione irradiata		lineare
• distanza Terra-satellite	36.000 km
• variazione di frequenza massima in tre anni	± 21 kHz	± 21 kHz
• frequenza sottoportante		2400 Hz
• modulazione APT/WEFAX		FM
• deviazione di frequenza FM		± 9 kHz
• larghezza di banda necessaria		26 kHz

Come si sa, la potenza del segnale irradiato da un trasmettitore si attenua con l'allontanarsi dall'antenna emittente in funzione del quadrato della distanza. Se indichiamo quindi con « P_1 » la potenza irradiata dal trasmettitore posto a una distanza « R » dall'antenna ricevente, la potenza del segnale che raggiunge l'antenna ricevente sarà uguale alla potenza irradiata divisa per un'area uguale a $4 \pi \cdot R^2$.

Cioè:

$$P_r = \frac{P_1}{4\pi R^2} \quad (1)$$

Dove « P_1 » è la potenza effettiva irradiata, « P_r » la potenza del segnale ricevuto e « R » la distanza fra l'antenna trasmittente e l'antenna ricevente. Se noi ora teniamo presente che il rapporto P_r/P_1 varia anche in funzione del quadrato della lunghezza d'onda trasmessa (vedi cq 8/75 a pagina 1201), possiamo rappresentare il rapporto P_r/P_1 in questi termini:

$$\frac{P_r}{P_1} = \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (2)$$

Dove « λ » è la lunghezza d'onda del segnale trasmesso.

Volendo, ora, in base alla (2), calcolare le perdite ovvero l'attenuazione in decibel di un segnale emesso, possiamo scrivere:

$$A_s = 10 \text{ Log } \frac{(4\pi R)^2}{\lambda^2} \quad (3)$$

Dove « A_s » è l'attenuazione in decibel, « R » la distanza fra le due antenne espressa in metri e « λ » la lunghezza d'onda del segnale irradiato espressa anch'essa in metri.

Oppure se preferite possiamo scrivere:

$$A_s = 10 \text{ Log } \frac{(4\pi)^2 \times 10^2}{9} + 20 \text{ Log } R \times F \quad (4)$$

Dove « R » è la distanza fra le antenne espressa in km e « F » la frequenza del segnale irradiato espressa in MHz.

Vogliamo vedere ora l'applicazione pratica della (3) nel caso particolare del METEOSAT 1.

Se valutiamo in 38.000 km la distanza « satellite-Terra » per una stazione ricevente italiana, l'attenuazione del segnale irradiato dal satellite risulterà:

$$A_s = 10 \text{ Log } \frac{(12,56 \times 38.000.000)^2}{0,177^2} = 188,5 \text{ dB}$$

Vediamo quindi che la potenza irradiata dal trasmettitore del METEOSAT arriva all'antenna ricevente di una stazione italiana attenuata di 188,5 dB.

Da questo calcolo possiamo ora procedere fino ad arrivare a conoscere l'esatta potenza del segnale in arrivo e da questa ricavarne il guadagno che deve avere l'antenna, oppure se preferite la cifra di rumore che deve avere il nostro convertitore SHF per avere una buona ricezione.

Facendo ancora riferimento alla tabella « A » rileviamo che la potenza del trasmettitore è di 10 W, se tale potenza l'esprimiamo in decibel rapportandola a una potenza campione di 1 mW, si ha:

$$10 \text{ W} = 10.000 \text{ mW} = 40 \text{ dB mW (potenza espressa in dB mW)}$$

In altre parole, la potenza di 10 W equivale a una potenza di 40 dB al di sopra di 1 mW.

Se ora alla potenza espressa in decibel sommiamo l'aumento di potenza irradiata dovuto al guadagno dell'antenna trasmittente (vedi tabella « A » canale 2 = 9,7 dB), otteniamo la potenza reale massima irradiata, cioè avremo:

$$40 + 9,7 = 49,7 \text{ dB mW (potenza in dB mW irradiata dal METEOSAT)}$$

Nota ora, sia la potenza irradiata dal METEOSAT, sia l'attenuazione che tale potenza subisce nel percorrere i 38.000 km che ci separano dal satellite, basta fare la differenza ovvero la somma algebrica fra le due entità espresse in decibel per trovare la potenza reale del segnale in arrivo.

Cioè:

$$-188,5 + 49,7 = -138,8 \text{ dB mW (potenza segnale METEOSAT in arrivo)}$$

Perciò, -138,8 dB mW è la potenza reale del segnale del METEOSAT 1 in arrivo alla nostra antenna ricevente.

Non si tratta certamente di un segnale molto forte, ma neppure di un segnale estremamente debole; ciò sarà meglio evidenziato dal calcolo che ora ci porterà al guadagno della nostra antenna, supponendo di essere già in possesso di un convertitore SHF avente una cifra di rumore di 4 dB e di un ricevitore avente una larghezza di banda di 40 kHz (ad esempio BC603 ritarato).

Dobbiamo trovare prima la potenza minima del segnale che la nostra stazione ricevente è in grado di captare con un'antenna avente guadagno zero, esempio un dipolo semplice.

La sensibilità di potenza del ricevitore si trova facendo riferimento a una sensibilità campione di un ipotetico ricevitore ideale, per il quale è comunemente valutata una sensibilità media di -174 dBm/Hz.

Poiché la nostra stazione ricevente possiede una cifra di rumore di testa di 4 dB e una larghezza di banda di 40 kHz (40 kHz = 46 dB sopra 1 Hz), la sensibilità del nostro ricevitore risulta inferiore di 50 dB (4 dB + 46 dB) nei confronti della sensibilità di potenza del ricevitore ideale.

Quindi possiamo valutare ora il minimo segnale che il nostro ricevitore può captare facendo una semplice somma algebrica:

$$-174 + 50 = -124 \text{ dB mW (sensibilità del ricevitore)}$$

Vediamo così che la sensibilità massima del nostro ricevitore è tale da potere captare un segnale in arrivo di 124 decibel inferiore a 1 milliwatt, mentre la potenza del segnale in arrivo dal METEOSAT è di 138,8 decibel inferiore a 1 milliwatt. Stando così le cose si rende necessario un guadagno minimo d'antenna dato dalla differenza fra le due entità ricavate:

$$138,8 - 124 = 14,8 \text{ dB (guadagno minimo d'antenna)}$$

Se si pensa però che in pratica è necessario un margine di almeno $8 + 10$ dB per avere un buon rapporto segnale/rumore, il guadagno della nostra antenna dovrà essere di circa $22 \div 24$ dB.

Un guadagno di circa 23 dB può essere ottenuto ad esempio con una parabola di un metro di diametro munita di un ottimo illuminatore.

Problemi pratici riguardo la parabola e l'illuminatore sono stati da me accennati già su cq 9/78 e su alcuni numeri del Bollettino della IATG « *Tecniche avanzate* ». Possiamo concludere affermando che con gli stessi elementi di calcolo con i quali siamo giunti al guadagno d'antenna si può trovare anche la cifra di rumore che deve avere il convertitore SHF partendo da un guadagno d'antenna già noto.

Ulteriori procedimenti di calcolo per trovare la reale cifra di rumore del ricevitore li potete trovare anche su cq 8/75 a pagina 1202.

Infine si tenga presente che variazioni di propagazione « spazio-Terra » possono causare variazioni del segnale in arrivo di circa 1 dB e che minimi spostamenti di posizione del satellite nei confronti della stazione d'ascolto possono causare



figura 2

Stupenda immagine PSDU ripresa dal satellite METEOSAT 1 nello spettro del visibile. Il METEOSAT staziona sulla verticale del Golfo di Guinea e riprende ogni mezz'ora un'immagine come questa.

ulteriori variazioni del segnale che dipendono dall'ampiezza del lobo di ricezione dell'antenna ma che mediamente non saranno superiori a 0,4 dB.

Abbiamo così esaurito, e spero anche in maniera comprensibile, un importante argomento relativo alla ricezione del METEOSAT 1; vediamo ora quindi che cosa trasmette e come trasmette questo interessante satellite.

Va subito detto che i sistemi di trasmissione di immagini sono due ed entrambi si servono, in momenti diversi, delle stesse frequenze di trasmissione: 1.691 MHz e 1.694,5 MHz.

Il primo sistema così detto anche « primario » è chiamato P.D.S.U., trasmette circa ogni mezz'ora un'immagine globale del nostro emisfero ripreso direttamente dal satellite, vedi figure 2 e 3.



figura 3

Un'altra bella immagine PDSU ripresa dal METEOSAT 1 sempre nello spettro del visibile. Le immagini PDSU vengono scomposte e ritrasmesse sulla stessa frequenza con lo standard APT/WEFAX, la frequenza di scansione orizzontale è di 4 Hz e il tempo di scansione verticale è di 223 sec.

Lo standard di modulazione della portante è digitale e più precisamente viene impiegato il sistema PCM/SP-L, quindi in ricezione esso richiede un demodulatore-sincronizzatore assai elaborato.

Un'altra difficoltà che ci presenta la ricezione del segnale PSDU consiste nel fatto che la sua modulazione richiede una larghezza di banda del ricevitore di circa 1 MHz, quindi una larghezza di banda di 60 dB al di sopra di 1 Hz contro i 46 dB più sopra calcolati per una larghezza di banda di 40 kHz.

Questo significa che, volendo ricevere il segnale PSDU con lo stesso convertitore SHF avente una cifra di rumore di 4 dB, dobbiamo recuperare con il guadagno d'antenna altri 14 dB ($60 - 46 = 14$) e ciò equivale a portare il guadagno d'antenna a circa 38 dB!

Un'antenna avente un guadagno di 38 dB comporta un diametro della parabola oltre i tre metri e mezzo, con i prevedibili problemi di ordine pratico e, perché no, anche di ordine economico.

Comunque, chi fosse interessato a ricevere anche i segnali PSDU può chiedere all'E.S.A. la pubblicazione « MG/2412-77/MF-1g », la quale contiene utili indicazioni e vari suggerimenti pratici per una stazione ricevente PSDU.

Da un punto di vista amatoriale considero assai più semplice e interessante la ricezione del sistema così detto « secondario » e chiamato S.D.U.S., più conosciuto con la sigla APT/WEFAX.

Le immagini APT/WEFAX non sono altro che una serie di immagini elaborate ottenute dalla scomposizione dell'immagine primaria già trasmessa alcuni istanti prima dal sistema PSDU.

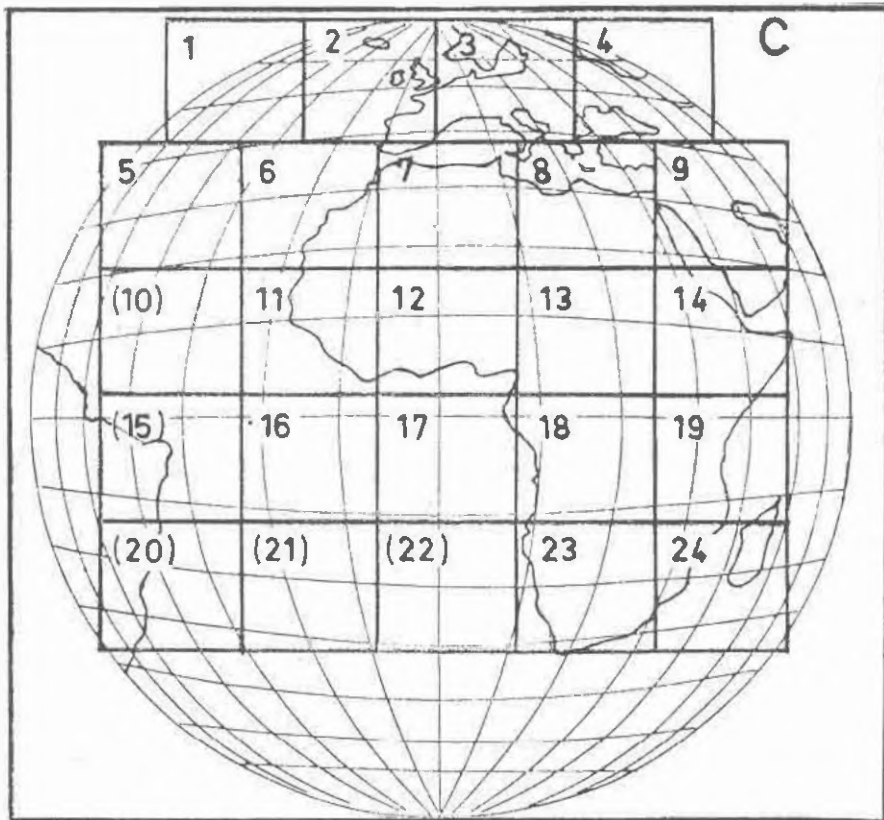


figura 4

La figura mostra la scomposizione dell'immagine PSDU ripresa nel visibile e ritrasmessa poi in APT/WEFAX.

I numeri riportati nei quadrettini sono gli stessi che si trovano sulle foto ritrasmesse e la sequenza riportata in figura vi sarà di guida per la ricomposizione del mosaico parziale o totale.

Si tenga presente che ciascuna foto ricavata deve avere un formato perfettamente quadrato.

Infatti, l'immagine PSDU ricevuta dal centro spaziale di Darmstadt (Germania ovest) viene registrata e contemporaneamente convertita nel sistema analogico APT con 4 Hz di scansione poi ritrasmessa poco dopo via METEOSAT sulle stesse frequenze di trasmissione del sistema PSDU.

Si tenga presente però che le immagini APT/WEFAX sono sì immagini elaborate e poi ritrasmesse via satellite, ma contengono la stessa qualità dell'immagine primaria.

L'elaborazione consiste prima di tutto nella conversione del segnale da digitale ad analogico e poi nella sovrapposizione di speciali crocette che identificano i meridiani e i paralleli.

Ultimamente alcune serie di foto contengono anche la sovrapposizione dei lineamenti costieri per una più facile individuazione della zona a cui si riferisce la foto trasmessa.

Le immagini primarie che vengono scomposte e poi trasmesse in APT/WEFAX sono tre e vengono identificate con le lettere « C », « D », « E ».

Con la lettera « C » vengono identificate le immagini riprese nello spettro del visibile e sono a elevata definizione, con la lettera « D » vengono identificate le immagini riprese nello spettro dell'infrarosso che va da 10 a 12,5 micron e con la lettera « E » vengono identificate le immagini riprese nello spettro dell'infrarosso che va da 5,7 a 7,1 micron; quest'ultime mettono in rilievo sopra tutto il vapore acqueo che si trova nell'atmosfera.

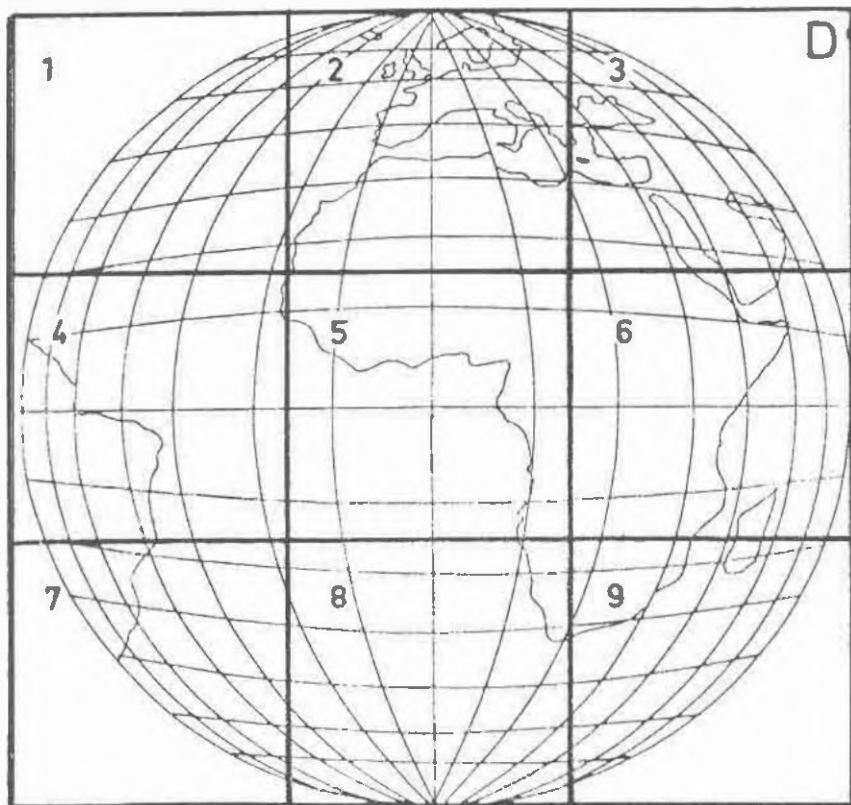


figura 5

La figura mostra la scomposizione dell'immagine PSDU ripresa nello spettro dell'infrarosso 10÷12,5 micron e ritrasmessa in APT/WEFAX.

Come si può vedere, bastano nove fotografie per ricomporre tutto il mosaico relativo al nostro emisfero.

La foto globale che si ricava è di effetto perché vi appare il nostro emisfero terrestre per intero, ma la definizione dell'immagine è assai più bassa di quella ripresa nel visibile.

Quindi ogni foto APT/WEFAX trasmessa riporta la lettera di identificazione « C », « D » o « E » oltre che la data e l'ora in cui è stata ripresa in PDSU. La scomposizione dei vari formati è quella riportata dalle figure 4, 5 e 6 e, come potete vedere, il formato « C », per mantenere l'alta definizione dell'immagine ripresa, necessita di 24 fotografie mentre per i formati « D » e « E » sono sufficienti 9 fotografie soltanto.

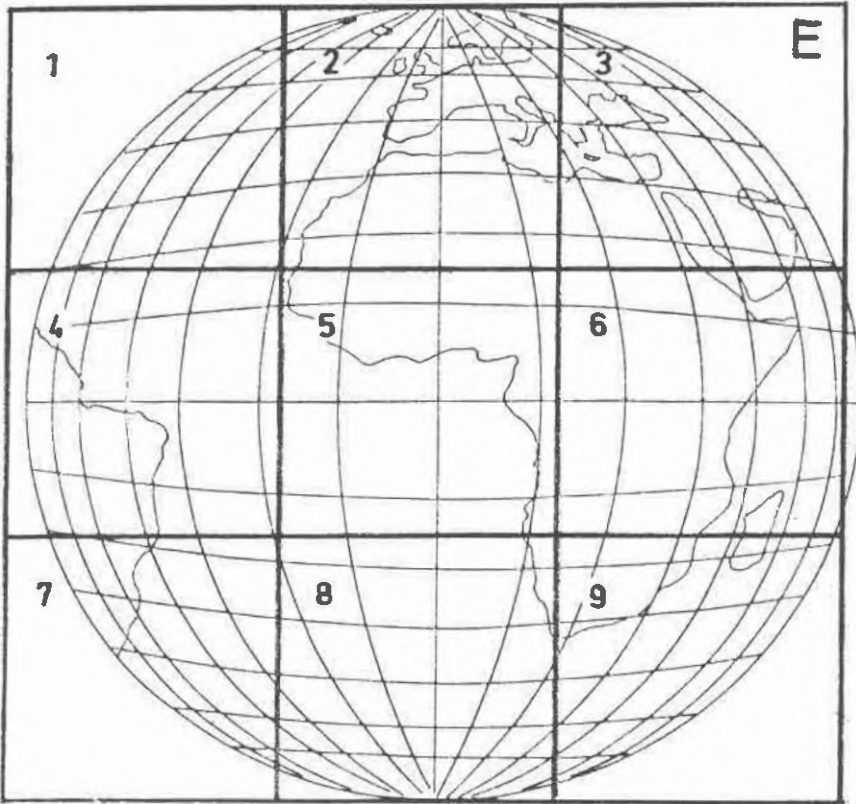


Figura 6

La figura mostra la scomposizione dell'immagine PDSU ripresa nello spettro dell'infrarosso 5,7-7,1 micron e trasmessa in APT/WEFAX.

Le nove foto che compongono tutto il nostro emisfero mettono in rilievo soprattutto il vapore acqueo sospeso nell'atmosfera e sono di notevole ausilio per una corretta interpretazione della situazione meteorologica.

L'orario preciso di trasmissione di ogni foto di ciascun formato viene pubblicato in due speciali schede che si possono avere facendone richiesta al Centro Spaziale Europeo di DARMSTADT - ESOC - Robert Bosch Strasse 5, e un esempio di lettura di tali schede verrà riportato nel prossimo articolo.

Le schede vengono aggiornate a ogni modifica di programma e attualmente è valida la scheda 1/6/79 che prevede la trasmissione delle foto 1, 2, 3 e 4 del formato « C » dalle ore 10,38 alle ore 10,54 GMT e dalle ore 16,38 alle ore 16,54 GMT di ogni giorno, sulla frequenza di 1.694,5 MHz.

Le foto 2 e 3 sempre del formato « C » vengono trasmesse invece ogni mezz'ora con inizio dalle ore 6,02 fino alle ore 17,38 GMT sempre sulla stessa frequenza. Il formato speciale « LS » viene trasmesso invece dalle ore 10,06 alle ore 10,34 GMT di ogni giorno sulla frequenza di 1.691 MHz.

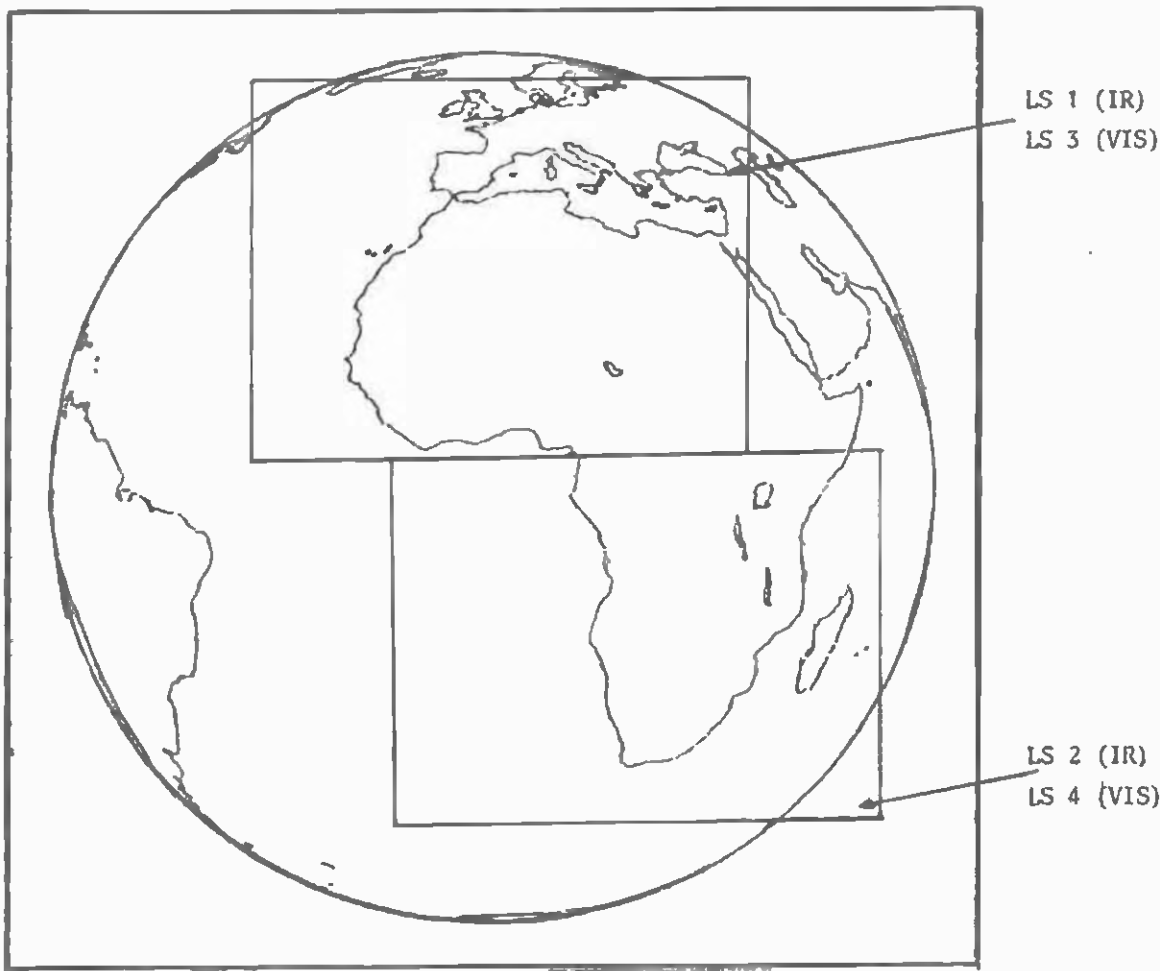


figura 7

Il disegno mostra la scomposizione dell'immagine PDSU in un formato chiamato dall'ESA « speciale » e ritrasmissione in APT/WEFAX una sola volta al giorno.

Tale formato è attualmente sperimentale ma potrebbe in seguito sostituire sia il formato « C » che il formato « D », in quanto basterebbero due sole foto per ricomporre quasi per intero il nostro emisfero.

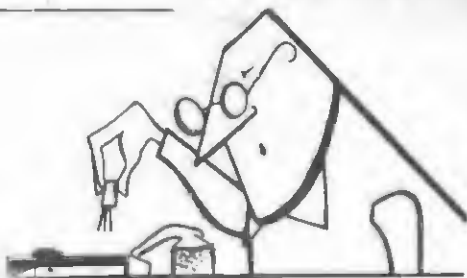
Le foto « LS1 » e « LS2 » si riferiscono a immagini (IR) all'infrarosso e le foto « LS3 » e « LS4 » si riferiscono a immagini (VIS) nel visibile.

Quando sarete in possesso della scheda di trasmissione vi sarà assai facile, tenendo presente le figure 4, 5, 6 e 7, individuare la foto ricevuta, oppure scegliere l'ora esatta corrispondente alla foto che volete ricevere.

A presto! *****

AVANTI con cq elettronica

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



Magia, Abrapapocchie e lettura del pensiero

Bè, se qualcuno mi avesse detto che a **sperimentare** ci avremmo avuto pure il mago, non ci avrei creduto, e invece eccolo quà: **Ettore MARCHINI**, via Bellini 39, RIVALTA che ci presenta le carte zener per la lettura del pensiero. Veramente roba da papocchie!!!

Il tutto è arricchito da due aggeggi realizzati, con lo stesso scopo, in due versioni: la prima, figura 1, vede cinque circuiti uguali. Nello schema ne sono stati riprodotti solo tre per chiarezza ma nella realtà sono cinque e adoperano tutti gli stessi transistori e gli stessi valori di componenti.

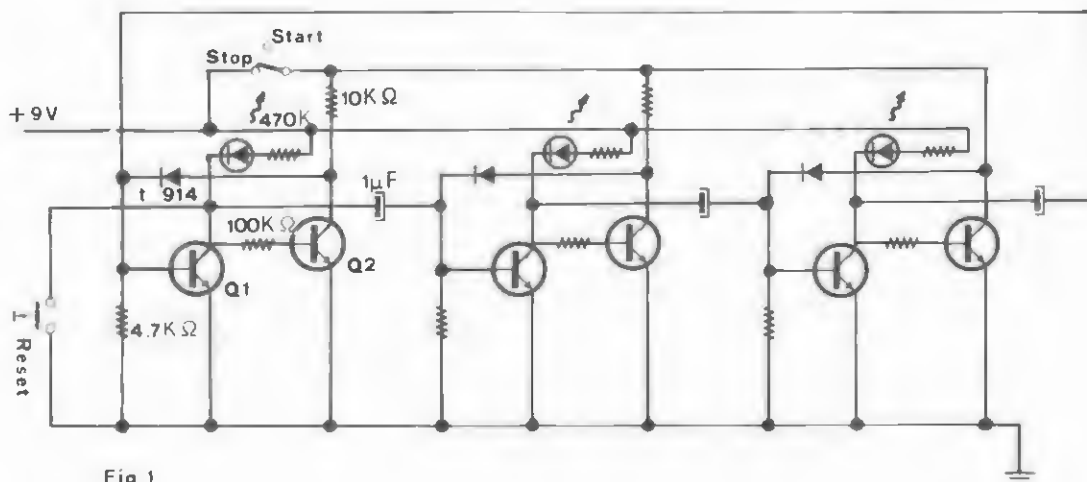


Fig 1

Per l'avviamento del tutto, disporre il commutatore su « Start », per l'azzeramento su « Reset ».

E' tutto, e vediamo la seconda versione, figura 2, più sofisticata per l'uso degli integrati.

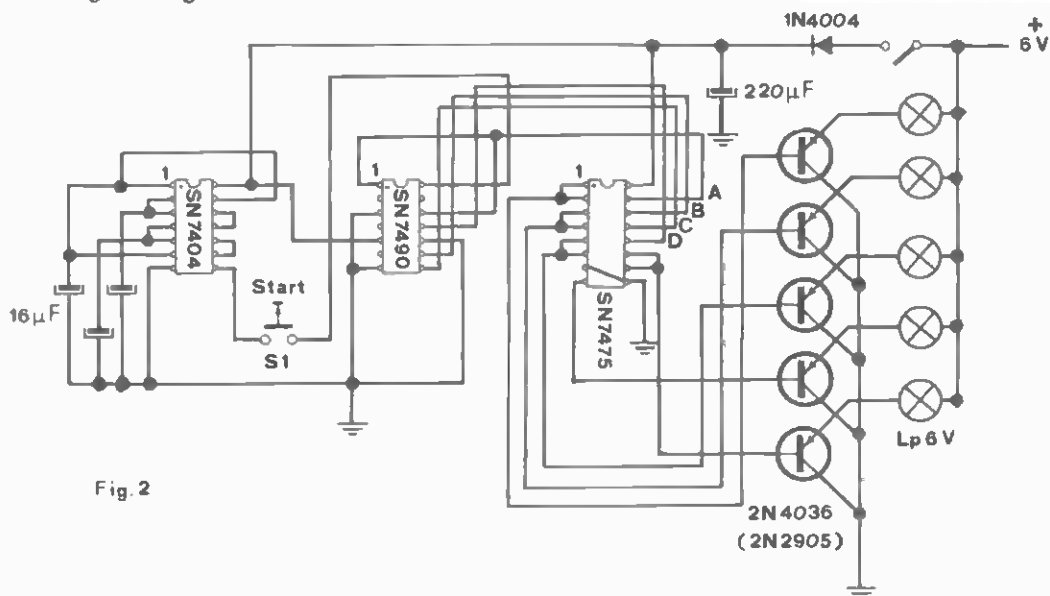


Fig. 2

Per chiarire il tutto, cedo a lui la parola:

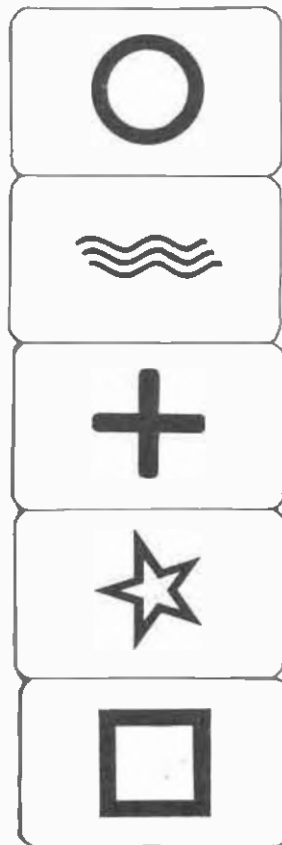
Le carte Zener

Prima ancora che se ne occupasse la parapsicologia, la telepatia era un fatto molto conosciuto e confermato da episodi clamorosi.

Da principio i parapsicologi raccolsero i dati di un notevole numero di casi spontanei che però, non potendo essere verificati sperimentalmente e scientificamente, lasciarono molti dubbi irrisolti.

Quando la parapsicologia divenne una scienza, la telepatia entrò nei laboratori e fu quantificata statisticamente. Risultò che era più facile comunicare immagini che pensieri, e quindi si incominciarono a usare delle Immagini standard, facili da disegnare e immaginare, e che possibilmente non creassero complicazioni emotive.

Nacquero così le « carte Zener » che sono cinque e raffigurano rispettivamente un quadrato, un cerchio, una croce, una stella e delle onde. Usando cinque carte per tipo, si ha a disposizione un mazzo di venticinque carte che dopo essere state ben mescolate vengono visualizzate una alla volta dal soggetto « trasmettente » che le invierà telepaticamente, aiutandosi con l'immaginazione, al soggetto « ricevente » il quale disegnerà per ognuna, la prima Immagine, di quelle cinque, che gli passa per la mente.



Le carte Zener.

Al termine dell'esperimento si confrontano la serie delle carte trasmesse e di quelle ricevute e se ne ha il numero delle carte azzeccate. Cinque su venticinque è la media dovuta al caso. Di più, sette o otto, specialmente se ripetute in diversi esperimenti sono indice di una certa propensione alla telepatia che va coltivata e sviluppata con l'esercizio. Specialmente nelle prime prove si ottengono generalmente dei buoni risultati, poi la stanchezza e l'emozione fanno generalmente scendere i risultati fino a farli retrocedere stabilmente sotto la media dovuta al caso. A volte vi sono soggetti che regolarmente ne azzeccano solo una o due, il che, non essendo una media casuale, nasconde a volte una avversità inconscia per la telepatia per cui il soggetto è suo malgrado portato. Scusatate se ora tralascio di approfondire il problema, ma non vorrei finire con lo scrivere un articolo di parapsicologia anziché di elettronica, come era il mio scopo. Troverete senz'altro molti libri che spiegano meglio queste cose, e se vi interessano profondamente vi sono mol-

ti gruppi che se ne occupano in maniera più o meno scientifica.

Storia del trabiccolo

Il primo circuito che vi presento risale a circa un anno fa, quando il Gruppo « Spazio 4 » di Torino mi chiese di realizzare una apparecchiatura elettronica in grado di scegliere in maniera assolutamente casuale tra cinque possibilità le carte zener.

Questo perché il mazzo di 25 carte lasciava qualche perplessità: da una parte perché veniva mescolato a mano, dall'altra perché uscivano obbligatoriamente cinque carte per tipo a meno di rimescolarlo a ogni prova.

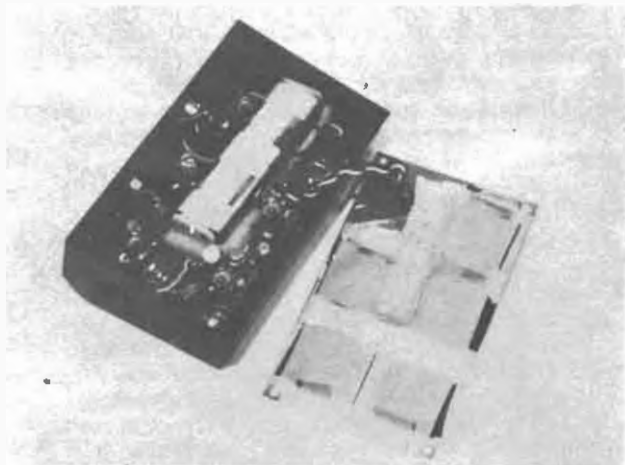
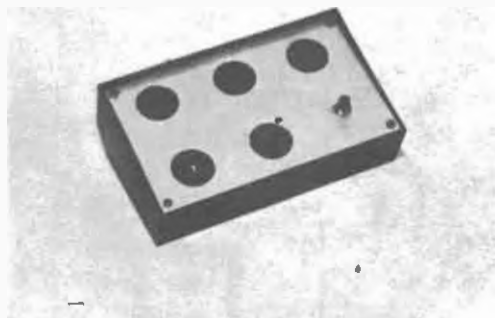
Essendo stato di recente incaricato di costruire una seconda apparecchiatura più economica, decisi di utilizzare un sistema meno classico e più fantasioso. La cosa non riuscì al primo colpo, ma i risultati furono, a mio parere, interessanti.

Descrizione del circuito di figura 2

Lo schema è quasi da manuale e rappresenta la soluzione più ovvia e sicura al problema. Ho detto « quasi » da manuale, perché l'oscillatore è quanto mai eterodosso: un manuale avrebbe suggerito di usare un 555, che costa quattro o cinque volte il costo del sestuplo inverter SN7404, il quale va più che bene al nostro scopo. Altrettanto sbrigativa è la soluzione che ho adottato per dividere per cinque; moltiplicando in parallelo a due a due le uscite della decodifica.

Il circuito è composto da un Clock (SN7404), da una decade di conteggio (SN7490), da una decodifica (SN7445) e da cinque transistori messi nella disposizione Emitter Follower (amplificatore di corrente) che pilotano le lampadine. Praticamente uno Shift Register.

Il circuito è così banale che non mi soffermo in spiegazioni difficili.



Fotografie del dispositivo per prove di trasmissione del pensiero con figure Zener.

Schiacciando il pulsante S_1 , per un breve periodo di tempo, lasciamo passare un certo numero di impulsi che vengono contati dalla decade di conteggio (che conta fino a dieci poi ricomincia da capo). Quando gli impulsi finiscono, la decade rimane sulla cifra raggiunta, che però, essendo in codice binario, va convertita in codice decimale dalla decodifica. Il resto lo sapete.

Dato che è impossibile prevedere quanti impulsi possono passare attraverso S_1 (il clock lavora a 5 kHz) possiamo dire che anche l'accensione di una delle cinque lampadine è casuale e non prevedibile.

Per fare più in fretta ho montato tutto su uno stampato a bollini non forato, quindi dal lato rame, e l'ho racchiuso in una scatola della Teko con il frontalino inclinato. I disegni li ho fatti con la china Rotring su della gelatina trasparente coperta da una gelatina blu, come un display. Sul pannellino frontale trovano posto le cinque figure, e il pulsante che bisogna premere per « mescolare » le carte (indicato nello schema elettrico di figura 2 con « Start »). Posteriormente invece ho messo una presa per l'alimentatore esterno e l'interruttore. Dentro sono riuscito a farci stare anche un contenitore con quattro pile a stilo da 1,5 V, ma si scaricano abbastanza in fretta per via dell'elevato assorbimento delle lampadine. Tutto OK?

Bene, andiamo avanti.

Descrizione del circuito di figura 1

Non so dove l'ho visto la prima volta, ma certamente è apparso su tutte le riviste di elettronica. Si tratta di quel circuitino famoso che viene comunemente usato per accendere una dopo l'altra le lampadine dell'albero di Natale dando l'illusione di girare a spirale.

E' certamente lo shift register più economico ed elastico che ci sia, nel senso che si possono mettere uno dietro l'altro il numero di stadi che si desidera senza nessun problema.

Non occorre nemmeno il clock, poiché ogni stadio, spegnendosi, accende il successivo per un tempo pari alla carica dei condensatori che collegano uno stadio all'altro, e così via.

Unico problema, prima di usarlo bisogna resettarlo manualmente mettendo a massa il collettore di uno qualsiasi degli stadi, altrimenti camminano anche due o tre per volta.

Nel mio caso poi, ho incontrato altre difficoltà.

Al fine di miniaturizzarlo e poterlo alimentare senza problemi con una piccola pila da 9 V, ho sostituito le lampadine con dei led.

A questa tensione, e forse anche per la frequenza più elevata a cui ho fatto lavorare il circuitino, la resistenza di base migliore l'ho trovata per tentativi, per altri valori il circuito non cammina. Probabilmente se avessi usato dei transistori al germanio, con la soglia di base-emitter più piccola, avrei avuto meno problemi, pazienza.

Ogni stadio, come potete osservare, è composto da due transistori.

Il primo è quello che fa camminare ogni singolo stadio, il secondo è quello che arresta la corsa non appena si chiude l'interruttore « Stop ».

In questa maniera, ogni stadio si trasforma in bistabile e rimane nello stato in cui si trova, e se tutto funziona resterà un solo led acceso.

Riaprendo l'interruttore suddetto, posizione « Start », il traliccio riprende la sua lolla corsa così velocemente che i led ci appariranno accesi tutti cinque contemporaneamente, ma se siete dotati di un piccolo oscilloscopio potrete osservare che rimangono accesi soltanto per 4 msec a testa per cinquanta volte al secondo.

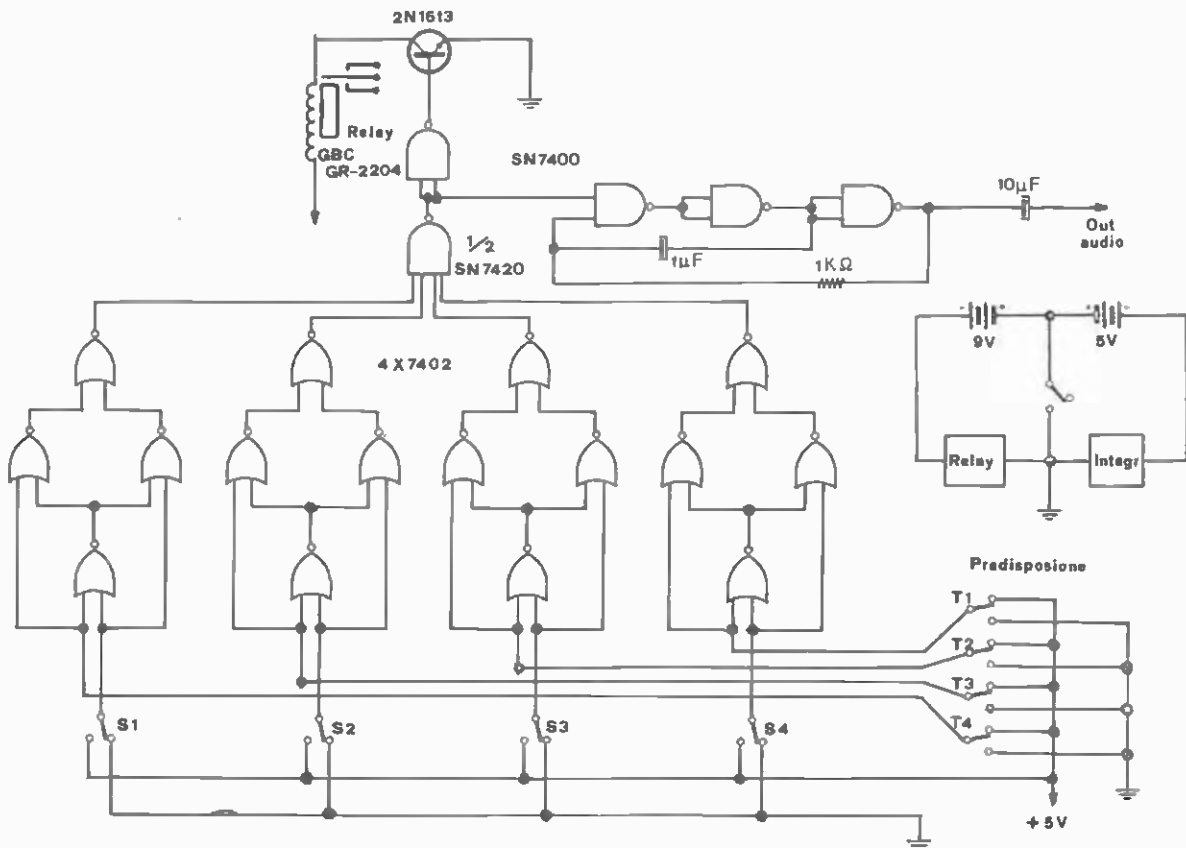
All'atto dell'accensione non stupitevi se il circuito innesca alla frequenza di 1 MHz e passa. Tenendo l'interruttore in posizione « Start », premete il pulsante « Reset » e tutto andrà a posto. Se trovate altre difficoltà, mettetevi in contatto telepatico con il sottoscritto!

A Marchini va il premio di lire 30.000 offerto dalla Ditta Gianni VECCHIETTI componenti elettronici, via Beverara 39, Bologna, grande amico degli sperimentatori. Il signor Marchini si metterà direttamente in contatto con lui.

Le papocchie di Ferragosto

Roberto VISCONTI, via Barbarasa 46, Terni.

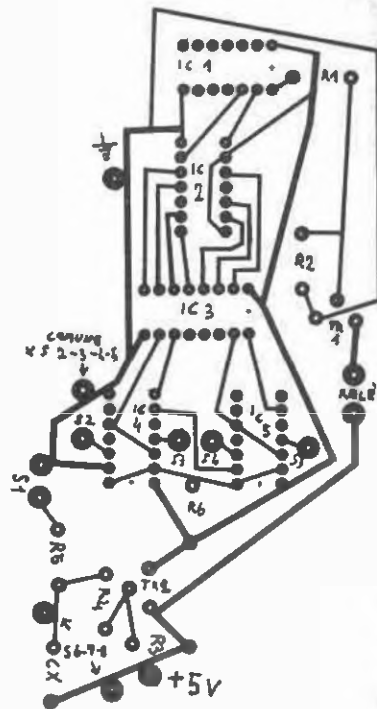
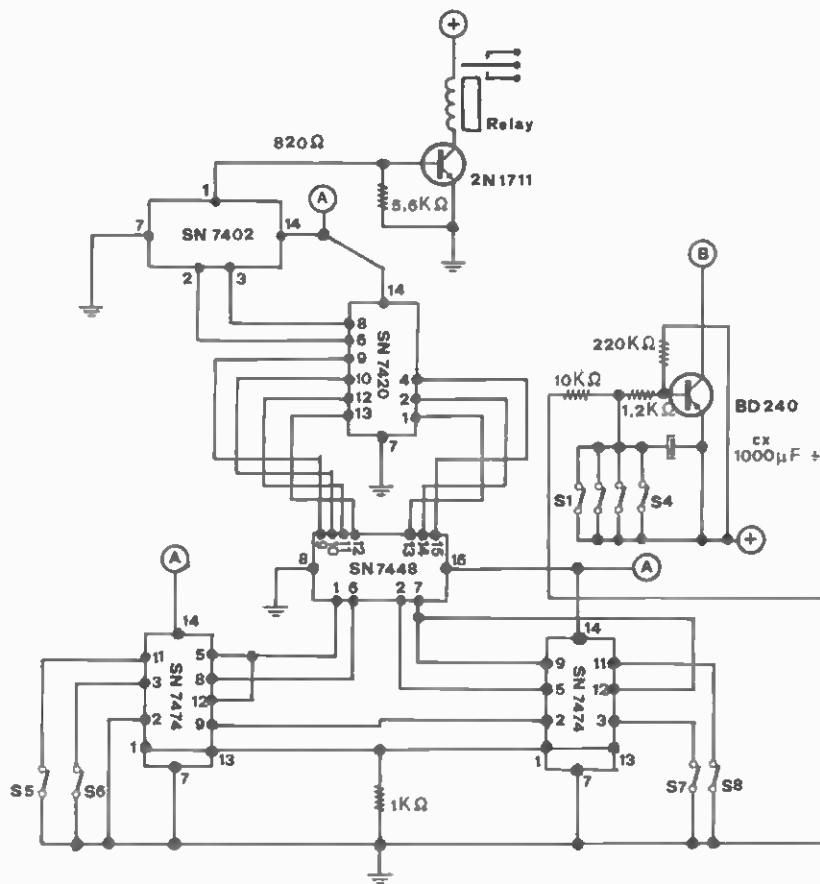
Combinazione digitale.



Il congegno serve a far scattare un relay mediante una combinazione tra sedici possibili. Il succo del tutto è che c'è un qualcosa collegato al relay che si vuole custodire. Per farlo scattare, si avvia l'alimentazione e con essa, quella degli integrati. Se la posizione in cui vengono messi i commutatori S_1, S_2, S_3, S_4 , non uguali a quella dei pulsanti di predisposizione corrispondenti a T_1, T_2, T_3, T_4 , il relay non scatta e l'oscillazione audio segnala che qualcuno vi ha tentato ma gli è andata male. La predisposizione deve essere montata all'interno dell'aggeggio da proteggere e i fili di alimentazione dovranno essere montati fuori vista. E' ovvio che per la predisposizione si predispongono i commutatori T_1, T_2, T_3, T_4 , con l'alimentazione staccata, si chiude la cassaforte e si miscelano a caso i commutatori S_1, S_2, S_3, S_4 , badando a non farli coincidere con quelli della predisposizione. Per far scattare il relay, ricostruire la combinazione scelta con i commutatori S_1, S_2, S_3, S_4 sui commutatori d'ingresso accessibili, e avviare l'alimentazione.

Giovanni ODINO, via Garibaldi 41, Novi Ligure.

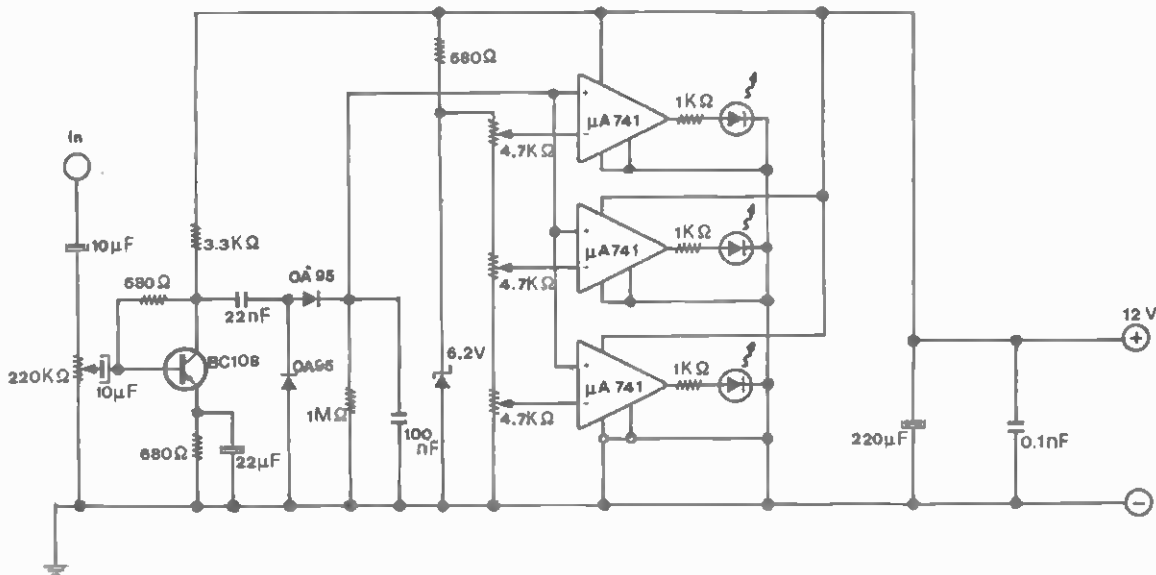
Altra combinazione digitale.



Come l'altra, però senza sirena. Premendo S₁, il transistor BD240 alimenta il circuito per un breve periodo di tempo dipendente da C_x. In questo periodo di tempo si dovranno premere in successione i pulsanti S₁, S₂, S₃, S₄, S₅. Il relay chiuderà per un breve periodo di tempo i suoi contatti se essa risulterà esatta a quella della predisposizione che si effettuerà con i pulsanti S₁, S₂, S₃, S₄ e riaprirà il dispositivo se premuti fuori ordine.

18VIW, Tommaso VIRNICCHI, via Cales 19, Calvi Risorta.

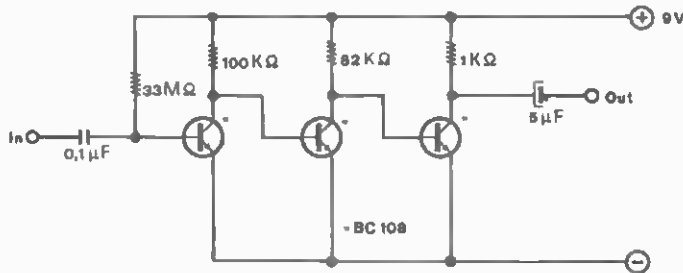
Indicatore di differenze su varie tensioni d'ingresso.



Può egregiamente servire come indicatore di livello di modulazione per le radio libere. I tre trimmer servono a determinare la soglia d'ingresso delle tensioni da misurare che vengono visualizzate attraverso l'accensione dei led. Il tutto semplice e funzionale.

Giuseppe RANOCCHIARI, via Diego Simonetti 29, Lido di Ostia.

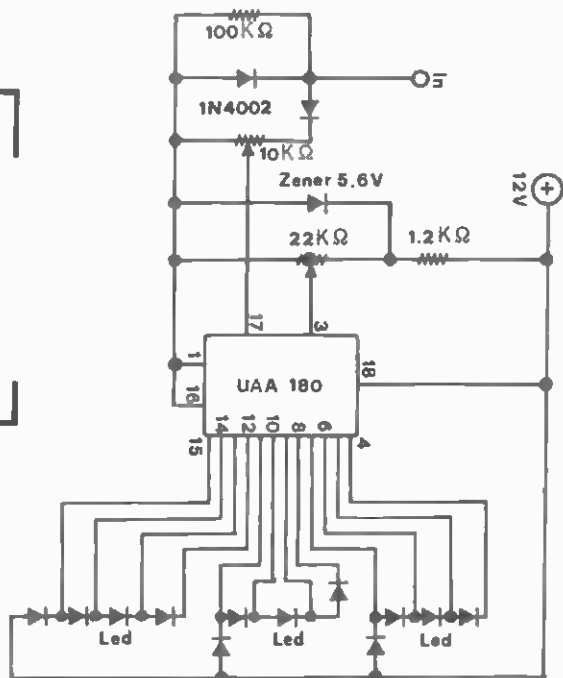
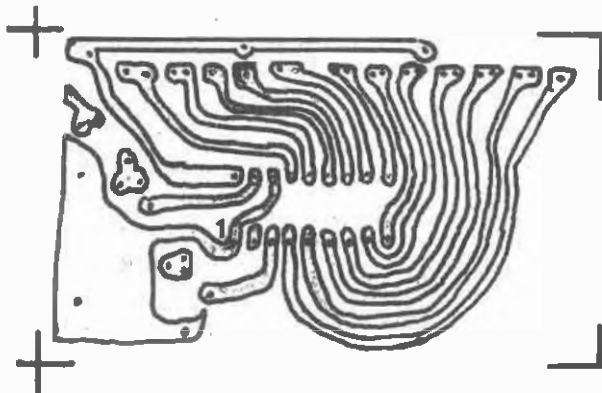
Preamplificatore microfonico al vituperio.



Neppure un condensatore di accoppiamento tra gli stadi. All'insegna della più spinta economia l'autore (scozzese?) presenta un trino di BC108 in configurazione ambigua garantendo il risultato. Male che vada, costa poco.

Enrico BARIATTI, via G. Matteotti 10, Stia (AR).

Smeter a led.



Non necessitano spiegazioni. L'integrato UAA180 fa tutto lui e sostituisce il classico Smeter a indice con altrettante indicazioni luminose. Per i led dopo lo S9, conviene montarli in altro colore. Inoltre, il tutto si trasforma in voltmetro eliminando la resistenza da 100 kΩ e i due diodi 1N4002.

Per sorteggio, i premi: quello da lire 30.000 offerto dalla AZ Elettronica, via Varesine 205, Milano, al signor Odino, e quello, sempre di lire 30.000 di Gianni Vecchietti, via Beverara 39, Bologna, al signor Bariatti.

Agli altri, soliti componenti assortiti e a Tommaso Virnicchi NIENTE.

Il signor Bariatti e il signor Odino si metteranno direttamente in contatto con l'AZ e con Gianni Vecchietti. *****

Semplice transistor-tester

Francesco Paolo Caracausi e Donato Saeli

Lo scopo che con questa serie di articoli « Frugando in archivio » iniziata sul n. 6/79 ci proponiamo di raggiungere non è certo quello di soddisfare più o meno latenti desideri di nostalgia, bensì di cercare in un passato non troppo lontano quanto di valido ci può ancora essere alla luce delle nuove tecnologie.

Abbiamo già detto la volta scorsa che a quei tempi certi componenti che adesso si possono acquistare con una manciata di lire avevano dei prezzi proibitivi (non per colpa dei venditori) se considerati in rapporto al costo della vita.

In tali circostanze lo sperimentatore si orientava verso la progettazione di apparecchiature che con il minimo indispensabile di componenti potessero dare il massimo delle prestazioni, e in queste condizioni era automaticamente condotto ad aguzzare l'ingegno fino a inventare qualcosa di nuovo, ad affinare soluzioni che magari altri avevano già trovato, oppure a inventare qualcosa che già altri avevano inventato ma di cui era ignaro. Con profonda umiltà si contentava dei risultati ottenuti anche se questi non rispondevano alle aspettative, o gioiva dei risultati inattesi ma positivi. Sfogliando le riviste di allora saltano all'occhio quei circuiti, quelle applicazioni che restano ancora validi e, con un intervento, mai radicale, sul circuito o sui componenti, possono essere riproposti senza tema di smentita. Ove necessario saranno apportati gli opportuni tagli o le indispensabili aggiunte: né nell'uno né nell'altro caso (tagli o aggiunte) ovviamente si vorrà arrecare offesa agli Autori degli originali ai quali fra l'altro va il nostro plauso.

In alcuni casi, ovvero quando le innovazioni tecnologiche hanno reso obsoleta una certa funzione (in termini di costi, prestazioni, semplicità d'uso), saranno introdotte quelle modifiche atte all'utilizzo di nuovi dispositivi soprattutto affinché sia lasciata aperta quella porticina che lega il passato al futuro (già cominciato). Si cercherà di fare il passaggio a nuovi componenti quando l'utilizzazione di dispositivi tradizionali è o troppo costosa o onerosa nelle prove, oppure esula dall'applicazione trattata e il farla costituirebbe solo un esercizio, oppure ancora quando a parità di costi si ottengono migliori risultati.

Ci auguriamo comunque che questa serie di articoli (che avrà cadenza bimensile) sia accettata e in ogni caso preghiamo i Lettori di reagire con critiche e proposte.

Frugando in archivio

Questa volta vedremo un progettino, dedicato soprattutto ai principianti, la cui idea è venuta proprio « frugando in archivio ». Nel febbraio del 1960 l'allora « Costruire Diverte » pubblicava a pagina 36 « il prova transistori » di figura 1.

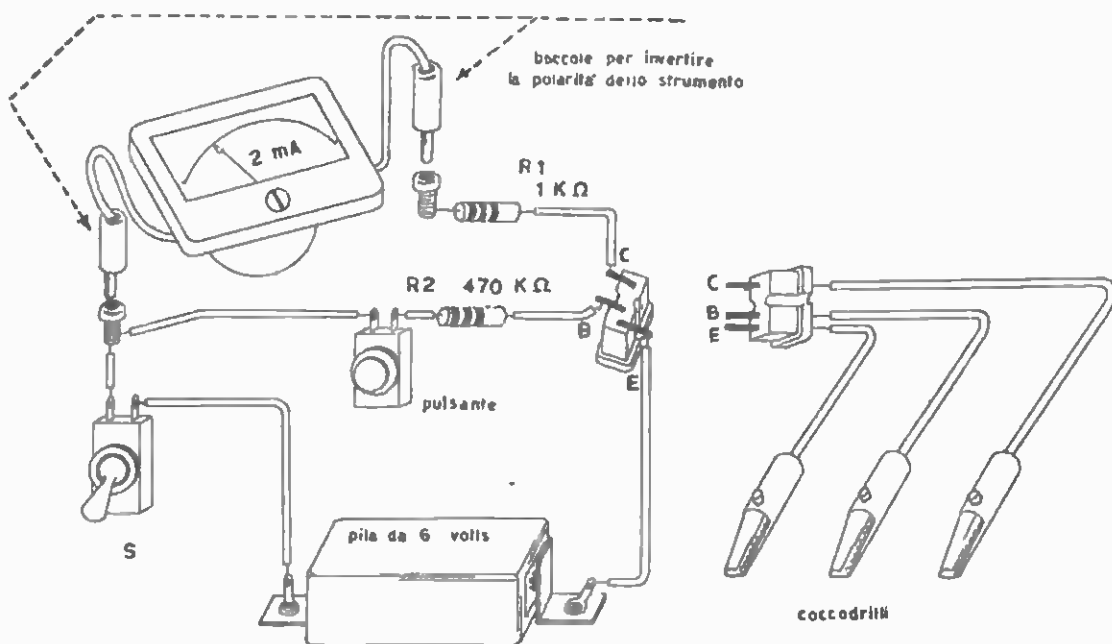
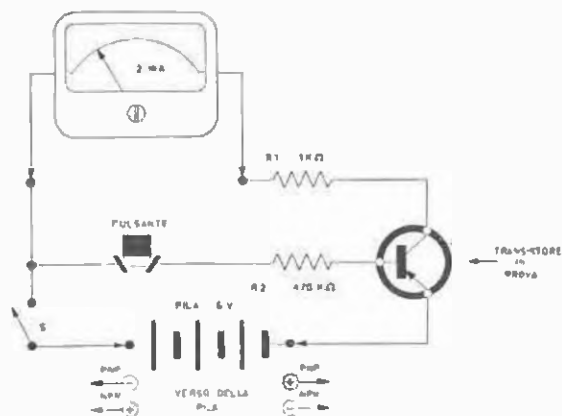
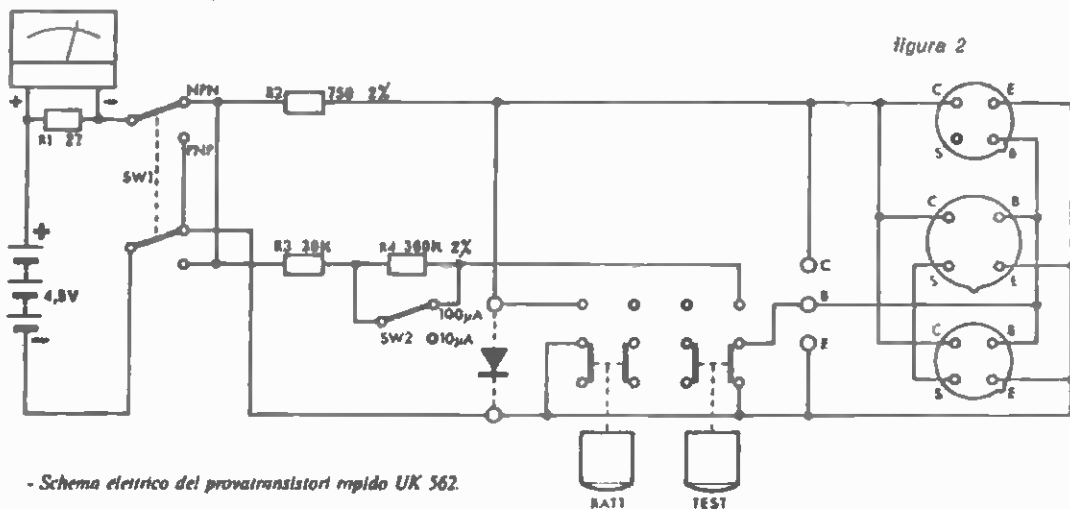


figura 1

Particolare degno di nota: per provare transistori di diversa polarità occorre invertire le connessioni dello strumento e della pila, ciò evidentemente per risparmiare un commutatore.

Molti provatransistor successivi, anche commerciali, si richiamano ovviamente allo schema base di figura 1, di cui non sono che un perfezionamento e una razionale sistemazione pratica. Ne sono esempi sia il prova transistori UK562 della Amtron del quale la figura 2 riproduce lo schema elettrico (cq 2/79, pagine

338 ÷ 342), sia il « semplice provatransistori » dell'ing. G.V. Pallottino figura 3 (CD 8/63, pagine 469 ÷ 499), lavoro tuttora ineccepibile e interessante soprattutto per la sua semplicità, e al quale rinviamo il lettore interessato. Un altro esempio interessante è infine il prova transistori di figura 4 (cq 2/76, pagina 239, numero di cq « fondamentale » per i prova semiconduttori, infatti l'articolo da cui è estratta la figura 4 è « Un semplice FET tester » di G. Venanzini, mentre a pagina 245 dello stesso numero troviamo il « Beta-meter » di G. Artini).



- Schema elettrico del provatransistori rapido UK 562.

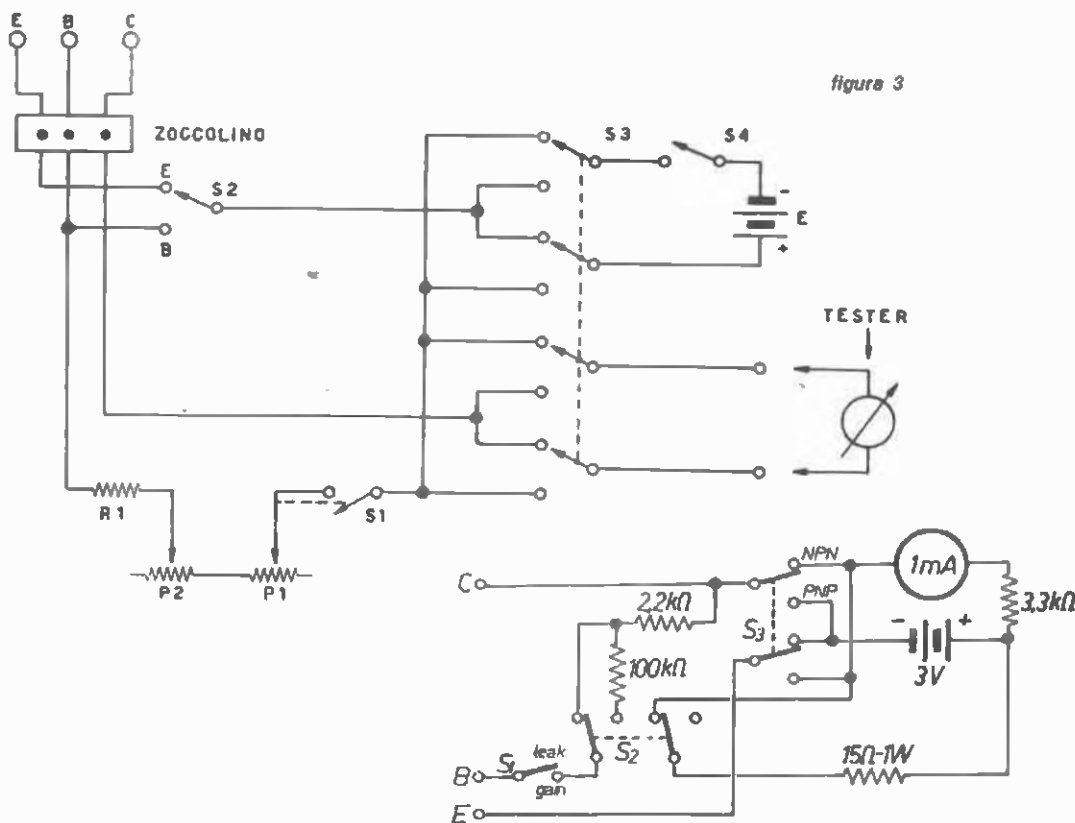


figura 4

Dunque, per provare un transistor occorre una pila, un milliamperometro e qualche resistenza; ma tutto ciò, salvo la resistenza di polarizzazione di base, si trova già sistemato in modo opportuno nell'ohmetro di ogni tester (figura 5a), l'unico problema è la polarizzazione di base; si può derivare la corrente dal collettore del transistor in esame perdendo la linearità ma guadagnando in semplicità.

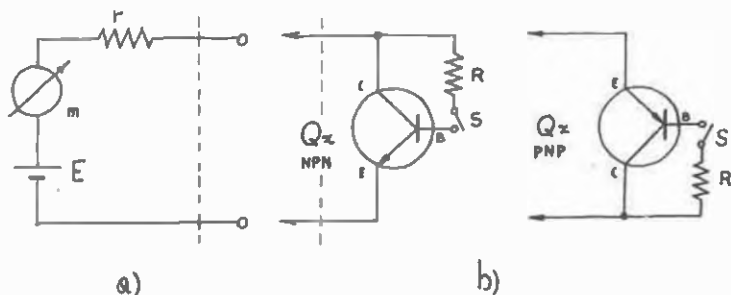


figura 5

Vediamo ora pregi, difetti e caratteristiche dell'attrezzo che vi proponiamo. Pregi: semplicità elementare; sicurezza totale sia per lo strumento che per il transistor in esame, anche in caso di inserzione errata; funzionamento in unione al tester (= risparmio).

Difetti: precisione non eccelsa (ma generalmente sufficiente); non si può usare senza il tester; può richiedere un po' di lavoro in fase di taratura.

L'affare permette di stabilire:

- 1) la polarità (NPN, PNP se Q_x è totalmente sconosciuto),
- 2) una valutazione qualitativa della I_{CEO} (utile anche per capire se Q_x è di Si o Ge),
- 3) una valutazione quantitativa dello h_{FE} in base alla lettura sulla scala dell'ohmetro.

Lo schema è in figura 6; se si vuole usare un commutatore a slitta è utile la figura 7; C è necessario per evitare oscillazioni indesiderate.

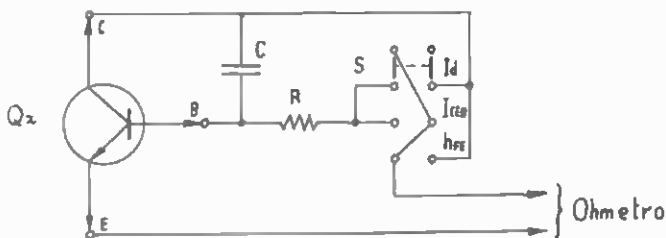
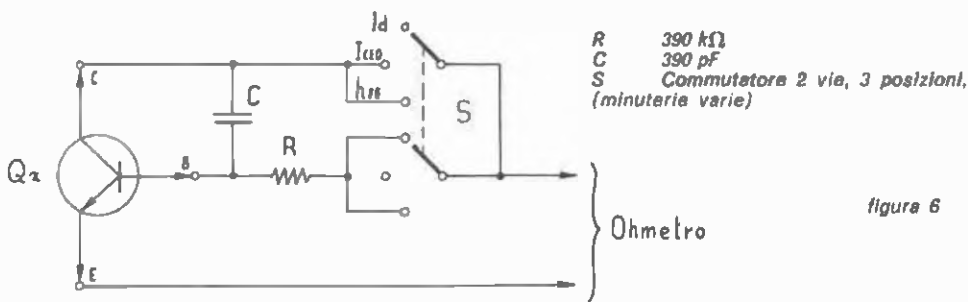




Figura 8

La costruzione non comporta particolari problemi; la figura 8 mostra il « prototipo » che monta due resistenze di base, soluzione che si è mostrata superflua all'atto pratico. Due diversi zoccolini (per TO-18 e TO-5) vanno montati su un pezzetto di bachelite forata, tre boccole corredate da connettori provvisti di bocche di coccodrillo sono indispensabili per provare « piattelloni » o transistor « TIP »; la scatolina infine funge da telaio. Le foto di figura 9 e 10 mostrano il transistor-tester all'opera con un 2N1711 e con un ECG131 rispettivamente.

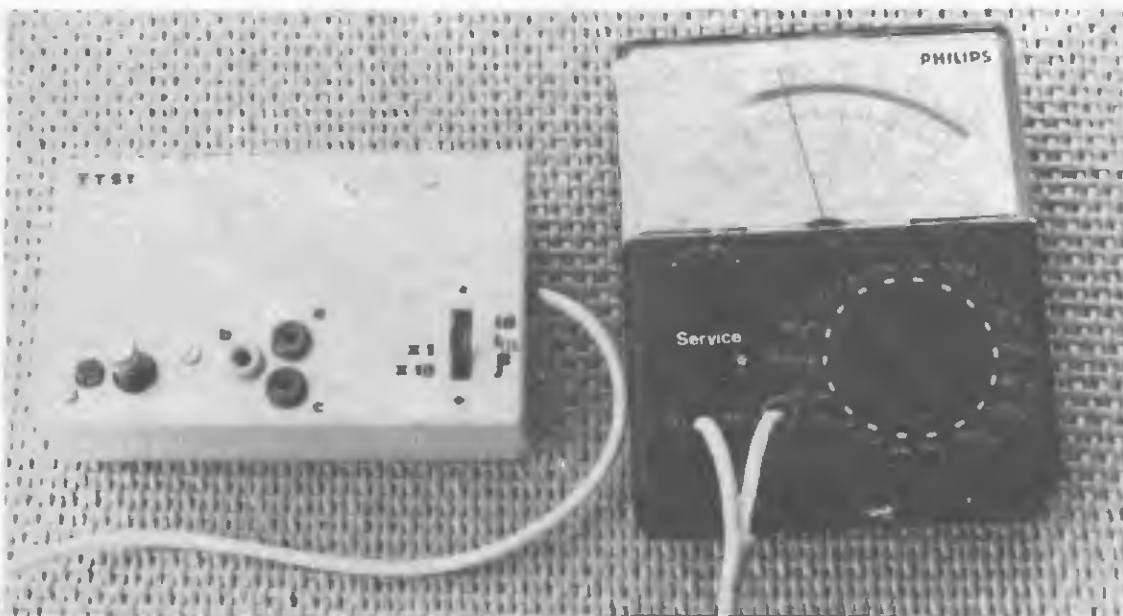


Figura 9

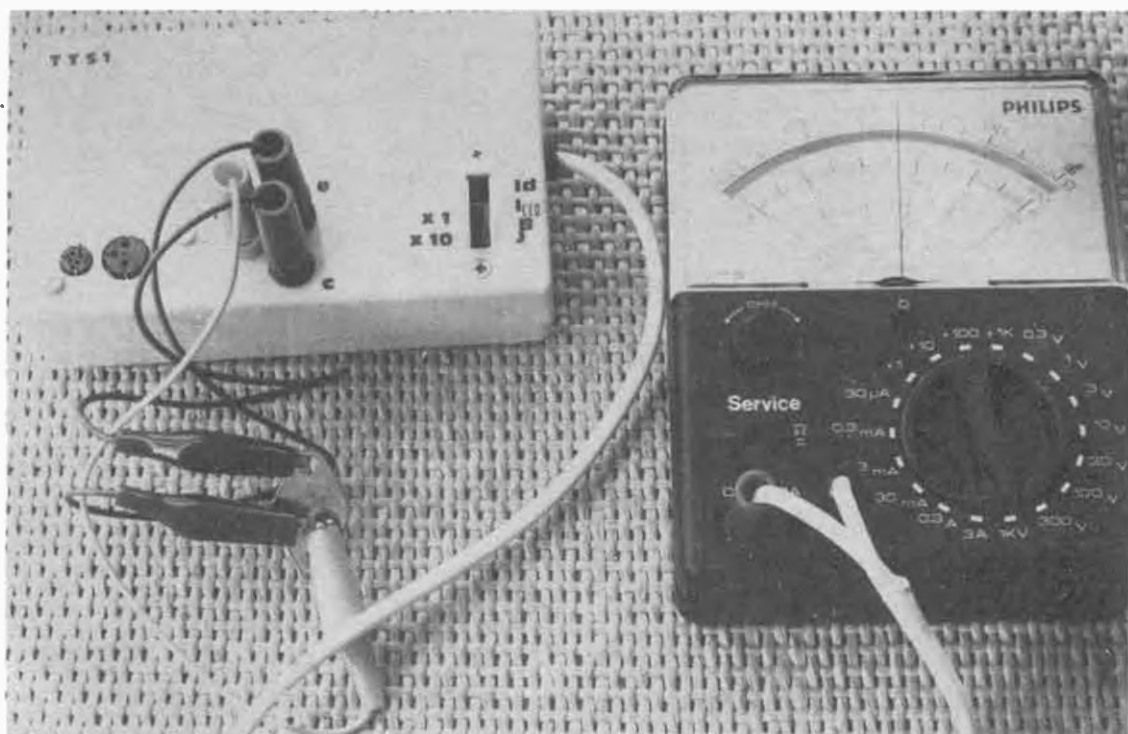


figura 10

Qualche nota per l'uso

Inserito Q_x nello zoccolino apposito col commutatore S in posizione Id (Identificazione) si innestano, con un certo verso, gli spinotti che connettono il transistor-tester nelle prese del tester, predisposto per la misura di resistenze nella portata più alta (possibilmente $\Omega \times 1.000$). Se la lancetta dello strumento non si muove, Q_x è di polarità diversa da quella prevista e occorre perciò invertire gli spinotti, ciò fatto la lancetta si deve muovere e segnare 400 k Ω circa, altrimenti: avete inserito male Q_x nello zoccolino (qualche piedino non fa buon contatto o avete scambiato il collettore o l'emettitore con la base), oppure Q_x ha la giunzione BE rotta (se la lancetta si muove indipendentemente dal verso degli spinotti la giunzione BE è in corto).

Per stabilire il verso degli spinotti corrispondente a una data polarità si prova un Q buono di polarità sconosciuta e si prende nota. Nota quindi la polarità (ed eventualmente l'integrità della giunzione BE) si lasciano gli spinotti nel giusto verso e si porta il commutatore S nella posizione I_{CE0} ; se:

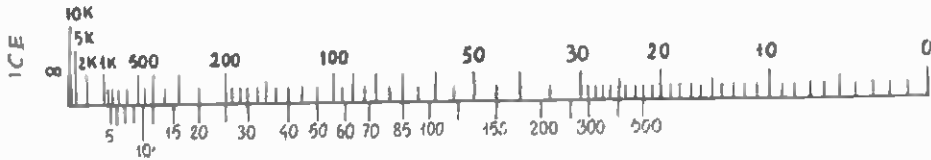
- 1) La lancetta torna in posizione di riposo o quasi: Q_x è al silicio (o ha la giunzione BC rotta).
- 2) La lancetta si muove leggermente ma non torna in posizione di riposo: Q_x è al germanio.
- 3) La lancetta va decisamente a fondo scala e vi rimane anche nelle portate più basse dell'ohmetro: Q_x è inserito coi piedini scambiati oppure la giunzione BC è in corto.

Passate ora S in posizione h_{FE} ; se:

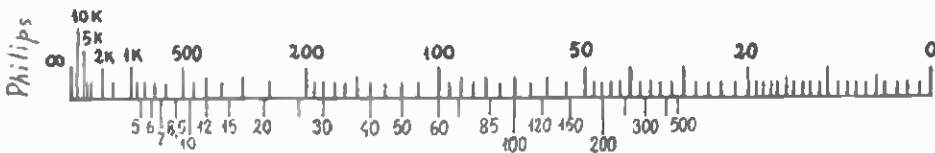
- 1) La lancetta torna indietro: Q_x (è al Ge ed) è inserito con collettore ed emettitore scambiati.

- 2) La lancetta rimane dov'era, comunque non segna più di 200 k Ω , controllate ancora se Q_x è inserito bene poi buttatelo via.
 3) La lancetta dell'ohmetro si sposta decisamente in avanti: Q_x è buono.

Per una misura migliore dello h_{FE} di Q_x passate il tester nella portata $\Omega \times 100$; se il vostro tester è un ICE 680 R o E o similare, oppure un Philips UTS 001 siete fortunati, guardatevi il « pettine » opportuno della figura 11 e vi trovate lo h_{FE} cercato; altrimenti vi dovrete sorbire la... (pagina 1842)...

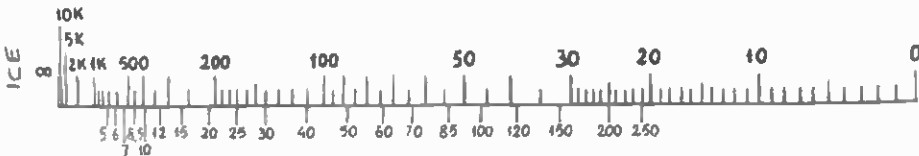


a)

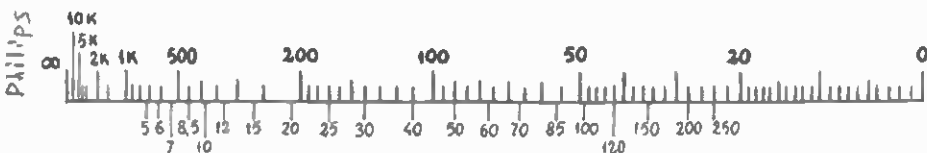
Si $\Omega \times 100$ 

b)

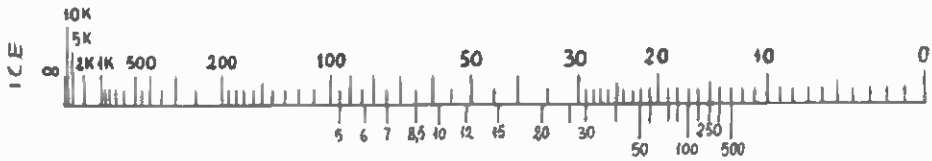
figura 11



c)

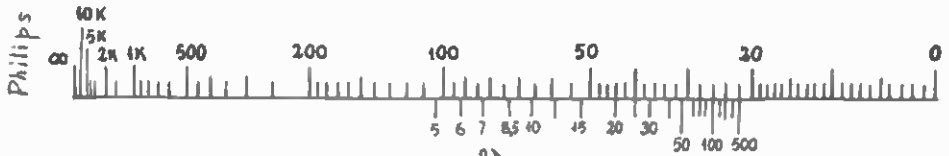
Ge $\Omega \times 100$ 

d)

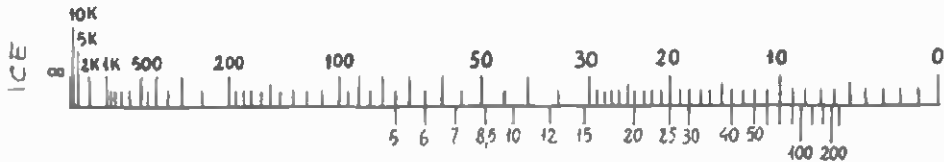


e)

Si $\Omega \times 1.000$

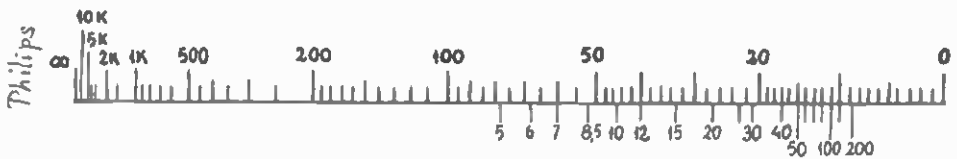


f)



g)

Ge $\Omega \times 1.000$



h)

segue figura 11

a)	tester I.C.E. 680 R o E	O_2 al silicio	portata $\Omega \times 100$
b)	tester Philips UTS 001	O_2 al silicio	portata $\Omega \times 100$
c)	tester I.C.E. 680 R o E	O_2 al germanio	portata $\Omega \times 100$
d)	tester Philips UTS 001	O_2 al germanio	portata $\Omega \times 100$
e)	tester I.C.E. 680 R o E	O_2 al silicio	portata $\Omega \times 1.000$
f)	tester Philips UTS 001	O_2 al silicio	portata $\Omega \times 1.000$
g)	tester I.C.E. 680 R o E	O_2 al germanio	portata $\Omega \times 1.000$
h)	tester Philips UTS 001	O_2 al germanio	portata $\Omega \times 1.000$

... Appendice

Secondo lo schema di figura 5, indipendentemente dalla polarità di Q_x , con S chiuso, vale la seguente relazione fra lo h_{FE} di Q_x e il valore R di resistenza letto sull'ohmetro:

$$h_{FE} = \frac{R}{R \left(1 - \frac{v}{E}\right) - r \frac{v}{E}} - 1 \quad (1)$$

dove:

R è il valore della resistenza di polarizzazione di base (390 k Ω nel nostro caso);
 r è la resistenza interna dell'ohmetro;

E è la tensione (nota, a voi) della batteria impiegata nell'ohmetro (del vostro tester);

$v \cong \begin{cases} 0,25 \text{ V se } Q_x \text{ è al Ge } \\ 0,65 \text{ V se } Q_x \text{ è al Si } \end{cases}$ è la tensione alla giunzione BE.

Utile per la costruzione dei « pettini » insieme alla (1) la sua formula inversa:

$$R = \frac{\frac{R}{h_{FE} + 1} + r \cdot \frac{v}{E}}{1 - \frac{v}{E}} \quad (2)$$

Ricordiamo ancora alcune cose:

1) La resistenza interna r dell'ohmetro è pari al valore di resistenza che si legge a centro scala dello strumento (moltiplicato per la portata).

2) Per pierini:

$$h_{FE} = \frac{I_c}{I_b} \neq h_{ic} \quad (3)$$

3) Per riprodurre la scala dell'ohmetro si può usare la formula:

$$x = \frac{L}{1 + R/r} \quad (4)$$

dove:

x è la « lunghezza parziale » (ascissa) corrispondente al « valore » R (vedi figura 12);

L , la lunghezza totale della scala;

r , la resistenza interna dell'ohmetro.



figura 12

4) Se la batteria usata nel vostro tester è di 3 V possono essere di qualche aiuto

i grafici di figura 13.

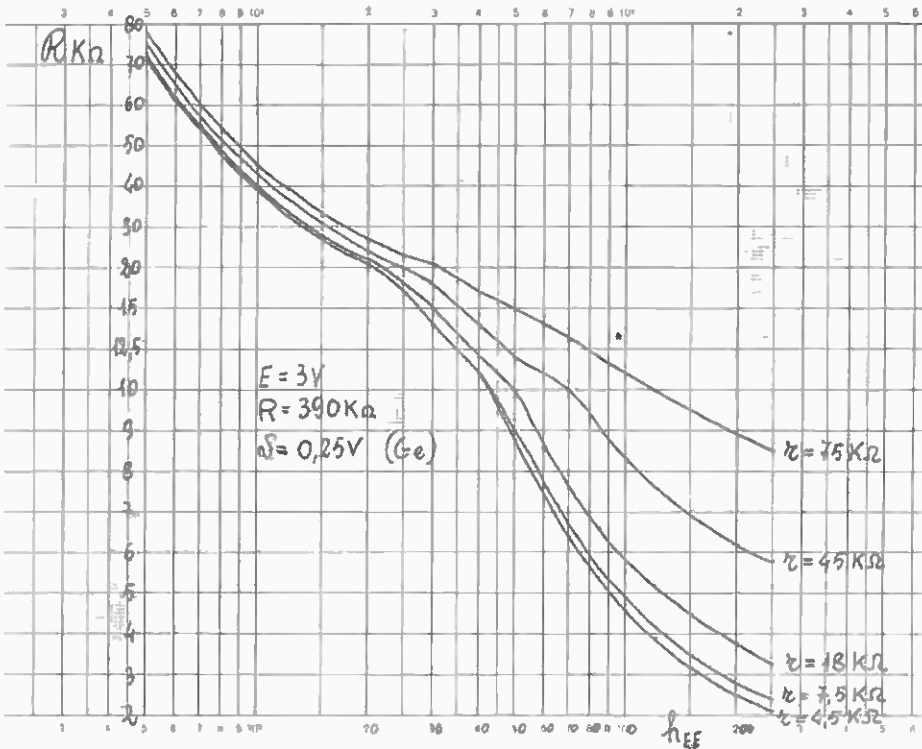
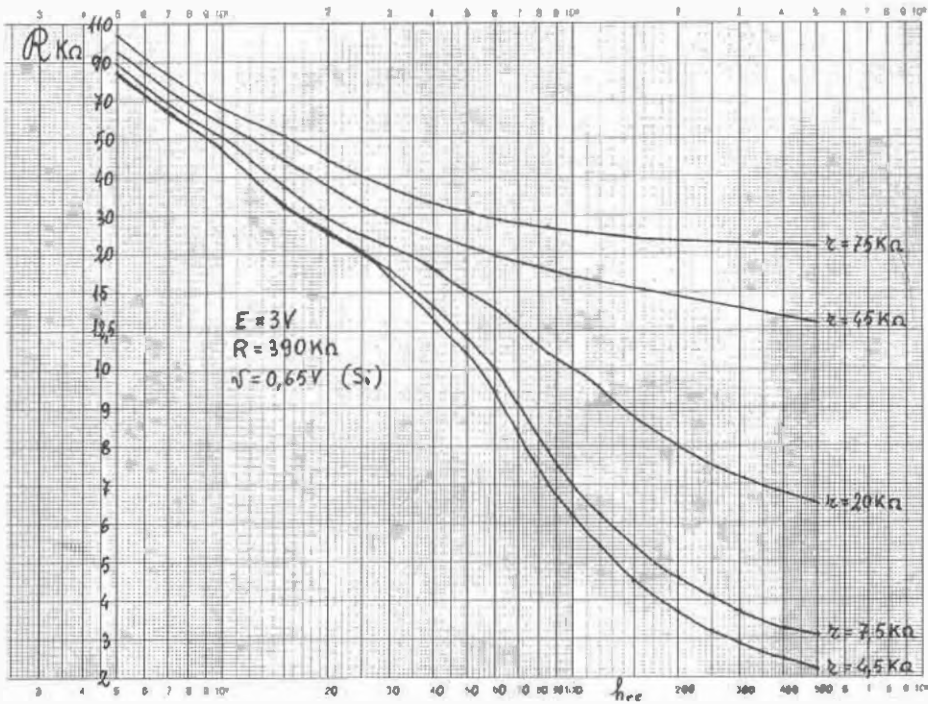


figura 13

RX: "il mondo in tasca"

ing. Ubaldo Mazzoncini

(segue dal n. 4/79)

Parliamo dei convertitori di frequenza

Avete finito con cura l'ultima saldatura?

Bene!

L'ultima vite è già stata avvitata e ora potete bearvi anche dei bla bla bla d'oltralpe.

Personalmente, dalla mia città di residenza (Brescia) ho potuto ascoltare QSO dalla Polonia, Russia, Cecoslovacchia, Portogallo e perfino dal Canada senza contare naturalmente l'Italia da Agrigento a Selva di Val Gardena.

Dicevo perfino, poiché per ragioni... condominiali, ho l'antenna ancora attaccata al lampadario! Sembra strano come per antenne e antenne TV con rotori e amplificatori incorporati, tutto fili liscio come l'olio, ma se si chiede di attaccare un piccolo filino sottile subito ti guardano con occhio truce e indagatore.

Ma torniamo al nostro argomento del mese: i convertitori.

Da quando è incominciata questa serie di pubblicazioni, sono stato bersagliato da una serie di telefonate e lettere che mi chiedevano se per caso non si potesse far rientrare la tal frequenza o la tal'altra. A questo punto mi sono convinto a trattare l'argomento in maniera anche teorica così che, chi desiderasse ascoltare frequenze più o meno permesse, lo potesse fare senza problemi, naturalmente a suo rischio e pericolo. Digos permettendo.

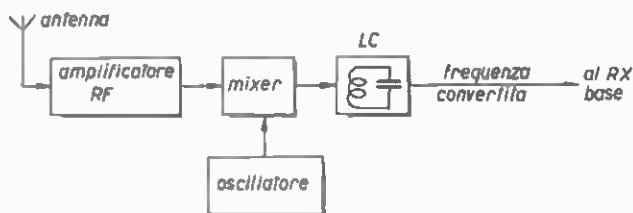
Incominciamo quindi col dire che il compito del nostro aggeggio, dal suo stesso nome « convertitore », è quello di trasformare una frequenza in un'altra.

Vediamo come questo può avvenire.

Quando due frequenze si incontrano, ad esempio 1 MHz e 3 MHz, dopo il loro punto di incontro (che si chiama Mixer) ritroviamo ancora le stesse, cioè 1 MHz e 3 MHz, la loro somma, cioè 4 MHz, e la loro differenza, cioè $3 - 1 = 2$ MHz. A questo punto noi preleviamo la frequenza che ci interessa mediante un filtro LC che lascerà passare solamente la suddetta eliminando le altre. Semplice no?

Un qualsiasi convertitore è costituito quindi da uno stadio amplificatore della frequenza che ci interessa ricevere, da uno stadio oscillatore per generare la frequenza con cui la prima deve « scontrarsi » e uno stadio miscelatore.

Agitare per due minuti poi servire freddo con acqua e selz.



Nel nostro caso l'oscillatore sarà quarzato poiché altrimenti con due oscillatori liberi (quello della stazione base), addio stabilità.

A questo punto non ci resta che andare in giro in cerca di quarzi anche un po' strani, prendere nota delle frequenze di risonanza e tornare a casa per fare un po' di conti al tavolino.

Fate attenzione che la maggior parte di essi funziona in terza armonica; cosa significa? Se sull'involucro vi è scritto 27.000 MHz ciò vuol dire che sistemato su un oscillatore con un circuito accordato circa a 27 MHz, risuonerà a tale frequenza. E se non vi è il circuito accordato? Beh, allora risuonerà, sempre se però il circuito è idoneo, in fondamentale, cioè a $27 : 3 = 9$ MHz.

Facendo un giro per i soliti negozi sono venuto facilmente in possesso dei seguenti quarzi:

69 MHz in terza armonica
72 MHz in terza armonica
11,3 MHz in fondamentale
12 MHz in fondamentale

Inoltre vi è la gamma completa dei quarzi CB, tutti in terza armonica.

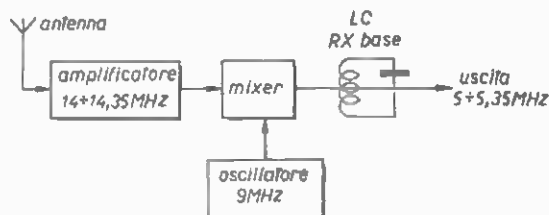
E veniamo alle singole gamme d'onda.

1. - Gamma 20 m da 14 a 14,350 MHz

Ricevibile facilmente essendo un oscillatore a 9 MHz (un quarzo CB in fondamentale).

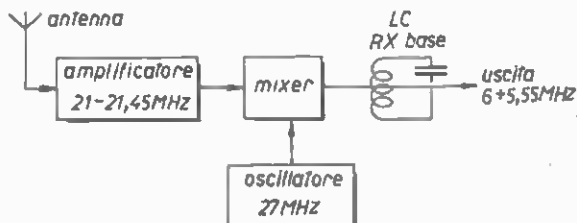
In questo modo la differenza tra le due frequenze sarà: $14 - 9 = 5$ MHz e $14,350 - 9 = 5,35$ MHz. La gamma di frequenza da 5 a 5,35 MHz è facilmente sintonizzabile sul nostro ricevitore base, e quindi tutte le altre frequenze di cui parlavamo prima vengono automaticamente eliminate.

Nota: consiglio di usare un quarzo CB che generi una frequenza fondamentale il più lontano possibile dal valore di media frequenza, a scanso di... fischi (ad esempio canale 22 o 23).



2. - Gamma 15 m da 21 a 21,450 MHz

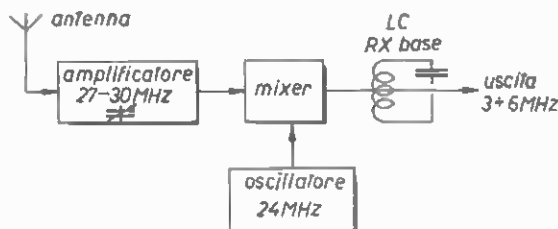
Ricevibile usando un oscillatore a 27 MHz (quarzo CB in terza armonica). Infatti $27 - 21,0 = 6$ MHz e $27 - 21,450 = 5,55$ MHz.



3. - Gamma 27 ÷ 30 MHz

Ricevibile usando un oscillatore da 23 MHz (frequenza fondamentale del quarzo da 69 MHz).

Infatti $27 - 23 = 4$ MHz e $30 - 23 = 7$ MHz.

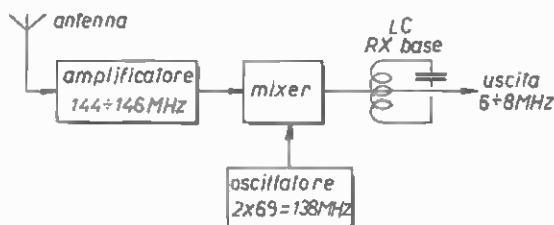


In questo caso è necessario tuttavia unire lo stadio di ingresso di un condensatore variabile onde accordare la frequenza che si intende ricevere. L'escursione da 27 a 30 MHz è infatti eccessiva affinché l'amplificatore di ingresso possa lavorare bene nell'intero campo di frequenze.

4. - Gamma 2 m 144 ÷ 146 MHz

Ricevibile con un oscillatore da 138 MHz (duplicando i 69 MHz).

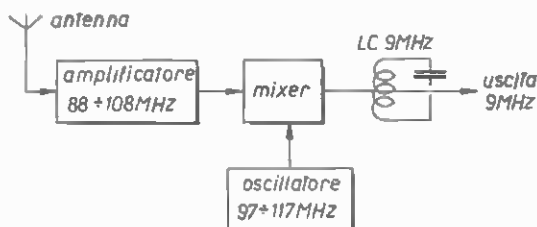
Infatti $144 - 138 = 6$ MHz e $146 - 138 = 8$ MHz.



5. • FM 88 ÷ 108 MHz

Nessun oscillatore quarzato.

A parte la difficoltà di fare rientrare nel nostro ricevitore base una gamma così estesa (ci sarebbero voluti almeno due oscillatori quarzati), non vi è nessuna necessità di avere una estrema stabilità come nei casi precedenti, data la emissione in FM in una banda molto larga.



$97 - 88 = 9$ MHz e $117 - 108 = 9$ MHz.

In questo ultimo caso, lo stadio d'ingresso del ricevitore base viene completamente saltato e il segnale convertito entra direttamente nella media frequenza saltando anche il gruppo filtri come vedremo poi in dettaglio.

La scelta dei quarzi usati non è per nulla vincolante.

Se ne trovate di diversi o se volete ascoltare altre frequenze non dovete far altro che controllare che, o la somma, o la differenza delle due frequenze, rientri nella gamma da 3,2 a 8 MHz del vostro Rx. Si può giocare anche sul fatto che lo stesso quarzo, se in terza armonica, può generare con la massima facilità due frequenze, inoltre per i più esperti vi è sempre la possibilità di duplicare o triplicare qualsiasi frequenza creando una gamma veramente infinita di possibilità.

Tanto per darvi un'idea, lo stesso quarzo che copriva la gamma dei 21 MHz, cioè quello a 27 MHz, ha il seguente « raggio d'azione »: $27 - 3,2 = 23,8$ e $27 - 8 = 19$; $27 + 3,2 = 30,2$ e $27 + 8 = 35$ quindi da 23,8 a 19 MHz e da 30,2 a 35 MHz e questo solamente mediante modifica dell'amplificatore RF d'ingresso.

Nota esplicitiva: 3.2 MHz, frequenza ricevibile dal nostro ricevitore base, può essere infatti ottenuta da $27 - 23,8$ come da $30,2 - 27$, quindi esisteranno sempre due frequenze che mediante operazioni di sottrazione daranno il medesimo risultato. Il fatto di ricevere una invece dell'altra dipende dal circuito accordato di ingresso.

A voi quindi divertirvi nello scoprire tutte le possibilità che avete in base ai quarzi che possedete nel cassetto.

Mi avete dovuto sopportare in questa puntata di sola teoria, ma ci voleval

La prossima volta, ora che sapete tutti i segreti, al grido di « Viva la pratica » incominceremo a suon di resistenze.

Ciao a tutti: e mi raccomando... sogni senza incubi.

SANTIAGO 9+

© copyright cq elettronica 1979

66esimo sconquasso

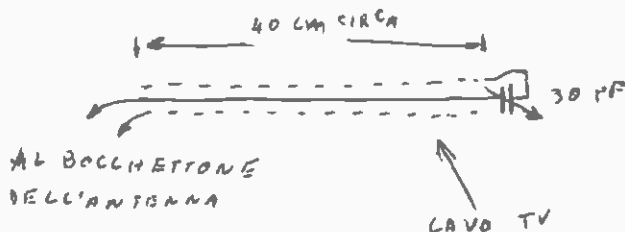
I4KOZ Maurizio Mazzotti
via Andrea Costa 43
Santarcangelo di Romagna (FO)

Siamo alle solite: birra, sigarette, caramelle alla menta, un mal di testa da rinoceronte e tanti fogli bianchi per riempire questo sessantaseiesimo sconquasso. Gli ingredienti ci sono tutti; e l'argomento?

Boh, vi va l'idea di fare qualche considerazione sulle antenne a larga banda per ricevere le TV locali con possibilità di DX? Già, la volta scorsa si è parlato di DX in broadcastings FM, ora perché non parlare delle possibilità che ci può offrire il video? Non tanto per l'interesse dei programmi perché anche se non sta a me giudicare, gira e rigira siamo sempre lì: spogliarelli notturni, qualche film, telegiornali locali e via discorrendo. Mi rivolgo a voi, quindi, non come a dei comuni telespettatori, ma come sempre a degli appassionati di elettronica in grado di captare qualcosa di più oltre al contenuto delle trasmissioni stesse. Ogni argomento ha un coefficiente di interesse (più o meno, non vi mettete adesso a fare i pignoni!) che è sempre inversamente proporzionale al costo delle operazioni, e direttamente proporzionale alle soddisfazioni che può dare. Laonde, se con poca spesa si ottengono grossi interessi, ecco che vengono soddisfatti tutti i canoni per rendere appetibile un articolo anche se scritto da un tipo come me. Il mio discorso, purtroppo, taglia fuori tutti coloro che vedono la TV attraverso un impianto centralizzato d'antenna, beati quindi gli altri, vale a dire tutti quelli che servono il proprio apparecchio televisivo con un'unica e personale antenna perché di essi è il regno dei cieli (cieli intesi non come paradiso, ma come spazio-etere, n.d.a.). Il mercato pullula di tanti e tali tipi di antenne riceventi televisive che ormai non ci si raccapezza più, ogni ditta reclamizza il proprio prodotto come il « non plus ultra » e spesso non si sa veramente che pesci pigliare. Come in tutte le cose, la regola principale per effettuare una scelta è la conoscenza del prodotto che viene poi ad essere determinata in funzione delle proprie esigenze. Esaminiamo da vicino tutte le antenne disponibili cercando di capirci qualcosa (il discorso è limitato alle antenne TV operanti in UHF bande IV e V): 1) antenna yagi a banda stretta, 2) antenna yagi a banda larga, 3) antenna a farfalla a banda larga. Tre sono i tipi fondamentali di queste antenne, anche se le varianti sono tantissime, ad esempio, una yagi a banda stretta generalmente viene impiegata per ricevere un solo canale, anche se la sua estensione di banda di solito abbraccia contemporaneamente almeno quattro canali. Il suo guadagno varia, a seconda del numero degli elementi, che di solito non sono meno di 8 e più di 23, anche se possono esservi delle eccezioni e tradotto in cifre oscilla fra i 10 e i 16 dB. La yagi a larga banda la possiamo trovare in due versioni, quella che abbraccia banda IV e V riuscendo a ottenere un guadagno uniforme entro circa 3 dB dal canale 21 al 70 e quella che va dal canale 38 al 70 con un guadagno leggermente più uniforme, ma limitata alla sola banda V. In entrambi i casi abbiamo un guadagno che è sempre proporzionale al numero degli elementi, però man mano che il guadagno aumenta diminuisce l'angolo di cattura quindi si rivelano adatte a captare segnali provenienti da un'unica zona, in genere molto limitata, andiamo di solito dai 35 ai 10, o anche meno, gradi per cui o si ha la fortuna di poter ricevere i vari programmi locali da una sola direzione o si monta l'antenna su un rotatore in grado di coprire un giro di 360°.

L'antenna a farfalla può anch'essa coprire tutta la banda UHF o essere limitata alla sola banda V, il guadagno non supera mai i 13 dB, ma l'angolo di cattura è appena inferiore ai 90°, per cui risulta efficace su una vasta area senza dover ricorrere a costosi rotatori. L'elevato guadagno e l'ampio angolo sono resi possibili dal fatto che un'antenna a farfalla sfrutta l'effetto della collinearità, infatti gene-

ralmente è composta da quattro dipoli uno sopra l'altro con un riflettore non riso- nante in comune, si abbassa notevolmente l'angolo zenithale, ma la cosa agli effetti pratici non provoca nessun inconveniente. Il suo costo relativamente mo- desto ne ha fatto ormai la regina dei nostri tetti, sempre per questo motivo c'è chi si trastulla montandone più di una sfalsate fra loro per aumentare ulterior- mente l'angolo di cattura così da poter ricevere contemporaneamente segnali pro- venienti da ubicazioni diverse. Non sono però tutte rose e fiori perché così fa- cendo l'amplificatore d'antenna, ormai onnipresente e indispensabile, è costretto a inghiottire una miriade di emissioni a livelli più o meno forti causando spesso fenomeni di intermodulazione. Per intermodulazione non intendo quel fastidioso reticolo che può soicare le immagini, il reticolo infatti è dovuto a fenomeni di battimento fra segnali aventi frequenza identica o quasi identica, e qui il disturbo a volte è attenuabile solo con l'uso di super direttive, a volte invece non c'è modo alcuno per ovviare all'inconveniente. Ma ritornando all'intermodulazione sappiate che come effetto visivo provoca sul teleschermo la sovrapposizione delle immagini, una più o meno stabile, l'altra « svolazzante » dall'alto al basso o da destra a sinistra, più leggera e a volte percepita come un'immagine nega- tiva; per l'eliminazione di questo guaio vi rimando a qualche mese fa dove vi ho parlato dei filtri ad attenuazione selettiva. Il periodo più favorevole per la rice- zione DX rimane sempre l'estate, ma la miglior ricezione è quella data dalla mezza stagione con una certa predilezione per l'autunno in quanto gli alberi si spogliano dalle loro foglie, che a titolo di cronaca sono del micidiali ostacolo alla propagazione UHF, non parliamo nemmeno se sono bagnate di rugiada, è un morire, specie per chi si trova per l'appunto circondato da alberi nelle imme- diate vicinanze dell'antenna ricevente. L'inverno non sarebbe del tutto cattivo se non si divertisse a formare ghiaccio sui vari elementi dell'antenna, e il ghiaccio, come l'elevata umidità, altera il normale rapporto di onde stazionarie e quindi viene a diminuire l'efficienza delle antenne stesse. Un altro consiglio è quello di usare cavo coassiale con calza molto robusta e conduttore centrale non in- feriore a 12/10 di millimetro di diametro, non cercate mai di risparmiare sul cavo perché a queste frequenze i cavi da quattro soldi fanno i birichini e si mangiano tutto quello che ha guadagnato l'antenna e il suo relativo amplificatore. I soliti RG8, RG11, RG58, RG59 sono del tutto sconsigliabili, usate semplicemente del- l'ottimo cavo TV! Per i marchingegniisti posso ancora dare un piccolo suggerimen- to, provate a mettere in parallelo al bocchettone d'antenna (calza con calza e centrale con centrale!) uno spezzone di cavo di lunghezza pari a due palmi o anche meno, si va un po' per tentativi, e saldate all'altra estremità un piccolo variabile da una trentina di picofarad, sintonizzate una stazione un pochino di- sturbata e regolate il variabile per la migliore ricezione, è una cosa semplicis- sima, ma provare per credere, tanto costa pochissimo!



Eh, no! Così non vale! Troppo comodo dire fate così e così, ci vuole una sple- ganza, mica è giusto fare le cose a pappagallo senza rendersi conto del perché! Già, avete ragione, dopo tre punti esclamativi devo proprio rivelarvi l'arcano, ma, sweet in deep, come dicono gli english, che poi hanno copiato tutto dal dulcis in fundo dei nostri ante ante nati (che sarebbero poi i latini e che nulla hanno a che vedere con gli antennati che siete voi, n.d.a.). Dopo queste amenità ab- bastanza sciagurate vi dirò che con quello spezzone di cavo e il suo relativo variabile voi non fate altro che porre in parallelo all'ingresso del TV un circuito risonante che ha funzioni di assorbitore sulla frequenza del suo accordo il quale provoca una attenuazione abbastanza selettiva permettendo così la ricezione di un canale debole intermodulato da un canale più forte, siete contenti adesso?

Io me lo auguro così non ne parliamo più. Prima di augurarvi buon divertimento vi piazze tra capo e collo una utilissima tabella da tenere a conto, tanto è impossibile che possiate ricordare a memoria una simile mostruosità. Trattasi dello specchio delle frequenze UHF riferite al numero dei canali TV.

Canale	21	frequenza in MHz	470	477	Canale	46	freq. in MHz	670	677
	22		478	485		47		678	685
	23		486	493		48		686	693
	24		494	501		49		694	701
	25		502	509		50		702	709
	26		510	517		51		710	717
	27		518	525		52		718	725
	28		526	533		53		726	733
	29		534	541		54		734	741
	30		542	549		55		742	749
	31		550	557		56		750	757
	32		558	565		57		758	765
	33		566	573		58		766	773
	34		574	581		59		774	781
	35		582	589		60		782	789
	36		590	597		61		790	797
	37		598	605		62		798	805
	38		606	613		63		806	813
	39		614	621		64		814	821
	40		622	629		65		822	829
	41		630	637		66		830	837
	42		638	645		67		838	846
	43		646	653		68		847	853
	44		654	661		69		854	861
	45		662	669		70		862	869

Bene, un'ultima raccomandazione, controllare sempre che ai morsetti esterni, sia dell'antenna che dell'amplificatore da palo, non vi sia la minima possibilità di infiltrazioni d'acqua, perché il rame ossidato può comportarsi come un semiconduttore e allora sono grane perché questo strano diodo che viene a crearsi lungo il cavo tende a comportarsi come un rivelatore convertendo i segnali più impen- sati in frequenze appartenenti allo spettro delle UHF incrementando così il numero dei disturbi che a parer mio sono già tanti da non giustificarne altri, giusto?

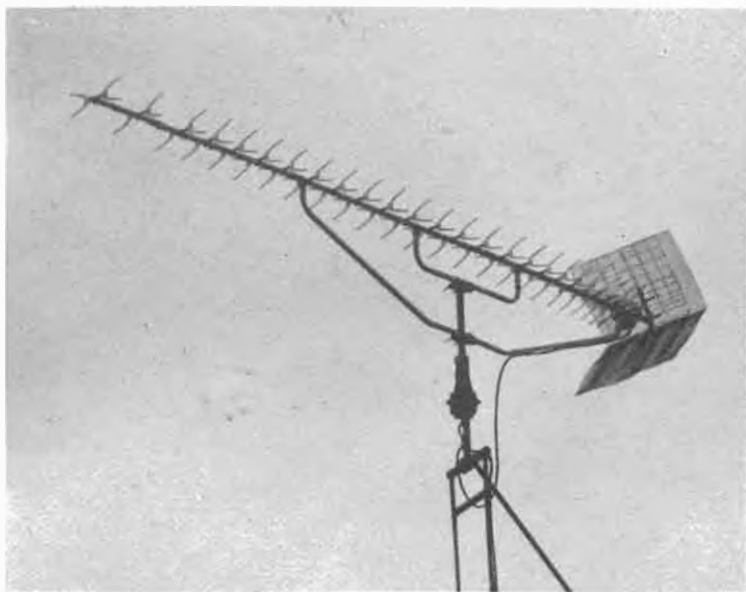


foto 1

Una yagi a larga banda con 26 elementi ad elevatissimo guadagno e altamente direttiva munita di rotatore.

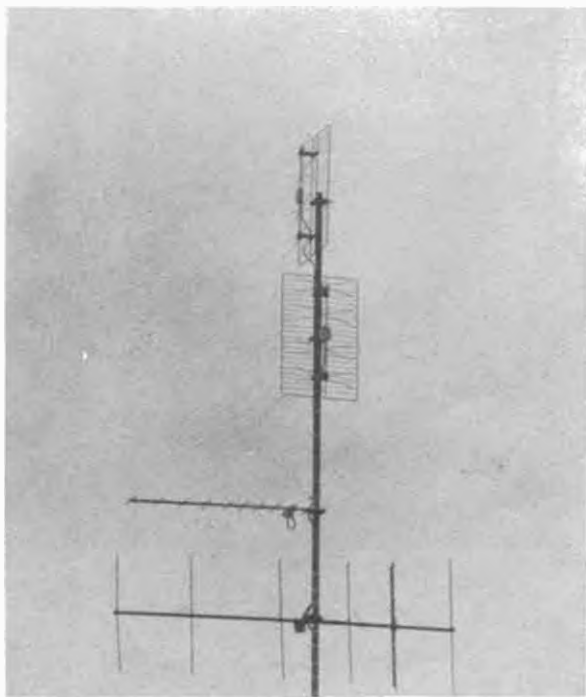


foto 2

Combinazione di due antenne a pannello in banda IV e V salsate fra loro di 90° sovrastanti a una yagi in banda IV e a una yagi in banda III.

cg
elettronica

la più vivace e creativa
rivista italiana di elettronica

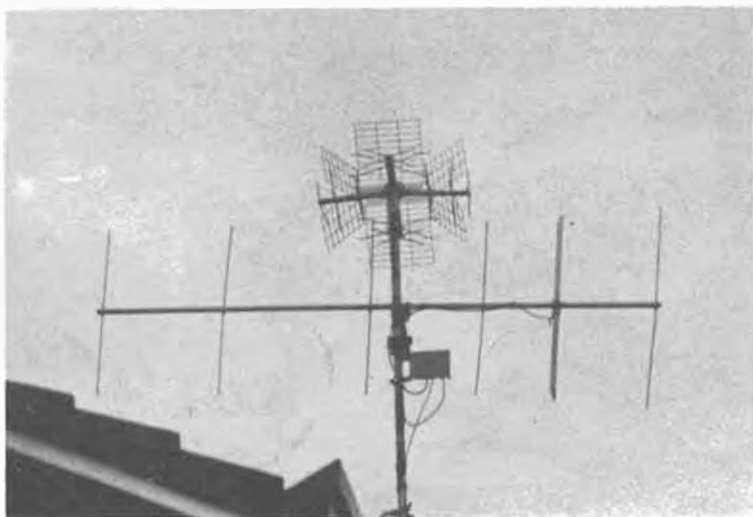


foto 3

Sopra la yagi in banda III è visibile un'antenna omnidirezionale in banda IV e V, il guadagno di quest'ultima è relativamente basso, ma permette la ricezione in UHF da qualsiasi direzione e su qualsiasi canale.

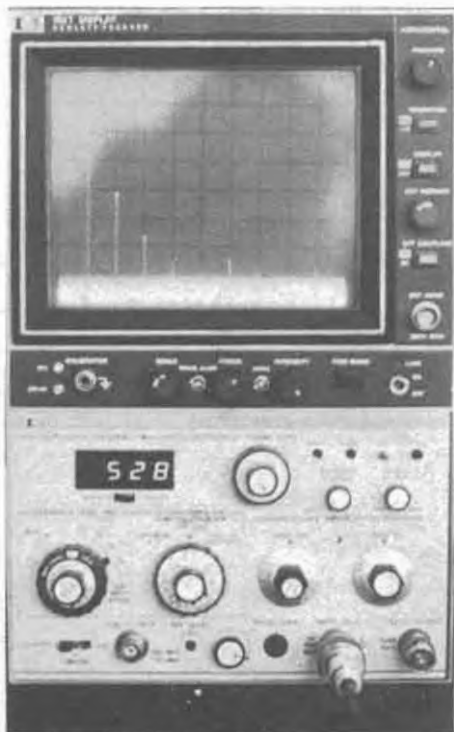


foto 4

Spettrogramma all'uscita di un eccitatore FM volutamente starato, sono visibili i picchi fino alla 9ª armonica, la lettura è di 10 dB per divisione, si noti la seconda armonica a -40 dB e la terza a -55 dB.



foto 5

Stesso spettrogramma della foto 4 previo inserimento del filtro delle foto 6 e 7, la seconda armonica è a -55 dB e la terza a -65 dB, tutte le altre armoniche sono pressoché scomparse.

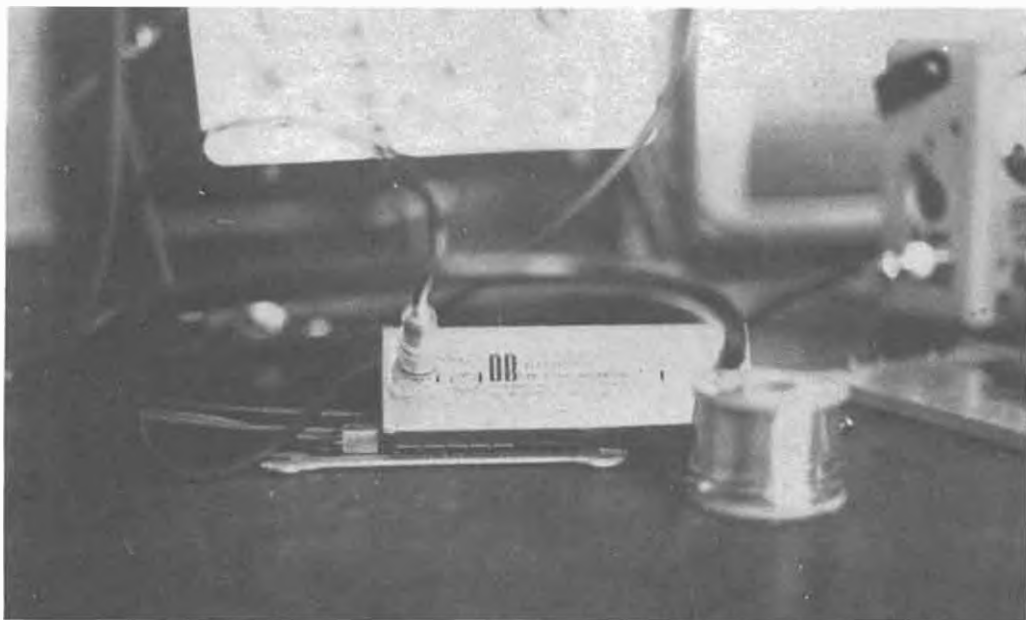


foto 6

*Filtro passa-basso della DB Elettronica usato per ottenere la foto 5.
L'ingombro è intuibile dagli altri oggetti visibili nella stessa foto.*

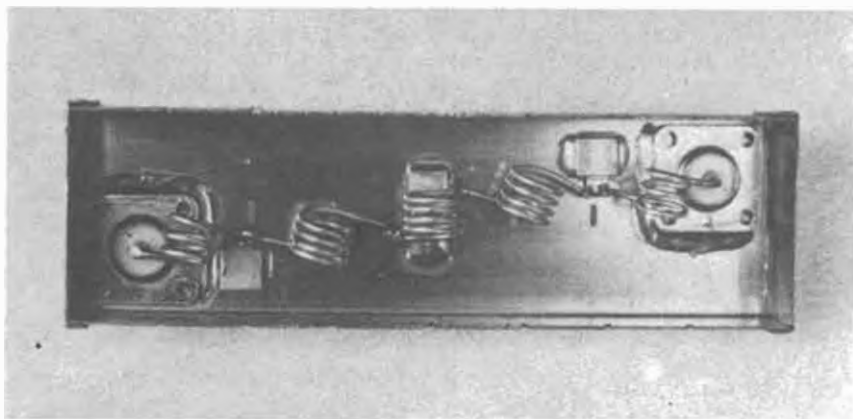


foto 7

Stesso filtro della foto 6 visto dall'interno.

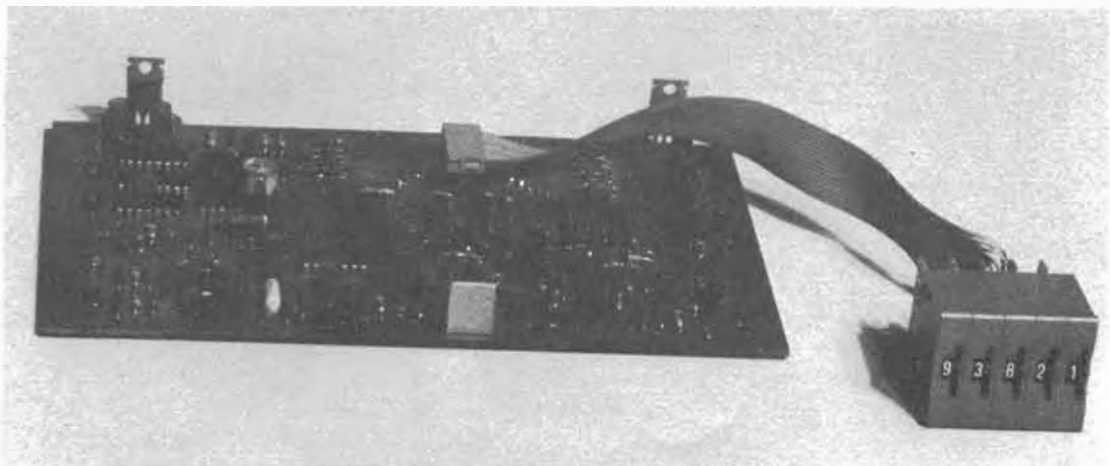


foto 8

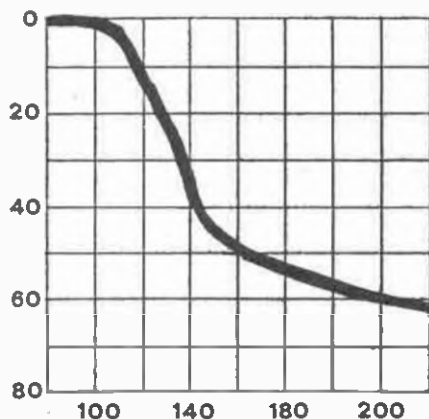
Aspetto della piastra eccitatrice FM Sintel 80 della DB Elettronica.

* * *

Basta con la TV, per oggi, vediamo ora cosa ci offre il mercato dando un po' di spazio a tutta quella roba che solo poco tempo fa non era concepibile sotto forma di prodotto di largo consumo, ma solo come virtuosismo di ingegnosi radioappassionati con l'animo dei frati certosini. Ringrazio la DB Elettronica di Noventa Padovana che mi ha gentilmente concesso di accedere ai propri laboratori e scattare le foto 4, 5, 6, 8. Le foto 4, 5, 6 e 7 con le loro didascalie sono un vero e proprio fotoromanzo dove si narra la storia delle cattive armoniche vinte dal buon filtro! Voi lo sapete, a me piace scherzare anche se con le armoniche c'è poco da scherzare, specie se passano attraverso potenti amplificatori oltre il kilowatto! Volete alcuni dati tecnici? Et voilà:

FILTRO PASSA BASSO
MODELLO FPB 200

- Potenza max. applicabile 250 W
- Frequenza di taglio 110 Mhz
- Impedenza IN e OUT 50 ohm
- Attenuazione a 200 Mhz 60 db
- Perdite di inserzione meno 0.2 db
- Connettori tipo SO 239
- Materiale OT argentato
- Dimensioni \ 180 x 60 x 40



Questo filtro trova impiego in stazioni FM ove sia assolutamente indispensabile ridurre al minimo accettabile la componente armonica. Di facile impiego deve essere inserito fra lo stadio finale del trasmettitore e l'antenna. Non richiede alcuna taratura da parte dell'utente e resta stabile nel tempo grazie ai particolari condensatori a mica argentata con schermatura a massa. La perdita di potenza dovuta all'inserzione del filtro è del tutto trascurabile.

Ne esiste un altro modello con caratteristiche analoghe, ma per potenze fino a 1.500 W siglato FPB 1500, naturalmente anche le dimensioni sono maggiori del tipo FPB 200.

L'altro gioiello della DB Elettronica si riassume nella foto 8 ove potete osservare una piastra eccitatrice FM a larga banda con impostazione della frequenza mediante combinazione in logica binaria o, su richiesta, mediante contraves. Il cambio di frequenza non richiede tarature, per cui chiunque, anche se inesperto, è in grado in pochi secondi di impostare la frequenza di uscita in un valore compreso nell'intervallo $80 \div 110$ MHz. La stabilità di frequenza è quella del quarzo usato nella catena P.L.L. La potenza di uscita è di 5 mW. L'alimentazione è a 12 V_{cc} stabilizzati.

Altre caratteristiche:

Campo operativo.....	0° + + 35° C. umidità max. 90%
Campo di frequenza.....	80 + 110 MHz. a gradini di 10 KHz.
Controllo di frequenza.....	Oscillatore in fondamentale controllato a quarzo mediante catena P.L.L. a sintesi diretta.
Spurie.....	Minori di 90 db.
Armoniche.....	Minori di 78 db. con filtro F.P.B. (passa basso)
Stabilità di frequenza.....	La stessa del quarzo da 5 a 15 ppm
Potenza out.....	5 mW.
Ingresso 1 monofonico.....	600 ohm banda passante 30 - 20000 Hz.
Preenfasi.....	50 microsecondi
Ingresso 2 stereofonico.....	600 ohm banda passante 30-80000 Hz.
Distorsione.....	Minore di 0,08%
Deviazione.....	Indistorta tra 0 e 200 KHz.
Alimentazione.....	12 V. c.c.
Dimensioni.....	195 mm.*125 mm.
Materiale.....	Vetronite a doppia faccia stagnata
Opzioni.....	Cambio di frequenza mediante contraves.

Chiudo questo 66esimo sconquasso ringraziando tutti gli amici che mi hanno scritto o telefonato in questi ultimi tempi con tanto entusiasmo in merito a quanto sto scrivendo sulle radio e TV libere col fermo proposito di ritornare ancora sull'argomento « antenne » (il più richiesto!), invito anche tutte le Ditte che operano in questo settore a darmi una mano per poter sviluppare sempre più a fondo nuove tecniche operative e a proporre avanzate soluzioni ai problemi che man mano si presentano per poter gestire con soddisfazione un'emittente privata. Come si dice: una mano lava l'altra! Ciao a tutti, e a presto.

Maurizio I4KOZ

Aspetti radioelettrici del collegamento troposferico VHF e UHF

calcolo semplificato della portata

p.i. Luigi Felizzi

(segue dal n. 9)

ANTENNE - LINEE - FILTRI

- Aspetti tecnico-applicativi
- Prestazioni orientative

Nel progetto di un collegamento radioelettrico in genere, e quindi anche VHF e UHF, rivestono par-

ticolare importanza le antenne, le linee di trasmissione a radiofrequenza (sovente cavi coassiali), gli eventuali filtri.

Queste tre componenti costituiscono il tramite che collega sia l'uscita del trasmettitore che l'ingresso del ricevitore allo spazio libero (tratta radio): vedere figura 23.

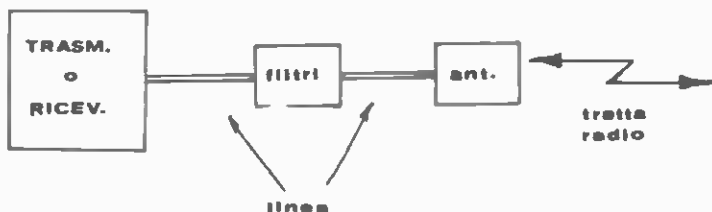


figura 23

Aspetto tipico di struttura completa di stazione trasmittente o ricevente con i relativi organi intermediari per il raccordo con lo spazio relativo alla tratta radio (linee, antenna, filtri).

Passiamo ora a un esempio concreto per vedere di fatto il gioco delle grandezze che ricorrono. Per un certo collegamento radio, supponiamo che dal Modulo di Tabulazione, a fine calcolo, si abbia:

- 1) Attenuazione totale $A_{tot} = 140$ dB; in cui concorre il guadagno sull'isotropa (1) di due stili irradati pari a 4 dB (cioè $2 + 2$ dB) e l'attenuazione totale delle linee a radiofrequenza di 7 dB (3,5 in TX e 3,5 in RX) realizzate con cavo coassiale RG58 e aventi per semplicità la stessa lunghezza;
- 2) potenza del trasmettitore pari a 2 W;
- 3) segnale ricevuto $1 \mu V$ su $R_i = 50 \Omega$ (impedenza di ingresso del ricevitore); il valore della tensione di ingresso è stato ricavato dalla figura 4.

In queste condizioni vi è evidentemente ben poco margine di sicurezza; la possibilità di ricezione risulta piuttosto al limite e ben rapidamente può scendere sotto il livello di accettabilità.

Effettive procedure di calcolo saranno date nel successivo capitolo.

La situazione può essere notevolmente migliorata ad esempio come segue:

- 1) sostituzione dei due stili con due Yagi da 12 dB di guadagno cadauna (sull'isotropa);
- 2) sostituzione del cavo coassiale RG58 con il tipo RG8, sia in ricezione che in trasmissione con passaggio dai 7 dB complessivi di attenuazione a 3,5 (il cavo RG8 è migliore, è più costoso, ma l'attenuazione con esso si dimezza all'incirca).

(1) Per antenna isotropica (o isotropa) si intende un radiatore « ideale » che irradia uniformemente in tutte le direzioni, senza alcun privilegio.

E' un'antenna irrealizzabile in pratica e del resto non avrebbe alcuna utilità nel campo applicativo.

Nello studio teorico invece riveste notevole importanza come riferimento, capita così di trovarla citata abbastanza frequentemente nei cataloghi dei costruttori specializzati. In questo lavoro ricorre l'espressione: « guadagno di un'antenna sull'isotropa ». Detto guadagno è quello effettivamente computato nel Modulo.

Se il costruttore fornisce il « guadagno dell'antenna riferito al dipolo $\lambda/2$ », si può pervenire al « guadagno sull'isotropa » semplicemente aggiungendo 2,16 dB (praticamente 2) a detto valore.

Con questi accorgimenti si ha una minore attenuazione totale (A_{tot}), infatti ai 140 dB di cui sopra devono essere tolti i dB (di guadagno) introdotti passando dagli stili alle Yagi

$$12 + 12 - 2 - 2 = 20 \text{ dB}$$

che è appunto il miglioramento dovuto alle antenne; si deve togliere inoltre quello dovuto alla sostituzione del cavo coassiale che è

$$7 - 3,5 = 3,5 \text{ dB.}$$

L'attenuazione totale in questo secondo caso (migliorato) è pertanto

$$A_{tot} = 140 - 20 - 3,5 = 116,5 \text{ dB}$$

Ancora dalla figura 4 si rileva che il segnale ricevuto con 116,5 dB di A_{tot} (contro i 140 delle precedenti condizioni) passa da $1 \mu\text{V}$ a ben $17 \mu\text{V}$ (!) assicurando evidentemente ben altre condizioni di lavoro e ben più soddisfacente margine di sicurezza per la continuità della ricezione.

Per inciso, dallo stesso grafico si rileva anche che, ferme restando antenne e cavi iniziali e quindi A_{tot} a livello di 140 dB, si poteva passare da 1 a $17 \mu\text{V}$ aumentando la potenza emessa da 2 a 500 W (!). Evidentemente vi sarebbe stato un ben maggiore inquinamento radioelettrico dello spazio, una maggiore complessità d'apparato, forse un aumento dei costi senza contare che già da una quarantina di megahertz in su il cavo RG58 non è più indicato per potenze RF di 500 W (vedi anche figura 26). Considerazioni di questo tipo, con più ampie implicazioni, saranno riprese nella parte conclusiva di questo lavoro. Esse sono molto importanti ed è bene rifletterci sopra fin da ora. Di seguito saranno date anche le grandezze pratiche fondamentali che interessano antenne, linee e filtri.

Tutte queste considerazioni rappresentano alcuni dei criteri principali che regolano e consigliano le scelte di progetto e di ottimizzazione. Si badi bene che non si possono dare regole fisse per le scelte ma solo criteri generali perché ogni caso è un caso a sé. Inoltre le implicazioni hanno quasi sempre un aspetto tecnico e un aspetto economico da bene armonizzare e contemperare.

Ad esempio, riferendosi al caso di cui sopra, si osserva che il costo del cavo RG58 è notevolmente inferiore a quello dello RG8; la differenza sarebbe ancora più marcata se il confronto si facesse con il cavo RG17 (che infatti pur essendo ancora migliore non è stato scelto). Un'antenna Yagi, anche a parecchi elementi, ha un costo fortemente inferiore a quello di una antenna con riflettore parabolico. Gli uni e le altre non possono quindi, e non devono, essere scelti a sproposito o, come si suol dire, e lume di naso.

Un discorso analogo vale per la potenza di emissione del TX e per la qualità degli RX.

Più pedestremente giocano talvolta gli ingombri; e ancora le condizioni ambientali, esempio: si dovrà pensare due volte prima di impiegare una parabola, sia pure da due metri di diametro, in una zona particolarmente ventilata senza sicuri supporti e ancoraggi; si preferirà un'antenna a riflettore angolare « a stecche » se la supportatura meccanica è carente e se il guadagno può essere accettabile.

Accorte riflessioni dovranno essere fatte anche nel caso dell'impiego dei filtri; questi non di rado sono sensibili alle elevate variazioni di temperatura; sono costosi, critici e a volte ingombranti; si « mangiano » inoltre qualche dB. Dovranno però essere senz'altro usati in zone radioelettricamente molto inquinate: ad esempio per la presenza di altri ponti radio con disturbi da armoniche, spurie varie, intermodulazione. Oppure quando si ha il timore di essere a propria volta fonte di disturbo: ad esempio nel caso delle radio e TV libere che sovente operano in piena città, in mezzo alle antenne degli utenti raì, producendo le famose « emissioni non essenziali » irradiate da TX senza troppa avarizia.

Antenne

I tipi di antenne radio impiegabili sono numerosissimi. Si può dire che ogni caso trova possibilità di ottima soluzione con un certo tipo di antenna. Gli elementi principali da prendere in considerazione per la scelta sono i seguenti:

- 1) direttività e diagramma di radiazione;
- 2) guadagno;
- 3) adattamento alla linea a radiofrequenza e ROS;
- 4) compatibilità con l'ambiente di installazione;
- 5) costo.

Direttività. In termini discorsivi è l'attitudine di una antenna a favorire l'irradiazione in una direzione piuttosto che in un'altra. Questa proprietà viene messa in luce dai diagrammi di radiazione che i libri di testo forniscono in generale e i Costruttori forniscono in particolare. Orientativamente si parla di antenne « omnidirezionali », « moderatamente direttive », « direttive », « fortemente direttive » e altri simili aggettivi.

Si parla inoltre di « direttività orizzontale » e di « direttività verticale ». Per quanto superfluo, ricordiamo che la direttività orizzontale riguarda il piano orizzontale, quello che contiene la « rosa dei venti »; la direttività verticale riguarda il piano in cui si solleva una batteria contraerea o un telescopio astronomico. Inoltre se le antenne sono munite di « riflettore » viene attenuata o praticamente eliminata la radiazione posteriore.

A questo punto è chiaro che per una radioemittente libera quasi certamente interessa un'antenna che, nel piano orizzontale, sia omnidirezionale mentre, nel piano verticale, « spari » meno possibile verso l'alto. La « ground-plane » assolve bene al primo requisito, molto meno bene al secondo; un'antenna collineare a quattro dipoli sfalsati assolverà bene al primo e al secondo requisito contemporaneamente. Dalla figura 24 si rileva che entrambe sono omnidirezionali ma i rispettivi guadagni passano da 2 a ben 8 dB circa!

Nel collegamento invece tra due punti fissi, ad esempio due ripetitori di ponte radio, saranno generalmente necessarie due antenne direttive, meglio se fortemente direttive, in grado di eliminare la radiazione posteriore e anche buona parte di quella laterale.

Nel caso invece di un ponte radio per radioamatori, possono sorgere varie altre necessità in relazione alle zone che si intende (o non) servire.

Guadagno. Viene espresso in dB ed è in definitiva l'indicazione quantitativa del comportamento dell'antenna. Comportamento rispetto a che cosa? Solitamente viene dato rispetto al dipolo $\lambda/2$. Quindi, ad esempio, un guadagno di 6 dB rispetto al dipolo $\lambda/2$ vuol dire che con quell'antenna, nella direzione favorita, si ottiene lo stesso effetto del dipolo $\lambda/2$ irradiando una potenza quattro volte inferiore. Ma questa contabilità, espressa in questi termini, non è strettamente necessaria.

Si deve tenere conto invece che se il Costruttore fornisce il guadagno in dB rispetto a $\lambda/2$, tale guadagno deve essere aumentato di 2 dB circa prima di essere introdotto nel « Modulo di Tabulazione », figura 7; se invece il guadagno è fornito direttamente rispetto all'isotropia, deve essere preso così com'è e utilizzato nel computo.

E ora, regola « maccheronica »: le antenne che rispetto alla lunghezza d'onda in gloce espressa in metri hanno un notevole ingombro (almeno due delle loro dimensioni dell'ordine di $\lambda/2$ oppure grossa sezione di conduttori) tendono ad avere buoni guadagni o soddisfacenti larghezze di banda o entrambi. In altre parole il miglioramento di questi requisiti è legato in qualche modo all'aumento dell'ingombro. Il purista sarà un tantino indulgente.

Adattamento. La condizione tipica è l'eguaglianza tra l'impedenza di ingresso dell'antenna e l'impedenza caratteristica della linea a RF; condizione questa che dà luogo al rapporto di onda stazionaria unitario (ROS = 1). Sovente questo estremo non ricorre nella pratica ma non bisogna rammaricarsene troppo. ROS pari a 1,5 sono frequenti nelle condizioni normali senza drammi. Al di sopra bisogna cominciare a valutare l'opportunità di introdurre criteri correttivi.

Compatibilità con l'ambiente e costo. Solo qualche regola generale. Curare che la posizione di installazione della antenna sia facilmente accessibile, in modo particolare se è critico il relativo puntamento. Servono comunque, relativamente spesso, controlli e manutenzione.

Puntare sul guadagno di antenna piuttosto che sulla potenza del trasmettitore.

Tenersi lontani almeno due o tre lunghezze d'onda (ad esempio da quattro a sei metri per la banda dei 144 MHz) da strutture metalliche, piani riflettenti (lastrici solari), ecc.

Ricordare inoltre che le antenne si installano quando c'è il sole però devono sopportare anche le bufere. Ogni commento è superfluo. Niente ancoraggi provvisori che restano immancabilmente definitivi fino alla loro rottura. Per la strallatura (tranterria) la cordina di nylon può sostituire vantaggiosamente il cavo di acciaio ma, per effetto della maggiore elasticità della prima, ogni cavo di acciaio deve essere sostituito con due cordine opportunamente distanziate.

Impiegare sempre (!) tenditori, radance, grilli, moschettoni, piuttosto che la gassa d'amante o il nodo Savoia.

Linee a radiofrequenza

Il termine linea a RF è generico. Esprime il tramite che collega trasmettitore (o ricevitore) alla relativa antenna, anche nel caso di interposizioni di filtri.

Le linee possono essere praticamente dei seguenti tipi:

- bifilari;
- coassiali;
- a guida d'onda.

Linea bifilare. Il tipo più noto di linea bifilare è la comune piattina usata un tempo, abbondantemente, per la televisione, per la modulazione di frequenza e anche da parte di non pochi radioamatori (in trasmissione e ricezione). La relativa impedenza caratteristica è di 300 Ω .

Vi sono vari tipi di piattina che presentano piuttosto ridotta attenuazione teorica così da competere con i buoni e ben più costosi cavi coassiali. In pratica però la discesa deve essere particolarmente curata nel percorso, nelle curve e allontanata dalle masse metalliche. Il regime elettrico della piattina è facilmente dissimmetrizzabile con conseguenti subentro di fenomeni di irradiazione che aumentano l'attenuazione e producono campi radio non desiderati in trasmissione.

Cavo coassiale. È il tipo più noto di linea a RF, in televisione, per la modulazione di frequenza, nei ponti radio, per i radioamatori, per i CB, nei collegamenti su mezzi mobili, ecc.

L'impedenza caratteristica praticamente usata è quella di 75 Ω per la radio TV e stereofonia domestica e di 50 Ω per le radiocomunicazioni professionali e semiprofessionali.

Il cavo coassiale è più costoso della piattina. Per costi approssimativamente comparabili ha perdite di attenuazione notevolmente superiori. Ha però il vantaggio della non irradiazione e di non presentare alcuna difficoltà per la posa in opera (persino sotto traccia) anche se in ogni caso è bene evitare raggi di curvatura troppo ridotti.

È bene ricordare che al rimpicciolirsi del cavo coassiale tende ad aumentare la relativa attenuazione e a diminuire la potenza ammessa.

Guide d'onda. Sono singolarmente adatte per ristrette bande di frequenza; sono costose, ingombranti e di laboriosa posa. Hanno però una irradiazione nulla e una attenuazione bassissima. Sono componenti altamente professionali, perciò esulano da questo contesto.



La figura 26 indica orientativamente le attenuazioni dei vari tipi di linea. In mancanza di precisi dati del Costruttore, queste possono essere assunte come prima approssimazione nello studio di massima. È importante inoltre osservare che si suppone sempre esistente la condizione di adattamento di impedenza tra apparecchiatura, linea e antenna. In pratica, come già accennato, questa condizione si considera soddisfatta per ROS intorno a 1,5.

Il costo della piattina e particolarmente quello del cavo coassiale salgono rapidamente al diminuire della relativa attenuazione.

Bisogna inoltre fare attenzione che la potenza immessa in linea sia sempre compatibile con quella sopportabile dalla stessa; il relativo esatto valore viene fornito dal Costruttore. La massima potenza ammissibile indicata sovente si riferisce al ROS = 1; in presenza di onde stazionarie (ROS \neq 1) detta potenza deve essere prudentemente ridotta (lasciamo perdere di quanto, altrimenti le cose si complicano!).

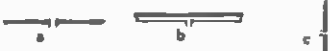
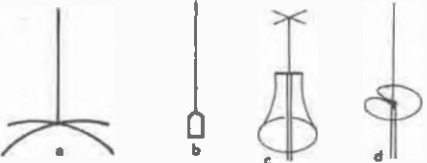

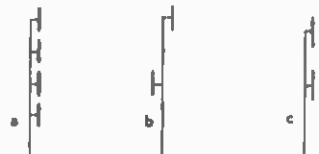
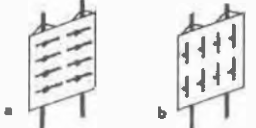

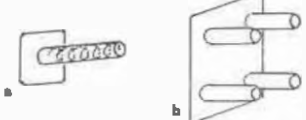

Aspetto delle più usate ANTENNE per VHF e UHF	Descrizione	Guadagno dB sull'isotr.	Prop. direttive
	a-b Dipoli $\lambda/2$ orizzontali c Dipolo $\lambda/2$ verticale	2 2	SD SD
	<u>Stili e antenne derivate</u> a Ground-plane b Stilo $\lambda/4$ c) Elaborazioni particol. d)	2 2 3/5	omn. omn. omn.
	<u>Y A G I</u> 1 rad. + 1 rifl. 1 " + 1 " + 1 diret. 1 " + 1 " + 2 " 1 " + 1 " + ver.dir. Elaborazioni particol.	5 7 9 9/11 11/16	dir. dir. dir. dir. FD
	<u>Collineari</u> a 4 elementi coassiali b 4 " falsetti c 2 " coassiali	10 8 7	ODF omn. ODF
	<u>Cortine con riflettore</u> a 8 dipoli $\lambda/2$ orizzon. b 8 " " vertic.	11 11	dir. dir.
	<u>Bipoli su riflettore angol.</u> a 1 dipolo $\lambda/2$ b 3 dipoli $\lambda/2$	10/12 14/16	dir. FD
	<u>Antenna elicoidale + rifl.</u> a Antenna singola b Sistema di antenne	12/15 17/20	FD FD
	<u>Antenne con parabola rifl.</u> Diametro parabola 2/6 metri (vedere Fig. 25)	16/42	FD

figura 24

Principali tipi di antenne ricorrenti in VHF e UHF con l'indicazione orientativa del guadagno riferito all'isotropia e delle attitudini direttive.

- omn. = omnidirezionale
 ODF = omnidirezionale con direzione favorita
 SD = scarsamente direttiva
 dir. = direttiva
 FD = fortemente direttiva

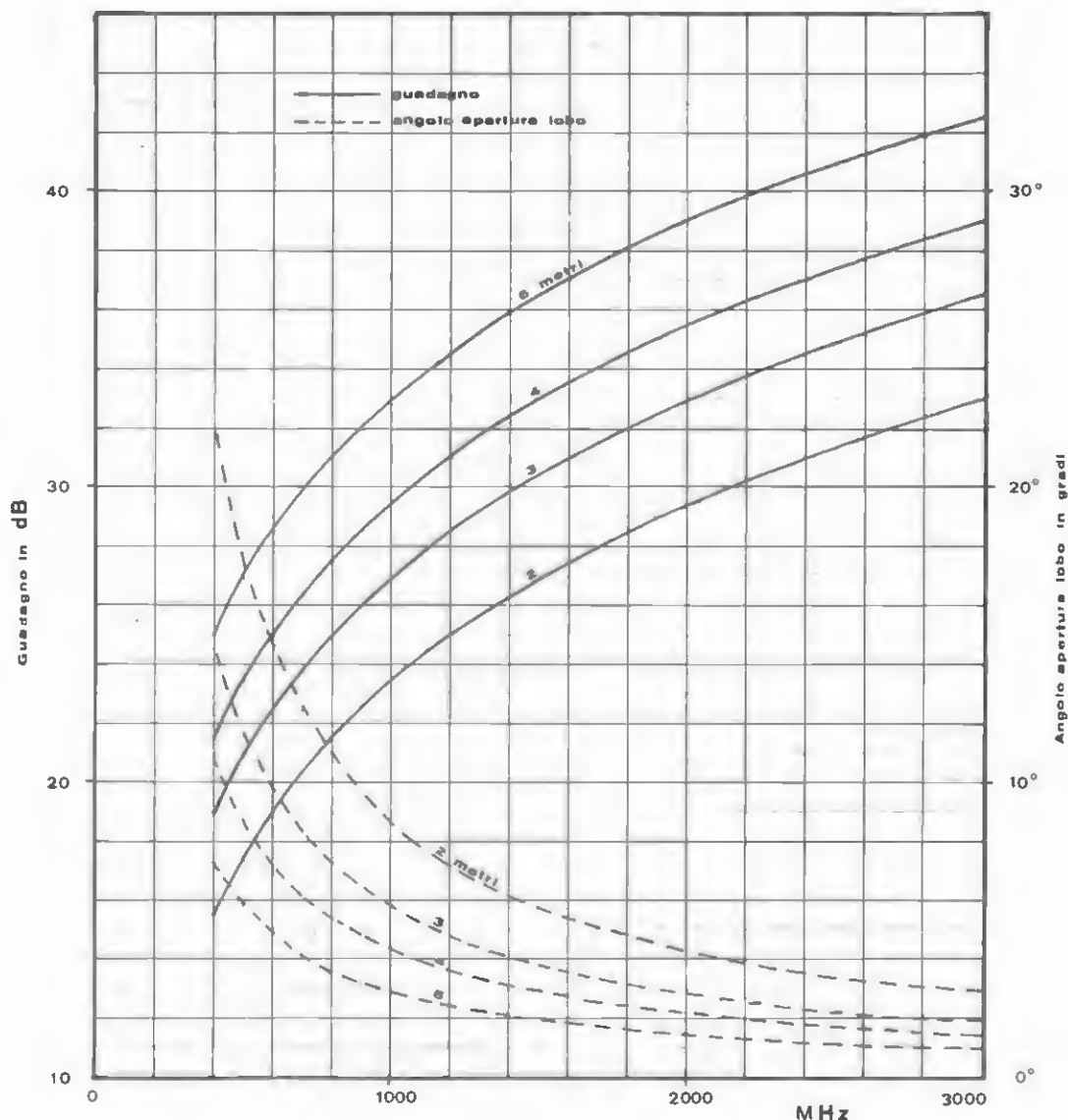


figura 25

Guadagno orientativo di antenne a parabola aventi diametri diversi in funzione della frequenza di emissione
Indicazione dell'apertura in gradi del lobo cioè apertura del fascio tra i punti verso cui la potenza emessa in quella direzione si riduce a metà.

Filtri

Il filtraggio in antenna, sia in ricezione che in trasmissione, è una questione teoricamente molto complessa. Tuttavia in pratica è possibile avere discreti orientamenti se si fa riferimento ad alcuni concetti base.

Ebbene, quando serve il filtraggio? Come deve essere? Vediamo qualche caso.

- 1) Ricezione del segnale utile in una zona radioelettricamente inquinata; in altre parole, quando si desidera che al ricevitore si presenti il solo segnale utile eliminando fin dall'ingresso tutti quei segnali che per la loro elevata intensità, per quanto di diversa frequenza, potrebbero introdurre seri disturbi (intermodulazione).
- 2) Trasmissione del solo segnale utile con l'eliminazione di ogni emissione spuria, in partico-

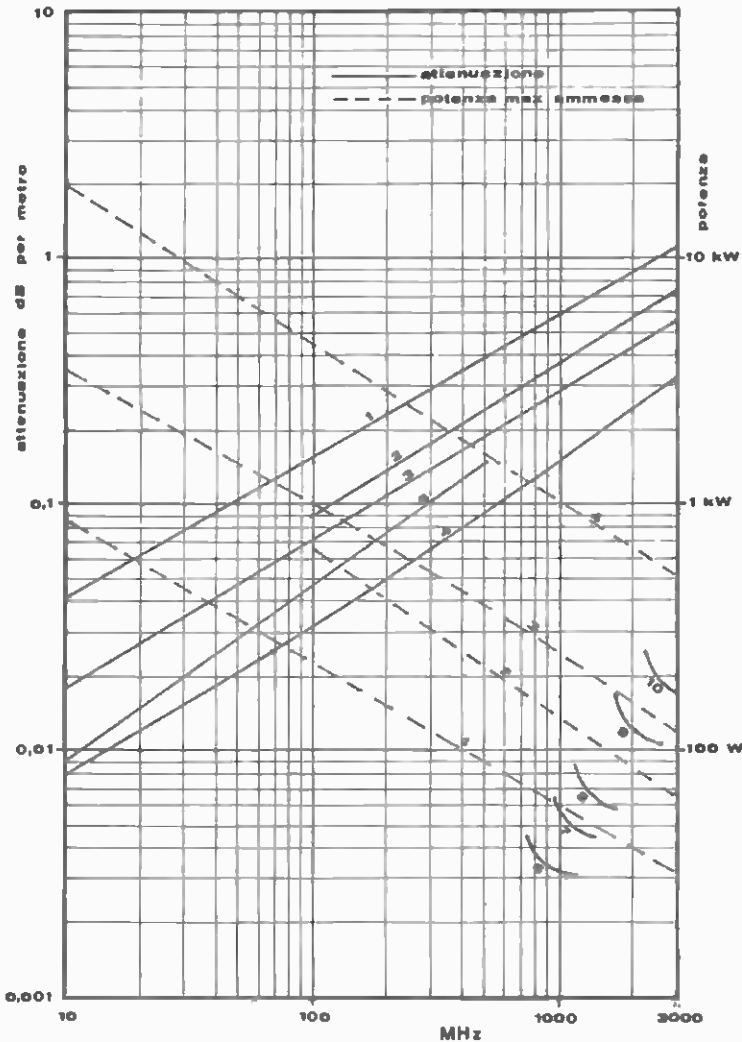


figura 26

Attenuazione comparativa delle più significative linee a radiofrequenza: cavi coassiali, piattine, guide d'onda. Indicazione della potenza ammessa nei cavi coax.

Per le realizzazioni che possono riguardare il presente studio, le linee praticamente impiegate sono i cavi coassiali (50 e 75 Ω).

Nel caso di impiego di piattine dovrà essere richiesta la relativa attenuazione direttamente alla fonte. E' buona norma riferirsi a detta fonte in ogni caso.

Cavi coax 50

- 1 RG 58 C/U
- 3 RG 8/U (9 e 10)
- 4 RG 17/U (e 18)

Cavi coax 75

- 2 RG 6 A/U
- 3 RG 11/U (12 e 13)
- 4 RG 35/U (84 e 85)

Piattina 300

- 5 indicaz. generica

Guide d'onda

- 6 WR 975
- 7 WR 770
- 8 WR 650
- 9 WR 430
- 10 WR 340

lare delle armoniche, fin dall'antenna trasmettente.

- 3) Ricezione e trasmissione contemporanea a mezzo di una sola antenna (duplexer). Eventualità abbastanza possibile in collegamenti tra punti fissi con l'impiego di una sola (costosa) antenna fortemente direttiva.

Bisogna però, per maggiore completezza, presentare prima i quattro fondamentali tipi di filtro.

Essi sono:

Filtro passa-basso che consente liberamente il tran-

sito delle frequenze basse sino a un certo valore f_c (frequenza di taglio); oltre detta frequenza, all'aumentare della stessa, il filtro introduce una attenuazione che può essere anche di rilevante entità.

Filtro passa-alto che consente liberamente il transito delle frequenze elevate sino a un certo valore f_c ; al di sotto di detto valore, al diminuire della frequenza, il filtro introduce una attenuazione che può essere anche di rilevante entità.

Filtro passa-banda che consente liberamente il transito di una più o meno ristretta banda di fre-

quenze attenuando tutte le frequenze superiori e tutte quelle inferiori, in misura più o meno energica, a seconda delle caratteristiche del filtro stesso.

Filtro arresta-banda che consente liberamente il transito di tutte le frequenze tranne una ben definita banda di queste che viene attenuata in maniera più o meno energica a seconda delle caratteristiche del filtro stesso.

* * *

Ritorniamo ora ai tre casi di filtraggio iniziali.

1° caso. Poniamo di voler ricevere la frequenza di 145 MHz senza ricevere contemporaneamente disturbo da una vicina emittente che opera su 148. La figura 27 ci dice che è sufficiente un filtro del tipo passa-basso di adeguate prestazioni.

Se oltre alla frequenza di 148 MHz vi fosse anche il disturbo di una 142, il filtro dovrebbe avere le caratteristiche di un passa-banda come indica la figura 28, sempre, si intende, di adeguate prestazioni.

La tecnica attuale consente agevolmente la soppressione di questi disturbi, anche così vicini, me-

dante l'uso di cavità. Le soluzioni sono molteplici, a seconda dei casi. Potrebbero ad esempio essere impiegate cavità esattamente sintonizzate sulla o sulle frequenze di disturbo così da cortocircuitarle (arresta-banda). Potrebbero essere impiegate cavità del tipo passa-banda. In certi casi vengono usate combinazioni di cavità. In altri vengono usati filtri a capacità e induttanza (detti a costanti concentrate).

Questi ultimi filtri sono alquanto laboriosi per il calcolo e soprattutto per la realizzazione. Sono critici da mettere a punto e, solitamente, hanno fronti di attenuazione molto meno ripidi delle cavità. Hanno però il vantaggio della possibile autocostruzione e quindi di un costo più che modesto. Questi discorsi valgono anche per i seguenti casi.

2° caso. Poniamo di voler «pulire» l'emissione di un certo trasmettitore di una radio libera che opera su 102 MHz in FM con la seconda armonica che cade nel bel mezzo del canale «G» della TV (200 + 207 MHz). In questo caso è piuttosto indicato un filtro arresta-banda, esempio una cavità sintonizzata su 204 MHz. Una cavità passa-banda, sintonizzata su 102 MHz, poteva essere eventualmen-

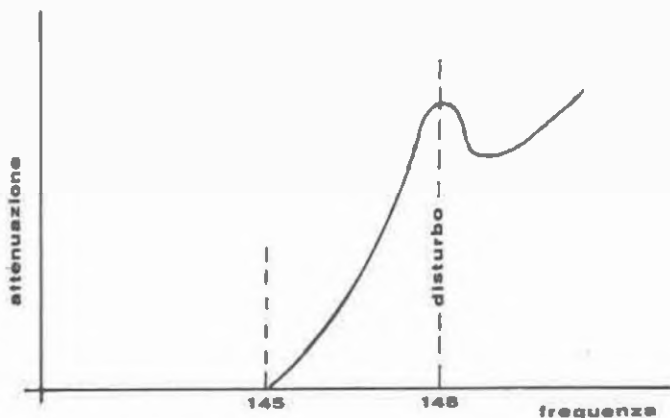


figura 27

Caratteristica di attenuazione di un filtro passa-basso idoneo ad attenuare il disturbo localizzato su una frequenza superiore a quella di ricezione che è di 145 MHz.

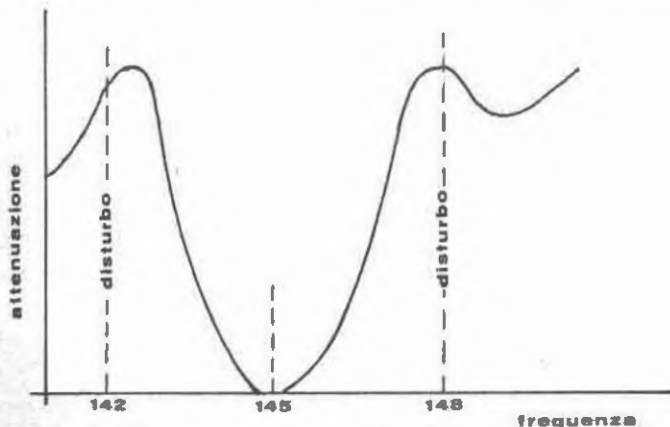


figura 28

Caratteristica di attenuazione di un filtro passa-banda idoneo ad attenuare disturbi localizzati su frequenze superiori e inferiori rispetto a quella di ricezione (145 MHz).

te impiegata dopo essersi accertati del libero transito delle bande laterali dell'emissione. Data la distanza dell'armonica poteva verosimilmente essere sufficiente anche un filtro passa-basso a costanti concentrate.

3° caso. Questo caso è il più complesso. Infatti TX e RX devono operare su frequenze diverse almeno di quel tanto che consenta di creare, con opportune combinazioni di filtri, due canali distinti e separati; ciò in modo che il TX non si riversi sul RX, ma che entrambi siano « visti » dall'antenna come collocati su canali separati. E' necessario il contatto con i Costruttori per disporre di esatte caratteristiche di filtraggio dei componenti da impiegare (cavità, celle predisposte) ovvero per la adozione di dispositivi già previsti per un certo tipo di servizio, ad esempio banda VHF Marina. Tutte queste soluzioni hanno il comune difetto di essere laboriose o costose o entrambe; inoltre certi componenti sono piuttosto scarsamente repe-

ribili in Italia; a noi in questi ultimi tempi sembra che qualcosa si stia muovendo; manca comunque la divulgazione tecnico-commerciale. Negli Stati Uniti vi sono ottime reperibilità; i Costruttori sono larghi di pubblicità, di dati e di consigli, accade così che il filtraggio arriva a non essere difficile. Semmai è difficile l'ottimizzazione per rendere minima la spesa a fronte di soddisfacenti prestazioni ottenute.

Per quanto riguarda l'effetto dei filtri nel dimensionamento del collegamento radioelettrico, oggetto del nostro studio, bisogna prendere atto dell'attenuazione in dB che essi introducono alla frequenza di esercizio. Orientativamente questa attenuazione va da 0,5 a 2 dB circa, per la ricezione e per la trasmissione. Nel Modulo di Tabulazione quindi si dovranno introdurre i valori che il Costruttore dichiara badando ad aggiungere qualche cosetta in più, anziché no, per certe sorprese possibili a verificarsi.

Articolo (7/1979, pagina 1332) leggasì: orizzontale 1 cm = 5 km;
stesso articolo, pagina 1333, leggasì: verticale 1 cm = 1 km. Con tutte le
dovute scuse del caso.

Terminale video

RTTY-compatibile con microprocessore dedicato

elimina quasi tutti i problemi di microprogrammazione

Roberto Zuliani

(segue dal n. 9)

Tastiera

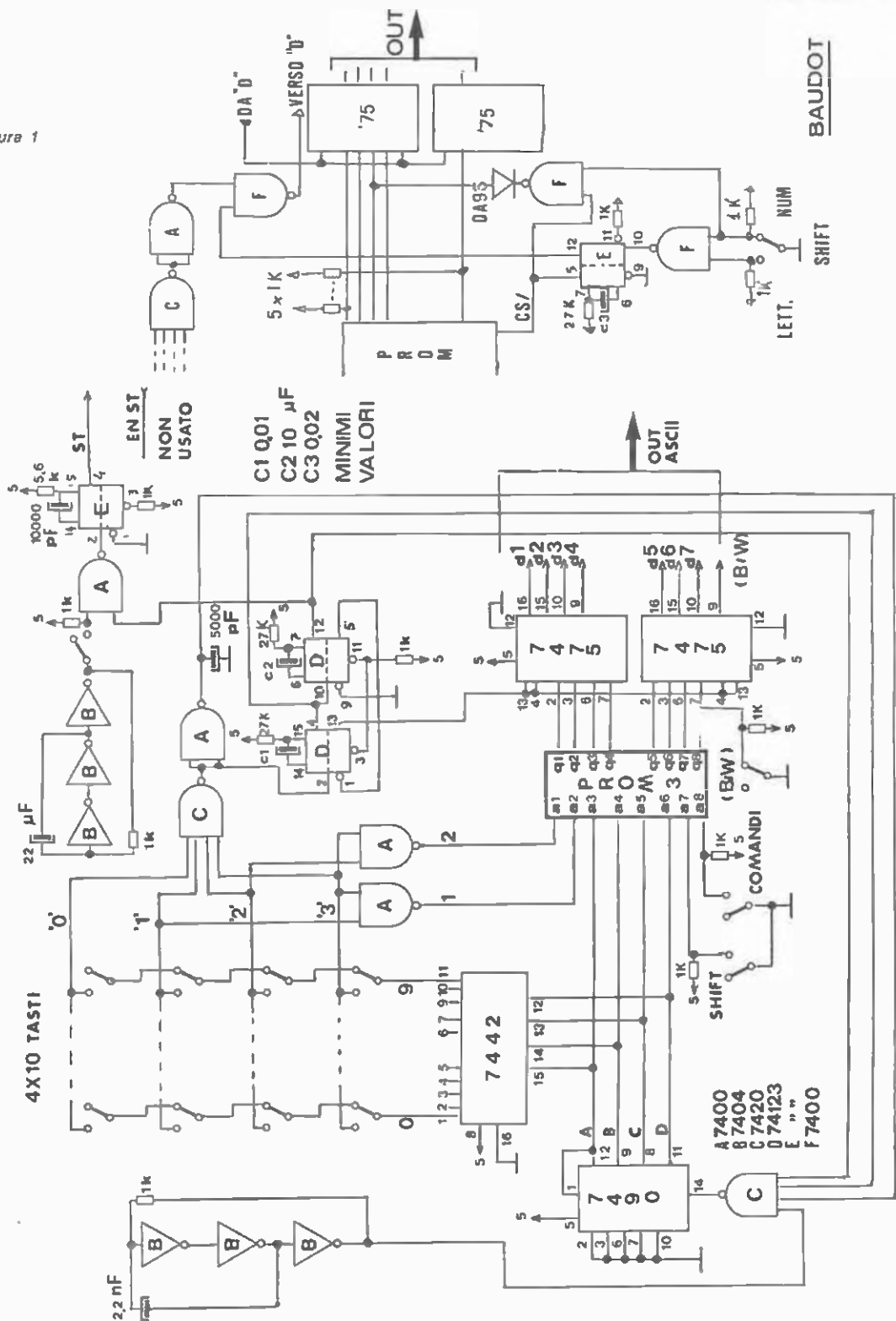
progetto
sponsorizzato
da
IATG
Radiocomunicazioni

La tastiera, tolti i tasti, non è che una codifica.

Anticamente (si fa per dire!) le codifiche erano realizzate con quantità enormi di diodi, ora più semplicemente si usa un generatore di scansione e una ROM col codice desiderato, spesso riuniti in un unico chip. In commercio ce ne sono parecchi come ad esempio il TMS5001 che, oltre a poter scansionare ben 90 tasti, può uscire con quattro codici diversi, compreso il Baudot. Tuttavia la più economica tastiera che ho trovato è l'univac per perforatrici di schede, i cui tasti sono di tipo particolare, cioè in chiusura momentanea e quindi non adatti per il tipo di componenti che dicevamo. Ultimamente poi ho visto la pubblicità* di una tastiera economica senza alimentazione e custodia sulle 70.000 lire, quindi a voi la scelta tra risparmio e autocostruzione e spesa senza problemi.

In figura 1 è presentato lo schema elettrico della tastiera surplus modificata: a seconda dell'uso ci sono delle modifiche da effettuare, infatti essendo il Baudot un codice povero, il passaggio da « lettere » a « cifre » è fatto con due caratteri particolari da aggiungere al testo ogniqualvolta si passa da un gruppo all'altro. Per rendere più possibile automatica questa procedura vi propongo di dividere i due gruppi nella parte alta dei tasti, in modo che sia necessario lo shift per passare dall'uno all'altro. In questo modo il circuitino composto dal monostabile e dalla porta F aggiungerà automaticamente il carattere necessario prima dell'inizio del testo. Il resto non è degno di nota eccetto i due monostabili D di cui il primo serve a evitare i rimbalzi, mentre il secondo a non scrivere più volte lo stesso carattere. I loro tempi vanno regolati per prove fino a ottenere mancanza di errori e una velocità di battuta adatta alla vostra mano. I due clock non sono determinanti e la « ripetizione » mi pare un accessorio utile; quando acquistate la tastiera controllate che i tasti, una volta premuti a fondo, risalgano senza intoppi per essere sicuri che funzionino. In fase di montaggio eliminate i relè interni e tagliate le piste di collegamento tra i tasti in modo da poter fare la matrice di scansione. Nonostante lo stampato sia a doppia faccia, quasi tutti i collegamenti sono sul lato accessibile; alcuni tasti sono a deviazione continua: usateli per i comandi e per gli eventuali accessori. Nel Baudot come comandi ci sono solo il CR e lo LF: se volete utilizzare completamente le possibilità del μp fate un collegamento diretto ai comandi C0-C2 in parallelo alla prom e allo strobe.

figura 1



BAUDOT

ASCII



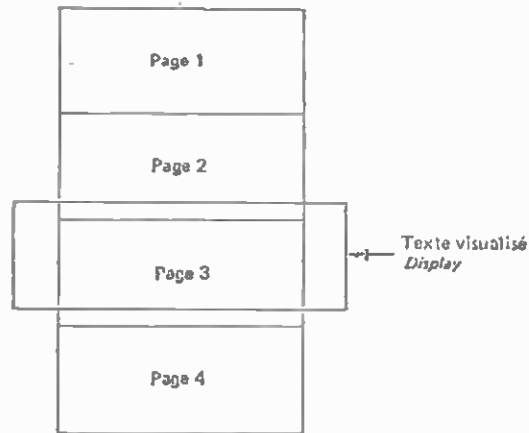
Prima di finire, qualche consiglio pratico: avete capito che questo oggetto non è proprio dei più semplici e che richiede una certa pratica di digitale e di voglia di sperimentare. Per esempio, le memorie nuove non costano particolarmente care, ma alle fiere si trovano come surplus delle più varie marche come MOSTEK, INTEL, SGS-ATES, TEXAS, siglate rispettivamente MK4102, 2102, M330, TMS4033-34 per poche centinaia di lire; le ho provate praticamente tutte senza problemi anche perché vengono continuamente « rinfrescate » e certe non propriamente statiche non danno problemi. Se poi amate il difficile guardate la figura 2, che rappresenta un'espansione a quattro pagine video richiamabili, che richiede la quadruplicazione della memoria o l'uso di ram 4 K statiche o dinamiche, il collegamento al TV dà i risultati migliori quando è effettuato direttamente al transistor separatore dei sincronismi e questo è possibile solo quando il TV non è sotto tensione. Se non vi va in quest'ultimo caso di utilizzare un trasformatore di separazione, passate per l'antenna con un modulatore VHF o UHF; in ogni caso la miscelazione del video e del syncro fatela come da schema, sempre che i livelli siano compatibili. Sempre con televisori di una certa età qualche volta si presenta il problema della centratura del quadro, in cui il margine a sinistra è fisso e dato dal μp e cade fuori dallo schermo.

LINKING MANY PAGES

CHAINAGE DE PLUSIEURS PAGES

When linking several pages, screen is like a window moving continuously on all pages.

Lors de l'enchaînement de plusieurs pages, on désire que l'écran constitue une sorte de fenêtre se déplaçant continuellement sur toutes les pages.



For this, page address of memory is controlled by a counter and a full adder. The counter incrementation is controlled by \overline{RP} , and the full adder (+1) by RS.

Pour ceci, on contrôle l'adresse de la page de la mémoire à l'aide d'un compteur suivi d'un additionneur. Le compteur est incrémenté par \overline{RP} , l'additionneur (+1) sera contrôlé par RS.

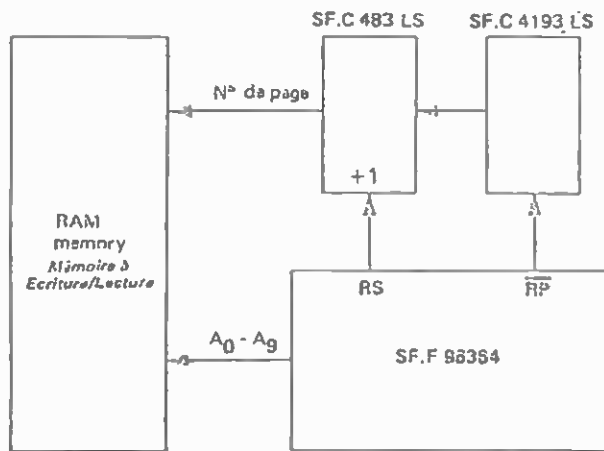
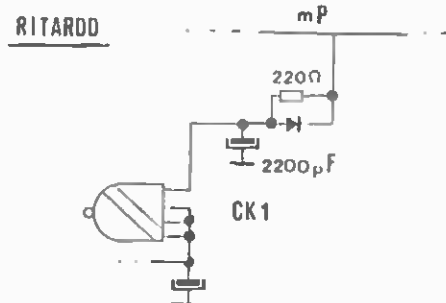
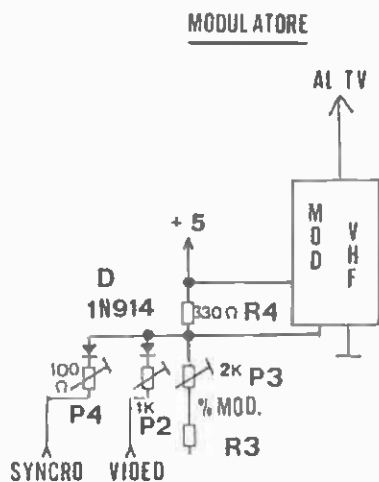


figure 2

Avete due possibilità: regolare i magnetini del giogo o aggiungere un ritardo al CK1 come da schemino.



Se non trovate un quarzo della frequenza corretta niente paura: qualsiasi frequenza vicina andrà bene, avrete però (se la continua del TV non è ben filtrata) una leggera oscillazione del quadro dovuta al battimento della frequenza di rete col sincro verticale. Durante le prove potrà capitare che invece di caratteri standard vediate qualcosa tra il cinese e l'arabo, controllate il potenziometro di larghezza dei caratteri (CK1) se il quadro è troppo ristretto può essere che le memorie non ce la facciano; se non è così controllate la scansione e le uscite del generatore dei caratteri.

* * *

Concludendo, ho cercato di fornirvi la massima quantità di materiale, che si presta anche a usi diversi, resterò però naturalmente a disposizione per chiarimenti nei limiti delle mie possibilità.

Rivolgetevi liberamente a me per gli stampati, per indirizzi di Fornitori e per consigli o suggerimenti.

Buon lavoro!

* * * * *

il microprocessore

ing. Enzo Giardina

Dedicato:

al lettore, con preghiera
di montare 'sta tastiera

programma
sponsorizzato
da
IATG

il microprocessore

Eccoci infine all'ultimo pezzo di hardware indispensabile. Questa volta il momento è solenne e l'atmosfera incandescente per il nervosismo della Grande Prova.

Se davvero vi doveste trovare in tale stato d'animo vi consiglio caldamente di andare a fare una passeggiata al Pincio con la vostra bella perché, in tali condizioni, il meno che può capitare è di invertire l'alimentazione.

Lo hardware di quest'oggi si divide in due parti distinte:

- 1 - gestione del cursore;
- 2 - tastiera vera e propria.

Questo per lasciare allo sperimentatore la libertà di regolarsi come meglio crede per quanto riguarda la scelta della tastiera, che deve essere di tipo **encoded**, ossia codificata.

Infatti esistono anche tastiere non **encoded**, i cui tasti sono posti nelle intersezioni di una matrice di righe e colonne ed è l'elaboratore che, con opportuna scansione delle dette, va a determinare il tasto pigiato a cui associa un ben determinato carattere. Ma sia chiaro che il carattere in tal caso è generato a software e non viene dalla tastiera sotto forma di una configurazione di otto bit, come nel caso della tastiera **encoded**. Si è scelta dunque la tastiera **encoded**, anche se ciò ha comportato un paio di integrati in più, perché si trovano sul mercato del surplus (lo sfasciacarrozze dei calcolatori) ondate di tastiere, per non parlare poi degli spendaccioni che vogliono puntare al nuovo. E la maggior parte sono di tipo **encoded**.

Per adattare la tastiera, da qualsiasi parte venga, al 6800, è prevista la EPROM di figura 1 che permette la trasformazione da qualsiasi codice a « Giamar code », e di questo vi parlerà il valletto.

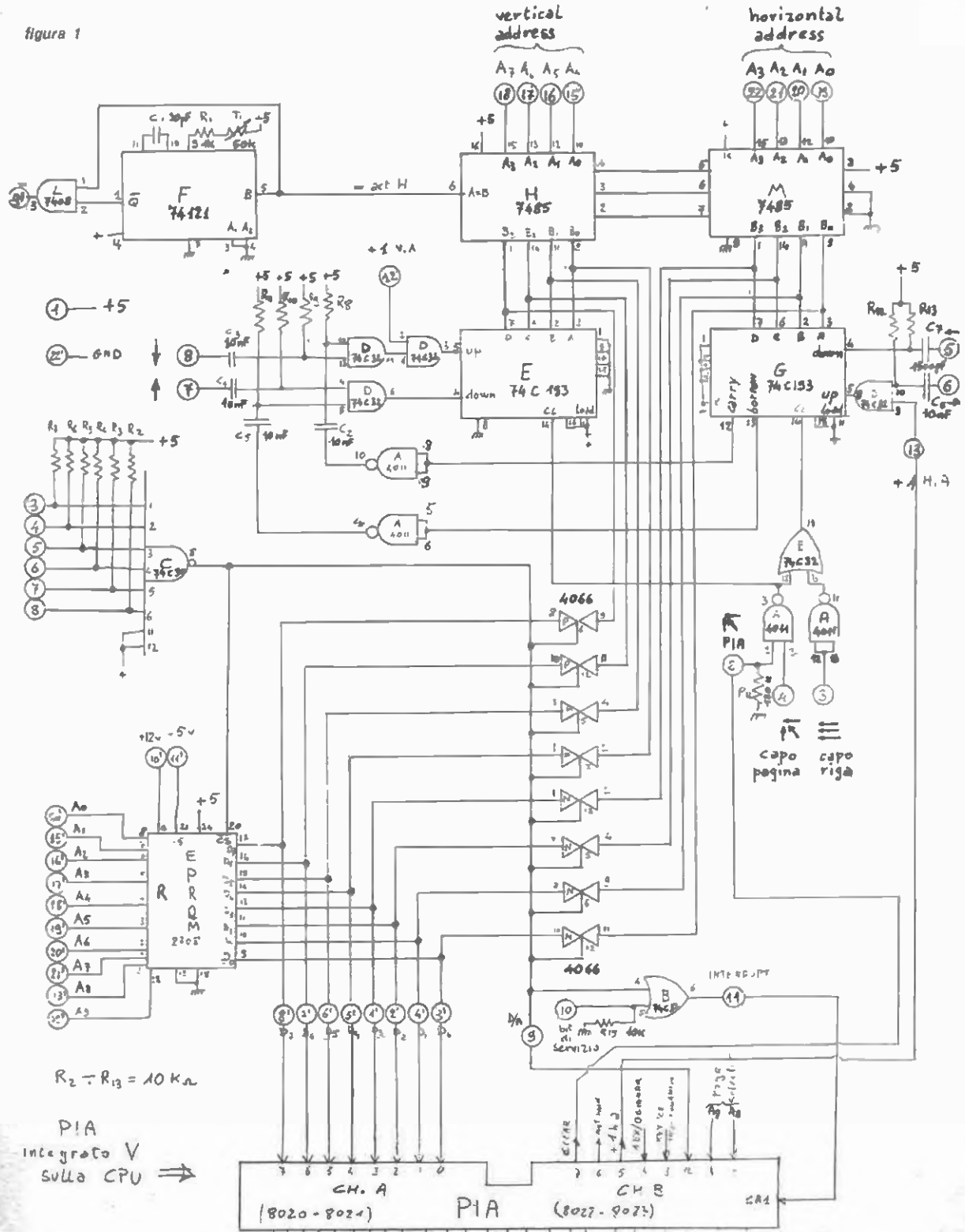
Infatti Livio, che pensa a voi, ha realizzato una pregevole tastierina esadecimale, più che sufficiente per le nostre applicazioni e dal costo irrisorio che esce direttamente in Giamar code.

Ma questo sonetto lo faremo declamare a lui stesso, ora vado io con la prima parte.

Gestione del cursore

Il cursore, come si è detto, è una sottolineatura che deve comparire sotto al prossimo carattere modificabile, ossia, pigiando un tasto, il carattere mi deve comparire sopra al cursore. La scheda video di buona memoria è già predisposta per il segnale di cursore, che viene generato sulla terza delle sei linee che compongono lo spazio fra righe (vedi teoria del generatore di caratteri per TV).

figura 1



Come si può vedere dalla figura 1, i vertical e horizontal address provenienti dalla sk video arrivano ai due magnitude comparator che confrontano gli ingressi dell'address con due decadi CMOS up-down, rappresentanti rispettivamente le colonne e le righe. Quando c'è uguaglianza il segnale viene inviato al monostabile 74121 che regola, con l'apposito trimmer, la lunghezza del cursore, e di poi rinviato alla scheda video.

Premendo dunque il tasto « capo pagina » si dà il reset a entrambe le decadi mentre contemporaneamente, tramite l'AND a sei ingressi, si disabilita la PROM (se c'è) mandandola in 3-state mode, si connettono le otto uscite delle due decadi al canale A della PIA, tramite i bilaterali switch, si mette a 1 il bit 2 del canale B della PIA e infine si lancia l'interrupt al 6800.

Il software interrupt-tato così brutalmente va a controllare il bit 2 del canale B e, se lo trova a 1, sa che i dati che stanno sul canale A non sono un carattere, bensì l'indirizzo del cursore (00 esadecimale nel nostro caso). Il canale A dunque può rappresentare sia dati che indirizzi, secondo che il bit 2B sia a 0 oppure a 1. I bit 0B (bit 0 del canale B) e 1B rappresentano la pagina che stiamo osservando: dato infatti che abbiamo a disposizione quattro pagine di 256 byte sul televisore (vedi scheda memoria), i due address di più alto valore della memoria (9 e 8 — ricordare che il primo è il bit 0) sono connessi rispettivamente a 1B e 0B per dare al software anche l'informazione di pagina.

L'indirizzo della memoria associata al video infatti va da 2000 (ex ·) a 23FF (ex ·) e ogni byte di memoria si identifica con un indirizzo composto da due byte di indirizzamento (20 — high order bits — e 00 — low order bits — ossia 2000), mentre il video visualizza solo 256 byte alla volta, ossia usa un indirizzamento composto da un solo byte (da 00 a FF), che è giustappunto quello generato dalle due decadi up-down; nel nostro caso infatti premendo il tasto « capo pagina » si passa, tramite il canale A (bit 0A ... 7A), solo l'informazione 00 (low order bits), mentre l'informazione 20 (high order bits) la si passa tramite 1B e 0B.

Tradotto in parole povere, il tutto vuol dire che 00 sul canale A dice solo: a capo di una delle quattro pagine (2000, 2100, 2200, 2300); di quale delle quattro pagine si tratti lo dicono i bit 1B e 0B.

Cose analoghe per gli altri tasti funzionali del cursore (in tutto sei).

Il « capo riga » dà il reset alla sola decade associata all'horizontal address.

Il tasto « avanti » dà +1 alla decade associata allo h.a.

Il tasto « indietro » dà -1 alla decade associata allo h.a.

Il tasto « sopra » dà -1 alla decade associata allo v.a.

Il tasto « sotto » dà +1 alla decade associata allo v.a.

Ma ogni tasto funzionale, oltre a manomettere le due decadi, esegue sulla PIA e sulla EPROM (se c'è) le stesse funzioni descritte per il tasto « capo pagina », ossia informa il 6800 su quale pagina si sta lavorando. Questo comporta che, una volta cambiata pagina (passando per esempio da 2000 a 2100), bisogna, prima di premere un tasto dati, premere almeno una volta un tasto funzionale qualsiasi di cursore, per informare la MPU che si è cambiata pagina. Tenere ben presente quanto detto!

I bit 7B e 5B sono di output per il monitor e servono al software per pilotare il cursore.

7B dà il comando di « capo pagina »;

5B dà +1 di h.a.

Il bit 4B informa la MPU sulla qualità del dato immesso sul canale A; infatti ogni tasto dati, oltre alla configurazione di bit associata, ha una uscita chiamata « bit di servizio » che serve a lanciare l'interrupt alla MPU.

In tale condizione il bit 2B rimane a zero e la MPU sa di essere non più in presenza di un address di cursore (i bil. sw sono disconnessi), bensì in presenza di un dato; gli rimane solo l'indeterminazione di sapere se è un dato esadecimale o carattere.

Ricordando che un dato esadecimale è composto da quattro bit (da 0 a F), mentre un dato carattere da otto (vedi teoria del generatore di caratteri), il bit 4B (che fra l'altro è connesso all'ingresso ex/char della scheda video) dà appunto l'informazione del tipo di dato:

1 esadecimale
0 character

Ancora in parole povere: se sto in esadecimale ogni tasto (compreso fra 0 e F) mi rappresenta quattro bit e, siccome il cursore sottolinea un byte (otto bit), ogni due pigiate di un qualsiasi tasto dati, il cursore avanza di una posizione; viceversa, se sto in carattere, ogni tasto alfanumerico mi rappresenta otto bit e quindi il cursore si regola di conseguenza (un avanzamento per ogni tasto premuto).

Esempio 1

pagina 2000, esadecimale, pigio il tasto « capo pagina ».

Nella locazione 2000 c'è per esempio 00.

Pigio « F »: in 2000 compare F0.

Pigio « D »: in 2000 compare FD e il cursore avanza a 2001 per indicare la prossima configurazione esadecimale alterabile.

Esempio 2

pagina 2000, carattere, pigio il tasto « capo pagina ».

Nella locazione 2000 c'è per esempio il carattere G.

Pigio « H »: in 2000 compare H e il cursore avanza a 2001 per indicare il prossimo carattere alterabile. Chiaro?

Il bit 3B (connesso al tasto comando) indica infine se il dato immesso è da considerare un dato o un comando per il monitor, ma di questo ne parleremo appresso, ora diamo il via all'estro poetico del valvassino Livio che ci decanterà la sua tastiera.

Intermezzus Livius Scriptum

Vorrei esordire parlando della EPROM di figura 1: la sua funzione è quella di permettere l'utilizzazione di una qualsiasi tastiera codificata con un codice diverso dal Giamar code.

Chiunque non sia in possesso di cotale attrezzo può andare a prendersi un caffè intanto che dico agli altri alcune cosette.

Supponiamo di avere una tastiera che esca in ASCII, in questo codice la lettera A è rappresentata da 0100 0001, mentre in Giamar è 0000 1010; quindi per fare la conversione dovremo programmare la EPROM in modo che nella locazione 0100 0001 ci sia il dato 0000 1010; ovviamente questo va fatto per tutti i caratteri. Collegheremo poi l'uscita della tastiera agli indirizzi della EPROM e l'uscita dei dati all'ingresso dalla PIA. Così premendo il tasto A dalla tastiera esce la configurazione 0100 0001, entra nella EPROM e ne esce 0000 1010, che è appunto la A in Giamar.

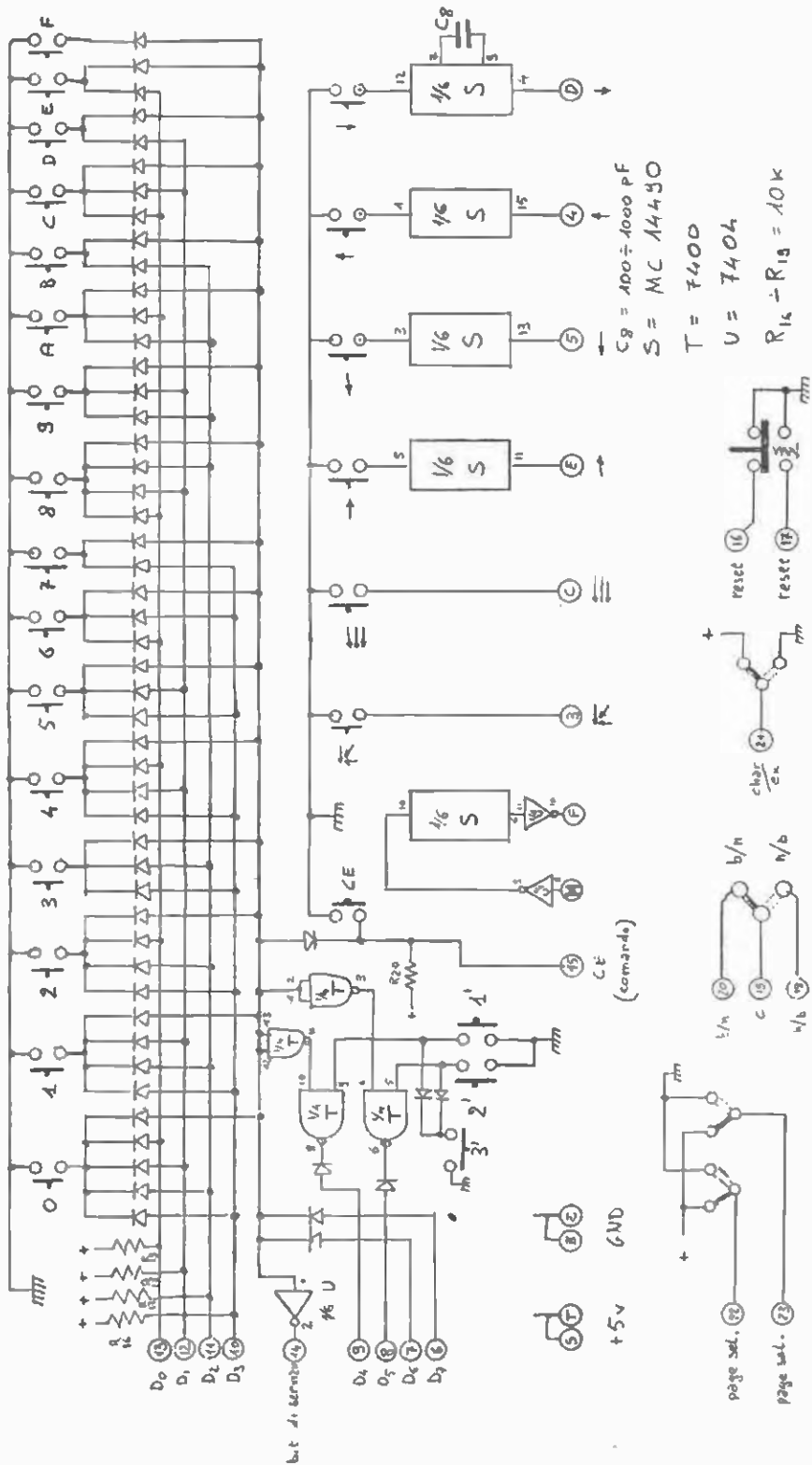
Questa eprom è del tipo MCM2708 ma, volendo, con alcune modifiche, si può montare una PROM del tipo 93448.

Ritornato anche il rimanente della platea dal caffè, proseguo sottolineando che la nostra tastiera si attacca direttamente all'ingresso della PIA senza alcuna aggiunta.

Passiamo alla tastiera; lo schema generale è in figura 2.

Conviene spendere due parole (anzi tre, offerta speciale) sull'integrato S, perché ha del miracoloso; è un MC14490, per gli amici HEX CONTACT BOUNCE ELIMINATOR, cioè ha internamente sei eliminatori di rimbalzi. Come purtroppo saprete tutti, ogni pulsante che si chiude non lancia un solo impulso, ma un numero elevato, dovuti appunto ai microrimbalzi dei contatti, ed è inutile tentarne l'eliminazione con dei condensatori o trucchi similari. L'ideale, il non plus ultra, è proprio questo integrato; ogni suo stadio è composto essenzialmente da 4½ bit register e dalla logica che compara l'input con il contenuto dello shift register.

figura 2



In figura 3 possiamo gustarci il diagramma temporale, la frequenza di clock è fissata esternamente da un piccolo condensatore fra i pins 7 e 9; in figura 4 abbiamo le connessioni e in figura 5 è indicato l'utilizzo tipico; come si vede, l'ingresso è tenuto alto con una resistenza interna, quindi il tasto dovrà necessariamente chiudersi verso massa.

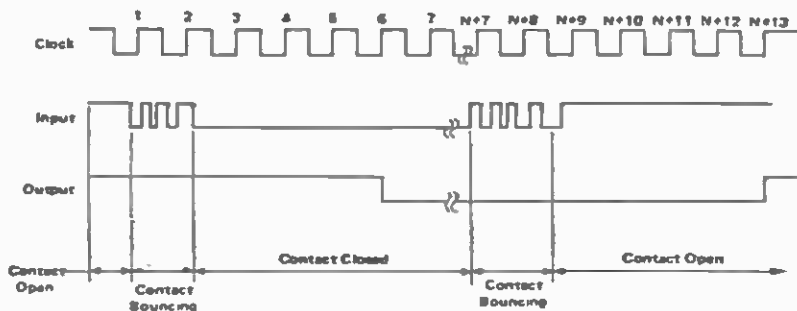


figura 3

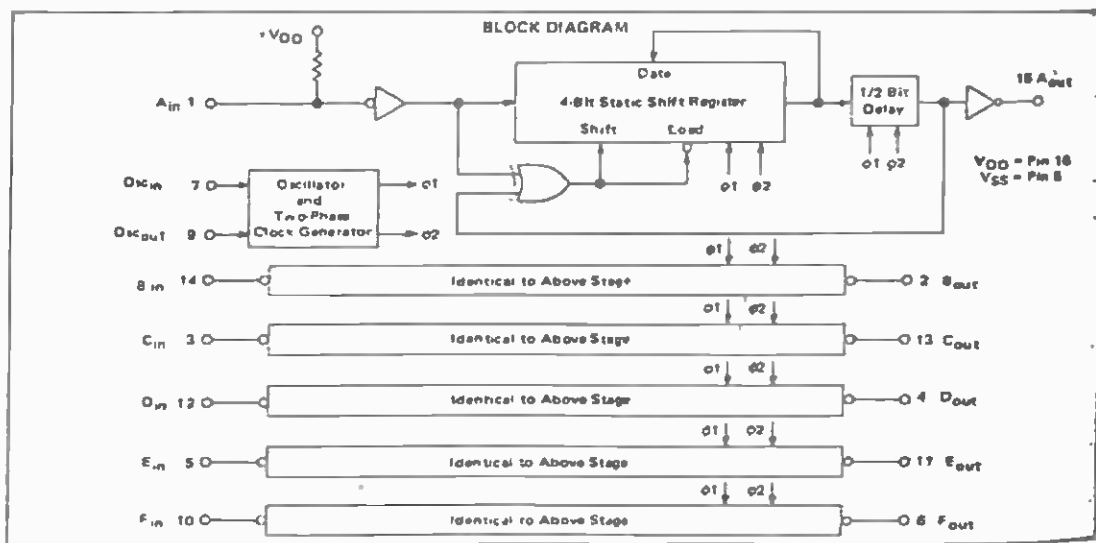


figura 4

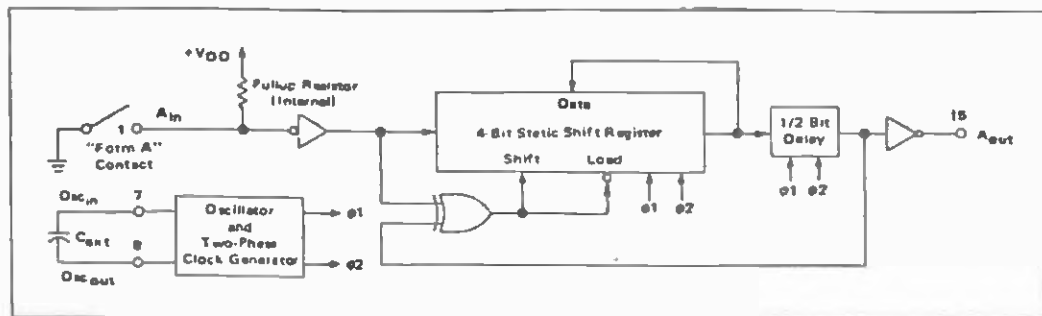


figura 5

Ora vediamo dove vanno messi questi antirimbaldi: ne servono quattro sui tasti di spostamento del cursore $\rightarrow \leftarrow \uparrow \downarrow$ e un altro sulla linea che lancia l'interrupt. I pulsanti, di qualsiasi tipo e forma, purché normalmente aperti, possono essere montati su un telaio e devono essere collegati da una parte a massa (tutti), e dall'altra sul circuito stampato della tastiera, in corrispondenza della funzione voluta. Inoltre sullo stesso pannello dei tasti conviene portare anche i comandi di: selezione pagina, bianco su nero o nero su bianco, esadecimale o carattere, il reset, e volendo anche l'interruttore di accensione, ma facendo un mare di attenzioni e scongiuri.

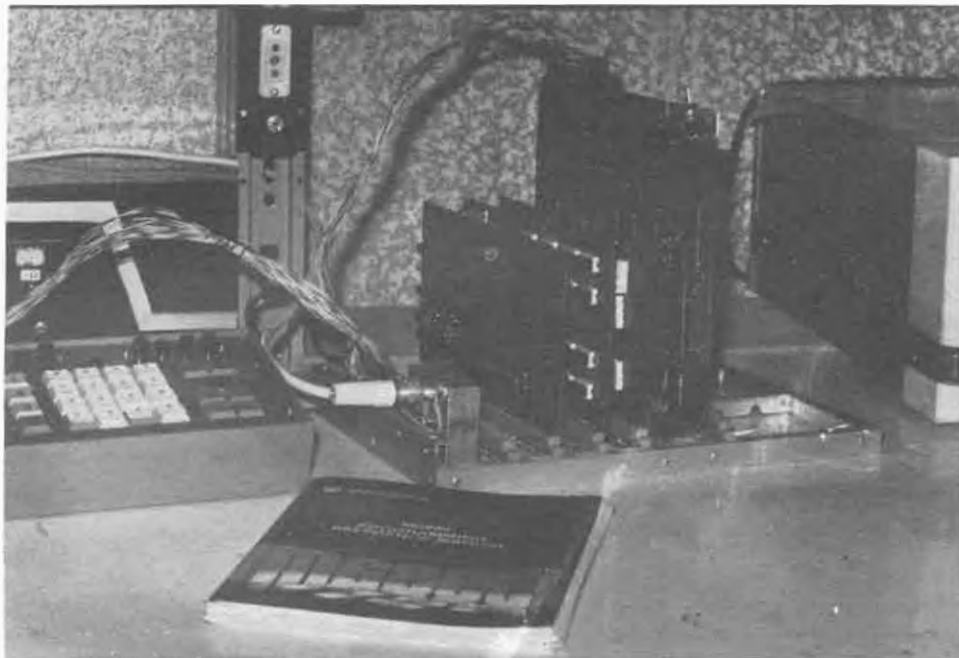


foto 1

Lavorando in esadecimale sono sufficienti, per i dati, 16 tasti (0-F), invece in carattere, secondo il Giamar code, risulta evidente la necessità di 64 tasti, ovviamente solo se si vogliono scrivere direttamente i caratteri, perché in caso contrario basta impostarli in esadecimale e poi andarli a leggere in formato carattere.

Per evitare questo ulteriore aggravio (anche finanziario) abbiamo trovato una soluzione meno dispendiosa, così con un integrato e tre pulsanti si risolve il problema. Infatti, aggiungendo questi tre tasti, indicati con 1' 2' e 3', ogni tasto viene ad avere quattro funzioni, ma facciamo un esempio: prendiamo la B; per scriverla in esadecimale basta premere il tasto B, anche in carattere è sufficiente premere solo questo tasto, dato che l'integrato T porta i primi quattro bit (high bits) a 0 (cioè 0000) realizzando la configurazione 0B che in carattere, vedi la tabella del Giamar code (sull'articolo del video), è appunto rappresentativa della B. Quindi per numeri e lettere fino a F (0 ÷ 9, A ÷ F) basta premere quel tasto e quello viene visualizzato, sia in esadecimale che in carattere.

Se per caso volessimo scrivere la lettera M (in ex. 16) dovremmo portare gli high bit a 1 (0001) e premere il tasto 6, avremo così 0001 0110 cioè 16, che in carattere significa appunto M.

Avrete capito che la funzione dei tre tasti 1' 2' 3' e dell'integrato T è proprio quella di definire la configurazione di questi high bit, a 0 (0000) se non è premuto nessuno dei tre, a 1 (0001) se premiamo 1', a 2 (0010) con 2' e a 3 (0011) con il 3'.

Ovviamente per facilitare la procedura e non dover ricorrere ogni volta alla tabella conviene scrivere direttamente i caratteri sui tasti (vedi foto 2) sapendo che: se si preme solo un tasto dati viene memorizzato il carattere scritto in grande sul tasto, sia in carattere che in esadecimale; se si tiene premuto il tasto 1' si può scrivere il primo dei caratteri piccoli; se si tiene premuto 2' si può scrivere il secondo dei caratteri piccoli; vi lascio indovinare che cosa succede se si tiene premuto il 3'.

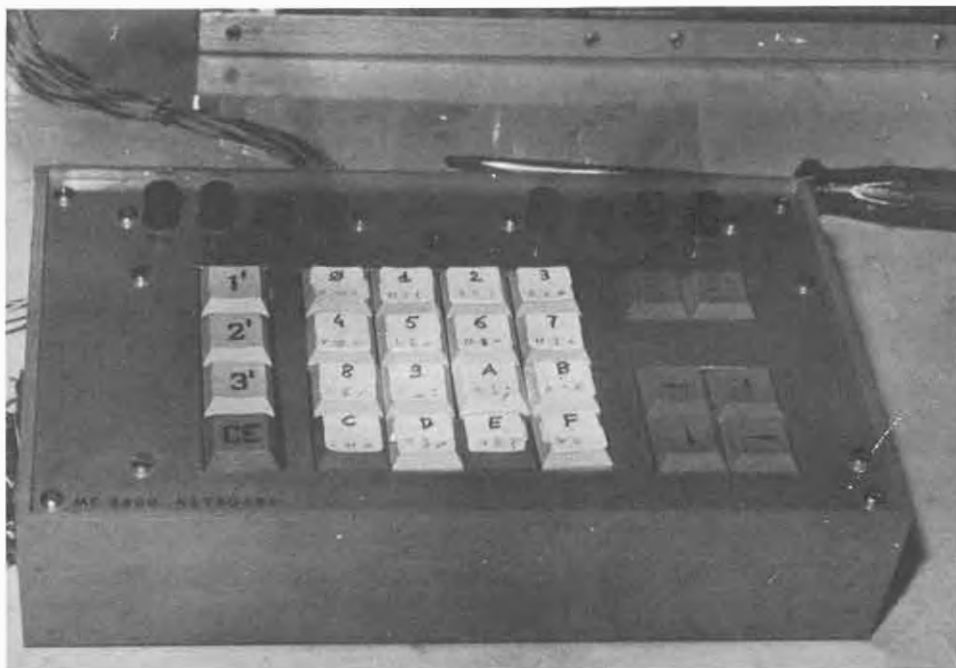


foto 2

Voglio comunque puntualizzare che questi tre tasti si usano solo volendo scrivere direttamente in carattere, cosa che, almeno all'inizio, non è molto frequente.

* * *

Il microprocessore riprende il controllo della situazione giusto in tempo per la Grande Magia, accendiamo la baracca, raccomandandoci ai nostri santi protettori (SS. Ohm e Volt), e procediamo:

- 1) dare il reset alla scheda MPU;
- 2) posizionarsi a pag 2000 (bit 1B = 0, 0B = 0 della PIA 8020);
- 3) pigiare il « capo pagina »: alla locazione 200E, 200F deve comparire 2000 (se va, potete già fare i salti di gioia);
- 4) pigiare il tasto di avanzamento del cursore: oltre ad avanzare il cursore nelle locazioni 200E/F comparirà 2001;
- 5) provare i rimanenti tasti funzionali del cursore;
- 6) posizionare il cursore a 2000 e digitare in forma esadecimale 0C FF 2010 AA, che significa: copia per lunghezza FF (255 bytes) a partire dalla locazione 2010 la configurazione esadecimale AA. Nella foto 3 si può ammirare il comando eseguito di fresco.

Se tutto va come descritto, fate tre giri di corsa del vostro isolato urlando ogni tre falcate: « Funziona!! ».

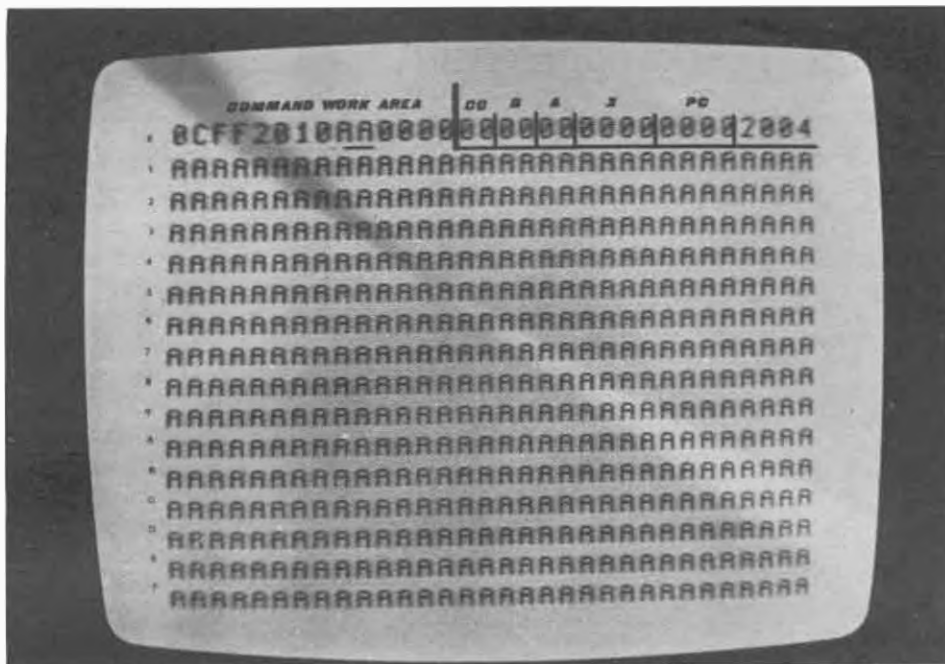


foto 3

Per questa volta basta con le emozioni, niente dizionario delle parolacce (che ormai non ci impressionano più), solo l'ultima informazione: il costo degli integrati si aggira sulle 19 klire.

microsaluti a tutti

Post scriptum

Pescando nel sacco di Livio, si possono estrarre informazioni sui seguenti argomenti:

- modifiche da apportare volendo sostituire la EPROM con una PROM 93448 da programarsi con l'attrezzo di buona memoria;
- controlli da eseguire e istruzioni per l'assemblaggio del tutto compreso uno schemone dettagliato delle connessioni fra i vari blocchi logici descritti fin'ora;
- considerazioni sull'alimentazione.

Più, naturalmente, disegni e stampati (uno per la gestione del cursore e uno per la tastiera).

sommario

- 1985** **Santiago 9+** (Mazzotti)
Discorso sulle antenne per FM
Soluzione Inghippo 6/79
- 1992** **sperimentare** (Ugliano)
Occhio per occhio... papocchia per papocchia... (Tegner, Giraldi, Degli Esposti,
Bernagozzi, Parati)
- 1996** **GODZILLA, un "mostro" di tastiera RTTY/CW** (Fanti)
- 2007** **Progettomania**
- 2008** **Ricevitore TELEFUNKEN tipo E 103 Aw/4** (Bianchi)
- 2014** **La buona, vecchia, cara, ottima antenna Mosley** (Chelazzi)
- 2017** **Generatore di picchi di risonanza per tarare i circuiti risonanti di alta frequenza**
(M. e S. Porrini)
- 2022** **Scontro infernale** (Perroni / Saba)
- 2028** **METEOSAT 1** (Medri)
- 2036** **La pagina dei pierini** (Romeo)
- 2037** **Sta per iniziare il Campionato mondiale dei cinque Continenti** (Fanti)
- 2038** **ELETTRONICA 2000** (Baccani)
Progetto "Alfa Omega": Una mini per il volo AZ518
- 2042** **RX: "il mondo in tasca"** (Mazzoncini)
- 2049** **Aspetti radioelettrici del collegamento troposferico VHF e UHF** (Felizzi)
- 2056** **Il microprocessatore** (Giardina)
- 2061** **quiz** (Cattò)
LA MACCHINA PER DORMIRE
Nuovo quiz
- 2068** **il trofeo ABAKOS** (Becattini)
- 2072** **offerte e richieste**
- 2073** **modulo per inserzioni**
- 2074** **pagella del mese**

In copertina: C'è, della NEC, il nuovo modello di ricevitore base a copertura continua
CQ - R - 700. 170 MHz - 30 MHz. AM/SSB/CW.
Importatore: Melchioni.

SANTIAGO 9+

© copyright Ica elettronica 1979

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

67esimo valàchevaibene

Ho la testa piena di decibel e microvolt, le braccia piene di graffi, sono madido di sudore, tuttavia l'ho scampata bella, è proprio vero che l'erba cattiva non muore mai, questa forse poteva essere la volta buona e invece no, sono scivolato da un traliccio alto trentatre metri sul quale ero salito stupidamente con un tubo al neon per verificare se tutte le antenne caricavano perfettamente, un piede in fallo e, zacchete, in omaggio a Newton ho sperimentato la caduta libera dei gravi, grazie a Dio solo per pochi metri trattenuto miracolosamente da un groviglio di RG8/U. Oh, dico io, non sono mica una mela che anche se si spiaccica si può rimpiazzare magari con un'albicocca, io alla mia buccia ci tengo in maniera particolare, però vi confesso che ci ho messo un po' di tempo per riprendermi, se voi, e me lo auguro, non siete stupidi quanto me, fate questi esperimenti dopo esservi legati con una cinghia di sicurezza, non si sa mai, va bene che la fortuna aiuta gli audaci, ma se per caso 'sta fortuna fosse andata in ferie?

Volete sapere a cosa serve un tubo al neon? Beh, è semplice, se lo avvicinate a un dipolo alimentato da almeno un centinaio di watt, questo tubo dovrebbe ionizzarsi e diventare luminoso, diversamente vuol dire che il dipolo non irradia un « tubo ». Se poi avete a che fare con una yagi, la luminescenza deve essere maggiore nella zona circostante ai direttori, un po' meno sul dipolo e ancora meno sul riflettore, questo è il modo più semplice per verificare se l'energia a radiofrequenza prende proprio la direzione giusta. Volete sapere perché ho introdotto questo tipo di discorso? La cosa è molto semplice, dalle vostre ultime lettere non fate altro che chiedermi lumi sulle antenne, e io son qua pronto a giocarmi l'osso del collo per accontentarvi. E' chiaro che ormai bisogna sostituire la solita collineare con qualcosa di più efficiente, ma il fatto è che trovarne una che spari più forte diventa una impresa molto acida. Non vi dico quanto e quali esperimenti ho fatto in proposito tentando le strade più impensate per ottenere risultati positivi giocando con antenne di minimo ingombro, anche perché l'ingombro è già per se stesso un problema serio, come conclusione sono arrivato al punto che le antenne direttive danno più grane di quanto potessi immaginare, per cui alla luce dei fatti al massimo si può pensare di rinforzare una collineare con non più di un elemento parassita per ogni dipolo.

Oh, dimenticavo di dirvi che il discorso è riferito alle antenne per FM.

Ora si tratta di arrivare a sviscerare il solito dubbio amletico; meglio usare un direttore oppure un riflettore? Io opto per un direttore, anche perché come riflettore c'è sempre il maledetto palo di sostegno che guarda caso è sempre di metallo e, anche se non è risonante, svolge sempre un ruolo determinante nell'irradiazione dei segnali.

Ci si può chiedere il perché di tutto questo inghippo. La risposta a parer mio è molto semplice, infatti una direttiva, pur guadagnando molto, nel senso di radiazione, viene a creare sul fianco dei « buchi » paurosi, e tutto quel che si guadagna in una direzione va a carte quarantotto nella zona non comprendente il lobo, per cui spesso si rimane con un palmo di naso dopo aver fatto sforzi inauditi e sostenute spese pazze per l'acquisto di super reclamizzate direttive.

Come in tutte le cose di questa terra si deve scendere sempre a compromessi che nel nostro caso sono sempre legati alla zona da servire (discorso non valido se applicato a rapporti sociali, precisazione fatta ad uso e consumo dei maligni che stanno beffardamente sogghignando!). Inutile dire che un ripetitore sito in alta

montagna crea sempre meno problemi di un TX locato su un alto edificio, anche se posto al centro della città da servire. Questo perché? Beh, a parte l'altezza, che svolge sempre un ruolo determinante, al centro di una città, per cause di forza maggiore, la radiazione deve essere sempre con lobo omnidirezionale, mentre invece se si può sfruttare un'altura, allora in questo caso si può convogliare l'energia nell'unica direzione interessante la città. Ora, come si può determinare l'esatto angolo di copertura, o meglio come si può arrivare a intensificare il campo elettromagnetico in modo che tutte le zone da servire possano godere di un segnale utile e sufficiente? Fra parentesi, posso dirvi che, se mi inviate una carta topografica dettagliata dai rilievi, credo di essere in grado di potervi aiutare suggerendovi il tipo di antenna più idonea da usarsi, magari precisandomi anche la potenza di cui disponete, la cosa credo possa interessare non pochi. Mio malgrado, sono stato costretto ad abbandonare l'idea di « mini » antenne ispirate più o meno al sistema yagi.

Guardate e inorridite di fronte alla foto 1, è l'esempio più sciagurato di un tentativo fallito, di un ragionamento contorto che in partenza sembrava un lampo di genio, ma che in effetti ha dato pessimi risultati sul piano pratico.

L'unica ragione per cui voglio parlarvi di questa disavventura è che, come dicono i britannici: bisogna saper ricavare dal male quel poco di bene che ne può derivare — il che è come dire: non tutto il male viene per nuocere e anche stavolta devono aver copiato tutto dalla nostra antica saggezza (d'accordo, « antica », ma siate buoni, non mi mettete in croce!).

Or dunque, come avreste risolto il problema se per cause di forza maggiore non si fosse potuta installare un'antenna di dimensioni maggiori, ma che avesse dovuto servire una zona di circa 110 gradi? Il mio ragionamento, anche se sbagliato, è partito dall'idea di costruire due yagi aventi il riflettore in comune, con il boom di sostegno giacente sullo stesso piano. Prima abbiamo portato a ros accettabile l'antenna di sinistra, poi quella di destra, ed entrambe sono state collegate a un bazooca per riportare l'impedenza ancora a 52Ω ,

ma cominciavano a profilarsi i primi guai, in quanto le onde stazionarie già assumevano valori al limite dell'accettabilità, ad ogni modo l'antenna ormai era stata costruita e valeva la pena di provarla.

Le prime prove sono state fatte in ricezione facendo uso di un misuratore di campo e di un dipolo campione. Una sola antenna dava un guadagno di 10 dB nella direzione del boom, 25° a destra e a sinistra il guadagno scendeva a zero, il rapporto avanti/indietro era sull'ordine di circa 20 (o pochi più) dB. Le due

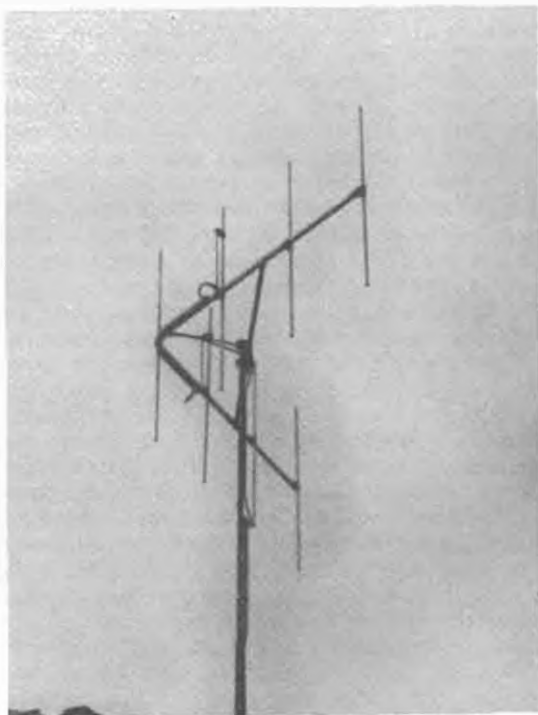


foto 1

Disgraziato esempio di una doppia yagi con riflettore in comune già abbondantemente vilipesa in questo articolo.

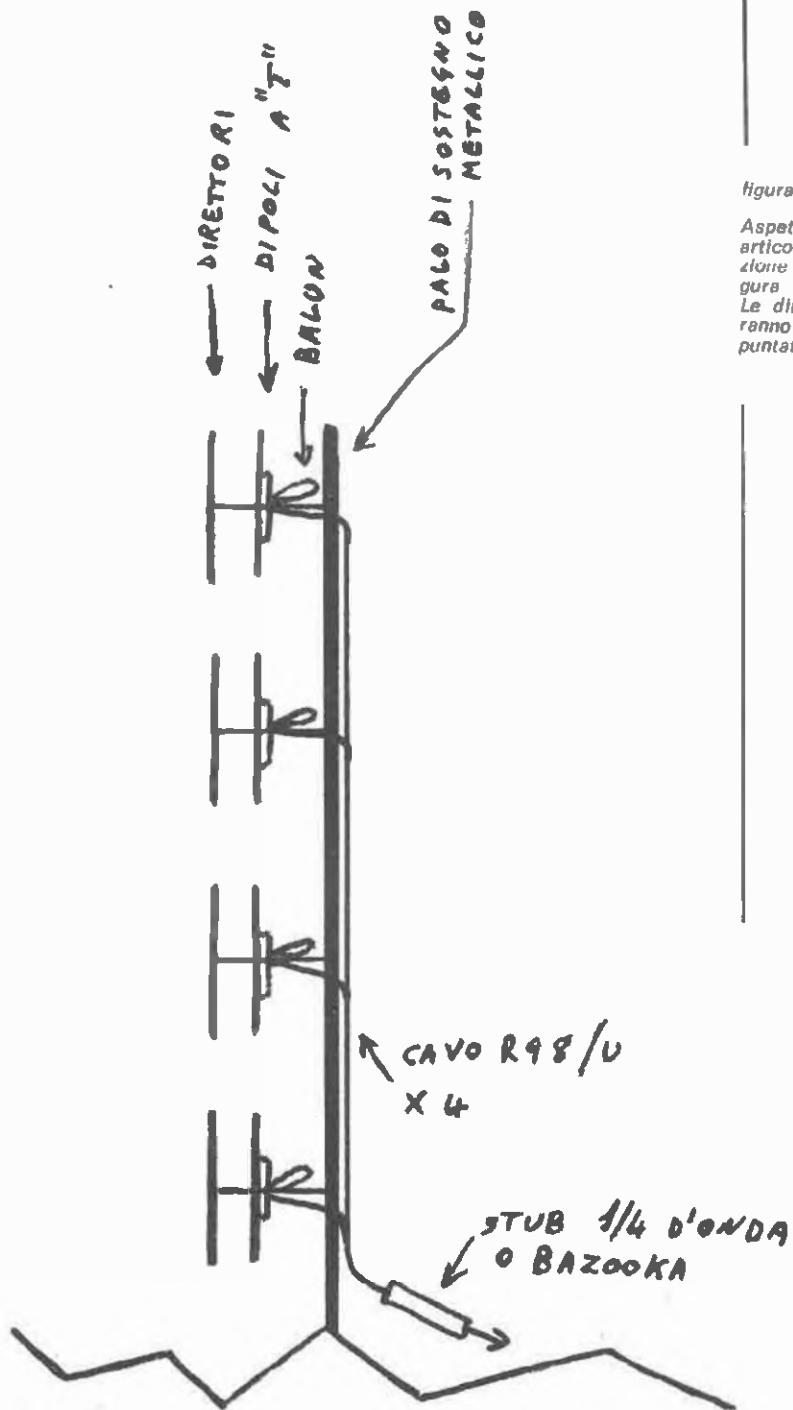


figura 1

Aspetto di collineare descritto in articolo il cui diagramma di radiazione è quello rappresentato in figura 2.

Le dimensioni e relativi calcoli saranno oggetto di una delle prossime puntate.

antenne collegate assieme davano in ricezione un guadagno di 6 dB nelle direzioni dei due booms e sulla bisettrice il guadagno scendeva a -10 dB, il rapporto avanti/indietro era di -20 dB ma si notavano anche due lobi laterali a $+3$ dB. Il buon senso già doveva spingermi ad abbandonare l'impresa, ma tanto valeva documentarsi anche in trasmissione. Nelle immediate vicinanze (circa 15 m dalle antenne) il campo risultante era di $85.000 \mu\text{V}$ nei sensi dei due booms e di $50.000 \mu\text{V}$ sulla bisettrice (l'eccitazione era di soli 40 W). Questo non confermava le prove di ricezione e lasciava qualche speranza di successo, se non ch , a distanze di qualche kilometro, il campo elettromagnetico sembrava subire attenuazioni tali da dover supporre grossissimi errori di fase e di interferenza fra i due sistemi radianti. La spiegazione a mio avviso poteva essere, e almeno qui mi sembra di essere nel giusto, una sola: i vari elementi parassiti, nonch  i dipoli radianti, si dovevano interferire fra loro annullandosi a vicenda.

Ecco qua, ora che avete imparato ci  che non si deve fare, vediamo assieme quali sono le soluzioni migliori per ottenere forti campi elettromagnetici. Supponiamo di dover convogliare energia a radiofrequenza in una sola direzione; questo   il caso di un ripetitore sito in collina o in montagna sovrastante la citt  o la zona da servire. La soluzione pi  elementare   data da tanti dipoli posti uno sopra l'altro alla distanza minima di $3/4$ di lunghezza d'onda ottenendo cos  un sistema collineare che per  pur presentando una certa direttivit  nel senso palo di sostegno/dipoli, non d  certo risultati miracolosi, di tutto questo potete rendervi conto sfogliando il numero di aprile di quest'anno a pagina 702, figura 1. La cosa pu  essere migliorata ponendo di fronte a ciascun dipolo un elemento parassita con funzioni di direttore (vedi figura 1), il guadagno di tutto il sistema aumenta di oltre 4 dB nel senso di radiazione e cala di 2 dB sull'estrema destra e sull'estrema sinistra (vedi grafico in figura 2) mentre a met  via fra estrema e centro il guadagno rimane pressoch  invariato, si apprezza pure una diminuzione di guadagno anche sul retro valutabile all'incirca attorno a -1 dB.

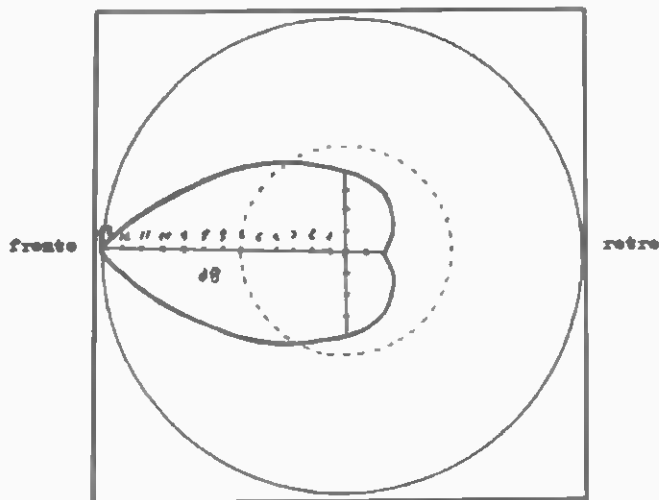


figura 2

Diagramma di radiazione di un'antenna a quattro dipoli + quattro direttori collineari disposti sullo stesso asse con sostegno riflettente e non risonante (linea continua); la linea tratteggiata circolare indica, come riferimento, la radiazione di una collineare a quattro dipoli disposti su quattro assi diversi nelle direzioni dei punti cardinali e indica un guadagno teorico uniforme di 6 dB in ogni direzione. La linea continua esprime un guadagno pari a $+7$ dB sul fronte e -4 dB sul retro. Il diagramma   visto dall'alto o dal basso.

Ci manteniamo in questo caso a servire una zona ottimale compresa entro 90° con un guadagno massimo di oltre 13 dB il ch    come dire venti volte la potenza! Per guadagnare di pi  in maniera apprezzabile, sempre senza aumentare la potenza, bisogna ricorrere a sistemi sempre pi  complessi e ingombranti. Infatti per ottenere un incremento di soli 3 dB (nota, ad uso e consumo dei meno esperti: $3 + 13 = 16$ dB = 40 volte la potenza!)   necessario raddoppiare il numero degli elementi, cos , tanto per intenderci un qualcosa come si pu  vedere nella foto 2.

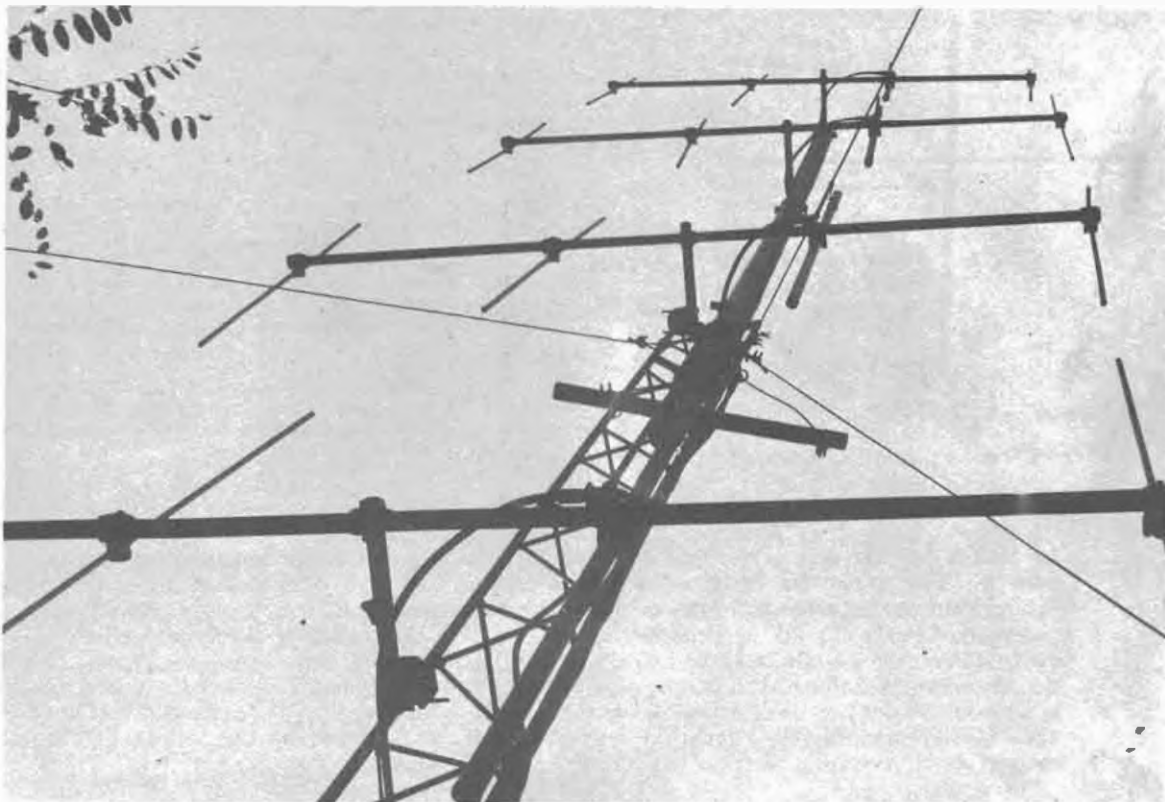


foto 2

Fortunato esempio di una collineare 4×4 elementi con guadagno di 16 dBi

Ora il discorso è vecchio, ma sempre valido, si guadagna da una parte ma si perde sempre sui fianchi, però dovendo servire una zona compresa entro 45° nulla ci vieta di arrivare a tanto. Ovviamente ci possono essere soluzioni intermedie quindi vi fornisco tutti i dati per la costruzione delle varie antenne rammentandovi che ai decibel di guadagno di ogni antenna se ne devono sommare altri tre nel caso di due collineari, altri sei nel caso di quattro, altri nove nel caso di otto e così via rammentandovi che la collinearità non stringe mai l'angolo di radiazione azimutale bensì quello zenithale e quindi non porta mai a una perdita di guadagno sulla zona da servire da qui la ragione principale per cui è bene usare sistemi collineari piuttosto che semplici sistemi yagi con dieci o più elementi parassiti.

Qualsiasi sistema di antenna, comunque, presuppone sempre un elemento eccitato direttamente, vale a dire un dipolo, che, guarda caso, è sempre una bestia nera e anche molto lunatica; infatti non si sa mai come costruirlo per essere certi di avere un corretto adattamento di impedenza in quanto ogni elemento parassita posto nelle sue vicinanze ne abbassa l'impedenza di radiazione a valori non facilmente calcolabili. C'è di più, da esperienze pratiche ho notato che usando dei dipoli asimmetrici alimentati in cavo coassiale, pur ottemperando a tutte le regole di adattamento con vari sistemi di gamma-match, come vi dicevo, ho notato che molta energia a RF se ne andava per i fatti suoi prendendo la sciagurata strada del boom, lo so che in teoria questo non sarebbe dovuto accadere, ma in pratica posso giurarvi che le cose vanno diversamente; tento di darvi una spiegazione con la figura 3 con beneficio di inventario se qualche esperto vorrà prendersi la briga di contraddirmi.

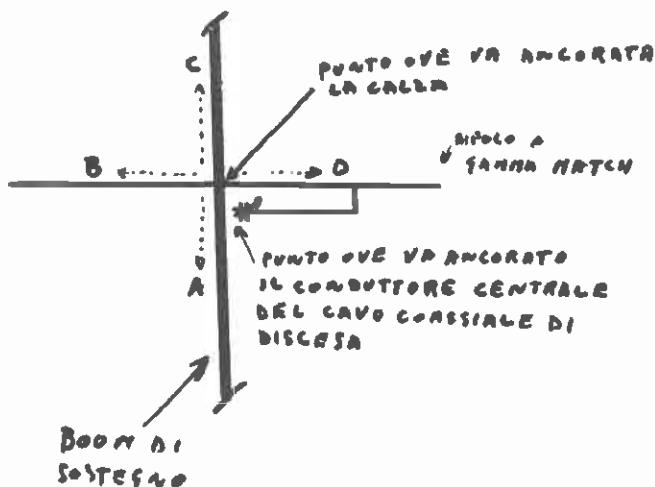


figura 3

Il punto di incrocio fra boom e dipolo dovrebbe essere sempre un ventre di corrente o un nodo di tensione (come preferite dato che l'energia a RF viaggia sempre così sfasata!), man mano che ci allontaniamo da questo punto però la tensione cresce, e cresce (se fa la brava) solo nelle direzioni del dipolo, vale a dire in direzione B o D, però, come fa la RF a capire che non deve incanalarsi verso le direzioni C o A? Fatto sta che coi dipoli a gamma-match se sfioriamo col dorso della mano in direzione A C (in trasmissione e con una certa potenza s'intende!) sentiamo pizzicare la pelle come se avessimo sfiorato il dipolo!!! La stessa cosa non avviene con dipoli simmetrici o isolati elettricamente dal boom di sostegno.

La stessa perdita non si verifica se il dipolo è simmetrico (dipolo ripiegato, dipolo a «T»). I miei favori ricadono sul dipolo a T perché permette in fase di taratura un perfetto adattamento di impedenza in presenza di uno o più elementi parassiti. Questo dipolo ovviamente non può essere direttamente alimentato con cavo sbilanciato se non si fa uso di un simmetrizzatore che può essere costituito da un semplice balun. Attualmente sto proprio costruendo una collineare a quattro dipoli più quattro direttori quindi potrò darvi dimensioni e piani costruttivi non appena saranno ultimati i lavori e me lo auguro che ciò accada al più presto, magari nella prossima puntata, d'accordo?

* * *

Ora devo riprendere un discorso che ormai sta facendo un po' di anticamera; nel mese di giugno a pagina 1121 avevo lanciato un mini-concorso tipo quiz promettendo un abbonamento a cq elettronica al lettore che avesse risolto l'inghippo con maggior precisione. Di lettere ne ho ricevute tante, e devo ammettere che siete stati tutti molto bravi, però mi avete citato più di una causa e anche se fra queste vi era quella giusta pur applaudendovi sono costretto a premiare chi ha centrato il bersaglio spaccando la mela come il Tell Guglielmo con un colpo solo. Squilli di trombe per **Claudio Ambrosini** di via Lamarmora 11, La Spezia, il quale ha così tirato la freccia:

Caro Maurizio, ho letto con piacere sull'ultimo cq quanto hai esposto riguardo alle emissioni video, era ora che qualcuno ne parlasse, anzi spero non ti fermerai lì, magari inizierai a parlare anche di apparecchiature come mixer video, generatori di sincronismo eccetera, comunque veniamo al dunque... riguardo al « quiz » ho una delle mie idee che ha preso consistenza in seguito alle frasi: « in effetti non era un'interferenza... » e « mi premurai di comunicare al centro assistenza e manutenzione militare ». Il disturbo doveva essere pertanto prodotto da ossido sull'antenna della polizia (cavo, bocchettoni, contatti, ecc.). Infatti detta ossidazione funzionava da diodo mixer, per cui l'emissione della radio locale veniva miscelata ad altre emissioni (radio o TV) e, per battimento, generava una frequenza che, vedi caso, era centrata su un canale della polizia che così poteva ascoltare « musica ». Spero di aver indovinato, perché un abbonamento annuo a cq mi interessa davvero. Continua così, ciao da Claudio Ambrosini.

Claudio, passa pure a incassare l'abbonamento citando alla Redazione il numero di questa pagina, e complimenti da parte mia! Ho pubblicato la tua lettera per intero perché mi dà la possibilità di rispondere in senso positivo anche a tutti gli altri amici che mi hanno incitato a scrivere ancora sull'argomento « EMISSIONI TV ». Santiago 9+ è nata per soddisfare le esigenze dei lettori e di conse-

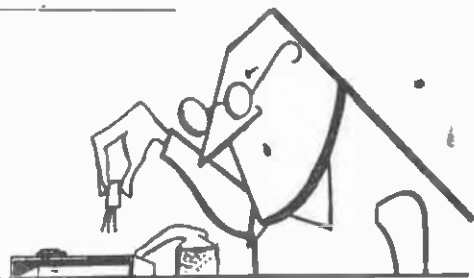


foto 3

Stessa antenna della foto 2 presa da una diversa angolazione (non è visibile la quattro elementi più bassa e mi scuso coi lettori per non aver usato un obiettivo grandangolare che mi avrebbe permesso una maggior panoramica di tutto il sistema)

guenza **non** posso sottrarmi al compito di **accontentare un po' tutti**. Se qualche TV privata volesse invitarmi a visitare gli studi si potrebbe ricavarne un buon servizio con adeguata documentazione tecnica e fotografica, in caso contrario non temete, saprò in qualche modo arrangiarmi. Per il momento ci salutiamo, ma il bello deve ancora venire!

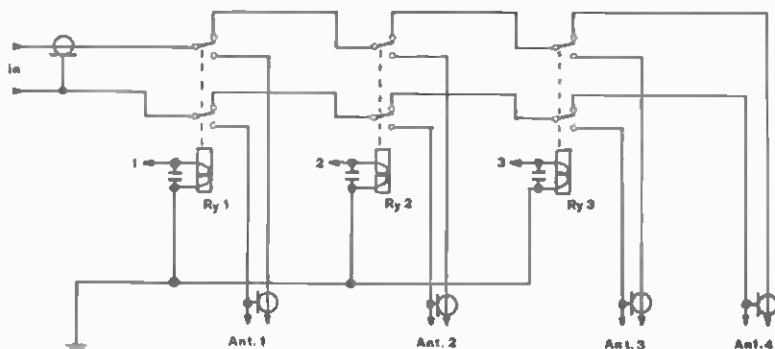
18YZC, Antonio Ugliano
corso De Gasperi 70
CASTELLAMMARE DI STABIA



Occhio per occhio... papocchia per papocchia...

Massimo TEGNER, viale S. Allende 9, Santa Sofia.

Quattro antenne con una sola discesa.

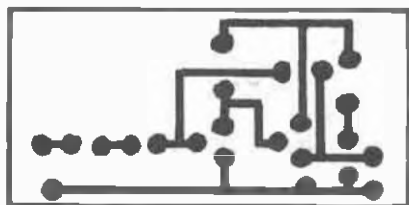
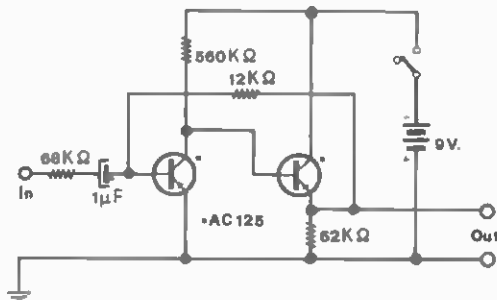


Ha avuto anche lui problemi di antenne e ha risolto il tutto come dallo schema (spunto da ARRL Antenna Book pagina 201). Per il comando della commutazione dei relays può essere utilizzata la calza dei coax.

Bravo I4TGW, che è con i coax sino ai relays in modo da eliminare completamente i connettori e avere le calze staccate dalle antenne non in uso.

Roberto GIRALDI, via Cà Venier 26, Cavarzere.

Preamplificatore microfonico.

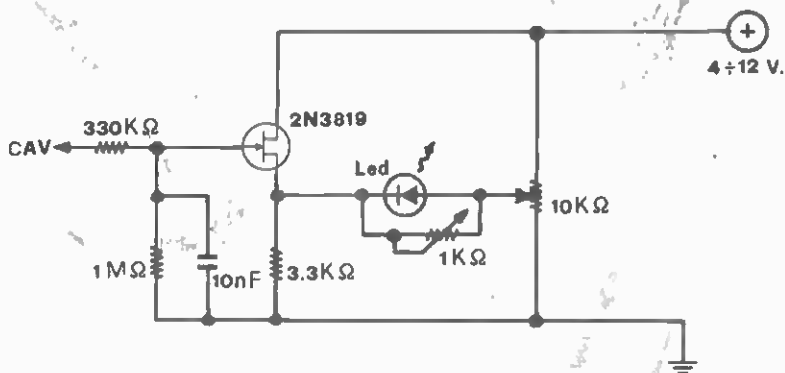


Scala 1:1

Realizzazione che non per economia, ha eliminato il condensatore di accoppiamento tra il primo e il secondo transistor, ma solo per ottenere una migliore banda passante. Lui dice che non dovrebbero esserci spurie, non dovrebbero esserci attenuazioni di frequenze basse per la mancanza del condensatore, più ampia possibilità di tenere la tensione di controreazione ampia senza pericolo di instabilità e rotazione di fase sui bassi, nonché l'eliminazione della corrente spuria attraverso il condensatore. Alla faccia...

Renato **DEGLI ESPOSTI** (origine indubbia napoletana), via San Mamolo 116, Bologna.

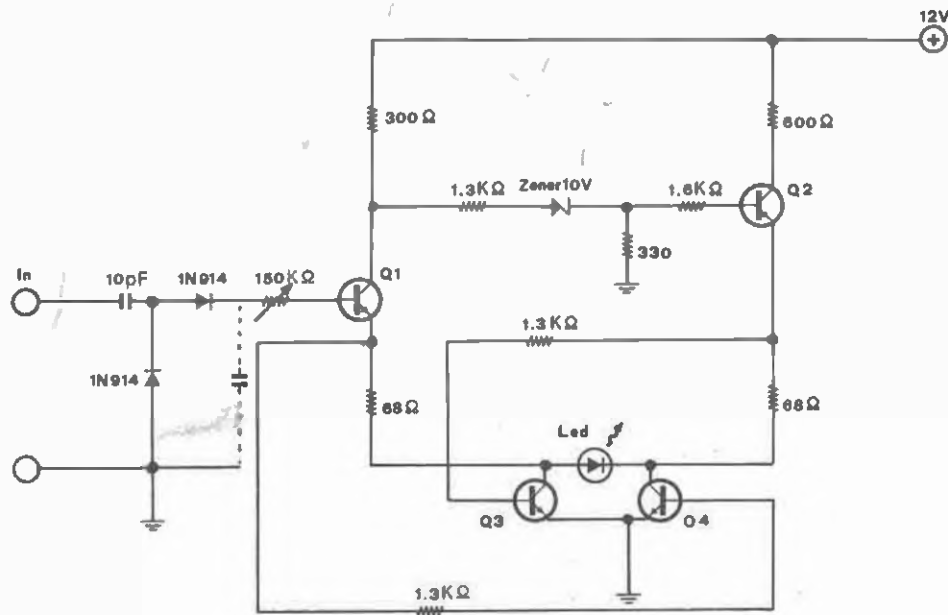
Indicatore di sintonia a led.



E' da tempo finita la gioia degli « occhi magici ». Fiaschetto termoionico in zoccolo octal dal bel colore verde. Mezzo centimetro cubico di volgare prodotto petrolifero l'ha soppiantato. Lontana poesia di un BC456 che per indicare il perfetto accordo dell'oscillatore, usava una 6E5. Ogni ulteriore commento è superfluo.

Marco **BERNAGOZZI** (Falco Nero), via Osoppo 1, Bologna.

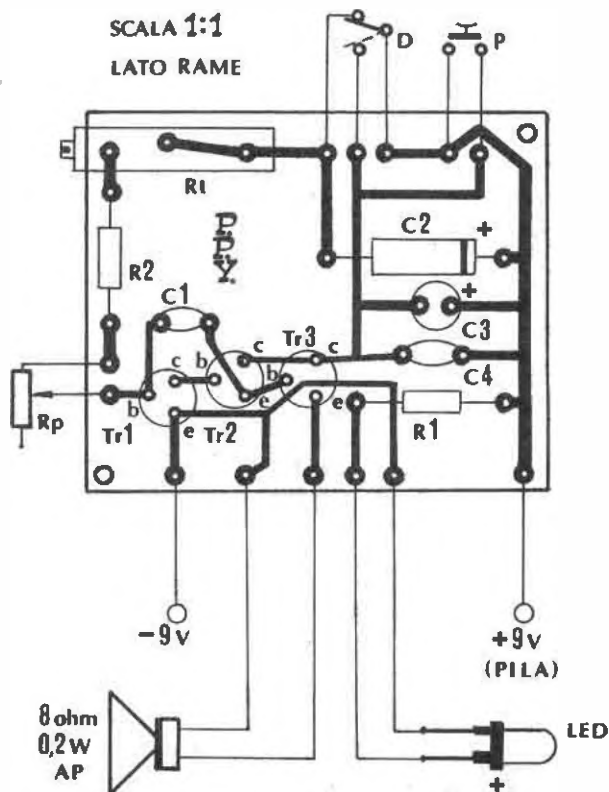
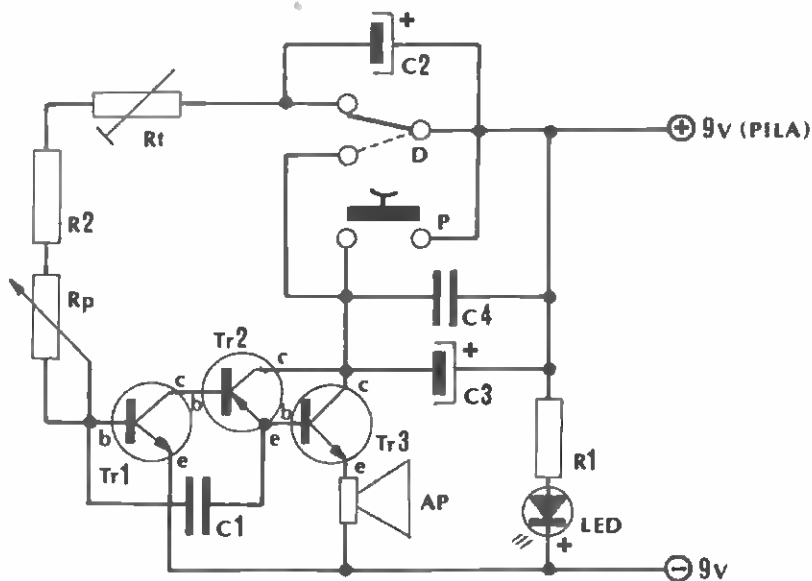
Indicatore di modulazione a led.



Pronti? via: in ricezione, Q₁, in interdizione perché non c'è segnale sulla base e con lui, Q₂, Q₃ entra in saturazione e il led, che è un led speciale del tipo bicolore in vendita da Fantini, si accende di colore verde. In trasmissione, arriva il segnale in radiofrequenza che manda in conduzione Q₁. La tensione ai suoi capi cade e Q₁ entra in saturazione e con esso anche Q₂, e il led si accende di luce gialla, Q₃ entra in interdizione e con esso Q₄. Il tutto permette di avere un discreto indicatore di modulazione ove maggiormente è visibile l'effetto in SSB.

Paolo PARATI di Torino, che non ha messo l'indirizzo (eh, scordariello!).

N'giarmo misterioso per suoni ancora più misteriosi.



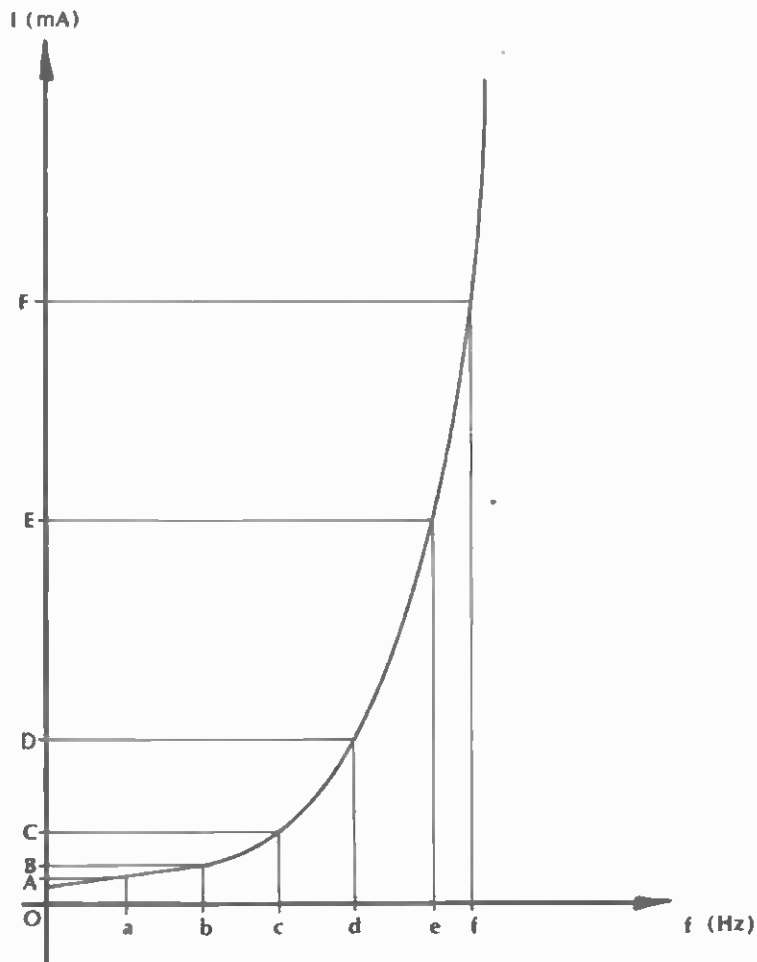


Grafico indicativo degli assorbimenti

Deviano il deviatore D, premendo il pulsante P, e ruotando il potenziometro R_p , dovrebbero venire fuori suoni, rumori e altre diavolerie. Il led si accende solo e non interviene nel tutto, ove invece agisce con parte attiva il trimmer R_t . Se veramente funziona, è consigliabile regalarlo alla suocera, non si sa mai, potrebbe avvicinare una eredità lontana.

* * *

A tutti gli integrati che spedirò ai Signori di cui sopra, ne aggiungerò alcuni « misteriosi » che, spero, saranno per loro una sorpresa.

Al signor Degli Esposti, per sorteggio, il premio offerto dalla AZ Elettronica, via Varesine 205, Milano. Il signor Degli Esposti si metterà direttamente in contatto con l'AZ.

GODZILLA

un "mostro" di tastiera RTTY / CW

I4LCF, Franco Fanti

Da qualche tempo sono apparse sul mercato radiantistico delle tastiere con emissione in codice Morse o in codice Teletype e qualche rivista tecnica, tra cui anche **cq elettronica**, ha descritto realizzazioni amatoriali di questi circuiti.

Tutto ciò è una conseguenza della immissione sul mercato di una serie di circuiti integrati che non sono costosi e hanno delle notevoli prestazioni. Gli amatori hanno quindi avuto la possibilità di realizzare dei progetti ambiziosi che sino a poco tempo fa erano estremamente elaborati e quindi assai costosi.

Fra i diversi schemi che ho potuto esaminare ho scelto quello che presento e che ho denominato Godzilla (il mostro buono dei film di fantascienza giapponesi). Progettista di questa tastiera è il Prof. Paul Horowitz (W1HFA) della Università di Harvard, apparato che è stato presentato qualche tempo fa su *OST Magazine*.



foto 1

La tastiera GODZILLA impostata attorno a una keyboard proveniente da un vecchio computer.

La mia scelta è caduta su questo circuito perché le sue prestazioni sono notevoli, certamente pari a quelle delle tastiere commerciali e talvolta anche superiori.

Circuitualmente presenta una certa complessità per cui sarebbero potuti sorgere dei problemi in fase di realizzazione pratica. Ho però risolto il problema mediante due circuiti stampati e cioè uno per la parte integrati e uno per la matrice dei diodi, come si può vedere nelle fotografie 2 e 3.

Caratteristiche operazionali del circuito

La tastiera può generare dei caratteri in codice Morse (CW) oppure in codice Baudot (TTY), caratteri che possono essere trasmessi immediatamente oppure immessi in una memoria.

Ritournerò successivamente ancora sul funzionamento della memoria (X_{13} , X_{14}) ma vorrei ora fare osservare che la memoria può essere aperta oppure chiusa.

Con ciò intendo dire che essa può avere una funzione di regolarizzazione della battuta, memoria aperta, se l'operatore batte sui tasti con un ritmo più veloce della uscita.

Oppure una funzione di riciclaggio, memoria chiusa, con il quale si può introdurre una frase di identificazione, una serie di CQ o altro, creando così una specie di « tormentone » per tediare un poco il corrispondente. E ciò perché la frase viene continuamente riletta sino a che l'operatore non la lascia uscire definitivamente dalla memoria.

Uno strumento indica questo immagazzinamento, infatti l'operatore battendo i tasti vede la lancetta dello strumento spostarsi verso destra, poi, cessata la battitura, essa retrocede lentamente, memoria aperta, segnalando l'uscita di quanto precedentemente introdottovi.

Questo buffer ha una capacità di 64 caratteri, e ciò sia nel Morse che nella Teletype. Nella mia più recente versione tale capacità è stata decuplicata, ma non vi sono limiti se non nel costo delle memorie.

Prima di vedere le varie funzioni operative del circuito rammenterò, molto rapidamente, che questa tastiera dispone del cosiddetto « N-key rollover » che è presente sulle più moderne macchine da scrivere.

Questo sistema, per il quale ho usato la denominazione americana in quanto non conosco la equivalente italiana, fa sì che premendo un tasto, quando il precedente è ancora abbassato, il primo carattere battuto si pospone al secondo.

Nella mia realizzazione, come si può vedere dalla foto 1, ho posto le varie funzioni sul pannello secondo questo ordine: STRUMENTO BUFFER, CODE/TTY, NORM/RECIRC, CLICK, WEIGHT, RESET, SPEED, RUN/HOLD, TONE, TUNE, STRUMENTO SPEED ed è l'ordine che ora userò nella spiegazione delle loro funzioni.

Dello strumento **BUFFER** si è già fatto cenno, esso indica il riempimento e lo svuotamento della memoria.

Con il commutatore **CODE/TTY** si determina la scelta della matrice. Nella posizione **CODE** si ha una emissione in telescrivente in codice Baudot.

NORM/RECIRC. Nella posizione **NORM** si ha una quasi immediata emissione della lettera premuta. Infatti se l'operatore è più rapido della velocità di emissione utilizzata le lettere battute entreranno in memoria e verranno trasmesse con una cadenza regolare determinata dalla velocità scelta.

Con il commutatore in posizione **RECIRC** il messaggio immesso in magazzino può essere immesso un numero indefinito di volte, e un esempio classico di questo genere può essere la chiamata CQ.

Questa memoria ha una capacità di immagazzinamento di 64 caratteri per cui i messaggi in ripetizione verranno trasmessi con una più o meno lunga pausa a seconda dell'avvenuto riempimento.

Questo buffer è denominato **FIFO** (First In First Out) in quanto le prime lettere entrate sono anche le prime a uscire.

Per operare si procede come segue. Commutatore **NORM/RECIRC** in posizione **NORM** e commutatore **RUN/HOLD** in posizione **HOLD**.

Si premano le lettere desiderate e si controlla sullo strumento di sinistra (BUFFER) la loro entrata in magazzino.

Terminata l'operazione, ovviamente nei limiti di compatibilità della memoria, se si desidera trasmettere una sola volta il messaggio si passa da HOLD a RUN, mentre se lo si desidera ricircolare un numero indefinito di volte si passa prima da NORM a RECIRC e quindi da HOLD a RUN.

Poi dopo averlo trasmesso un numero enne di volte si passa da RECIRC a NORM e il contenuto del magazzino viene trasmesso un'ultima volta.

CLICK/TONE. Con il commutatore nella posizione CLICK premendo un tasto si provoca un rumore che come dice la parola onomatopeica usata è appunto una specie di click. E' questa una funzione presente in taluni calcolatori o computers che qui viene utilizzata quando si stanno battendo i tasti senza la uscita e permette un controllo auditivo della avvenuta battuta.

Nella posizione TONE si ha un monitoraggio del proprio output il cui volume può essere controllato da una manopola (VOLUME).

WEIGHT. E' un comando a potenziometro che determina il rapporto tra i segnali trasmessi.

RESET. Produce una istantanea amnesia nella memoria, essa diventa quindi disponibile per altre annotazioni.

SPEED. E' un comando a potenziometro che determina la velocità di trasmissione del Morse tra 0 e 50 parole al minuto. Il comando SPEED è indipendente dal WEIGHT ma è collegato allo STRUMENTO SPEED posto alla destra del pannello.

RUN/HOLD. Ha la funzione di interdizione della uscita. In sostanza quando si è nella posizione HOLD si possono battere delle lettere (come già detto nella descrizione del commutatore NORM/RECIRC) ma nessuna di esse esce. Ciò permette di fare un messaggio ad anello, messaggio che può essere trasmesso successivamente.

TONE/CLICK. Debbo aggiungere che a quanto già detto si potrebbe avere anche una posizione intermedia che dia sia il controllo auditivo che il click della battuta.

TUNE. Questo interruttore mette a massa il collettore del transistor keyer.

STRUMENTO SPEED. Si è già detto che esso mette in evidenza la velocità di trasmissione in telegrafia (da 0 a 50 parole) regolata da un potenziometro. Lo stesso strumento mette in evidenza la lunghezza di linea in TTY e un segno rosso sullo strumento può indicare all'operatore che si è battuta una linea e quindi si debbono battere i tasti di interlinea e ritorno carrello.

Infine due led indicano, in posizione TTY, se si è in posizione lettere (LTR) o numeri (FIG).

Descrizione del circuito

Nella figura 1 è rappresentato lo schema a blocchi della tastiera mentre nella figura 2 abbiamo l'intero circuito elettrico.

Prima di esaminare nel dettaglio il funzionamento del circuito vorrei soffermarmi su qualche particolare aspetto della tastiera.

Anzitutto premendo ogni tasto si genera una codificazione per mezzo della matrice Morse o della matrice TTY (vedere foto 2 e 3), matrici che sono costituite da un discreto numero di diodi su un circuito stampato.

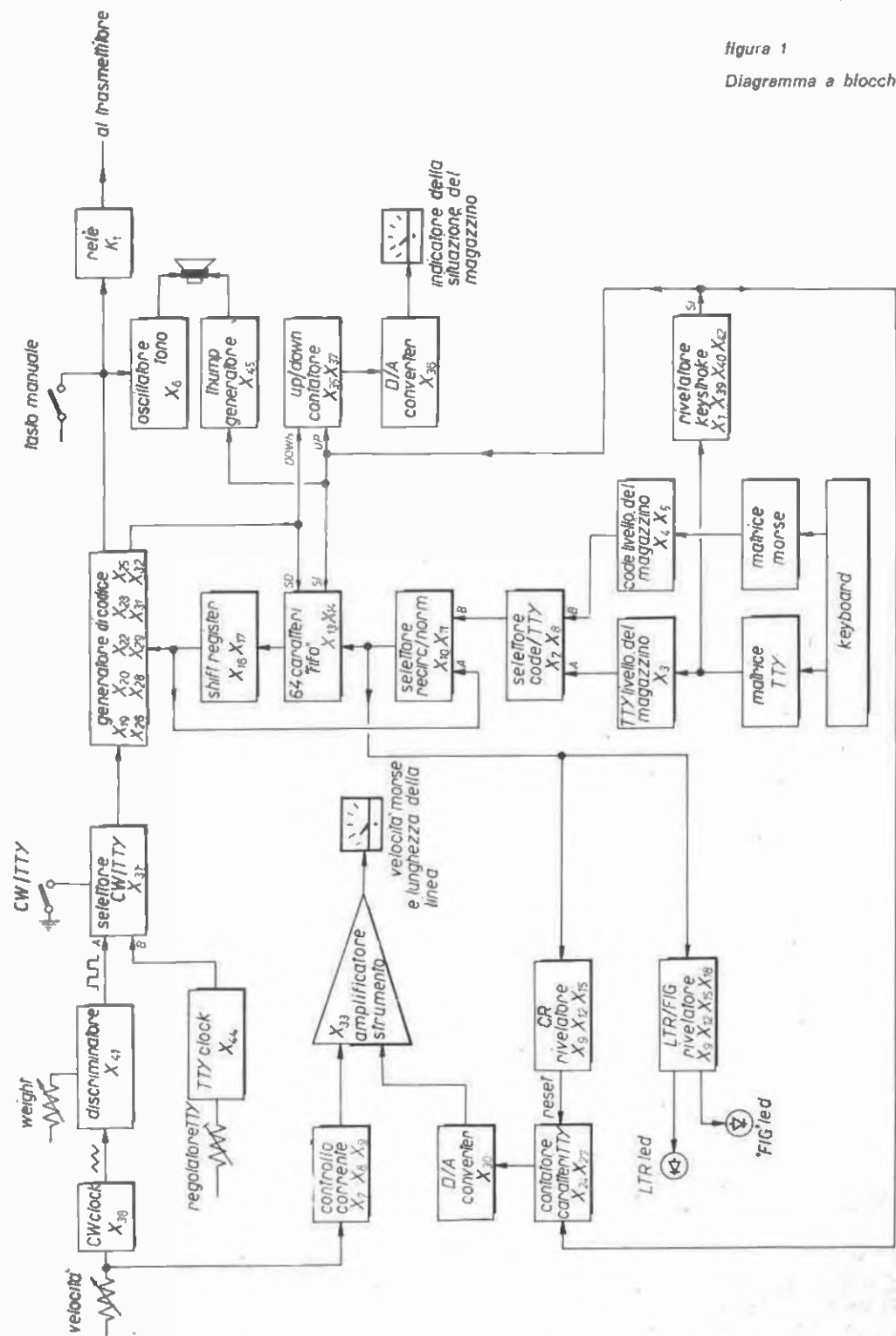
Questa matrice è quella parte del complesso che « riconosce » il codice Morse (o Teletype) convertendo ogni impulso in una conformazione che è poi trasformata nei punti e nelle linee.

Nella figura 3 ho rappresentato le connessioni realizzate nella matrice diodi.

Per il codice Morse abbiamo un diodo per la linea, nessun diodo per il punto e un diodo alla fine del carattere. Mentre per il carattere Teletype (codice Baudot) abbiamo un diodo per lo Space e nessun diodo per il Mark.

Le uscite della matrice, dopo un filtro RC, sono poi convertite a livello TTL con i CMOS costituiti da X_3 , X_5 e X_4 .

figura 1
Diagramma a blocchi.



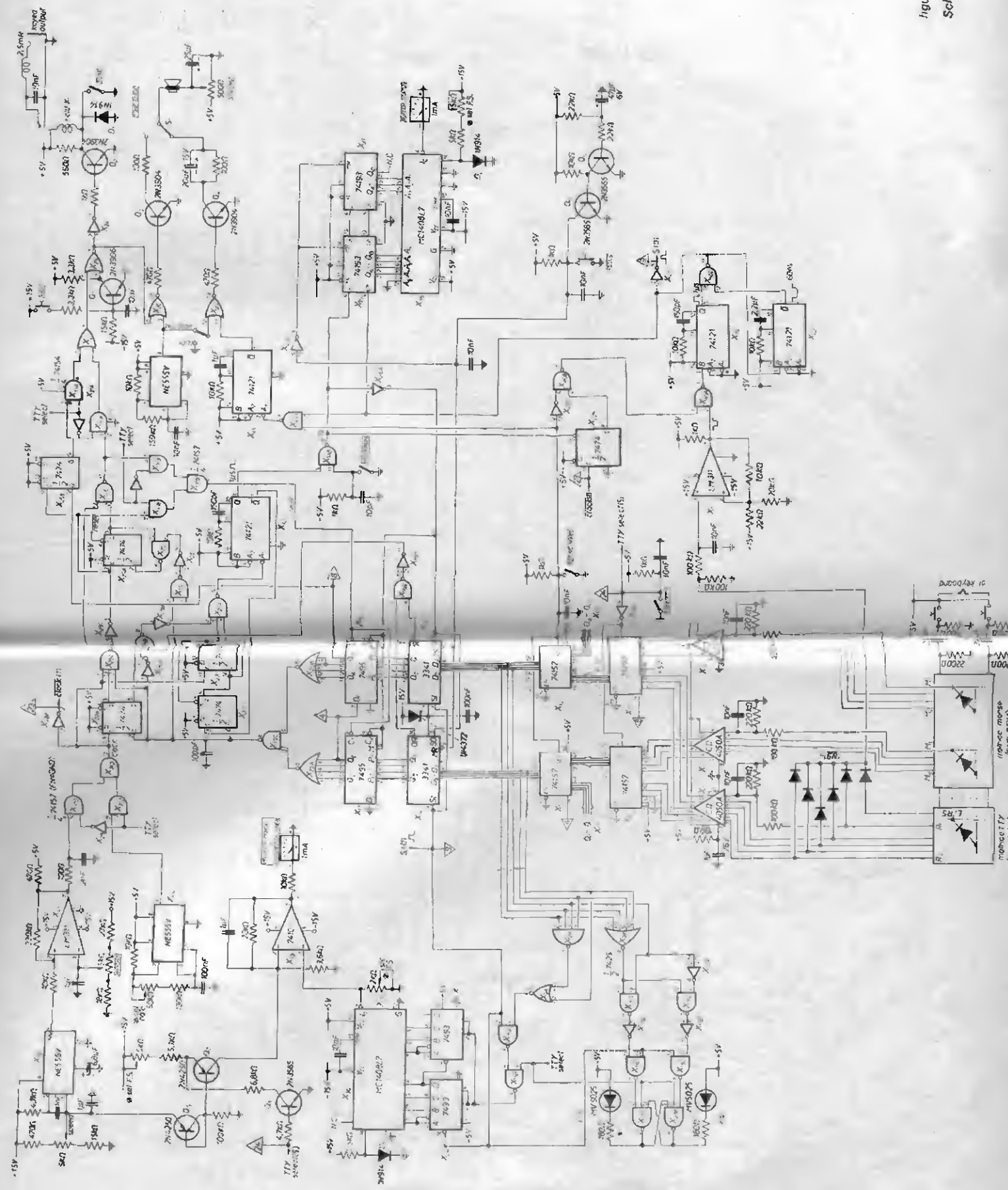
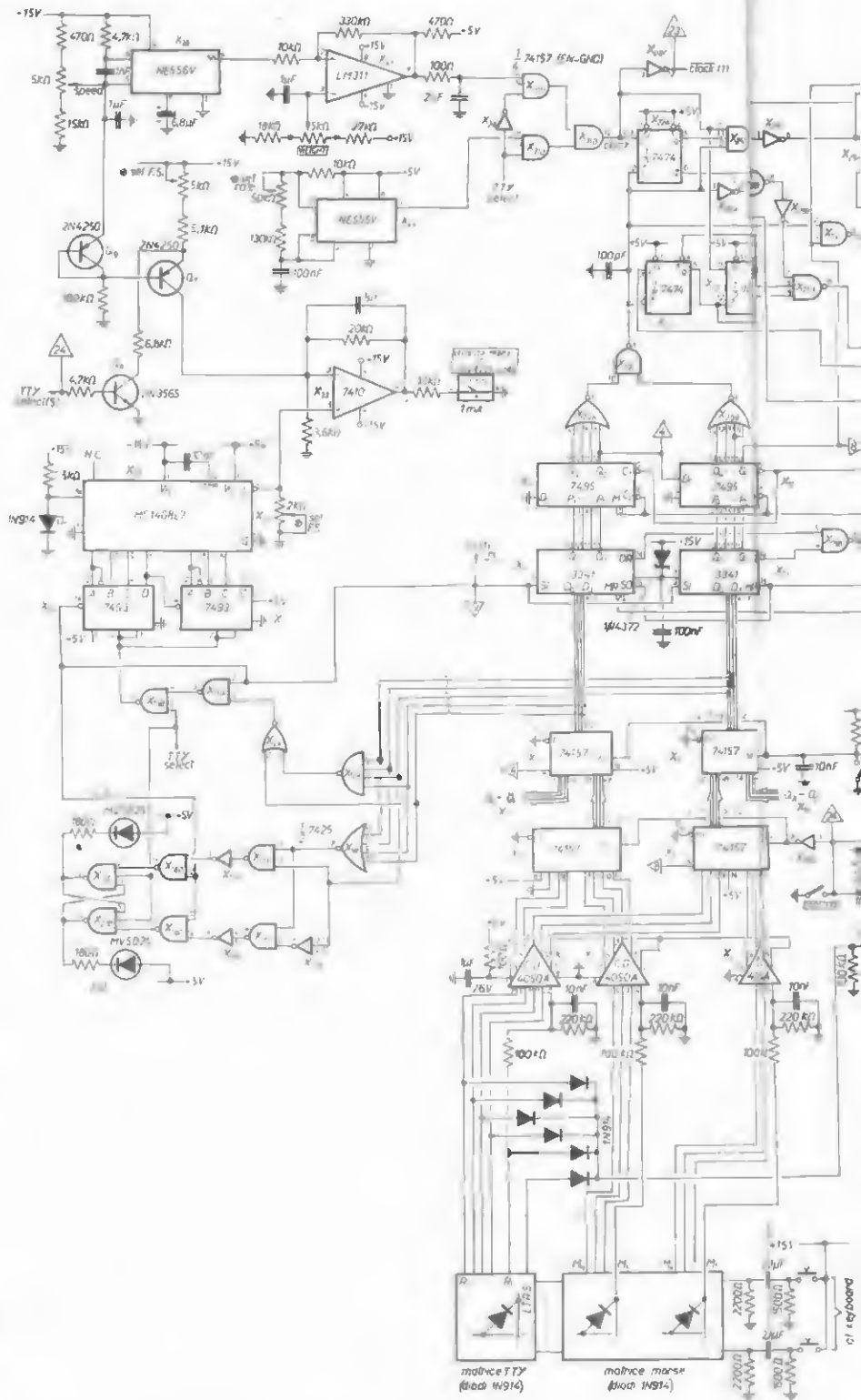


figura 2



progetto
 sponsorizzato
 da
IATG
 Radiocomunicazioni

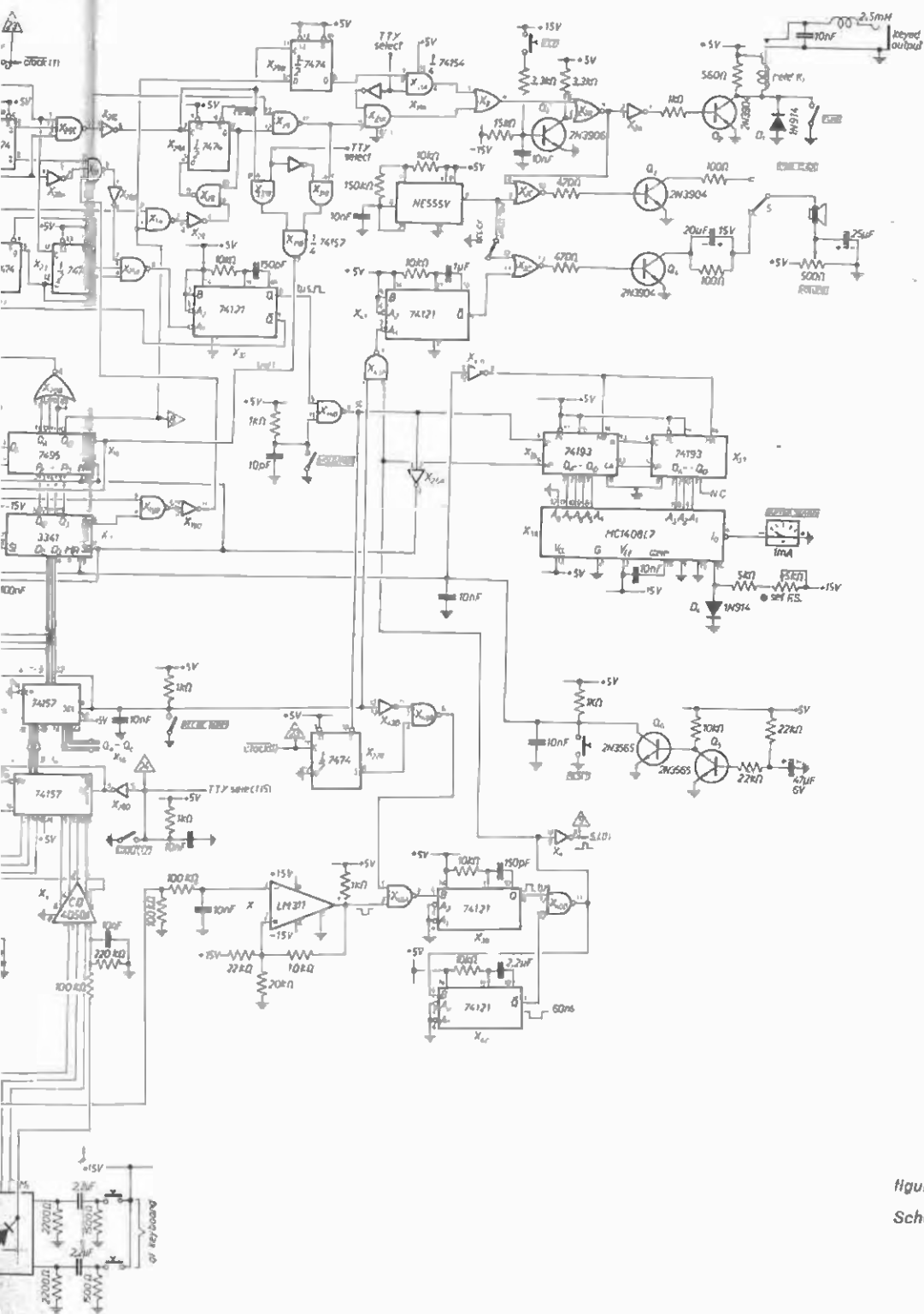


figura 2
Schema elettrico generale.

	R1	R2	R3	R4	R5	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8
A			X	X	X		X	X					
B		X	X			X				X			
C	X				X	X		X		X			
D		X	X		X	X			X				
E		X	X	X	X		X						
F		X			X			X			X		
G	X		X			X	X		X				
H	X	X		X							X		
I	X			X	X			X					
J			X		X	X	X	X	X	X			
K					X	X		X	X				
L	X		X	X		X	X				X		
M	X	X				X	X	X					
N	X	X			X	X	X	X					
O	X	X	X			X	X	X	X				
P	X			X		X	X	X			X		
Q				X		X	X		X	X			
R	X		X		X	X			X	X			
S		X		X	X				X				
T	X	X	X	X	X	X	X						
U				X	X			X	X				
V	X								X	X	X		
W			X	X		X	X	X	X		X		
X		X				X			X	X	X		
Y		X		X		X		X	X	X	X		
Z		X	X	X		X	X			X	X		
1			X	X			X	X	X	X	X	X	
2			X	X				X	X	X	X	X	
3		X	X	X	X				X	X	X	X	
4	X		X		X					X	X	X	
5	X	X	X	X							X	X	
6		X		X		X						X	
7				X	X	X	X					X	
8	X			X	X	X	X	X				X	
9	X	X	X			X	X	X	X			X	
0	X			X		X	X	X	X	X		X	
.	X	X				X	X	X	X	X		X	X
,	X	X			X	X	X			X	X	X	X
?		X	X					X	X			X	X
/		X				X			X	X		X	
AR			X				X		X		X		
BK			X			X					X		X
SN			X						X		X		
BT			X			X					X	X	
KA			X			X		X		X	X		
SK			X						X		X	X	
AS			X				X				X		
ERR			X					X			X		
SPACE	X	X		X	X	X							X
CR	X	X	X		X								
LF	X		X	X	X								
FIG			X										
I.TR													
BLANK	X	X	X	X	X								

figura 3

Tabella per la connessione dei diodi nelle matrici Morse e TTY

Le X stanno a indicare i diodi (1N914 o equivalenti) disposti con la polarità come indicato nella figura 2. Le colonne intestate della lettera R sono quelle per il codice TTY e quelle con la lettera M per il codice Morse.

Ora il problema è quello di selezionare il codice Morse oppure il carattere Teletype a seconda di ciò che vogliamo trasmettere.

Questa operazione potrebbe essere ottenuta con un commutatore a otto vie - due posizioni ma, desiderando avere un pannello semplice per una maggiore sicurezza operativa, tutti i commutatori logici sono realizzati con porte.

Solo livelli a corrente continua sono forniti da switch sul pannello di controllo e ciò con una tecnica conosciuta con il nome di « commutazione fredda » (« cold switching »).

Al di là dell'ovvio vantaggio di utilizzare solo commutatori a una sola posizione (con un lato connesso a massa), questi comandi evitano i problemi di modulazioni incrociate e capacitive e permettono dei robusti bypass (se necessario) per eliminare interferenze a radio frequenza.

Perciò la selezione CODE/TTY è realizzata dai multiplexers X_7 e X_8 . Una seconda selezione NORM/RECIRC è realizzata con X_{10} e X_{11} , scegliendo ciascuno dei caratteri della keyboard appena premuto (NORM) oppure il carattere che deve essere inviato (RECIRC) per riciclarlo nel buffer.

Qualunque sia poi la sorgente, un carattere a 8 bit è immagazzinato in X_{14} e X_{13} , il buffer FIFO a 64 caratteri.

Questo eccezionale componente accetta data-input appena ne fornite uno e, se è vuoto, produce le « cadute » dal lato dell'uscita.

Se il buffer già contiene dei dati, l'uscita cade fino alla posizione più bassa non occupata per uscire nello stesso ordine in cui essi sono entrati.

Il FIFO è un ideale buffer per la tastiera dal momento che la sua entrata e la sua uscita sono completamente asincrone.

Nella posizione TTY il transistor O_3 esclude il circuito precedente e X_{33} diventa un amplificatore non invertente di voltaggio del segnale di lunghezza di linea, l'uscita dal D.A.C. X_{30} è pilotata da un contatore X_{24}/X_{27} .

Lo strumento annota i caratteri battuti sino a che un segnale di ritorno carrello lo reseta ($X_9/X_{12}/X_{15}$).

Infine i due led LTR e FIG pilotati da X_{21} , un flip-flop comandato dalle porte X_9 , X_{12} , X_{15} e X_{18} , ci fanno presente se siamo nella posizione LETTERS oppure FIGURES, led che sono disattivati nella emissione CW.

Alimentatore

Su questo argomento non mi pare vi siano discorsi particolari da fare. Per il circuito sono necessari +5 V a 750 mA e +15 e -15 V a 50 mA e il circuito proposto a figura 4 è ottimo, ma qualunque altro circuito va benissimo.

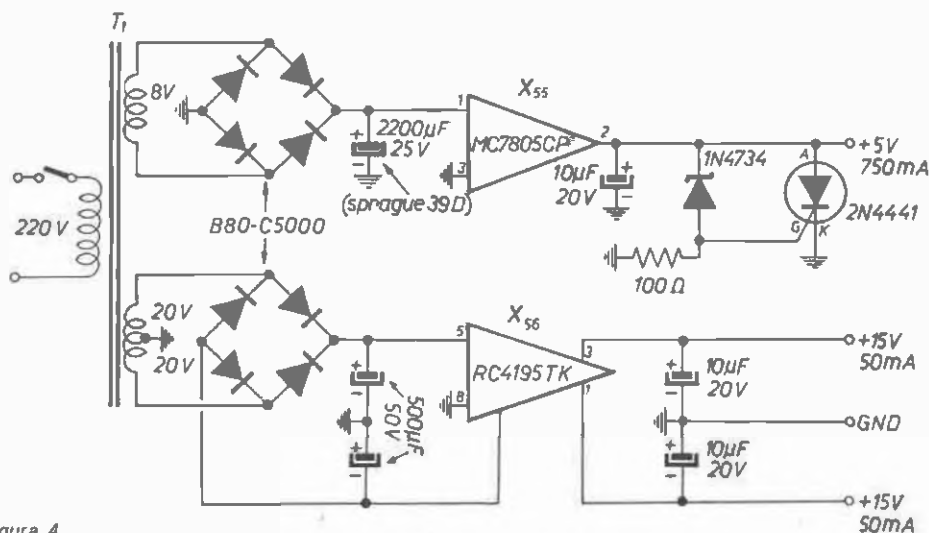


figura 4

Alimentatore.

Nei mio caso non ho avuto problemi di filtraggio dalla rete ma, qualora siano presenti robusti campi di RF, un filtro sulla linea di alimentazione può essere estremamente valido.

Suggerimenti costruttivi

Tutto il complesso è stato costruito attorno a una tastiera proveniente da un terminale di un computer rintracciata sul mercato del surplus americano.

Queste tastiere hanno un costo di 50 ÷ 70 dollari a cui vanno ovviamente aggiunte le spese postali e la dogana. Esse talvolta contengono anche alcuni circuiti che forniscono una uscita in codice ASCII.

Questa uscita in ASCII non interessa questa realizzazione in quanto il circuito è impostato su una matrice di diodi per cui ciò che è realmente necessario è esclusivamente una tastiera con tasti del tipo N.O. (normalmente aperti).

Queste tastiere ora si trovano anche sul mercato italiano, ma sono nuove e quindi hanno un costo un poco maggiore.

La tastiera è stata realizzata su tre circuiti stampati, come si può vedere dalle fotografie, e cioè scheda integrati, matrice diodi e alimentatore. Scheda integrati e matrice diodi hanno dei connettori per facilitarne il montaggio e la intercambiabilità.

Il tutto è stato montato in un rack appositamente costruito in quanto fino a qualche tempo fa il mercato non forniva racks del tipo a consolle.

Nella figura 5 ho disegnato le connessioni necessarie tra schede e comandi posti

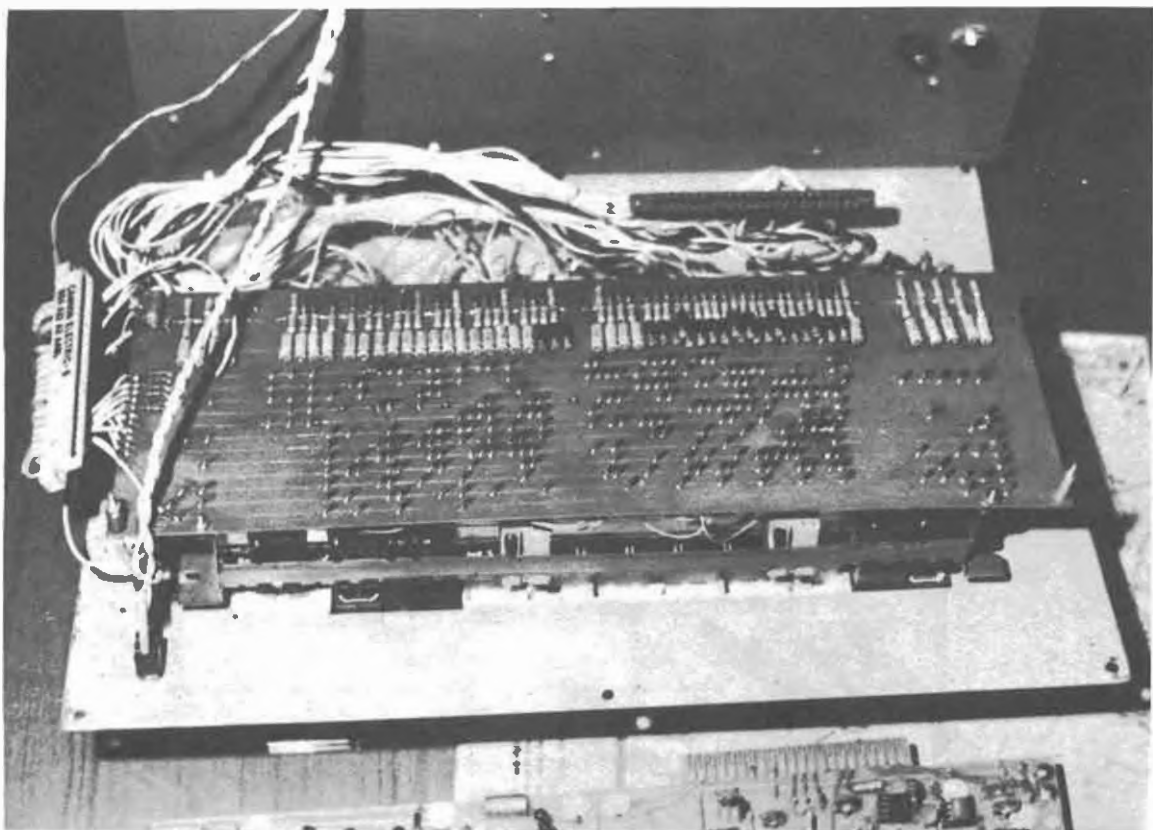


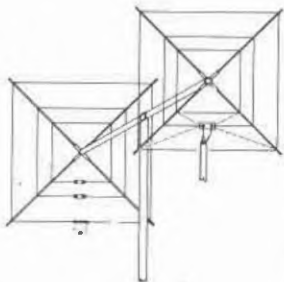
foto 2

La matrice diodi.

UN POSTO FACILE NEL DXCC CON ANTENNE "QUAD" MILAG EXPORT

KIT CUBICA QUAO EXPORT
3 BANDE 2 ELEMENTI

- 2 Crociere zincate acc.
- 1 Centrale zincato acc.
- 1 Boom acciaio 200 cm zincato
- 1 Centrale completo Fiberglass
- 100 m traccia rame stagnato \varnothing 14 mm coperta tertene
- 24 Anelli Fiberglass
- 3 Morseiti ottone
- 8 Canna Fiberglass m 3.50 rastremate lic. Westinghouse WT902 mm \varnothing 25 - mm \varnothing 33 mm \varnothing 29



Giovanni Lanzoni i2YD
i2LAG

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

figura 5

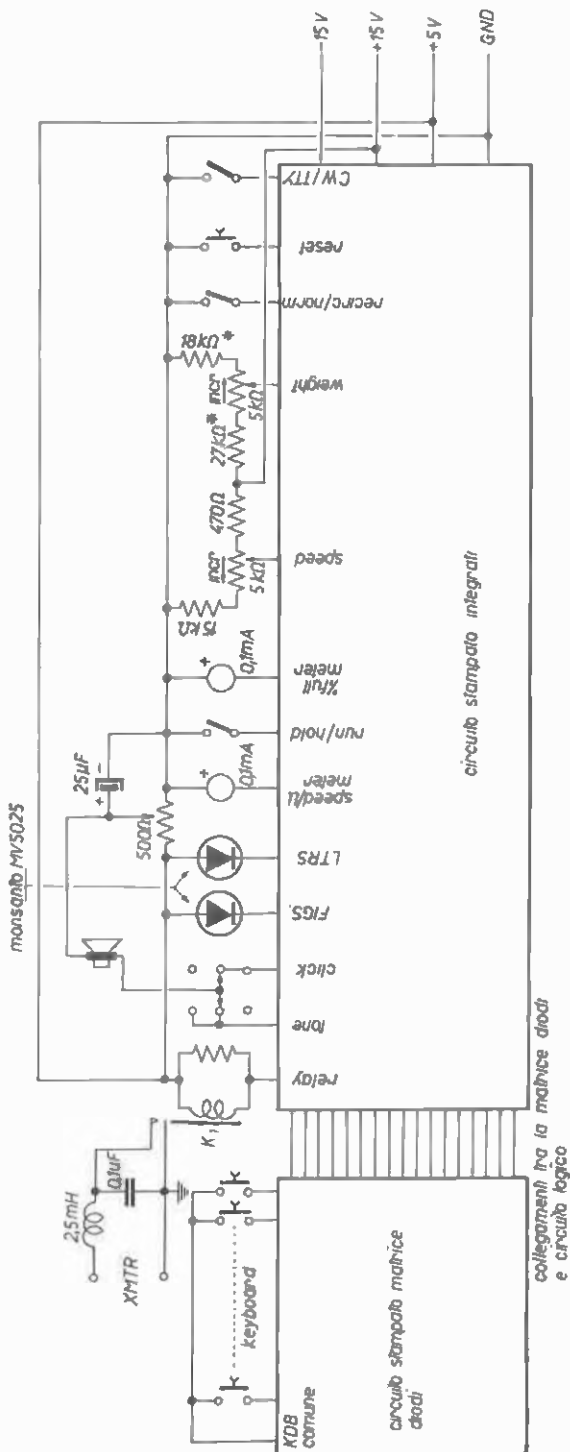
Componenti suggeriti:

* Possono essere soggetti a qualche lieve modifica.

a) Tutte le resistenze sono da 1/4 W, 5%.

b) Tutti i condensatori (meno ovviamente quelli da 1 μ F) sono ceramici.

c) Tutti i condensatori da 1 μ F sono al tantalio.



collegamenti tra la matrice diodi e circuito logico

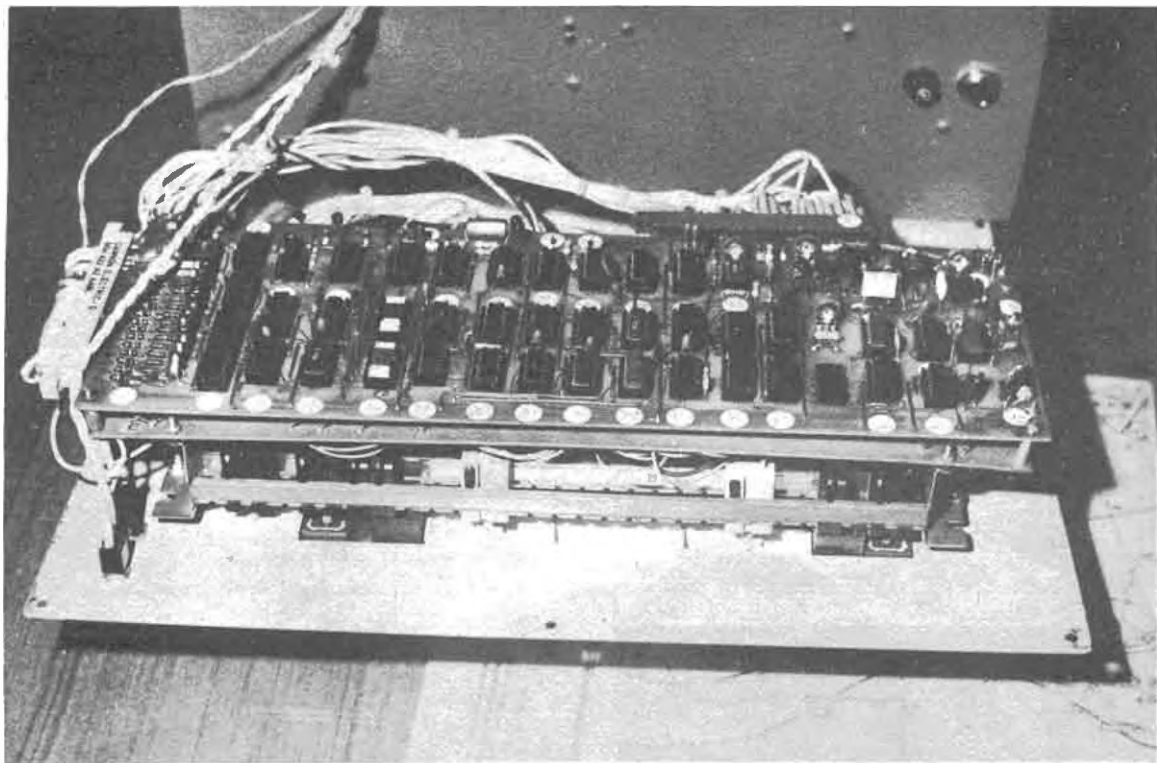


foto 3

La scheda integrati.

sul pannello. Mi pare si tratti, se non ho sbagliato i calcoli, di 58 connessioni tra tastiera e matrice, di 17 tra matrice diodi e matrice integrati e di 17 tra matrici e controlli, alimentazione e uscita.

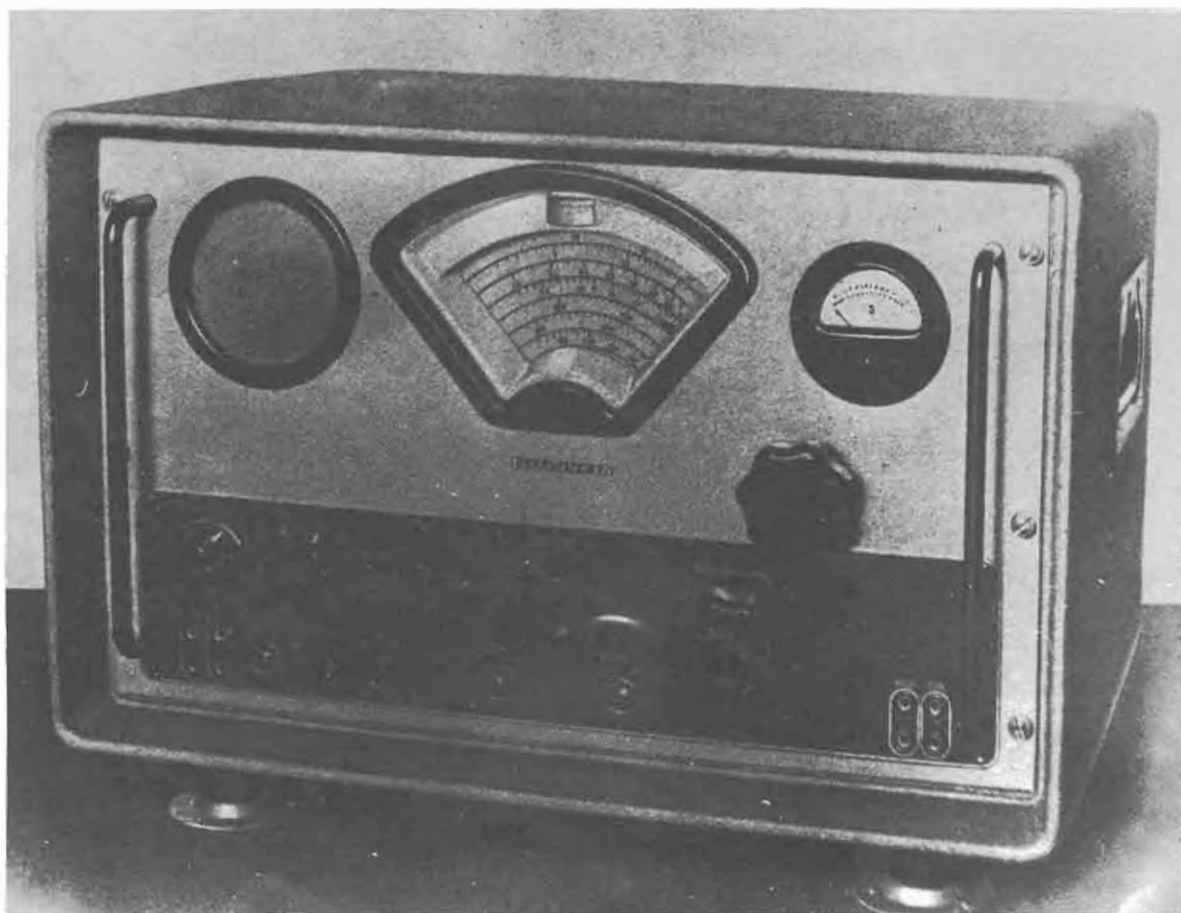
* * *

Grossi problemi non ve ne sono, anche perché sono disponibili i circuiti stampati, ma (come ho già fatto per altri circuiti presentati) lo consiglio a chi ha una certa esperienza costruttiva perché è un circuito un poco impegnativo. Sono certo però che darà grandissime soddisfazioni perché con un costo relativamente contenuto dà dei punti ad apparati commerciali. *****

surplus

Ricevitore TELEFUNKEN tipo E103 Aw/4

I1BIN, Umberto Bianchi



La maggiore produttrice, per antonomasia, di materiale "surplus" è, senza ombra di dubbio l' America, o meglio le sue forze armate. A ruota segue l'Inghilterra e poi altri paesi europei. Fino ad ora non si era mai presa in serio esame la produzione tedesca e questo per diversi motivi. Gli esemplari di apparecchiature elettroniche disponibili e commerciate in Italia sono sempre stati piuttosto limitati, gli schemi e i manuali relativi pressochè introvabili. Ora però, grazie alla collaborazione preziosissima di due lettori di c q elettronica, i signori Semenzin e Alciati, rispettivamente di Treviso e di Torino, sono in grado di colmare, almeno in parte, questa lacuna.

Dividendo a grandi linee il surplus tedesco in due categorie, quello relativo alla produzione bellica, interessantissima anche sotto il profilo storico oltre che progettistico, e quella del dopo guerra, con apparati che nulla hanno da invidiare alle migliori marche d' oltre oceano, inizierò, cronologicamente a ritroso, con la descrizione del ricevitore Telefunken E 103 Aw/4.

È questo un ricevitore abbastanza diffuso in Italia e reperibile anche presso i cantieri di demolizioni navali, in quanto era destinato anche, e in modo rilevante, all' uso marittimo, per le sue caratteristiche di affidabilità e di robustezza. È, ovviamente, di facile reperibilità in Germania, basta sfogliare le riviste di elettronica tedesche per avere gli indirizzi e i prezzi.

Come si cerca di fare ogni volta che è possibile, questa descrizione rappresenta una novità, in quanto l' E 103 Aw/4 non è mai stato illustrato su riviste destinate ai radioamatori.

Mi scuso con i lettori di questa rubrica se ancora una volta mi dilungherò nella descrizione di questo ricevitore, mentre potrei invece, a somiglianza di quanto viene a volte fatto in altre riviste italiane che saltuariamente trattano il materiale surplus, dare solo alcune note indicative, molte foto e lasciare alla capacità dei lettori di ricavare i dati e le informazioni mancanti. Io però sono sostanzialmente un pigro e immagino che anche tutto il prossimo sia come me, poco voglioso di pensare e arzigogolare, quindi facendomi violenza, preferisco dilungarmi negli articoli, dire tutto quello che so e chiudere, in questo modo, l'argomento su un' apparecchiatura. Questo fa sì che il discorso sia esteso a una più vasta platea e non ai soli addetti ai lavori. Detto questo, passo a descrivervi questo teutonico ricevitore.

RICEVITORE TELEFUNKEN E 103 Aw/A

 surplus
1 - CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamma di frequenze : 103 + 30.400 kHz (2.900 + 9,8 metri)
Suddivisione dalla gamma : 7 sottogamme commutabili con un gruppo rotante contenente gli induttori.

Gamma	I	103	+	254	kHz
"	II	245	+	590	kHz
"	III	554	+	1370	kHz
"	IV	1,33	+	3,28	MHz
"	V	3,18	+	6,90	MHz
"	VI	6,70	+	14,50	MHz
"	VII	14,10	+	30,40	MHz

Modi di funzionamento : A 1 Telegrafia a onde persistenti
 A 2 Telegrafia a onde modulate
 A 3 Telefonia

Ingresso RF : Gamma I + IV : a) Antenna unifilare con circa 250 pF
 Prese HJ 1 e HJ 2
 Gamma V + VII: b) Antenna simmetrica con $Z = 250$ ohm
 Prese HJ 4 e HJ 5
 c) Antenna asimmetrica con $Z = 60$ ohm
 Prese HJ 3 e HJ 2

Sensibilità : Tensione d' ingresso necessaria per ottenere un rapporto S/N di 3 : 1 all' uscita del ricevitore.

In telefonia (A 3) - Larghezza di banda,3

Gamma	I	=	1 + 4	μ V
"	II	=	1 + 3	μ V
"	III	=	1 + 3	μ V
"	IV	=	1 + 2,6	μ V
"	V	=	1 + 3	μ V
"	VI	=	1 + 3	μ V
"	VII	=	2 + 5	μ V

In telegrafia (A 1) - Con filtro audio inserito - Larghezza di banda 1.

Gamma I + VII = $< 0,5 \mu$ V

Precisione di regolazione e di lettura :

Gamma I circa 400 Hz per millimetro
 " VII circa 50 kHz per millimetro

Nel caso di lettura attraverso la lenta, sulla scala di precisione :

Gamma I circa 100 Hz per millimetro
 " VII circa 10 kHz per millimetro

Stabilità di frequenza : Dopo circa 30 minuti di accensione, la stabilità di frequenza è legata alle variazioni termiche ed è migliore di :

$$1 \times 10^{-4} \text{ per grado centigrado}$$

Medie frequenze :

$$\begin{aligned} \text{Gamma I + III} &= 70 \text{ kHz} \\ \text{" IV + VII} &= 1^{\text{a}} \text{ MF} - 950 \text{ kHz} \\ &= 2^{\text{a}} \text{ MF} - 70 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Larghezza di banda : Regolabile su 5 posizioni con apposito commutatore :

	<u>Posizione segnata</u>	<u>Larghezza di banda</u>
Posizione 1	$\pm 0,5 \text{ kHz}$ sul selettore di frequenza audio.	da $\pm 0,5$ a $\pm 0,8 \text{ kHz}$
Posizione 2	$\pm 1 \text{ kHz}$	da $\pm 1,0$ a $\pm 1,5 \text{ kHz}$
Posizione 3	$\pm 4 \text{ kHz}$	da $\pm 3,0$ a $\pm 4,0 \text{ kHz}$
Posizione 4	$\pm 7 \text{ kHz}$	da $\pm 5,0$ a $\pm 7,0 \text{ kHz}$
Posizione 5	$\pm 12,5 \text{ kHz}$	da $\pm 8,5$ a $\pm 12,5 \text{ kHz}$

I valori incisi sul commutatore di larghezza di bande non devono essere considerati altro che come punti indicativi.

Larghezza di banda BF : con la selettività della frequenza audio = per circa 1 kHz $\pm 100 \text{ Hz}$.

Selettività totale : Attenuazione di un' emittente scostata di 9 kHz rispetto la frequenza nominale :

Larghezza di banda	$\pm 7 \text{ kHz}$	1 : 40
" "	$\pm 4 \text{ kHz}$	1 : 200
" "	$\pm 0,5 \text{ kHz}$	1 : 2000

Soppressione della frequenza immagine :

Gamma	max	min
I	$> 10^4$	$> 10^3$
II	$> 10^5$	$> 2 \times 10^4$
III	5×10^4	$> 10^3$
IV	$> 10^5$	$> 10^4$
V	8×10^4	4000
VI	10^4	600
VII	5×10^4	100

Soppressione della frequenza eguale alla MF :

$$\text{Gamma I + VII} = > 1 : 2000$$

Irradiazione : Tensione prodotta dall' oscillatore locale all'innesco del ricevitore quando l' antenna è collegata : $> 250 \mu\text{V}$

Regolazione antifading : Capacità di regolazione quando si ha una variazione di tensione di uscita di 1 : 2
 $> 1 : 1000$ (regolabile con R 37)

Oscillatore per la ricezione A 1 : Regolabile $\pm 1.500 \text{ Hz}$

Uscite :

- a) Prese per la cuffia (Hj 6, Hj 7) = 20 V max
- b) Altoparlante incorporato = 3 W
- c) Uscita 2° altoparlante (Hj 8) = 4,5 ohm

Banda acustica della BF : Variazione max dell'ampiezza fra 100 e 5000 Hz = ± 2 dB

Distorsione di non linearità : Con uscita di 1,6 W sui morsetti per il 2° altoparlante = < 5 %

Valvole impiegate :

- V 1 - EF 42
- V 2 - EF 42
- V 3 - ECH 42
- V 4 - ECH 42
- V 5 - ECH 42
- V 6 - EAF 42
- V 7 - EAF 42
- V 8 - ECL 11

inoltre 1 valvole a scarica Te 30
2 lampadine 6,3 V/0,3 A

Circuito elettrico :

- Ricevitore supereterodina a 8 valvole
- 1° stadio RF con 3 circuiti accordati
- 1° oscillatore
- Stadio mescolatore
- Amplificatore MF a 3 stadi con filtri di banda d'ingresso a 3 o 4 circuiti e 2 filtri di banda regolabili a 3 circuiti e con un circuito semplice e 1 oscillatore locale per la ricezione della telegrafia A 1 con nora regolabile
- Amplificatore BF a due stadi controreazionati e filtro audio.

Alimentazione :

Per tensioni di rete a 90, 110, 127, 200, 220 V c.a.
Consumo : 110 V c.a. = 0,48 A
220 V c.a. = 0,24 A

Dimensioni e peso :

- Altezza = mm 350
- Larghezza = mm 570
- Profondità = mm 380
- Peso = kg 40

L' involucri del ricevitore è fornito di un morsetto di terra.

2 - GENERALITA'

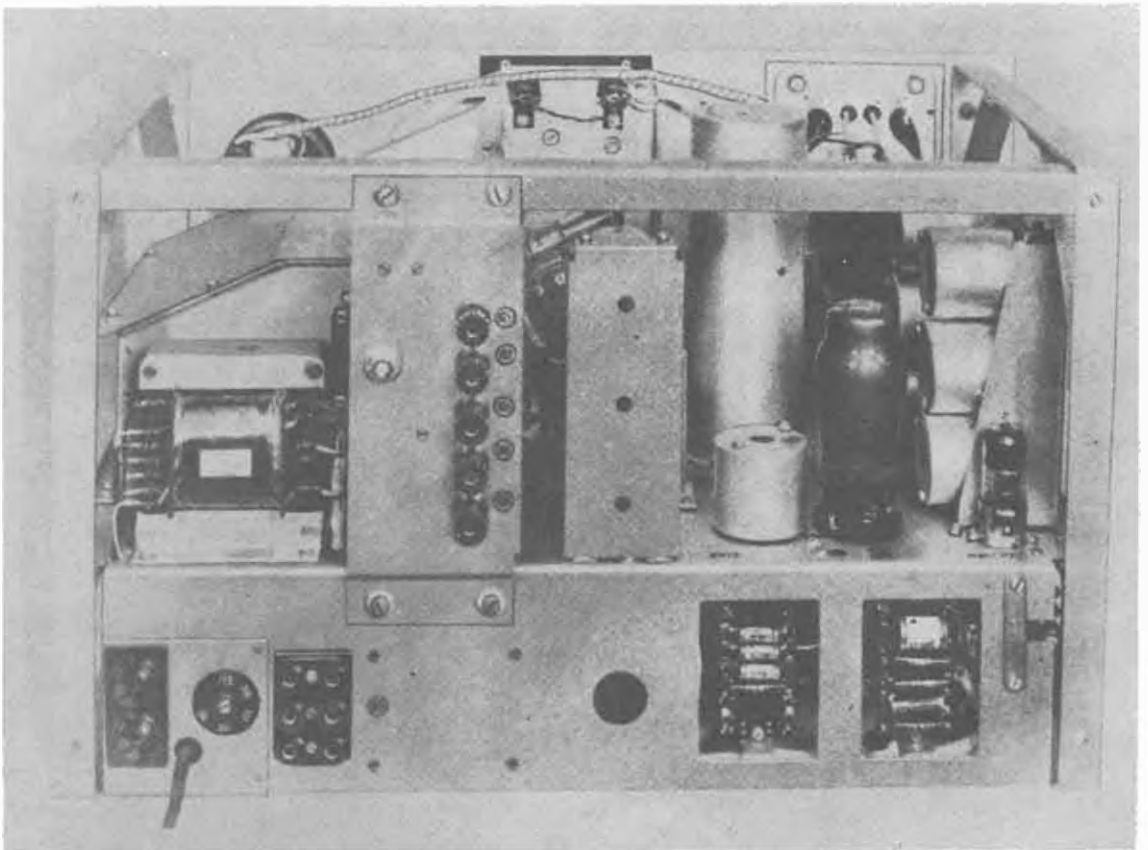
A-Impiego :

Per far fronte alle richieste del mercato per i ricevitori commerciali, la Telefunken ha realizzato un ricevitore robusto, resistente ai climi tropicali e rispondente ai progressi della tecnica elettronica (degli anni 60). Per l'estensione della gamma d'onda ricevibile, da 9,8 a 2.900 metri, che corrispondono a una banda di frequenze da 103 a 30.400 kHz e per le applicazioni che ne derivano, questo apparato è stato classificato come ricevitore a grande copertura.

Questo ricevitore è stato impiegato nei servizi fissi o mobili per il traffico radiotelegrafico e radiotelefonico, terrestre e marittimo, nei reparti di ricezione delle poste e telegrafi, agenzie di stampa, stazioni di polizia, dogane, stazioni ferroviarie. In considerazione del fatto che, nella maggior parte dei casi su citati, il ricevitore doveva venire utilizzato in prossimità degli impianti trasmettenti, ad esso è stata conferita una selettività sufficiente per poter realizzare il collegamento in duplice su due canali adiacenti.

La larghezza di banda è regolabile a seconda dei diversi modi di funzionamento. Il problema del cambio di gamma è stato risolto in modo estremamente semplice, perfetto sotto il profilo costruttivo per la disposizione degli elementi commutabili sopra un tamburo contenente le bobine. La precisione della regolazione delle frequenze e quella della lettura delle frequenze è stata portata al più alto grado possibile con l'ausilio di una scala di frequenze con lettura amplificata da una lente.

Per il funzionamento con segnali telegrafici (A 1) è previsto un oscillatore locale speciale che consente di variare la nota di battimento. La possibilità di essere collegato a reti con tensione comprese fra i 90 e i 220 V e l'utilizzazione di valvole della serie "E" hanno fatto sì che questo ricevitore della Telefunken sia da considerare un ricevitore universale che appartiene alla categoria dei prodotti di più alta qualità.



La buona, vecchia, cara, ottima antenna Mosley

Gino Chelazzi

Gli OM non più tanto giovani certamente si ricorderanno di questa antenna, facilmente autocostruibile e di non impegnativa costruzione. Verticale, adatta per la gamma delle decametriche e di basso costo, in confronto a molte antenne di oggi di prezzo decisamente elevato.

Essa appartiene all'immediato dopoguerra, quando l'OM, per farsi la stazione, oltre che il « familiare » apparecchio surplus (i vecchi R107, gli HRO, ecc. ecc.), in una buona percentuale dei casi si costruiva da sé specialmente il trasmettitore, partendo di sana pianta dall'alimentatore su su sino al circuito d'antenna; apparecchi di grosse dimensioni, dato il volume dei componenti di allora. Ma tutto funzionava egregiamente e si ottenevano delle eccellenti prestazioni.

Cominciavano a fare capolino le famose « rotary », bellissime antenne, ingombranti (e quanti avevano problemi di spazio sul tetto!), ruotanti e con il servocomando in stazione, il quale indicava i gradi di rotazione dell'antenna. Bellissime, ma avevano un difetto, il costo, il quale era purtroppo alla portata di pochi, e quando passando davanti alla casa sulla quale sveltava una rotary, pensavamo: « Ecco, quello è un OM che ha "grana". Io non me la potrei certamente permettere! ». Si ripiegava allora sui dipoli unifilari, sulle Zeppelin, ma la « stesa » di quelle antenne comportava qualche difficoltà, nel senso che sì, un capo di quella antenna poteva essere fissato sul tetto della nostra casa, ma, data la lunghezza di molti metri dell'antenna, molto spesso dovevamo andare a casa del dirimpettaio al di là dei nostri giardini e chiedergli cortesemente se ci poteva fare il favore (se lo trovavamo ben disposto!) di « prestarci » un pezzetto del suo abbaino per attaccarci un gancio di ferro a cui fissare, isolata con i suoi bravi isolatori, l'altro capo della nostra antenna.

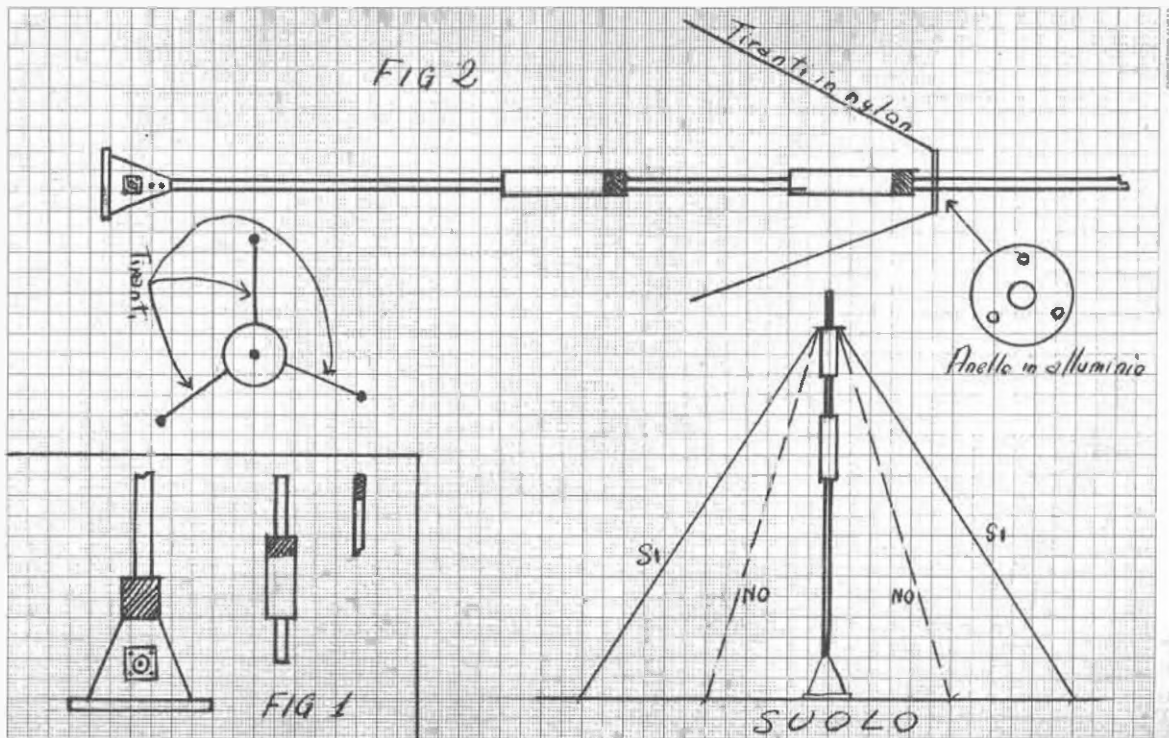
Per il 90 % la risposta del dirimpettaio era positiva, ma nel caso che quel giorno si fosse svegliato male, la risposta poteva essere anche negativa. Quindi dovevamo rimanere con l'altro capo dell'antenna in mano e, a meno di non disporre di palloncini gonfiati a gas a cui attaccarla (sigh!) non avremmo certamente saputo dove fissare quel benedetto capo! Senza contare la discesa attraverso il bravo foro nel vetro della finestra (o un foro rettangolare nella parete, con una lastra di vetro e isolatori di porcellana, come aveva un vecchio OM di Firenze che andai a trovare molti anni fa e che adesso, purtroppo, è nel mondo dei più).

Cominciò, a questo punto, a fare capolino questa antenna Mosley, di origine americana, la quale, essendo verticale, occupava pochissimo posto, tutt'al più due o tre tiranti che potevano essere benissimo fissati sullo stesso tetto. Come pregi, non particolari, ma era una buona antenna per le decametriche, valida sia in ricezione che in trasmissione, di facile realizzazione e di costo (principalmente) contenuto.

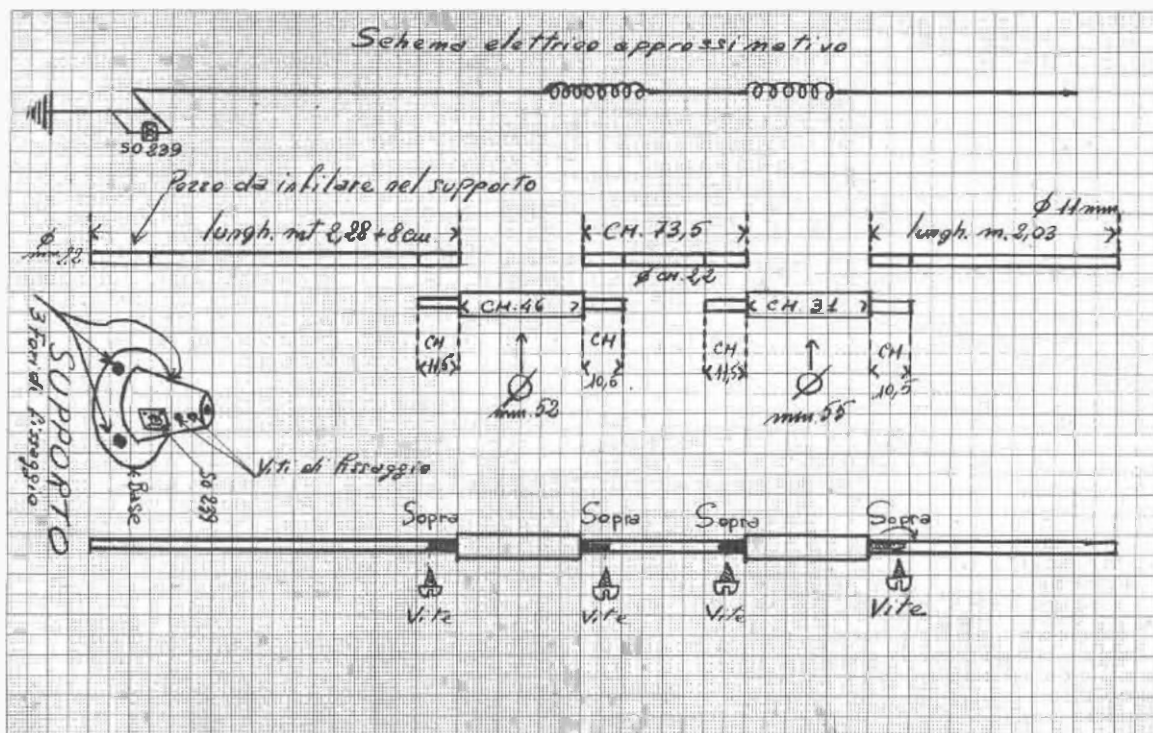
Oggi, diventare radioamatore (lasciando da parte la licenza e la patente) è molto più facile rispetto a una volta. Paradossalmente, è come entrare in un Supermarket e con il carrello fare il giro dei banchi. Su uno scegliamo il nostro ricevitore o baracchino (nel caso di CB), sul banco vicino scegliamo il lineare, su quello accanto il rosmetro, e su quello prospiciente scegliamo, tra i molti modelli esposti, l'antenna più confacente alle nostre necessità. Quindi, con il nostro carrello pieno di ciò che ci abbisogna, ci avviciniamo alla cassa ed effettuiamo il pagamento di ciò che abbiamo acquistato. Andiamo a casa, e sul tavolo prescelto posiamo i vari apparecchi, li colleghiamo tra loro con i cordoni già preparati, infiliamo la spina nella corrente, dopo avere sistemato in pochi minuti l'antenna sul tetto o sul terrazzo grande di casa, accendiamo le apparecchiature e siamo pronti per andare, come si dice, in aria.

L'antenna Mosley, invece, a quel Supermarket non si trova, occorre armarsi di pazienza (un pochino) e lavorarci sopra. Ma credo che avremo ottenuto una soddisfazione maggiore rispetto alle antenne del Supermarket, in quanto, una volta terminata e messa in opera, potremo dichiarare agli amici con una certa soddisfazione: « Ecco, quella l'ho fatta io! ».

Quindi, bando alle ciancie, e passiamo alla descrizione dell'antenna Mosley. Essa è costruita con tubi di anticorodal (i tubi delle antenne della televisione, e si possono acquistare da tutti i commercianti che trattano metalli non ferrosi). Al limite, si possono usare anche tubi di alluminio. E' fissata alla base su di un supporto di plastica al quale è fissato il bocchettone coassiale Amphenol (o Veam) SO239, le due viti per fissare il tubo dell'antenna e i tre fori per fissare la stessa su base di cemento, terrazzo o qualsiasi altro luogo.



L'antenna consta di un tubo di base, di due trappole e di un cimino. Ogni trappola reca in testa un cappellotto para-acqua come anche la sommità del cimino e il giunto tra la base e l'inizio del tubo (figura 1).



Iniziando dal basso, cioè dall'inizio dell'antenna, il primo tubo va infilato nel tubo della prima trappola, il tubo superiore alla prima trappola nel tubetto più piccolo, questi sopra il tubo della seconda trappola, questi sopra il cimino. Tutti i tubi e trappole vanno fissati con viti autofrettanti. L'antenna, come ho detto, va bene sia in trasmissione che in ricezione, sopporta sino a 2 kW in SSB e l'alimentazione deve avere una impedenza tra i 52 e i 72 Ω. La frequenza di lavoro è tra 20 e 10 m. Per la trasmissione occorre sistemare una buona presa di terra.

Non vi sono altre spiegazioni, in quanto nei disegni potrete benissimo rilevare le lunghezze dei tubi e i vari diametri in modo da preparare agevolmente tutti i pezzi con cui poi effettuare il montaggio.

Riguardo alla base, ho detto che essa sia di plastica, ma ciò non toglie che possa essere anche in pressofusione di alluminio. L'importante è che sia abbastanza robusta da sostenere l'antenna Mosley e che vi possa essere fissato il bocchettone SO239 da cui, partendo con un cavetto schermato, si andrà all'apparecchio.

Il filo di rame per la realizzazione delle spire delle bobine è argentato, e del diametro da 1,5 a 2 mm.

Infine: l'ultima trappola in alto è solamente composta da una specie di corto circuito tra il cimino e il tubo centrale.

A questo punto mi sembra di avervi detto tutto. A voi adesso la realizzazione della vostra antenna Mosley, e auguri per un suo proficuo impiego!

Generatore

di picchi di risonanza

per tarare i circuiti risonanti di alta frequenza

Maurizio e Sergio Porrini

Dovevamo mettere a punto un preamplificatore di antenna, funzionante a 1.700 MHz: purtroppo, chi ha già avuto a che fare con queste frequenze, conosce le strane reazioni di questi circuiti. Basta infatti avvicinarsi di pochi centimetri, per provocare forti escursioni di frequenza. Oltretutto il punto di risonanza è tanto stretto da essere visibile con difficoltà sullo strumento. L'indice, infatti, con la sua inerzia, non riesce a seguire le variazioni troppo rapide. Per facilitare la messa a punto di circuiti risonanti, antenne, filtri, sono usati i vobulatori, in unione con l'oscilloscopio. E' appunto un dispositivo del genere, costruito per superare le difficoltà di taratura del preamplificatore, che descriviamo.

Era in origine un gruppo UHF (foto 1), trasformato in generatore di segnali, simile allo schema descritto dal Prof. Medri, su *cq* 2/76.

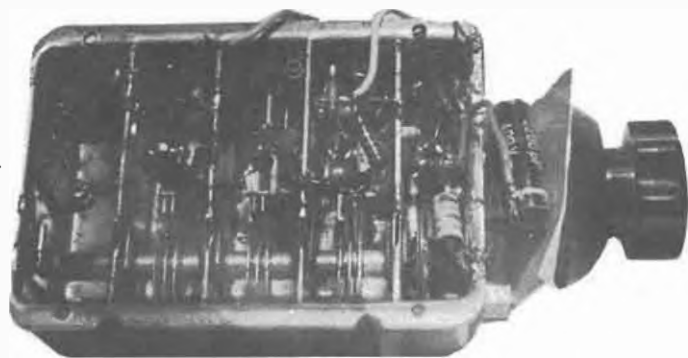


foto 1

Il gruppo sintonizzatore da noi usato non era però dello stesso tipo; se foste in possesso dell'ottimo gruppo UHF della Philips, modificalo secondo lo schema suddetto, apportando le modifiche che descriveremo.

Un vobulatore è un generatore di frequenza, iniettata nel circuito da accordare, però continuamente variabile in sincronismo con lo spazzolamento dell'asse X di un oscilloscopio, il segnale uscente dal circuito in prova viene applicato sull'asse Y. Risulterà col CRT un picco di risonanza che sarà tanto più alto, quanto più il circuito sarà accordato. La curva sarà tanto più stretta quanto più sarà la banda di frequenze passanti, vale a dire che il circuito sarà più risonante su uno spettro di frequenze più limitato.

Vediamo ora il circuito di figura 1.

Si utilizza la sezione oscillante del gruppo, la seconda a partire dalla manopola, si preleva la frequenza in seconda armonica con due BFR91.

Lo schema pratico del transistor corrisponde solo ai tipi Philips e Motorola.

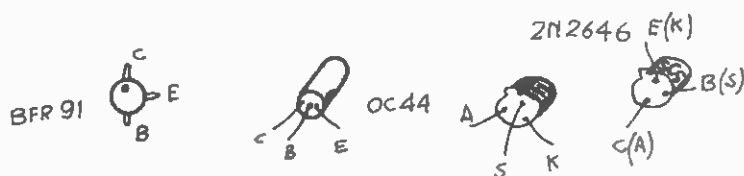
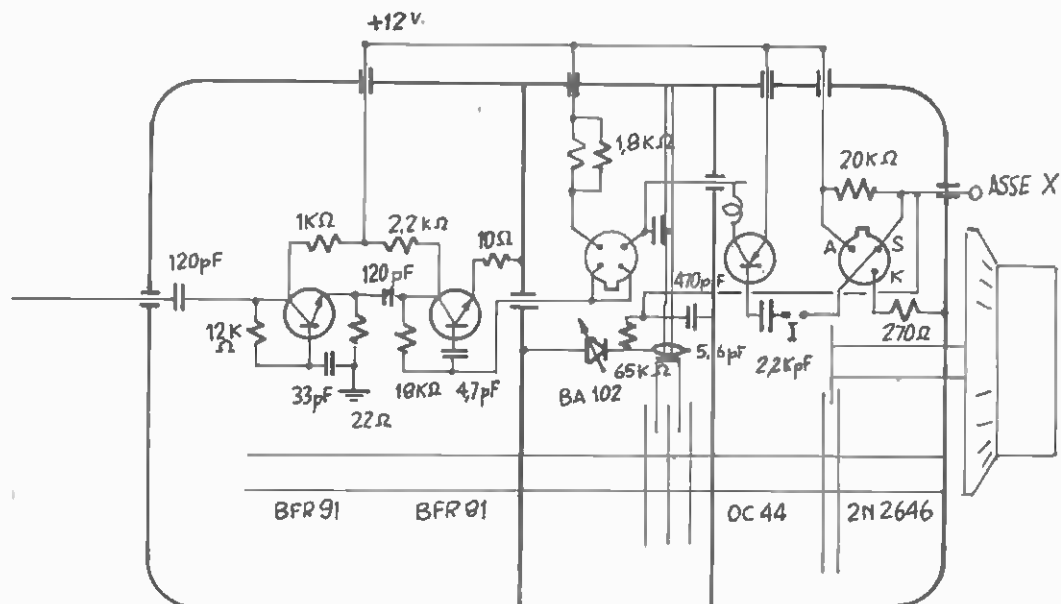


figura 1

Si porta il segnale all'esterno del contenitore, con uno stilo di soli 45 mm di lunghezza. Con l'unigiunzione 2N2646 si produce nel punto X una tensione a dente di sega, con frequenza prossima a 1.000 Hz (foto 2).



foto 2

Il transistor indicato sullo schema è visto dal lato dei terminali, la disposizione dei piedini è quella della Motorola. Insistiamo su questo punto perché ogni Fabricante usa una disposizione differente, potete trovare questi componenti presso la BeS di Gorizia.

Dal punto X portiamo la tensione variabile a un varicap BA102, ottenendo una variazione di capacità quasi proporzionale. Saldiamo alla base del diodo un condensatore ceramico di circa 6 pF, addossiamolo al lato caldo del condensatore variabile del gruppo (figura 2 e foto 3), fissandolo con una goccia di collante epossidico, che troverete presso i negozi di modellismo.

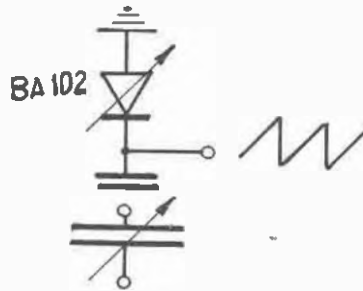


figura 2

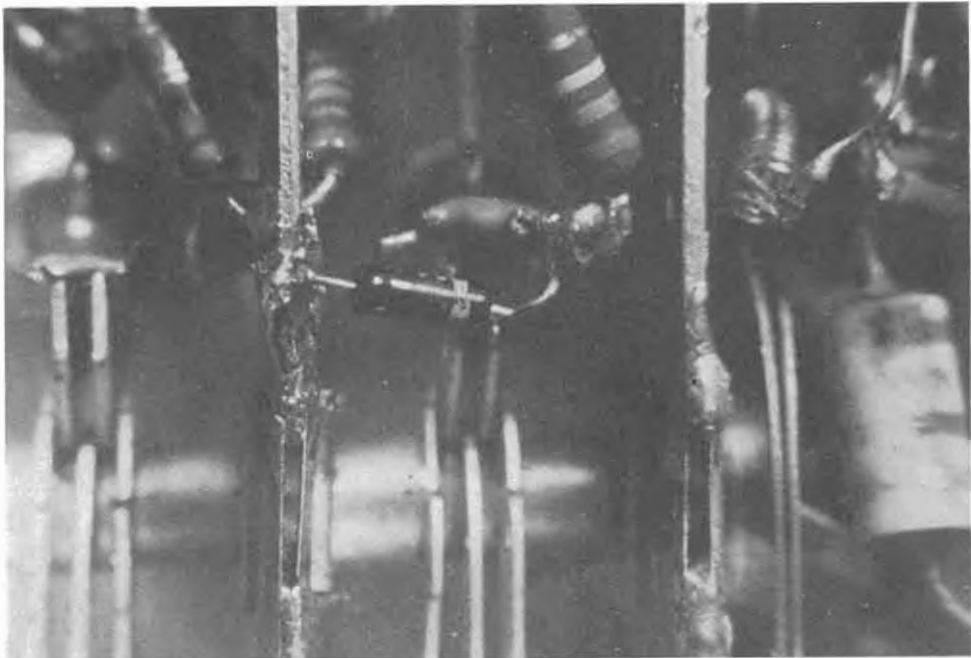


foto 3

Non colleghiamo elettricamente il varicap al variabile perché l'escursione di capacità è troppo forte, e per non variare il Q del circuito oscillante. Otteniamo quindi uno spazzolamento di frequenza del gruppo, sincrono con la frequenza di 1.000 Hz presente al punto X.

Da questo, con un cavetto schermato, portiamo il segnale all'asse X in un qualunque oscilloscopio di BF, ottenendo una riga orizzontale, sovrapposizione delle righe a 1.000 Hz generate dal dente di sega dell'unigiunzione.

Attraverso la corta antenna del nostro oscillatore iniettiamo il segnale di AF nel circuito in esame, avvicinandolo al corto stilo, sporgente dal contenitore, l'uscita del circuito in prova sarà collegata a un ricevitore. Ad esempio un'antenna sarà collegata al preamplificatore, e questo al ricevitore. Il segnale rivelato, prelevato dopo il discriminatore dell'ultima MF, viene applicato, tramite cavetto schermato, all'asse Y del CRT.

Variando la sintonia del gruppo UHF, apparirà sullo schermo la curva di risonanza, che dovrete cercare di aumentare di ampiezza verticale, migliorando l'accordo del circuito che si sta tarando.

Normalmente l'accordo si raggiunge ruotando lentamente i compensatori variabili facenti parte del circuito, nel caso di antenne, accorciando o distanziando gli elementi, per le antenne paraboliche spostando nel fuoco il dipolo o l'illuminatore. In figura 3 è rappresentata la composizione a gruppi.

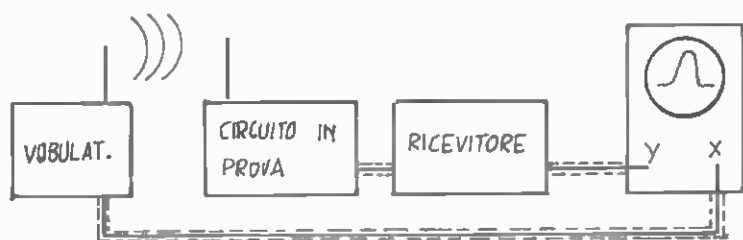


figura 3

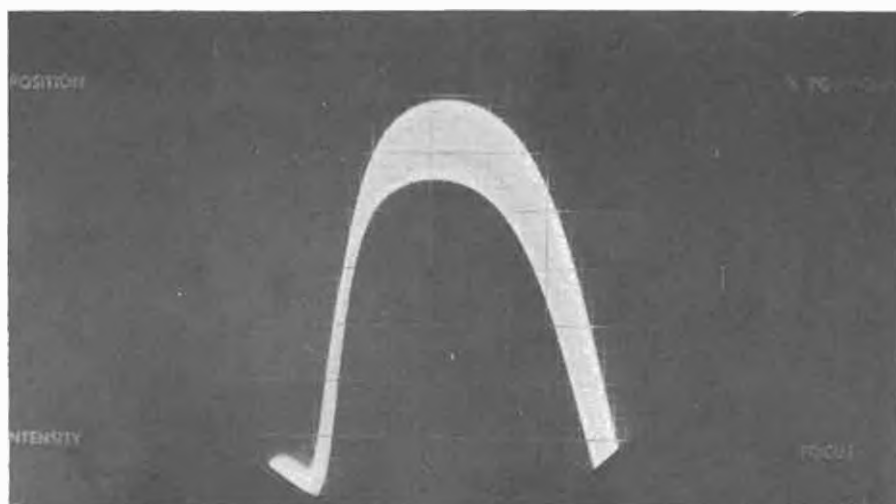


foto 4

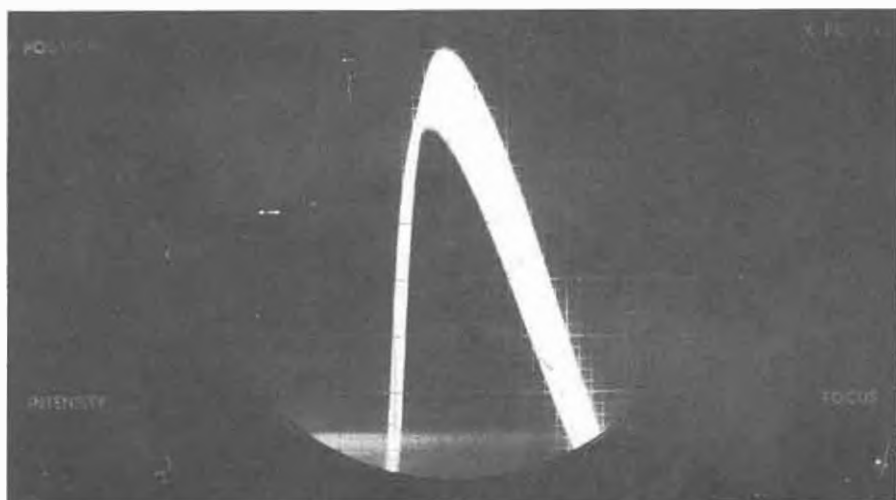


foto 5

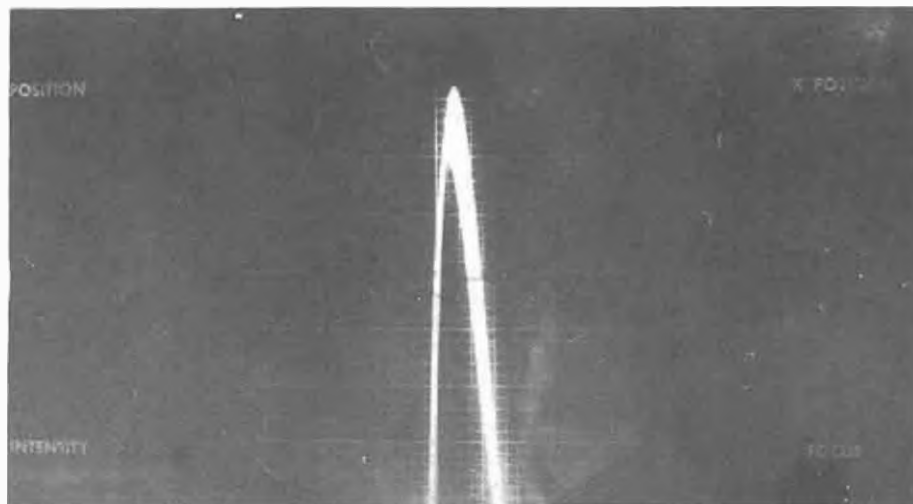


foto 6

Le foto 5 e 6 rappresentano curve con buona risonanza, la foto 4 una curva piuttosto piatta, vale a dire un Q scarso.

Per la taratura del generatore leggete l'articolo a pagina 2124 di cq 11/78.

Unendo i punti I indicati sullo schema di figura 1, otterrete un ottimo oscillatore modulato. * * * * *

Scontro infernale

**ovvero
come trasformare il nostro video
in un campo di battaglia**

IWOAP, Umberto Perroni e IWOAMU, Luigi Saba

Era una sera piovosa e dopo una metodica esplorazione dei 652 canali televisivi locali a nostra disposizione, sui quali avevamo potuto farci una cultura in merito alla « idiosincrasia » post-bellica dell'lo semantico e dell'importanza della bio-degradabilità dei detersivi, decidemmo che per passare le serate occorreva qualcosa di nuovo.

Fu così che iniziò la battaglia.

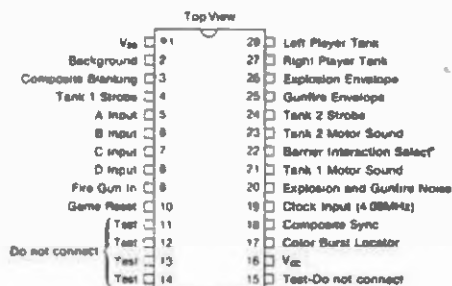
Vediamo le caratteristiche di questa battaglia:

- 2 carri armati indipendenti e controllabili;
- esplosione del carro se colpito da un proiettile o da una mina;
- esplosione delle mine;
- sparo del proiettile con corsa sul video e relativo suono;
- tre velocità del carro, sia avanti che indietro;
- 32 angoli di rotazione;
- terrapieni fissi usati come barriere;
- realistico rumore del carro;
- punteggio automatico sullo schermo;
- il punteggio di ogni giocatore è dello stesso colore del carro.

L'integrato che permette tutto ciò è l'AY-3-8710 della General Instruments. Esso è stato progettato per visualizzare su un banalissimo TV a colori o in bianco/nero un campo di battaglia, dove due carri armati si sfidano a singolar tenzone, esternamente pilotati dai due giocatori. I carri possono muoversi avanti e indietro e la rotazione azimutale è divisa in 32 parti in cui è possibile far fuoco tramite apposito pulsante.

La disposizione dei piedini è visibile in figura 1.

PIN CONFIGURATION 28 LEAD DUAL IN LINE



* N.C. on AY-3-8700-1; do not connect anything to this pin

USCITE VIDEO

L'integrato provvede da solo a generare tutti i segnali video necessari con una forma d'onda sincronizzata che include gli impulsi di spegnimento di traccia e il sincronismo colore quando sia richiesto. Questi segnali video saranno naturalmente inviati al modulatore RF funzionante su un canale TV. Il livello di luminosità è determinato dal rapporto dei resistori siglati da R_{21} a R_{24} compresi. Sono previste cinque uscite video: sincronismo, giocatore destro, giocatore sinistro, sfondo e blanking.

L'uscita di ogni giocatore include inoltre il simbolo del proprio carro, il proprio punteggio, lo sparo e il viaggio del proprio proiettile e, mentre il giocatore destro visualizza le mine, il sinistro visualizza le barriere. Un carro è bianco, uno è nero e lo sfondo è grigio (che fantasia!). E' prevista anche l'uscita del « color burst » per la visione a colori.

INGRESSO CLOCK

L'ingresso per il clock è di 4,0909 MHz ed è l'unico richiesto per le operazioni in bianco e nero; deve avere un duty cycle del 50 % e una ampiezza massima di 4 V (figura 2).

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (PRELIMINARY INFORMATION)

Maximum Ratings

Voltage on any pin with respect to V_{SS} 0 to 12V

Storage temperature range -20°C to 70°C

Ambient Operating Temperature Range 0° to +40°C

Standard Conditions (Unless stated otherwise)

V_{CC} = +6.0 to 7.0 volts (subject to further characterization)

V_{SS} = 0 volts

*Exceeding these ratings could cause permanent damage. Functional operation of this device at these conditions is not implied—operating ranges are specified below

Characteristics at 25°C, $V_{CC}=6$ Volts	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Clock input frequency (Duty Cycle 50% ± 5%)	—	4.0909	—	MHz	
Rise and Fall Times	—	—	40	ns	
Logic '0'	0	—	0.5	Volts	
Logic '1'	3.0	—	4.0	Volts	
Input Current	—	—	100	µA	
Outputs: Pins 2, 3, 4, 17, 18, 20, 24, 25, 26, 27, 28 (Open drain)	—	—	300	Ω	$V_{OUT} = 0.5V, 4.7K$ to V_{CC}
Outputs: Pins 21, 23 (push pull)	—	—	—	—	
Logic '0'	0	—	0.5	Volts	
Logic '1'	$V_{CC}-2$	—	V_{CC}	Volts	
Inputs: Pins 5, 6, 7, 8, 9	—	—	—	—	
Logic '1'	$V_{CC}-2$	—	V_{CC}	Volts	See System Diagram for correct circuit
Maximum supply current	—	—	75	mA	

figura 2

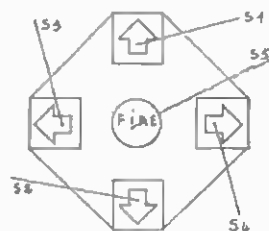
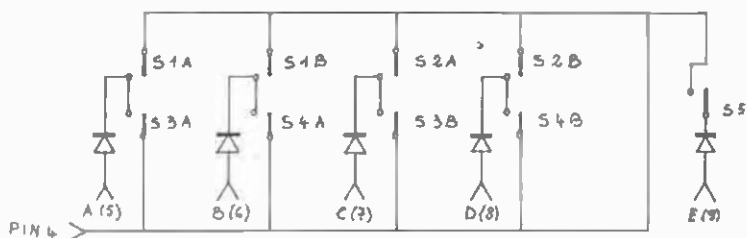
IL GIOCO

VISUALIZZAZIONE DEL CAMPO E CONTROLLO CARRI

I carri sono controllati dalla connessione delle uscite, 4 per uno e 24 per l'altro agli ingressi A, B, C, D e « Fire Gun in », corrispondenti rispettivamente ai piedini 5, 6, 7, 8 e 9.

Il movimento avanti si ottiene quando A e B sono collegati ai piedini 4 o 24. Appena connessi, il carro avanza a bassa velocità e, se la connessione è mantenuta, dopo un secondo e mezzo viene selezionata la velocità media e, dopo un altro secondo e mezzo, la velocità massima. Interrompendo la connessione quando è attivata una qualsiasi delle tre velocità, il carro continua a viaggiare nell'ultima

velocità e direzione impostate. Per fermare il carro bisogna premere momentaneamente il pulsante della direzione opposta; tutto questo vale naturalmente anche per la marcia indietro. Questa la si ottiene collegando C e D ai piedini 4 o 24.



DISPOSIZIONE PULSANTI

figura 3

La rotazione in senso orario del carro è causata dalla connessione di B e D ai piedini 4 o 24 e per il movimento contrario dalla connessione di A e C sempre con i piedini 4 o 24. Il carro è abilitato a ruotare sia da fermo che in movimento. Il collegamento dei pulsanti in figura 3 si riferisce a un solo giocatore; per l'altro è tutto uguale, tranne l'uscita che andrà al piedino 24.

I PROIETTILI

Collegando il piedino 9 « gun fire » allo « strobe » (piedino 4 o 24) con un pulsante normalmente aperto, si causa lo sparo dei cannoni e la fuoriuscita di un proiettile ogni volta che chiuderemo il contatto del pulsante. La corsa del proiettile dura all'incirca quattro secondi e per sparare di nuovo occorre rilasciare il pulsante per poi premerlo di nuovo. E' inutile premerlo mentre il proiettile precedente è ancora in corsa: sentirete il rumore dello sparo ma dal cannone non uscirà nulla. Quando un proiettile è in viaggio la rotazione del carro gli imporrà di seguire la rotazione stessa. La gittata del proiettile è (approssimativamente) 2/3 della larghezza o lunghezza dello schermo a seconda dell'angolo di sparo.

BARRIERE SUL CAMPO DI BATTAGLIA

Sul campo di battaglia ci sono 22 barriere che provvedono a difendere dagli spari. I carri non possono passare sulle barriere se il piedino 22 è collegato a massa. Sul campo sono dislocate 6 mine, colpendone una col carro questo esploderà ricominciando poi da fermo con il cannone inattivo per un periodo che va da 2 a 4 secondi e la mina colpita svanirà per tutta la durata del gioco. Una mina colpita aumenta il punteggio avversario.

ESPLOSIONI (VIDEO)

L'esplosione di un proiettile è visualizzata quando è alla fine della corsa o incontra un ostacolo. Il carro, invece, esplose momentaneamente quando urta una mina o è colpito da un proiettile.

PUNTEGGIO

Ciascun giocatore ha il punteggio dello stesso colore del carro, è incrementato quando il suo carro riesce a colpire quello avversario oppure quando l'avversario urta una mina. Il gioco finisce quando il punteggio lampeggia. Per ricominciare il gioco basta collegare momentaneamente il piedino 10 a massa.

USCITE DEL SUONO

Il suono prodotto dal circuito è composto dalle tipiche basse frequenze associate con i motori e le esplosioni. Si raccomanda di usare altoparlanti adatti per avere il suono più realistico possibile. Sono previste quattro uscite associate con ciascun motore: tre per le altrettante velocità e una per lo stato di quiete. Queste uscite saranno poi filtrate come da schema. Il rumore dello sparo è prodotto miscelando l'uscita del « noise » con l'uscita dello sparo dopo essere stata filtrata. Sono previsti anche i rumori relativi all'esplosione del carro e dei proiettili.

CONSIDERAZIONI FINALI

Ci sono certe aree (vedi figura 4) nelle quali è bene che i carri non si avventurino in quanto è possibile rimanere intrappolati lungo i bordi non avendo lo spazio per girare; a questo punto la partita è persa. Se l'intrappolamento avviene lungo le barriere ci si può liberare tramite il piedino 22 che permette di passarci sopra. C'è inoltre una zona (« misfire zone ») nella quale possono verificarsi inconvenienti nello sparo senza tuttavia arrecare disturbo al gioco.

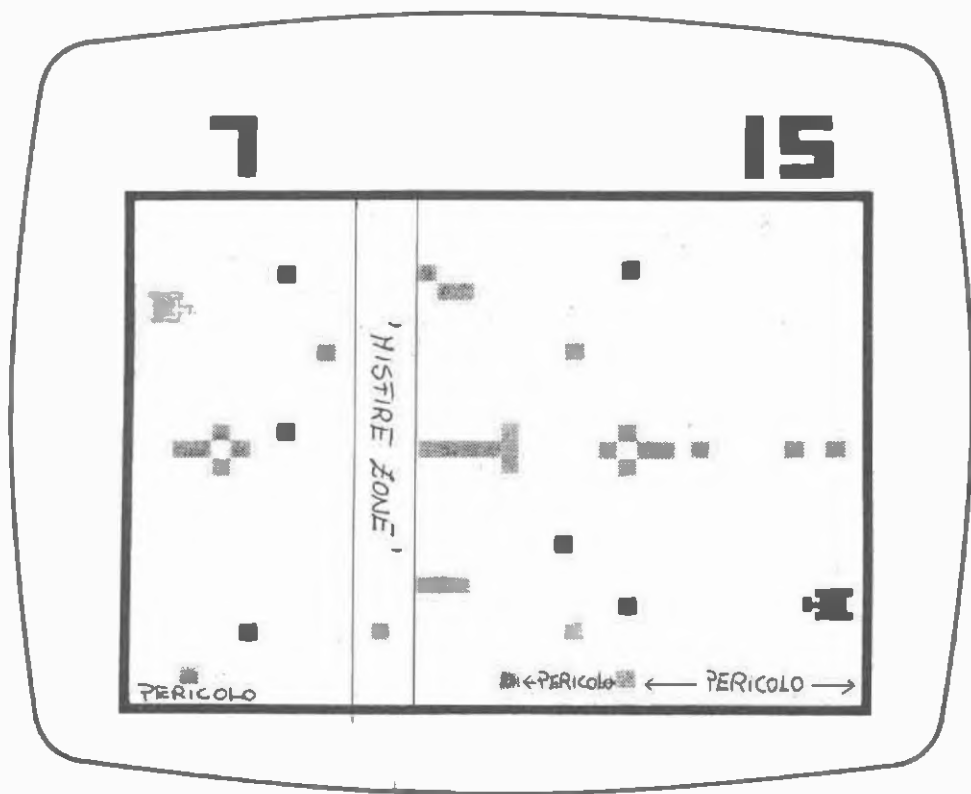


figura 4

L'uscita video del circuito andrà, logicamente, a un video modulatore: ma quale? La G.I. consiglia il video modulatore UM1082 della ASTEC collegato come in figura 6; noi, invece, vi consigliamo di collegare l'uscita alla base del transistor oscillatore di un gruppo sintonizzatore per la banda IV e V della TV, tramite un condensatore da almeno $1\mu\text{F}$. Avrete così la possibilità di sintonizzarvi su un qualsiasi canale, e avrete aggirato l'ostacolo della costruzione del video modu-

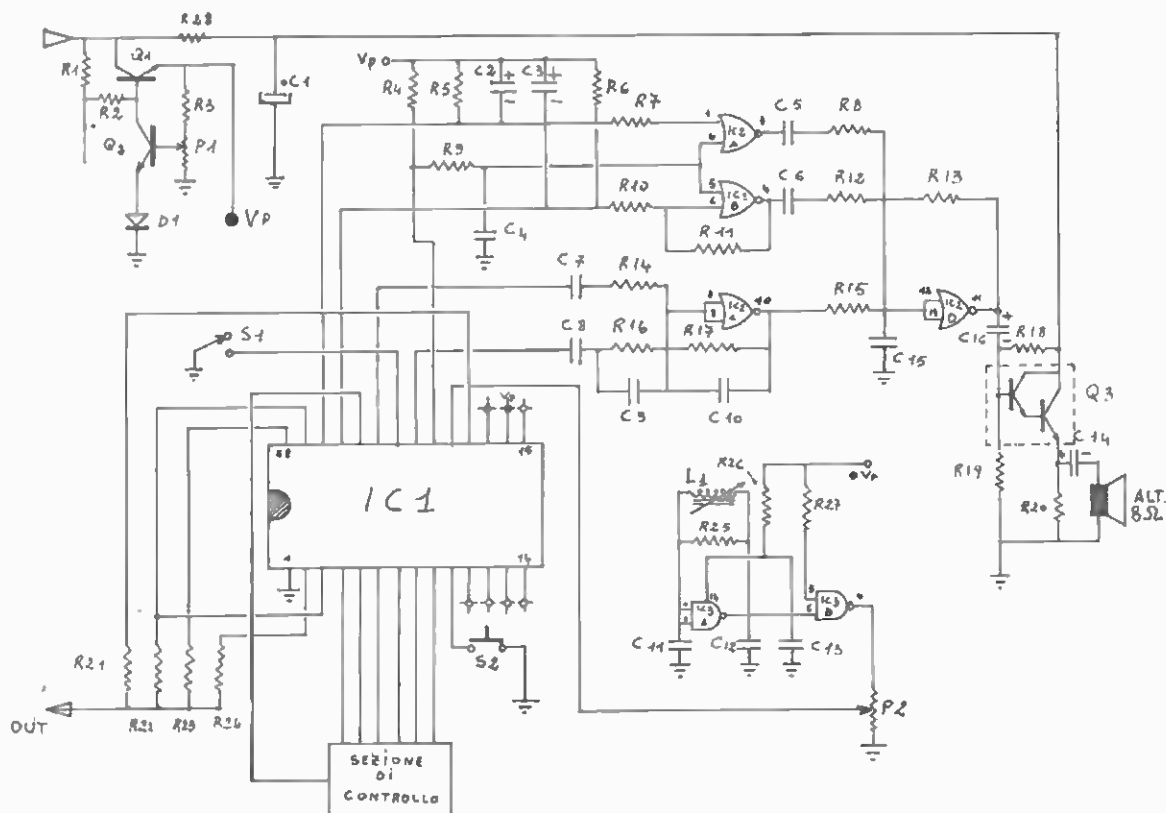


figura 5

Schema elettrico

IC1 AY-3-8710

IC2 CD4001

IC3 CD4011

O₁ 2N2219O₂ 2N2219O₃ 2 × 2N2219C₁ 250 μF, 25 VC₂ 22 μF, 25 VC₃ 22 μF, 25 VC₄ 0,1 μF, ceramicoC₅ 5 μF, 25 VC₆ 5 μF, 25 VC₇ 0,1 μF, ceramicoC₈ 0,1 μF, ceramicoC₉ 200 pF, ceramicoC₁₀ 100 pF, ceramicoC₁₁ 15 pF, ceramicoC₁₂ 10 pF, ceramicoC₁₃ 0,05 μF, ceramicoC₁₄ 200 μF, 50 VC₁₅ 0,22 μF, ceramicoC₁₆ 5 μF, 25 VL₁ 70 ÷ 120 μHR₁ 100 ΩR₂ 100 ΩR₃ 3,9 kΩR₄ 2,2 kΩR₅ 20 MΩR₆ 2,2 MΩR₇ 3,9 MΩR₈ 10 kΩR₉ 22 kΩR₁₀ 10 MΩR₁₁ 20 MΩR₁₂ 10 kΩR₁₃ 30 kΩR₁₄ 10 MΩR₁₅ 10 kΩR₁₆ 10 MΩR₁₇ 20 MΩR₁₈ 10 kΩR₁₉ 10 kΩR₂₀ 15 ΩR₂₁ 270 ΩR₂₂ 10 kΩR₂₃ 10 kΩR₂₄ 2,4 kΩR₂₅ 39 kΩR₂₆ 100 ΩR₂₇ 4,7 kΩR₂₈ 100 Ω

tutte da 1/2 W

Per L₁ provare bobine MF a 455 kHz o 10,7 MHz con o senza condensatore in parallelo.

Tarare L₁ per 4,09 MHz al pin 4 di IC3B.

Tarare P₁ per 6 V al V_P.

Tarare P₂ per 3,5 V_{pp} al pin 19 di IC1.

latore. Un altro video modulatore che stiamo provando è quello con l'integrato LM1889N, che al suo interno contiene l'oscillatore per un canale TV, l'oscillatore per il canale audio, l'oscillatore per la sottoportante colore e i vari modulatori; appena pronto, lo presenteremo sulla Rivista.

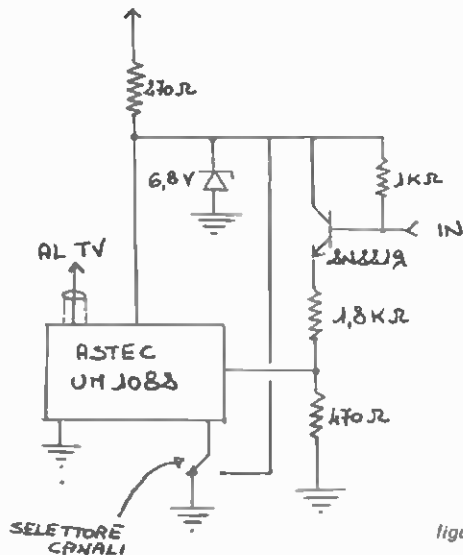


figura 6

E' l'alba.

Abbiamo distrutto 4.327 carri e gli echi delle cannonate hanno svegliato i vicini che ci inseguono con pale e forconi al grido di « al rogo, al rogo! »; ma noi, imperterriti, muniti di televisore da polso, fuggiti sul tetto, continuiamo il duello, nella speranza che Superman venga a salvarci!

A presto e buon divertimento!

METEOSAT 1

articolo
richiesto
da

IATG

Radlocomunicazioni

Walter Medri

Nessun satellite meteorologico aveva mai suscitato tanto interesse quanto ne sta suscitando ora il METEOSAT 1 e ciò sta accadendo sia a livello di Enti nazionali di Stato, sia a livello amatoriale nel senso più ampio della parola.

Le sue stupende immagini trasmesse a intervalli di mezz'ora sempre dallo stesso punto di osservazione sono divenute di fondamentale aiuto ai meteorologici per prevedere le dinamiche più inconsuete delle formazioni nuvolose e hanno messo qualunque radio-APT-amatore in condizioni di formulare in proprio previsioni del tempo a breve scadenza.

Con le foto del METEOSAT 1, infatti, si possono fare ad esempio ottime previsioni meteorologiche a lunghi viaggi, oppure scegliersi con assoluta sicurezza il periodo migliore per la partenza per le ferie.

E' sufficiente, ad esempio, essere in possesso di cinque o sei foto della medesima zona ricevute a intervalli regolari e osservare attentamente la consistenza e la tendenza della massa nuvolosa più significativa e prossima all'area interessata. Annotati gli spostamenti della massa nuvolosa presenti da una foto all'altra, non è quindi difficile per nessuno intuirne la minaccia immediata o la sua evoluzione positiva a media scadenza (dissolvimento o spostamento in altra direzione).

E' altresì vero che ulteriori dati come ad esempio la tendenza della pressione atmosferica, il livello della temperatura, il grado di umidità, ecc. relativi alla zona considerata, possono rendere ancora più precisa la previsione, ma è fuori di dubbio che le foto del METEOSAT sono di facile interpretazione per tutti e di fondamentale aiuto ad ogni previsione meteorologica.

Inoltre, da un po' di tempo, le foto del METEOSAT sono sempre più ricercate anche da molte TV private, le quali, non volendo essere da meno di «mamma rai», intendono dare maggiore serietà alle loro previsioni mostrando dal video le belle foto del METEOSAT.

Sono queste sicuramente soltanto alcune delle numerose ragioni che giustificano tanto interesse intorno a questo satellite geostazionario, ma a mio parere sarebbero già più che sufficienti a legittimarlo, pertanto riprendiamo subito il nostro discorso interrotto la volta scorsa sul come e che cosa trasmette METEOSAT 1. Dopo avere evidenziato una procedura di calcolo matematico per giungere al guadagno dell'antenna ovvero alla cifra di rumore relativa al converter in banda «S», abbiamo preso in considerazione il suo sistema di trasmissione APT/WEFAX e vi ho presentato alcuni schemi relativi agli attuali mosaici d'immagini trasmesse con questo sistema.

Ma oltre i mosaici «C», «D», «E» e quello speciale, già citati la volta scorsa, vengono trasmessi anche altri formati d'immagini come ad esempio l'immagine di prova (una specie di monocropio emesso in due versioni per il controllo accurato dell'apparecchiatura ricevente) e i formati «R», «Z», «Y» e «LT1», «LT2», «LT3», «LT4» mostrati nelle figure 1, 2 e 3.

Inoltre sono previsti a breve scadenza altri formati, tra cui carte del tempo aeronautiche che saranno di sensibile aiuto a previsioni del tempo a media e lunga scadenza.

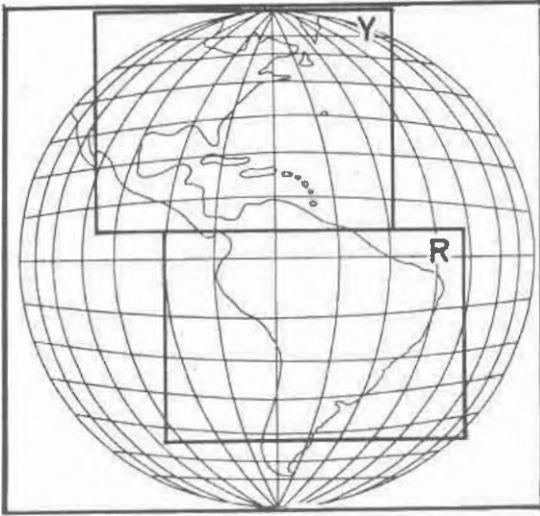


figura 1

Il formato « Y » e « R » comprende due immagini all'infrarosso riprese dal satellite GOES-E geostazionario a 75° Ovest e ricevute dal Centro spaziale di Lannion poi ritrasmesse via METEOSAT 1.
La massima definizione di queste immagini è di 8 km.

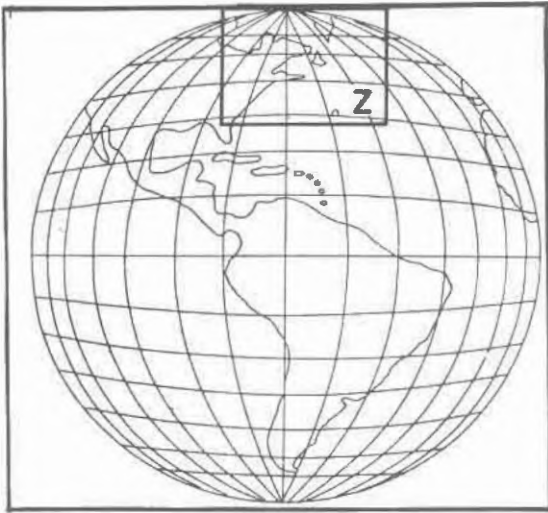


figura 2

Il formato « Z » comprende il settore Nord dell'immagine globale ripresa nel « visibile » dal satellite GOES-E.
La definizione orizzontale di questa immagine raggiunge il chilometro.

Va chiarito però che mentre i mosaici « C », « D » e « E » vengono gestiti dal Centro M.G.C.S. (Meteosat Ground Computer System) che fa parte del Centro Spaziale Europeo ESOC di Darmstadt, i mosaici « LS », « LT », « R », « Z » e « Y » provengono dal C.M.S. (Centre de Meteorologie Spatial) che fa parte del Centro Spaziale di Lannion (Francia).

Dal Centro di Darmstadt vengono anche trasmessi messaggi scritti chiamati « Administrative Messages », contenenti notizie e aggiornamenti sulle trasmissioni via satellite svolte dal Centro.

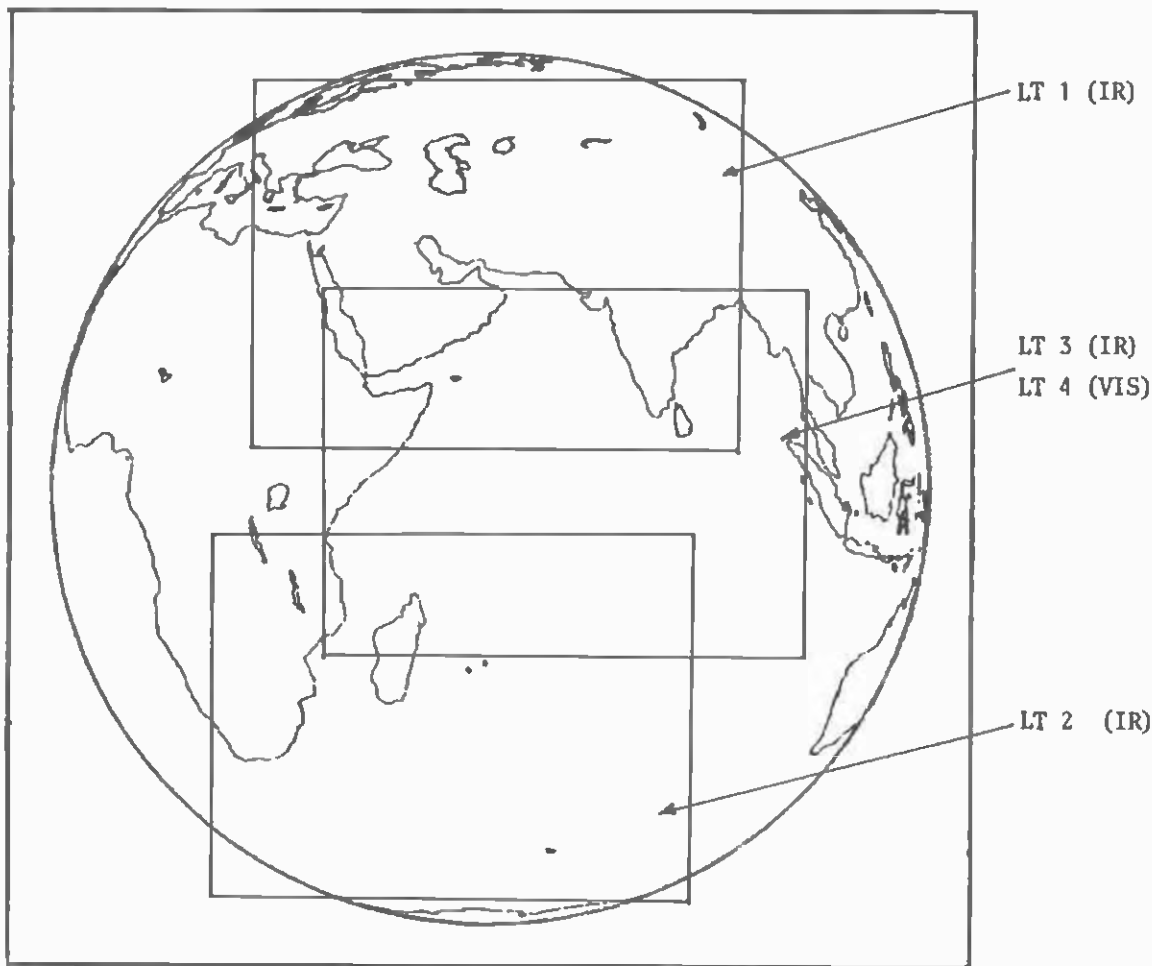


Figura 3

Questo mosaico prevede quattro immagini diverse riprese dal satellite GOES-1 geostazionario sull'Oceano Indiano a 58° Est.

Le specificazioni « IR » indicano immagini all'infrarosso e le specificazioni « VIS » indicano immagini riprese nello spettro del visibile.

Differenze tra lo standard APT/WEFAX trasmesso dal Centro di Darmstadt e quello trasmesso dal Centro di Lannion sono evidenziate dalle figure 4 e 5 e riguardano soprattutto alcuni minimi particolari riguardanti il display e le sue regolazioni.

Infatti, entrambi gli standard prevedono immagini di 800 linee con una frequenza di scansione orizzontale di 4 Hz e una definizione di 800 punti.

Il tempo di scansione verticale invece è di 223 sec per le immagini gestite dal Centro di Darmstadt e di 213 sec per quelle gestite dal Centro di Lannion. Le figure 4 e 5 mostrano ancora meglio le piccole differenze tra i due standard ma vi posso suggerire di mantenere la stessa scansione verticale di 223 sec per entrambe le immagini.

Ogni immagine è preceduta da una nota a 300 Hz della durata di 3 sec e questo segnale può venire impiegato per la partenza della scansione verticale.

Quindi segue immediatamente un segnale di Phasing della durata di 5 sec che normalmente viene impiegato per allineare visivamente o automaticamente l'inizio di ogni riga dell'immagine con il bordo dello schermo del display.

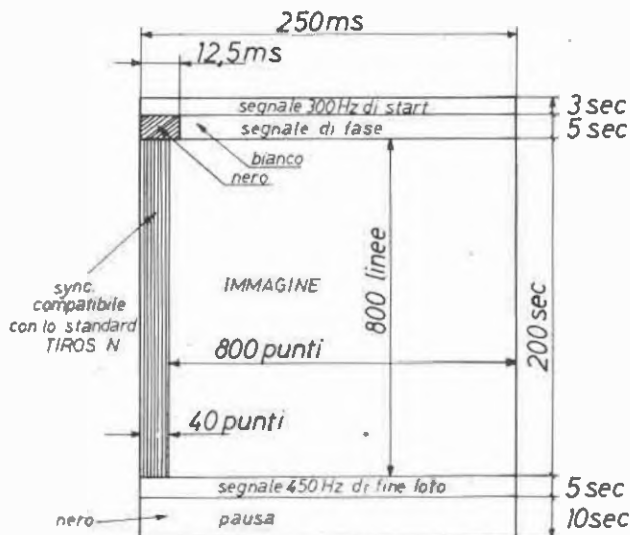


figura 4

Caratteristiche delle immagini APT/WEFAX trasmesse dal Centro spaziale di Darmstadt. Si noti che il formato utile per l'immagine è perfettamente quadrato.

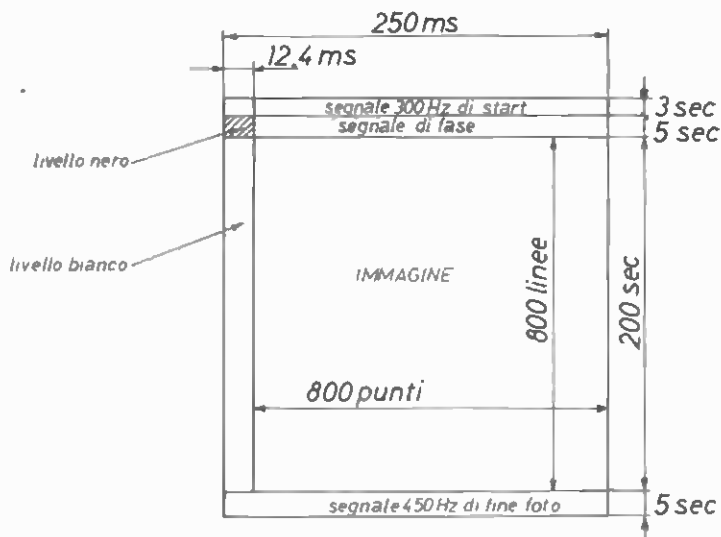


figura 5

Caratteristiche delle immagini APT/WEFAX trasmesse dal Centro spaziale di Lannion. Si noti che anche in questo caso il formato utile per l'immagine è perfettamente quadrato, questo significa che anche la mascherina sullo schermo del display deve avere forma quadrata.

Al termine di ogni immagine, invece, appare una nota a 450 Hz della durata di 5 sec, la quale potrebbe servire per determinare il reset della scansione verticale, ma che serve in ogni caso ad avvisare l'operatore che l'immagine è stata completata in tutti i suoi elementi e che si può chiudere l'otturatore della macchina fotografica.

L'inizio di una immagine successiva è segnalato nuovamente dalla solita nota a 300 Hz e fino a poco tempo fa nell'intervallo tra una foto e l'altra veniva tolta la portante.

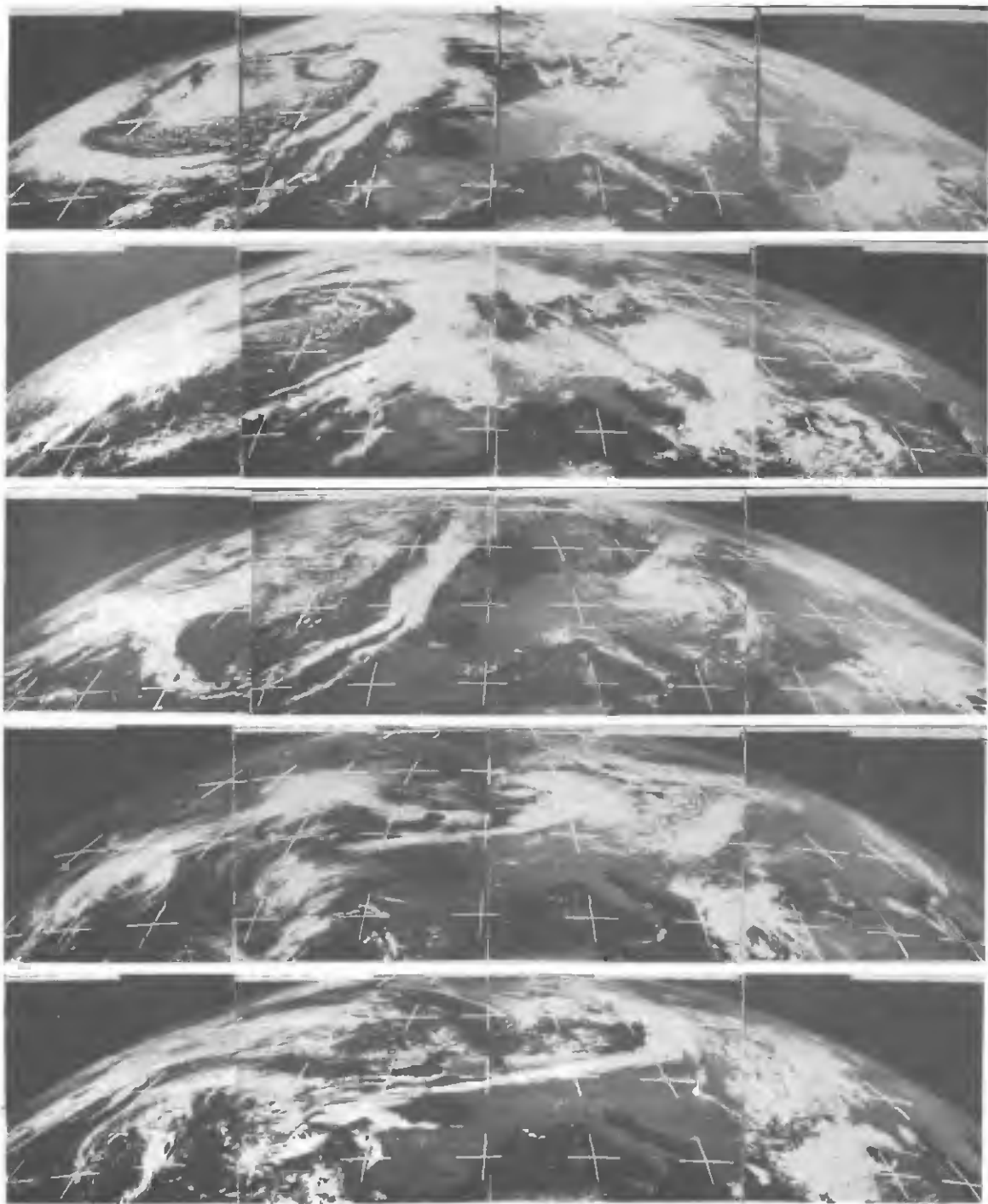
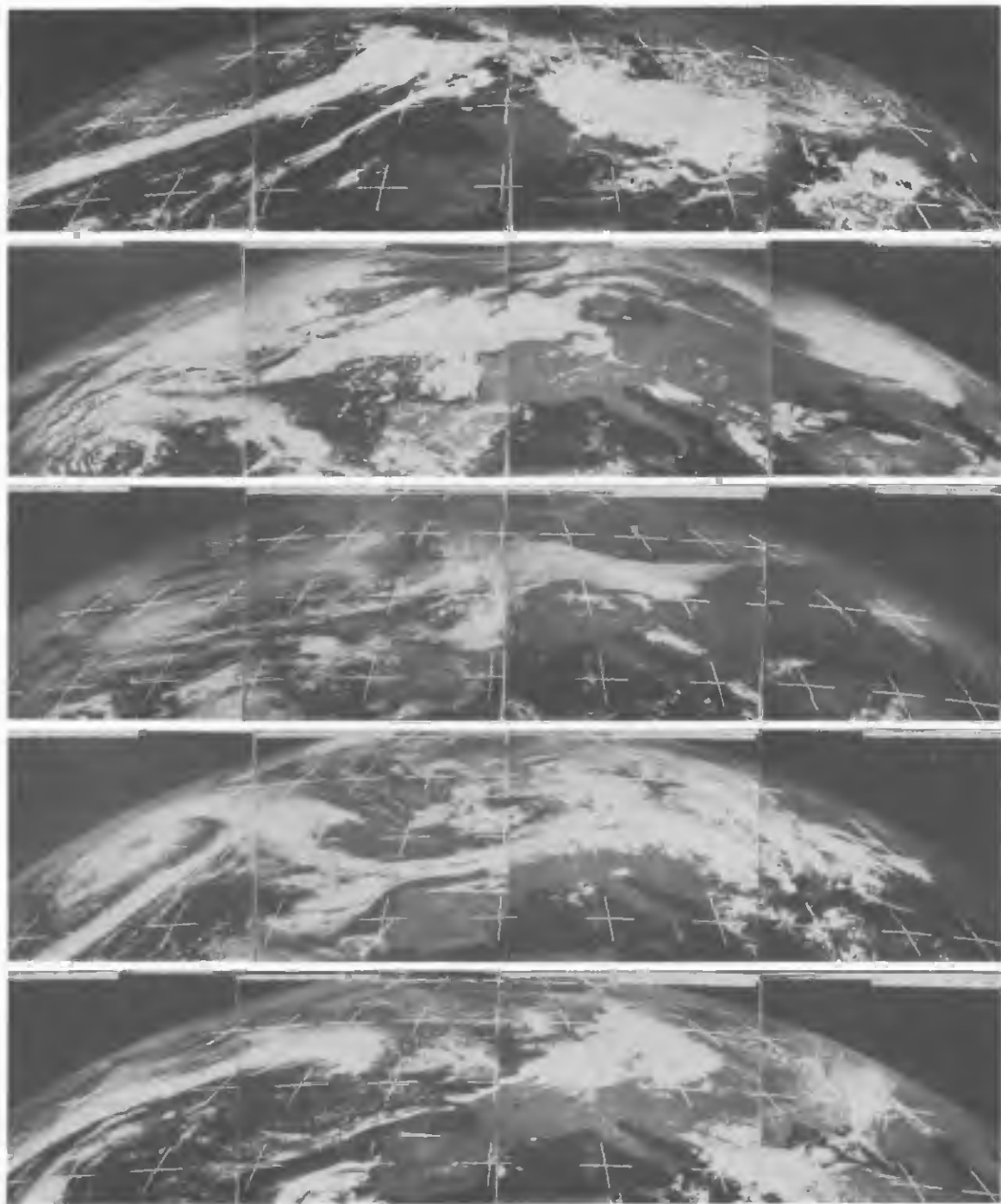


FOTO APT/WEFAX - Serie di immagini METEOSAT ricevute dall'autore, ogni mosaico è composto dalle foto « C1 », « C2 », « C3 », « C4 » relative al formato « C », vedi pagina 1821, cq 10/79. La « C1 » comprende parte dell'oceano Atlantico settentrionale fino a lambire l'isola di Terranova, la « C2 » comprende ancora gran parte dell'Atlantico settentrionale, la Spagna, la Francia occidentale e l'Inghilterra, la « C3 » comprende l'Italia, la costa nord occidentale dell'Africa e parte dell'Europa occidentale fino al Mare di Norvegia, la « C4 » comprende l'Europa orientale, sono ben visibili la Turchia, il mar Caspio e il lago d'Aral.



Come potete vedere da queste belle immagini dell'ottobre '78, non tutte le foto riportano le marcature dei meridiani e paralleli. Attualmente, però, per facilitarne la lettura in presenza di forte nuvolosità, tutte le foto trasmesse dal METEOSAT 1 riportano, oltre le marcature dei meridiani e paralleli, anche la punteggiatura dei lineamenti costieri.

Attualmente questo accade solamente per le immagini trasmesse sul canale 2 (1.691 MHz), sul canale 1 (1.694,5 MHz) la portante viene lasciata in permanenza tra una foto e l'altra ed è modulata con ampiezza costante dalla frequenza di sottoportante di 2.400 Hz.

Le immagini APT/WEFAX trasmesse sul canale 1 oppure sul canale 2 possono venire rilevate in anticipo dalla scheda denominata « Meteosat Dissemination Schedule », che il Centro spaziale di Darmstadt provvede a inviare su richiesta dell'interessato.

Questa scheda contiene tutti gli orari delle foto trasmesse nelle 24 ore dal METEOSAT, e uno stralcio relativo a tre colonne dell'ultima scheda valida dal 15 ottobre '79 è riportato in figura 6; la scheda completa è composta da otto colonne ognuna divisa in tre segmenti uguali.

METEOSAT DISSEMINATION SCHEDULE S7910M01

VALID FROM 15/10/79

15 UT		18 UT		21 UT		HH
I	CH1 . CH2	I	CH1 . CH2	I	CH1 . CH2	I MM
I	.	I	.	I	.	I
IC02	30.---	ID1	36.---	ID1	42.---	I 2
IC03	30.C11	30ID2	36.	ID2	42.	I 6
IC04	30.LY	30ID3	36.LY	36ID3	42.LY	42I 10
ID2	30.BIVW	30ID4	36.BIW	36ID4	42.BIW	42I 14
ID1	30.C12	30ID5	36.	ID5	42.	I 18
IC06	30.LZ	30ID6	36.LZ	36ID6	42.LZ	42I 22
ID3	30.C13	30I	.D7	36I	.D7	42I 26
ID4	30.C14	30I	.D8	36I	.D8	42I 30
ID5	30.BIV	31ID1	37.D9	36ID1	43.D9	42I 34
ID2	31.	ID2	37.	ID2	43.	I 38
IC02	31.AIW	30ID3	37.BIW	37ID3	43.BIW	43I 42
IC03	31.---	==IE1	36.	IE1	42.	I 46
ID6	30.---	==IE2	36.AIW	36IE2	42.AIW	42I 50
IC07	30.D7	30IE3	36.---	==IE3	42.---	==I 54
IC08	30.D8	30IE4	36.---	==IE4	42.---	==I 58

figura 6

Settore della scheda-programma « S7910M01 ».

La scheda completa comprende gli orari di trasmissione delle foto METEOSAT durante le 24 ore di ogni giorno.

Le HH ore e i MM minuti in testa a ogni colonna e visibili nella figura 6 sopra e sul lato destro, indicano il momento esatto in cui ha inizio la trasmissione di ogni singola foto.

La lettera « L » che precede i formati « R », « Z », « Y » e « T1 », « T2 », « T3 », « T4 », sta a indicare che questi formati vengono elaborati dal Centro spaziale di Lannion.

Si noti che sotto a ogni indicazione di canale (CH1 - CH2) sono incolonnate le « sigle » di ogni formato trasmesso e ad ogni sigla segue poi il numero della ripresa globale (SLOT) a cui appartiene il formato.

Ogni segmento riporta in alto al centro l'ora GMT alla quale sono state riprese le immagini trasmesse nella prima mezz'ora dopo l'ora indicata, quindi più in basso le indicazioni « CH1 » e « CH2 » che identificano i canali 1 e 2.

Sotto ad ogni indicazione di canale sono incolonnate una serie di lettere differenziate da un numero, ad esempio C02, C03, C04, D2, D1, ecc., che identificano il tipo d'immagine trasmesso (tenuti presenti gli schemi dei mosaici descritti in precedenza).

Inoltre, ai due lati estremi della scheda sono riportati una serie di numeri in ordine crescente che indicano i minuti dopo l'ora indicata sopra ad ogni segmento di colonna (vedi sotto HH MM).

Si può quindi leggere dalla figura 6, prima colonna a sinistra, che alle ore 15,02 GMT sul canale 1 viene trasmessa ogni giorno la foto « C02 » (cioè C2), mentre sul canale 2 non vi è alcuna trasmissione.

Quindi, sempre sul canale 1, alle ore 15,06, viene trasmessa la foto « C03 », alle ore 15,10 la foto « C04 », alle ore 15,14 la foto « D2 » e alle ore 15,18 la foto « D1 », tutte derivanti dalle immagini riprese dal sistema PDSU alle ore 15,00 GMT.

Sul canale 2 alle ore 15,06 GMT si ha invece la trasmissione della foto « C11 », alle ore 15,10 la trasmissione della foto « LY » e alle ore 15,14 la trasmissione delle immagini PDSU (visibile, infrarosso e vapore).

L'ora esatta a cui si riferisce la ripresa di ciascuna foto trasmessa in APT/WEFAX viene riportata sulla foto stessa ma può essere rilevata anche dividendo per due il numero che segue immediatamente le sigle viste sopra sulla scheda.

Negli esempi sopra riportati il numero che segue immediatamente la sigla di ogni foto è 30, quindi l'ora di ripresa delle foto citate è $30 : 2 = 15$.

Oltre la scheda descritta, il Centro di Darmstadt invia anche un'altra scheda guida la quale non è che la stessa vista secondo il riferimento all'ora di ripresa divisa in « SLOT » e secondo le emissioni gestite dal M.G.C.S. o dal C.M.S.

Le ultime informazioni pervenutemi dal Centro spaziale europeo di Darmstadt riguardano le trasmissioni di nuovi formati d'immagine sperimentali previste dal primo al 28 di ottobre.

Le trasmissioni di questi nuovi formati avverranno solitamente il lunedì e il venerdì dalle ore 15,00 alle ore 16,30 GMT, e possibili variazioni del programma vengono comunicate attraverso gli « Administrative Messages » delle ore 8,46 e delle ore 14,46 di ogni venerdì.

A tutte le stazioni APT/WEFAX in contatto con il Centro di Darmstadt è stato inviato anche un questionario attraverso il quale si chiede di evidenziare la preferenza per i formati ritenuti più interessanti.

Si spera così di ricavare da questa collaborazione indicazioni valide per la scelta di nuovi formati operativi ancora più aderenti alle esigenze tecniche della nuova meteorologia vista dallo spazio.

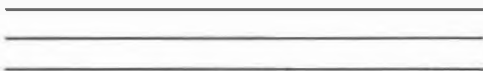
* * *

Abbiamo così concluso il tema come e che cosa trasmette METEOSAT 1; nella prossima puntata esamineremo alcuni importanti aggiornamenti tecnici da apportare alle apparecchiature APT già descritte, al fine di migliorare la ricezione del satellite e la conversione del suo segnale video in foto.

Nota: ai nuovi lettori di cq elettronica comunico che sul Bollettino della IATG « tecniche avanzate » viene regolarmente pubblicato il NOTIZIARIO PER RADIO-APT-AMATORI e le Effemeridi per i satelliti TIROS N e NOAA 6.

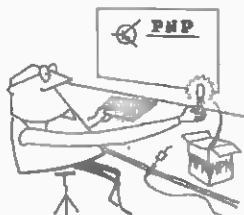
Sul numero 4/79 sono state pubblicate anche le modalità riguardanti il recente invito del National Environmental Satellite Center (della NASA), rivolto a tutti coloro che sono già in grado di captare fotografie APT dai satelliti TIROS N e NOAA 6, ad inviare alcune fotografie captate durante il 1979 assieme ad alcune altre illustranti la propria apparecchiatura ricevente APT.

Abbonarsi a tecniche avanzate, quindi, è un modo intelligente ed economico per mantenersi aggiornati sulle attività APT amatoriali. * * * * *



La pagina dei pierini

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



14ZZM, Emilio Romeo
via Roberti 42
MODENA

© copyright cq elettronica 1979

Pierinata 230 - Il giovane Au. CER, di Pavia, mi ha scritto che facendo ascolti con un super-reattivo da lui costruito gli è spesso capitato di sentire frasi come questa: « aspetta che controllo un momento, ho del ROS ». Aggiunge che, pur conoscendo a fondo l'argomento, gli sembra che l'espressione indicata non sia corretta e per essere sicuro chiede abbondanti spiegazioni da me.

Caro Augusto, anzitutto i miei complimenti per la riuscita costruzione del tuo apparecchio speriamo che presto ti dedicherai a costruzioni più impegnative.

Il problema che mi sottoponi non è troppo semplice e non può essere spiegato in due parole: comunque, vedrò di essere breve e usare un linguaggio molto elementare.

Il ROS è il rapporto fra l'energia inviata e quella riflessa esistenti in una linea di trasmissione collegata ad una antenna.

Essendo un rapporto, deve essere per forza espresso da una cifra che può essere alta, bassa, o uguale a uno: è assurdo annunciare la presenza di ROS senza specificarne la quantità. Come dire che un altoparlante « ha impedenza », senza precisare quanti ohm.

A che cosa è dovuto il ROS?

Alla differenza di impedenza esistente fra la linea e l'antenna a cui è collegata. Se per esempio abbiamo una linea da 75Ω mentre l'antenna ha un'impedenza di 50Ω , il ROS sarà uguale a 1,5 ($75/50$).

In parole povere, tutto dipende da ciò che la linea vede come carico.

Se questo carico è (come impedenza) uguale alla linea, tutta l'energia inviata viene irradiata: caso molto raro. Se è maggiore o minore il ROS assumerà determinati valori.

Mediante semplici formule dal ROS si può risalire facilmente alla percentuale di energia riflessa: nel caso del ROS uguale a 1,5 essa corrisponde al 4%, cioè il 96% viene irradiato, come prima approssimazione. Infatti bisogna considerare che quel 4%, respinto verso il trasmettitore, viene rimandato di nuovo verso l'antenna e il 4% di esso ritorna indietro, e così via: l'effetto di questo va e viene è che l'energia irradiata e, nell'esempio fatto, un poco maggiore del 96%.

Come vedi, le cose sono un pochino ingarbugliate lungo una linea: non è come quando scorre l'acqua in un tubo.

Stando così i fatti, una cosa insensata che si ostinano a fare alcuni è quella di accorciare, centimetro per centimetro, il cavetto di discesa per poter leggere un ROS uguale a uno.

Anche qui occorrono due parole di spiegazione.

Come ho detto, tutto dipende da ciò che vede la linea nel punto in cui è collegata all'antenna: quindi la logica imporrebbe di piazzare lo strumento indicatore proprio fra l'antenna e la linea, ma per evidenti ragioni pratiche ciò è impossibile.

Però le linee godono di una importantissima proprietà che è la seguente: la situazione esistente nel punto di unione fra linea e antenna si ripete esattamente in un punto, lungo la linea, che sia distante dall'antenna di mezza lunghezza d'onda, o suoi multipli.

Perciò, se si piazza lo strumento in uno di questi punti è come se lo si piazzasse fra l'antenna e la linea e pertanto la misura del ROS è possibile.

Se la linea è più corta o più lunga di λ mezzi (o multiplo) la misura del ROS viene falsata, in più o in meno a seconda delle reattanze in gioco.

I « volponi » non si preoccupano affatto di ciò, perché esistono carte speciali che, tenendo conto della esatta lunghezza della linea, permettono di risalire al ROS reale.

Ma quelli che accorciano la linea nel miraggio di ottenere un ROS uguale a uno, non fanno altro che variare gradualmente la quantità che falsava la lettura fino a trovare il punto in cui essa è di valore uguale, ma di segno contrario, al valore del ROS reale, in tale punto lo strumento deve per forza maggiore indicare zero, perciò gli « accorciatori » sono contentissimi perché credono di avere un ROS uguale a uno mentre magari in realtà è uguale a tre: contenti e gabbati.

E adesso che ho dato la spiegazione in modo molto elementare e con parole poverissime, spero, caro Augusto, che avrai capito qual'è il nocciolo della questione e cioè se si vuole correggere il ROS bisogna agire sull'antenna: ogni altro tentativo, eseguito altrove, non serve.

Per finire, voglio dare alcune cifre che saranno utili ai principianti: a un ROS uguale a 1,2 corrisponde lo 0,8% di energia riflessa, cioè il 99,2% viene irradiato; a un ROS uguale a 1,3 corrisponde 1,7% di energia riflessa, cioè il 98,3% viene irradiato.

A un ROS uguale a 2 corrisponde 11% di energia riflessa, cioè l'89% viene irradiato.

A un ROS uguale a 3 corrisponde il 25% di energia riflessa, cioè il 75% viene irradiato.

Invito pertanto gli interessati, che siano riusciti a misurare effettivamente il loro ROS, a riflettere se vale la pena di affannarsi tanto nella ricerca del fantomatico ROS uguale a uno.

E per oggi sono costretto a salutarVi qui

vostro Pierino Maggiore

Emilio Romeo 14 ZZM

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

Da qualche anno in qua, il progresso sempre più allargato delle tecnologie, la gamma sempre più vasta di prodotti, i costi più accessibili, hanno portato queste esigenze fino al livello del « consumer », cioè dell'utente spicciolo, dell'hobbista, dell'amatore, dell'appassionato autocostruttore. I microprocessori costituiscono un esempio tipico.

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

Progetto "Alfa Omega"

a cura di I2VBC, Alberto Baccani

Una mini per l'AZ518

(una minisupereterodina da regalare alla propria fanciulla)

I2VBC, Alberto Baccani

Nella mia vita ho compiuto numerose nefandezze, ma quella che mi è costata più cara è senza dubbio quella di aver coltivato un « love affair » con una graziosa fanciulla presentatami da un amico radioamatore, che ha prestato la propria attività su quelle « macchine » (sembra che non si dica aereo... ma macchina!!) che sorvolano i cieli di questo e di altri continenti.

La suddetta fanciulla era sprovvista di una radio da portarsi sempre dietro e che le permettesse, con ridottissimo consumo, di sentire sulla stazione radio preferita la celebre « *How deep is your love* » dei Bee Gees che rappresentava un po' (come spesso capita) l'aspetto musicale del rapporto.

Il tempo è passato, la fanciulla pure (ha ripreso il volo sia in senso pratico che figurato) ma è rimasto il progetto della miniradio e la voglia di portarlo a termine. Dato che il risultato e le soddisfazioni sono state particolarmente gradevoli ho pensato di presentare questo gadget a chi, più fortunato del sottoscritto, potrà omaggiare la propria metà con un parto elettronico particolarmente piacevole.

Ma, passando a un tono un po' più serio, prescindendo da questa premessa sentimentale, devo dire che questa mini-supereterodina va veramente bene e costituisce il primo passo verso una versione « Jumbo » in corso di allestimento con integrati TDA1062, μ A753, SH1549 (di cui presto parleremo) CA3046, TBA120S e altri, che trae le proprie origini dal progetto di una autoradio della Blaupunkt veramente mostruosa e dagli schemi applicativi dell'integrato ibrido SH1549 che permette la memorizzazione elettronica di ben 16 stazioni con comando a distanza in codice BCD sul tipo di quelli in uso negli attuali apparati commerciali TV. Il progetto è completato da una serie di facili modifiche che possono essere apportate per migliorare le prestazioni, sempre per stimolare la creatività dei lettori.

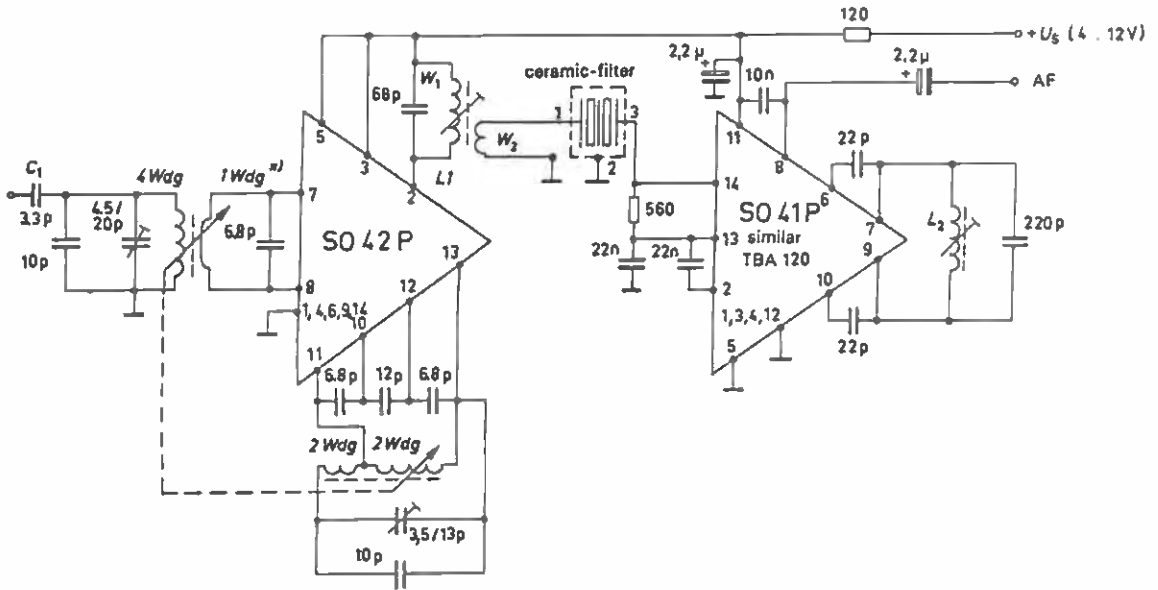
Circuito elettrico

Si tratta di un circuito classico, basato sull'uso del S041P, del S042P e eventualmente del TBA820M.

Lo S041P svolge le funzioni di mixer autoscillante, lo S042P l'amplificatore, l'limitatore rivelatore e il TBA820M l'amplificatore di BF.

L'integrato TBA820M non è stato incluso nel circuito stampato ma messo a parte in quanto può essere considerato un « optional » data la miniaturizzazione del tutto.

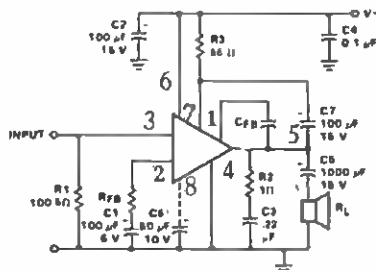
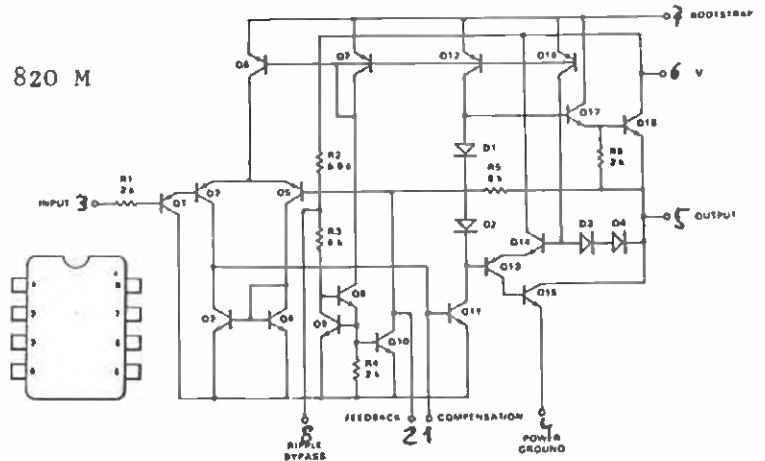
Schema elettrico della superterodina



* as a loop over the 4 windings

Schema elettrico del TBA 820 M

- Piedino 1 compensazione
- Piedino 2 controreazione
- Piedino 3 ingresso
- Piedino 4 massa
- Piedino 5 uscita
- Piedino 6 alimentazione
- Piedino 7 bootstrap
- Piedino 8 anti ripple



Prestazioni

1.6 WAT	9 V - 4 II
1.2 WAT	8 V - 8 II
0.75 WAT	6 V - 4 II
0.5 WAT	6 V - 8 II
0.22 WAT	3.5 V - 4 II
0.09 WAT	3 V - 4 II

Le caratteristiche elettriche che ci interessano più direttamente sono le seguenti:

- sensibilità migliore di $5 \mu\text{V}$
- soglia di limitazione a $3 \text{ dB } 10 \mu\text{V}$
- fattore di rumore 10 dB (è un po' altino data l'assenza di stadio RF)
- banda passante a -3 dB circa 300 kHz
- tensione di alimentazione da $4,5$ a 15 V
- assorbimento 6 mA
- uscita 2F per $\pm 75 \text{ kHz}$ di deviazione circa 250 mW

Vediamo adesso le caratteristiche degli integrati.

Lo S041P è (come dice mamma Siemens) un doppio mixer bilanciato con due transistori a corrente costante che svolgono le funzioni di oscillatore.

La configurazione interna è tale da permettere una soppressione delle spurie particolarmente elevata e una risposta alla intermodulazione molto buona. L'assenza dello stadio RF rende praticamente insensibile questa « mini » ai ben noti fenomeni di sovraccarico in presenza di segnali molto forti.

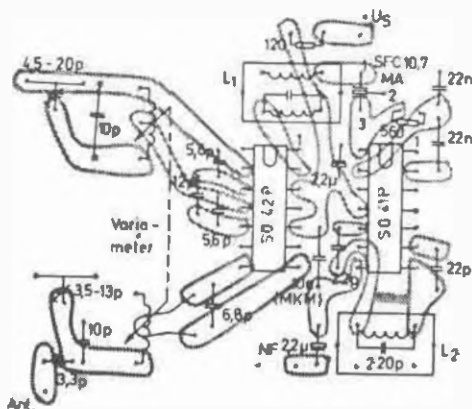
L'uso del filtro ceramico rende pressoché nulla la taratura in quanto ci si deve limitare a regolare i due nuclei delle bobine di media per il massimo fruscio e le bobine dell'oscillatore e del mixer per la migliore sintonizzazione e sensibilità dell'apparato.

La banda passante è determinata essenzialmente dal filtro ceramico, la bobina dopo il mixer serve più che altro per l'accoppiamento con l'uscita del mixer e per ripulire un po' la risposta spuria tipica del filtro ceramico che presenta dei « baffetti » fuori banda abbastanza accentuati che vengono notevolmente attenuati con l'uso di una semplice bobina.

L'integrato S042P è la versione sprint del TBA120, presenta una minore corrente di assorbimento, una maggior sensibilità, è comunque sostituibile pin-to-pin con il TBA120 e viceversa salvo per il piedino 5 che va a massa.

I dati delle bobine sono particolarmente semplici in quanto i supporti sono da 6 mm e sono realizzati con filo $\varnothing 0,8 \text{ mm}$ con 4 spire per L_1 e $(2 + 2)$ per L_2 . La bobina di media e quella del discriminatore sono « made in Japan » senza particolari novità e sono reperibili ormai anche nei fustini della Miralanza oppure lanciati giù dalla mongolfiera della ben nota olandesina. Lo stesso discorso vale per il filtro ceramico che per gli ignoranti ha la sigla « SFC 10.7 » e che si trova anche sotto lo zerbino di casa.

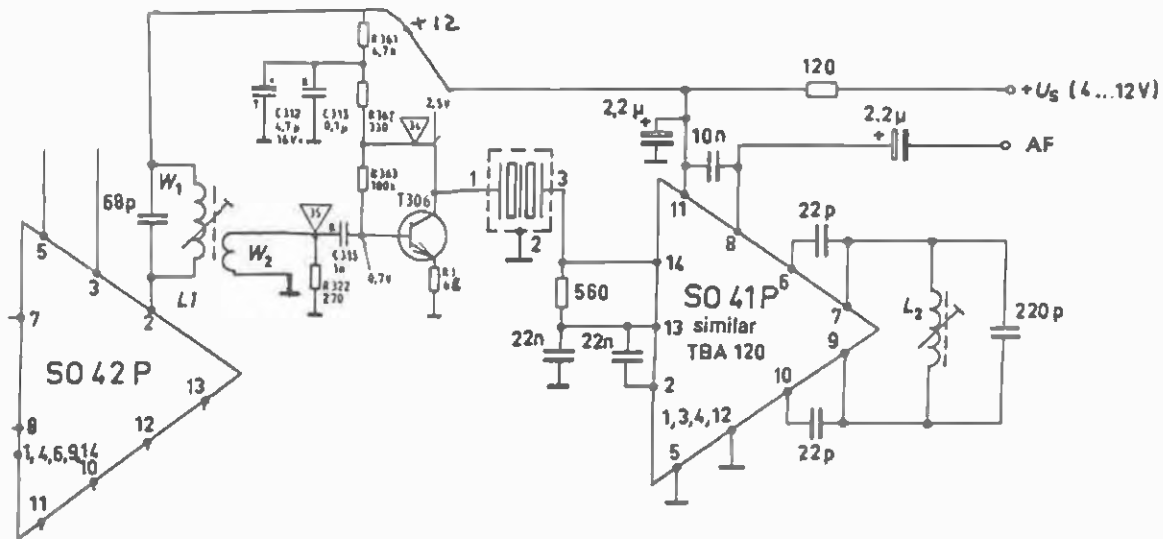
Nel circuito stampato e nella disposizione dei componenti è prevista una sintonia « in passo » con un componente un po' speciale, un supporto doppio per bobine che ha la sigla Vogt Fe-a-1914.1, nulla vieta però la realizzazione con due bobine separate, eliminando addirittura i due condensatori da 10 pF e riducendo le dimensioni del circuito stampato eliminando o restringendo la parte a sinistra del c.s. dove è previsto il dispositivo per la sintonia variabile.



Circuito stampato e disposizione dei componenti (scala 1:1).

Altre sperimentazioni possono essere effettuate sostituendo i trimmer capacitivi e le bobine con i ben noti BB204 e bobine fisse.

Ritengo però che la sintonia variabile sia un lusso superfluo per le caratteristiche di questa mini, comunque nulla vieta di aggiungere qualche cosa (non è consigliato togliere niente perché lo schema è già veramente « all'osso »).



Schema elettrico con modifica per aggiunta di stadio a media frequenza.

Si potrebbe mettere uno stadio RF, come si potrebbe mettere uno stadio tra il mixer e l'integrato di media. Ovviamente il tutto migliorerebbe sensibilmente, ma aumenterebbero anche le dimensioni e le complicazioni.

Se c'è qualche cosa che non vi soddisfa, se in questo schema manca qualche particolare che avreste voluto trovare, niente paura, troverete tutto sul volo Jumbo Milano-New York che apparirà prossimamente sulle pagine di cq elettronica per la gioia e la delizia dei lettori. L'autore nel frattempo si concede qualche svago con una addetta alla KLM...

RX: "il mondo in tasca"

Ubaldo Mazzoncini

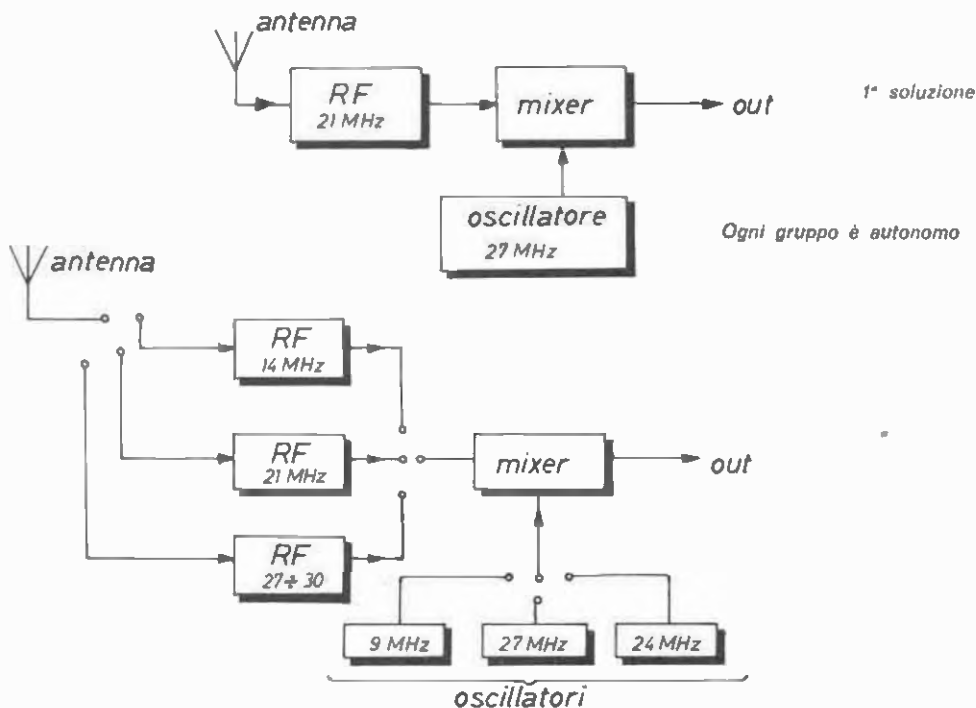
(segue dal n. 10/79)

Sul circuito stampato, lato componenti, del rivelatore a prodotto per SSB e il BFO, già a suo tempo pubblicato, è stata omessa l'indicazione della resistenza R_7 , vicino al G_2 di Q_2 , pur essendoci la piazzola per il suo posizionamento.

* * *

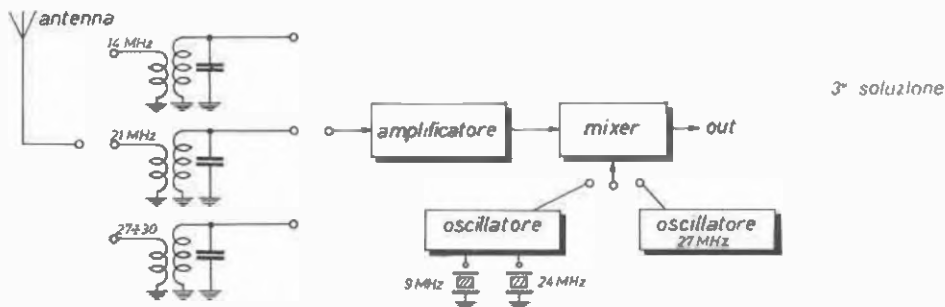
Convertitori per decametriche

Sono stato a lungo indeciso sul modo di trattare in sede pratica questo argomento. Si poteva infatti trattare ogni singolo convertitore a parte, unendo su di un unico circuito stampato la parte amplificatore RF, mixer e oscillatore esclusivamente della banda interessata; oppure si poteva unire tutti i convertitori su di un unico circuito stampato, usando sempre lo stesso mixer con più stadi RF di ingresso commutabili e più oscillatori anch'essi commutabili. In quest'ultima situazione ci sono poi più varianti: si possono commutare gli interi gruppi RF e oscillatori, oppure si possono commutare solo le bobine.



2ª soluzione

Quale soluzione adottare? Beh, dato che la scelta di un sistema piuttosto di un altro non è di carattere elettronico (solo l'ultima presenta dei problemi nella bontà del commutatore e nella lunghezza dei collegamenti) ma dipende dalle esigenze di ciascuno, ho pensato di superare il problema presentandovi ciascun gruppo separatamente in modo che sarete voi stessi ad assiemarli come meglio crederete.



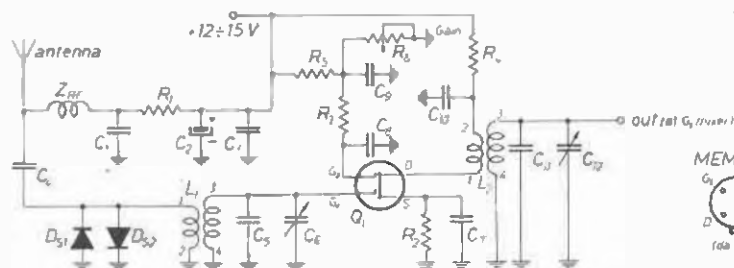
Nota: il motivo per cui la commutazione sui quarzi non si estende al quarzo per i 27 MHz è che i primi due (9 e 24 MHz) lavorano in fondamentale e quindi il circuito oscillatore non presenta bobine accordate, mentre il quarzo per i 27 MHz lavora in terza armonica e quindi abbisogna di oscillatore con circuito accordato su tale frequenza.

Gruppo amplificatore RF

Lo schema, come potete vedere, è quello tradizionale. Si può notare il gruppo composto da Z_{RF} , C_1 , R_1 , C_2 e C_3 che serve per portare la tensione continua in antenna (serve a far funzionare il preampli) senza introdurre alcun disturbo.

R_1	56 Ω , 1/2 W	D_1	1N914
R_2	270 Ω , 1/2 W	D_2	1N914
R_3	1 k Ω , 1/4 W	Q_1	MEM564C
R_4	330 Ω , 1/2 W	Z_{H1}	1 mH, a nido d'ape
R_5	100 k Ω , 1/4 W	L_1, L_2	vedi testo
R_6	47 k Ω , potenziometro lineare		

C_1	100 nF
C_2	100 μ F, 25 V
C_3	100 nF
C_4	4.700 pF
C_5, C_6	vedi testo
C_7	50 nF
C_8	100 nF
C_9	100 nF
C_{10}	100 nF
C_{11}, C_{12}	vedi testo



Il potenziometro R_6 serve per il guadagno dello stadio (ricordo che maggior tensione sul G_2 corrisponde a un guadagno maggiore) e i diodi D_1 e D_2 limitano il max segnale che può giungere su G_1 , proteggendo così lo stadio. Non vi sono sostanziali differenze tra questo gruppo e quello RF di ingresso già descritto nella seconda puntata.

Il gruppo va ugualmente bene per ogni frequenza decametrica con l'unica differenza nel numero di spire delle bobine e dei condensatori d'accordo.

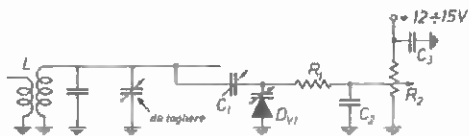
Precisamente, nella costruzione delle bobine L_1 e L_2 potremmo usare i seguenti dati:

Supporto \varnothing 6 mm con nucleo			
	14 MHz	21 MHz	27÷30 MHz
L_1	link 4 spire lato freddo 27 spire filo smaltato \varnothing 0,30 mm	link 4 spire lato freddo 22 spire filo smaltato \varnothing 0,30 mm	link 4 spire lato freddo 19 spire filo smaltato \varnothing 0,30 mm
L_2	link 5 spire lato freddo 27 spire filo smaltato \varnothing 0,30 mm	link 5 spire lato freddo 22 spire filo smaltato \varnothing 0,30 mm	link 5 spire lato freddo 19 spire filo smaltato \varnothing 0,30 mm
C_5	27 pF	15 pF	5,6 pF
C_6	10÷40 pF, compensatore	10÷40 pF, compensatore	3÷15 pF, condensatore variabile ad aria
C_{11}	27 pF	15 pF	5,6 pF
C_{12}	10÷40 pF, compensatore	10÷40 pF, compensatore	3÷15 pF, condensatore variabile ad aria

Ricordo che il numero delle spire e i valori dei condensatori di accordo è indicativo, potendo variare leggermente per molteplici ragioni tra cui la diversa permeabilità magnetica del nucleo, un diametro di bobina o di filo leggermente diverso o una tolleranza del valore dei condensatori. Come consiglio, posso dirvi di curare con particolare attenzione la lunghezza dei collegamenti in AF e di schermare bene con un setto collegato a massa la bobina L_1 dalla L_2 . Rimane da dire, prima di passare alla taratura, qualcosa a riguardo dei condensatori e compensatori d'accordo variabili C_6 e C_{12} .

Nel caso di banda dei 20 e 15 m (14 e 21 MHz) questi non sono altro che dei compensatori a barilotto di comune reperibilità. Diverso è il caso di banda da 11 a 10 m (27 ÷ 30 MHz) poiché la larghezza della banda stessa ci obbliga a usare un « sistema » per variare la capacità del condensatore (e quindi a non tenerla fissa) mediante un comando esterno. Questo condensatore potrebbe essere un variabile ad aria doppio.

In questo caso però possono nascere parecchi problemi: collegamenti troppo lunghi, costo eccessivo del componente, scarsa separazione tra ingresso e uscita dello stadio poiché i due condensatori C_6 e C_{12} si trovano un vicino all'altro. Con una costruzione meccanica accurata tuttavia si può risolvere il problema. Altra soluzione che vi posso proporre è la sintonia a diodi varicap.



- C_1 , 8÷30 pF, compensatore
- C_2 , 100 nF
- C_3 , 100 nF
- R_1 , 100 k Ω , 1/4 W
- R_2 , 10 k Ω , potenziometro lineare
- D_{v1} , BA102, varicap

Lo schema è molto semplice: una volta tolto C_6 e C_{12} , aggiungete il circuito come da figura.

Taratura

Gruppo 14 MHz - Prendete un Grid-Dip, regolatelo sui 14,175 MHz (centro banda) e avvicinatelo all'antenna. Quindi collegate un voltmetro elettronico o un oscilloscopio in uscita e regolate il nucleo di ciascuna bobina e i compensatori C_6 e C_{12} per il massimo dell'uscita. Mentre regolate le varie parti dovrete vedere l'ago o l'indicazione dell'oscilloscopio salire o ampliarsi gradualmente. Se a un certo punto vedrete l'ago scattare a fondo scala ciò significa che vi è un innesco e che quindi non avete fatto bene la schermatura.

Attenzione anche a non fermarvi con il condensatore sulla « linea » di max o min capacità poiché in questo caso anche se avete raggiunto la max ampiezza del segnale, potreste anche non essere ancora accordati sulla vostra frequenza. Come fare per saperlo? Semplice: se, girando il nucleo leggermente da una parte o dall'altra, il segnale cala, allora tutto va bene; se invece il segnale, in un caso, aumenta ancora, allora vi trovate proprio in uno dei casi descritti. Basterà correggere la posizione del nucleo e ritarare i compensatori.

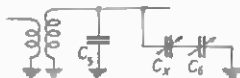
Gruppo 21 MHz - Stesso identico discorso vale per questo gruppo, con la differenza che la frequenza di accordo (e quindi anche quella del Grid-Dip) va regolata sui 21,225 MHz.

Gruppo 27 ÷ 30 MHz - Un discorso particolare va fatto per questo gruppo. Infatti qui è necessario regolare la frequenza di sintonia mediante una manopola sul pannello.

Regolate il Grid-Dip sui 26,8 MHz circa, chiudete completamente il variabile ad aria e regolate il nucleo delle bobine per il max segnale in uscita. Quindi posizionate il Grid-Dip sui 30 MHz e controllate che aprendo il variabile si raggiunga la max ampiezza del segnale. Nel caso la raggiungete a metà corsa cambiate C_3 e C_{11} con condensatori di valore appena maggiore e rifate la taratura del gruppo. Viceversa nel caso contrario.

Un altro sistema molto efficace per limitare l'escursione in frequenza del variabile ad aria, è di porre in serie un compensatore da $10 \div 40$ pF o meno come da figura.

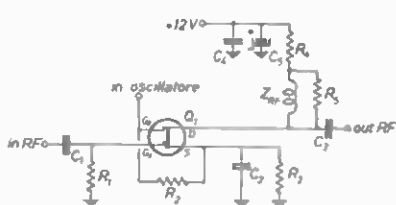
Nel caso l'escursione sia troppo ampia, basta diminuire la capacità del compensatore stesso.



C_x 10-40 pF, compensatore

Nel caso utilizzaste la soluzione a varicap potete nello stesso modo limitare l'escursione, diminuendo la capacità del compensatore C_1 .

Mixer - A questo gruppo non necessita alcuna taratura. Il segnale entra dal G_1 del mosfet mentre il segnale dell'oscillatore entra dal G_2 . Il segnale convertito è prelevato all'uscita del Drain.



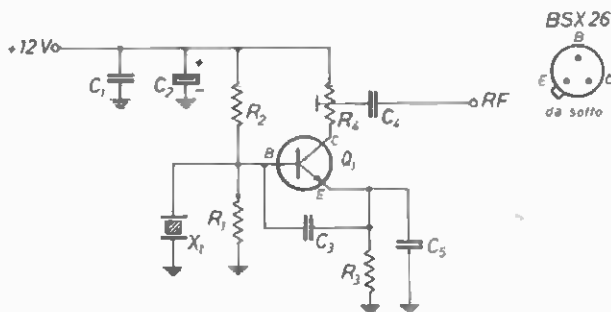
R_1	100 k Ω , 1/4 W
R_2	100 k Ω , 1/4 W
R_3	270 Ω , 1/4 W
R_4	330 Ω , 1/2 W
R_5	2,2 k Ω , 1/4 W
C_1	4,700 pF
C_2	50 nF
C_3	4,700 pF
C_4	100 nF
C_5	50 nF, 25 V
Z_{RF}	1 mH, a nido d'ape
Q_1	MEM564C

* * *

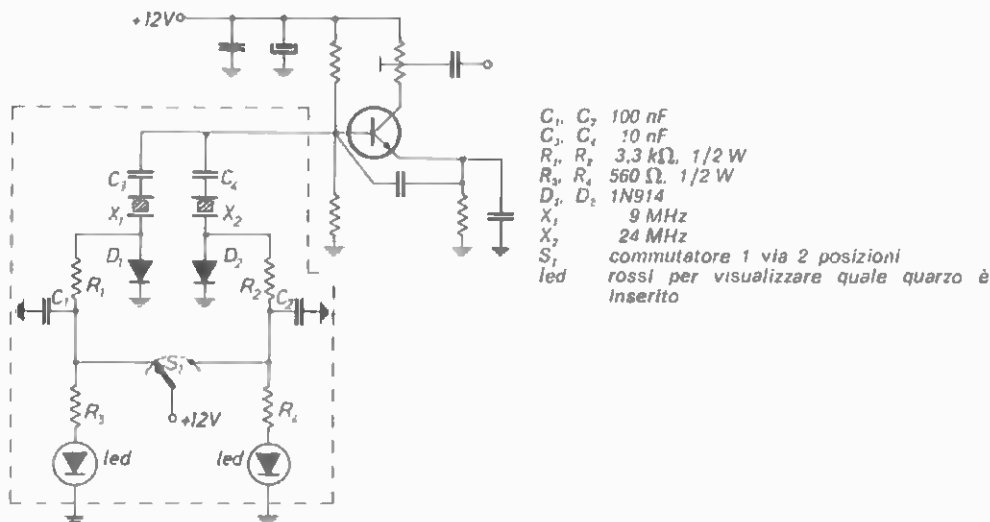
Oscillatore in fondamentale per i 14 e 27 ÷ 30 MHz - Per il gruppo 14 MHz usate un quarzo CB da trasmissione per canali alti mentre per i 27 ÷ 30 MHz usate un quarzo da 72 MHz che in fondamentale darà 24 MHz.

Il trimmer R_4 serve a regolare l'intensità del segnale in uscita. Si regolerà in maniera da non avere un soffio eccessivo in uscita dal mixer (andrà quindi regolato un po' a orecchio, oppure regolate il segnale uscente dall'oscillatore intorno ai 0,7 ÷ 0,9 V).

- R_1 , 33 k Ω , 1/4 W
- R_2 , 47 k Ω , 1/4 W
- R_3 , 820 Ω , 1/2 W
- R_4 , 470 Ω , trimmer
- C_1 , 100 nF
- C_2 , 50 μ F, 25 V
- C_3 , 39 pF, pin up
- C_4 , 4.700 pF
- C_5 , 47 pF
- O_1 , BSX26
- X_1 , quarzo



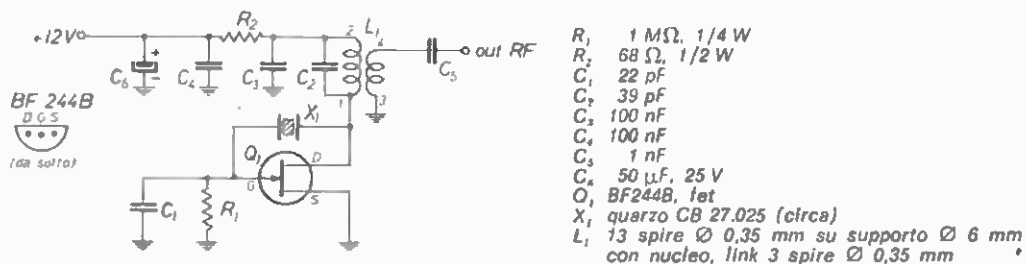
Nel caso desideraste avere le due frequenze mediante una semplice commutazione e senza costruire doppi oscillatori, potete eseguire questa modifica:



- C_1, C_7 100 nF
- C_3, C_4 10 nF
- R_1, R_2 3.3 k Ω , 1/2 W
- R_3, R_4 560 Ω , 1/2 W
- D_1, D_2 1N914
- X_1 9 MHz
- X_2 24 MHz
- S_1 commutatore 1 via 2 posizioni
- led rossi per visualizzare quale quarzo è inserito

Il commutatore lo potete mettere ovunque senza preoccuparvi della lunghezza dei cavi, dato che in essi scorre esclusivamente corrente continua. Attenzione a posizionare i due condensatori C_1 e C_2 vicino alle rispettive resistenze.

Oscillatore in 3° armonica per i 21 MHz - Per la taratura, regolate il nucleo di L_1 per la max uscita. Attenzione a non trovarvi in un punto di instabilità di oscillazione e a non sintonizzarvi su una armonica diversa. Per quanto riguarda l'intensità del segnale, se è troppo forte diminuite il numero di spire del link, se invece è troppo scarsa, aumentatele.



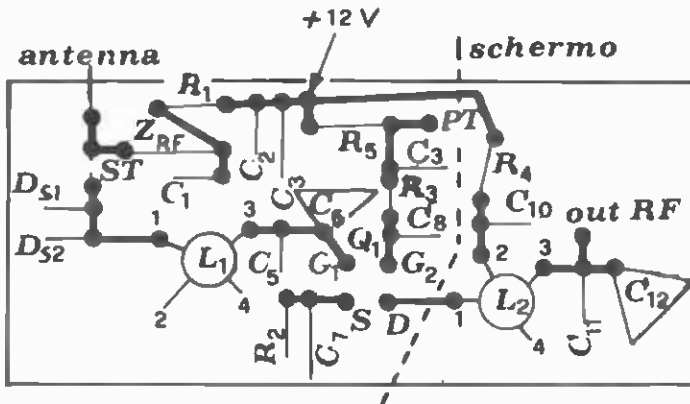
- R_1 1 M Ω , 1/4 W
- R_2 68 Ω , 1/2 W
- C_1 22 pF
- C_2 39 pF
- C_3 100 nF
- C_4 100 nF
- C_5 1 nF
- C_6 50 μ F, 25 V
- O_1 BF244B, tet
- X_1 quarzo CB 27.025 (circa)
- L_1 13 spire \varnothing 0,35 mm su supporto \varnothing 6 mm con nucleo, link 3 spire \varnothing 0,35 mm

Con questo abbiamo terminato la nostra trattazione sui convertitori per decame-
triche. Aggiungo solamente un piccolo consiglio: schermate molto bene ogni
gruppo racchiudendolo entro un'unica scatola metallica; inoltre il cavo uscente
dal mixer ed entrante nel ricevitore base dovrà essere il più breve possibile.
L'attenuatore inoltre andrà posizionato tra l'antenna e l'ingresso dello stadio RF
del convertitore.

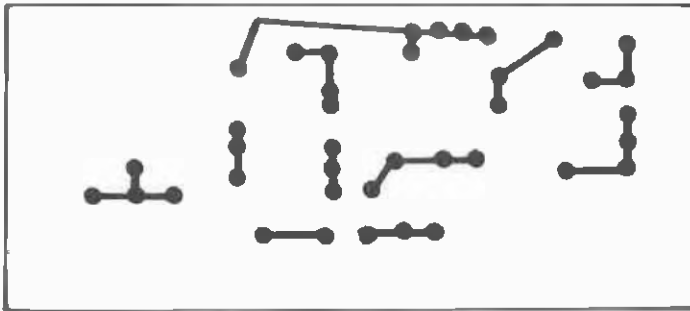
* * *

Vi darò ora i disegni dei circuiti stampati separati e in versione normale.
Starà a voi unirli nel modo desiderato o modificarli in maniera da adattarli ai
cambiamenti e modifiche consigliate.

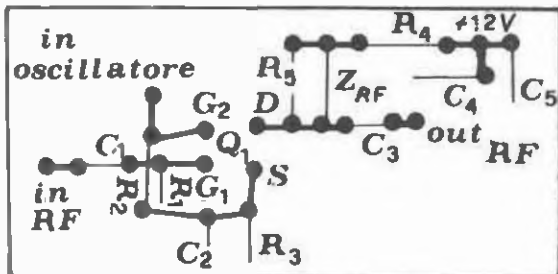
Vi do appuntamento per la prossima volta con il convertitore per i 144 ÷ 146 MHz.



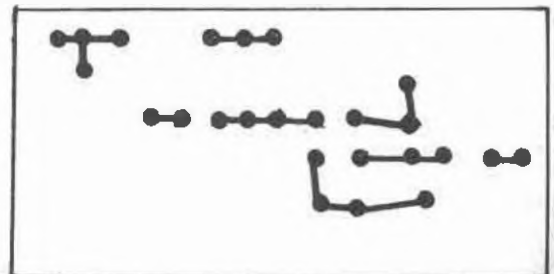
Gruppo RF di ingresso,
lato componenti,
scala 1 : 1.



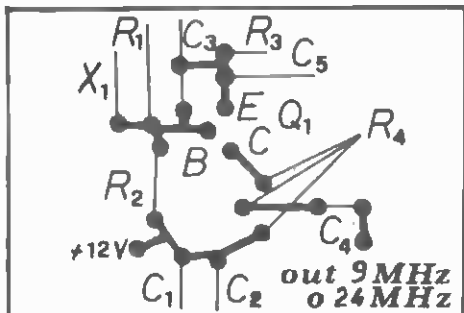
Gruppo RF di ingresso,
lato rame,
scala 1 : 1.



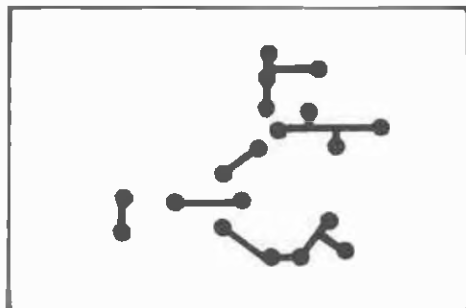
Mixer, lato componenti,
scala 1 : 1.



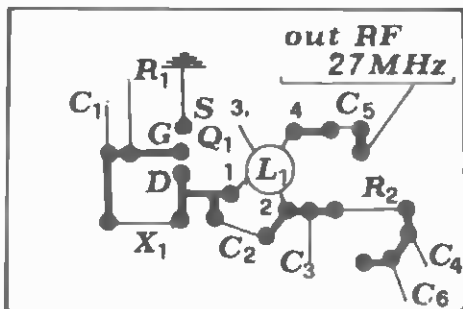
Mixer, lato rame,
scala 1 : 1.



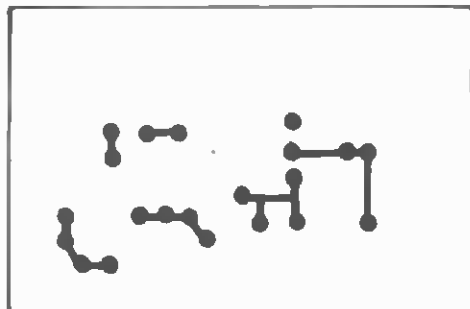
Oscillatore in fondamentale,
lato componenti,
scala 1 : 1.



Oscillatore in fondamentale,
lato rame,
scala 1 : 1.



Oscillatore in 3^a armonica,
lato componenti,
scala 1 : 1.



Oscillatore in 3^a armonica,
lato rame,
scala 1 : 1.

Per ogni quesito scrivetemi: Ubaldo Mazzoncini, via Mantova 92, Brescia.

(segue sul prossimo numero)

Aspetti radioelettrici del collegamento troposferico VHF e UHF

calcolo semplificato della portata

Luigi Felizzi

(segue dal n. 10)

I MOLTI ASPETTI DI UN CASO DI TV LOCALE

— Impostazione del problema. Esecuzione dei calcoli; discussione dei risultati e analisi comparativa.

Impostazione del problema

Poniamo il caso di una emittente libera locale di TV che intendesse operare sul canale 38 (607,25 MHz) con una potenza di 100 W irradiati da una antenna costituita da quattro dipoli collineari. L'irradiazione dell'antenna sia (para)-omnidirezionale con guadagno di 10 dB (sull'isotropa) nella direzione privilegiata.

Sia pure in condizioni piuttosto al limite della portata si desidererebbe anche servire una cittadina posta a 40 km di distanza con un profilo di tratta corrispondente a quello indicato in figura 29, ricavato per condizioni troposferiche più severe di quelle standard: $K = 1$ anziché 1,33.

Si ammette di impiegare in ricezione antenne Yagi a quattro elementi, 75Ω di impedenza caratteristica ($R_r = 75$), con amplificatore di antenna associato.

Per soddisfare al servizio con un buon livello commerciale si pone che il segnale presente ai capi dell'antenna ricevente sia di almeno $300 \mu\text{V}$ per il 99,9 % del tempo di durata del collegamento.

Altre considerazioni e condizioni:

cavo coax trasmissione
30 m, tipo RG8

filtri trasmissione
vedere casi seguenti

cavo coax ricezione complessivamente
1 dB circa di attenuazione

In quanto segue si farà un discorso sostanzialmente tecnico, senza quindi nessun riferimento a limiti di legge o a normative in genere attuali e, ovviamente, future. Inoltre le condizioni di cui sopra sono di « partenza ». Nel prosieguo verranno ipotizzate e introdotte opportune variazioni così da far risaltare varie linee da seguire (o da abbandonare) per conseguire utili risultati.

Avvalendoci del « Modulo di Tabulazione » di cui alla figura 7, accingiamoci con ordine e raziocinio a calcolare le varie componenti (attenuazioni, guadagni, tensioni di ingresso RX) che ricorrono nel

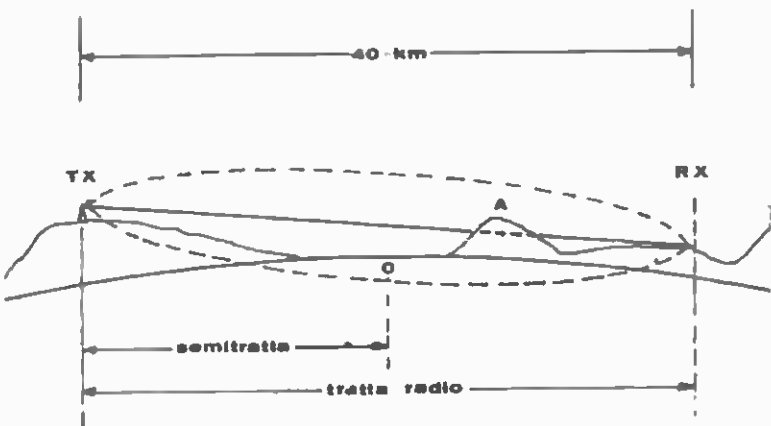


figura 29

Profilo altimetrico della tratta radio (che nella pratica si ricava da buone carte con scala ad esempio 1/100.000) relativo al caso in esame, completo del 1° ellissoide di Fresnel necessario per individuare l'attenuazione da ostacolo (rilievo « A »).

collegamento. Successivamente, sempre sullo stesso « Modulo », prenderemo in considerazione più esempi (casi) diversi alla ricerca della migliore soluzione, più confacente in ordine a considerazioni tecniche, economiche, operative, ecc.
In figura 30 in appresso riportata risultano ordinatamente tabulate condizioni e valori di calcolo di

seguito meglio illustrati.

Esecuzione dei calcoli; discussione dei risultati e analisi comparativa

1° caso.

- Dalla Fig. 8, per 40 km, a 600 MHz circa si ha una attenuazione da spazio libero $A_{sp} = 120$ dB
- Facendo riferimento alle Fig. 29 di cui sopra, dove già figura il 1° ellissoide di Fresnel (calcolato per 600 MHz e 40 km) su una curvatura severa ($K = 1$) si ha attenuazione da ostacolo (sono state impiegate le Figg. 18/19/17) $A_{on} = 9$ dB
- L'attenuazione da cammini multipli si ricava direttamente dalla Fig. 22 per 600 MHz e 40 km. Pertanto attenuazione non supera il 99,9 % della durata del collegamento $A_{cm} = 14$ dB
- TX: guadagno antenne sull'isotropia 10 dB
- TX: attenuazione cavo coax $0,21 \times 30 = 0,63$ (circa 1) 1 dB
- TX: attenuazione filtri non viene computata intenzionalmente; se i filtri dovessero essere applicati per ridurre le interferenze vi sarebbe una ulteriore attenuazione di un paio di dB -
- RX: guadagno sull'isotropia delle Yagi a 4 elementi 8 dB
- RX: attenuaz. cavo coax. complessivamente 1 dB
- RX: filtri (non impiegati) -
- Volutamente non sono stati introdotti dB di acorta.

Dalla trascrizione nel « Modulo di Tabulazione » ed eseguendo somme e differenze, si ha l'attenuazione totale (cioè attenuazione meno guadagni)

$$A_{tot} = 145 - 18 = 127 \text{ dB}$$

Da ciò, mediante la figura 5 (riferita a $R_1 = 75 \Omega$), tenuto presente che la potenza irradiata è $P_r = 100$ W, si ricava che la tensione del segnale utile prodotta dall'antenna all'ingresso del ricevitore (in questo caso per l'esattezza si tratta dell'ingresso dell'amplificatore di antenna) è insufficiente; si ha infatti

$$V_1 = 34 \mu\text{V}$$

contro almeno i 300 μV prestabiliti.

Nelle condizioni poste dal problema la zona non può essere servita: 34 μV sono largamente insufficienti in quanto il rapporto segnale/disturbo è

inaccettabile; sarebbe inutile aumentare la sensibilità dell'amplificatore di antenna, il rumore prevarrebbe comunque sul segnale.

Perché le condizioni di ricezione rientrino nei limiti imposti (piuttosto severi in verità: $K = 1$, segnale garantito per il 99,9 % della durata del collegamento) il grafico di figura 5 ci dice che A_{tot} deve ridursi fino a circa 105 dB.

E' chiaro che bisogna introdurre nel sistema, complessivamente, un guadagno di circa 22 dB oppure, della stessa quantità, si deve diminuire l'attenuazione di una o più delle componenti che vi concorrono oppure, ancora, si può agire contemporaneamente su attenuazioni e guadagni purché sia di 105 dB il valore di A_{tot} . Purtroppo ciò non è né facile né economico.

Si potrebbe pensare di spartire difficoltà e oneri tra i punti TX e RX: tecnicamente ciò è possibile e spesso sarebbe anche opportuno. Bisogna però ri-

cordare che si è già supposto che l'utente sia propenso a sobbarcarsi la spesa e le complicazioni dell'amplificatore d'antenna; c'è però da aspettarsi che non sia affatto disposto ad altro. In parole povere c'è da aspettarsi la rinuncia all'utenza con forte probabilità se le difficoltà non vengono affrontate dall'esercente della trasmittente TV.

Vediamo quali potrebbero essere i rimedi. In ogni caso l'adozione di uno solo di questi non sarebbe conveniente né sufficiente; in pratica la possibilità di collegamento si realizza solo associando più rimedi.

Di seguito si elencano i provvedimenti tipici cui si ricorre in casi di questo genere anche se, nel caso specifico, non sarebbero tutti adottabili e qualcuno risulterebbe inutile per trascurabile contributo positivo:

- 1) sopraelevazione dell'antenna TX
- 2) sopraelevazione dell'antenna RX
- 3) aumento guadagno antenna TX
- 4) aumento guadagno antenna RX
- 5) aumento potenza TX
- 6) ripetitore nel punto « A »
- 7) ripetitore nel punto RX
- 8) riduzione attenuazione cavi coassiali
- 9) riduzione attenuazione cavi filtri
- 10) aumento della sensibilità di ricezione

Passiamo ora a esaminare, quantizzandoli con i necessari calcoli (grafici) sul « Modulo di Tabulazione », alcuni rimedi mettendo a punto quattro altri casi alternativi. Si faccia riferimento alla figura 30.

2° caso.

Sistemazione in « A » di un ripetitore destinato a servire solamente la cittadina.

Sarà evidentemente sufficiente che il ripetitore abbia una relativamente modesta potenza P_T di emissione (di cui intenzionalmente non ci fermeremo a calcolare il valore). Inoltre la relativa antenna può essere direttiva.

La tratta radio principale risulta ora tutta « in vista », su una lunghezza totale di 27,5 km. Calcolando il 1° Ellissoide di Fresnel ci si accorge che questo è praticamente tutto libero.

E' indispensabile però trasmettere verso la cittadina su un diverso canale. Anche questo secondo problema, di evidente possibile soluzione a mezzo degli strumenti di studio e operativi offerti da questo lavoro, per semplicità non verrà affrontato in questa sede.

E' necessario prevedere l'uso di filtri sia per la parte TX che per la parte RX del ripetitore onde evitare disturbi.

Adottando una adeguata antenna e una conveniente potenza per il trasmettitore del ripetitore in « A », l'utente potrà anche fare a meno dell'amplificatore di antenna individuale e questo costituisce incentivo.

Dallo stretto punto di vista della tecnica radioelettrica, per i 450 μ V assicurati in « A », la soluzione è valida. Bisogna però tenere conto di tutta una serie di difficoltà che ora indichiamo.

Si potrebbero avere notevoli problemi per l'acquisto o l'affitto del terreno o di una adatta costruzione sita in « A ». E ancora: difficoltà di installazione

di antenne; mancanza di agevoli strade di accesso; mancanza di energia elettrica; notevole esposizione ai venti e alle scariche atmosferiche; esposizione ai vandalismi e ai furti nel caso di località isolata; difficoltà di sistemazione di adeguate prese di terra (cucuzzoli rocciosi); oneri non indifferenti per la manutenzione decentrata; possibili interruzioni del servizio; acquisto del ripetitore; maggiormente costoso se si desidera che l'apparecchiatura sia binata (cioè doppia) così da essere automaticamente sostituita in caso di avaria.

Questo per citare gli aspetti più probabili e appariscenti. Evidentemente anche altri elementi a sorpresa potrebbero negativamente concorrere. E' chiaro quindi che la valutazione non può essere solo strettamente radioelettrica ma deve essere anche economica ed operativa.

Si noti che nel caso di ripetitore in « A » si dovrebbero calcolare anche le condizioni della seconda tratta radio che si viene a formare (da « A » a « RX »). Per semplicità questo calcolo è stato ommesso ma potrebbe utilmente essere eseguito dal lettore per propria esercitazione, adottando un separato « Modulo di Tabulazione ».

Vediamo altri casi.

3° caso.

Potrebbe essere sistemato un ripetitore nella cittadina stessa collocandolo in qualche edificio già esistente (anche mediante corresponsione di un canone) unitamente a una parabola da due metri (19 dB sull'isotropa). Un ulteriore miglioramento si potrebbe avere prevedendo di aumentare la potenza originaria di TX passando da $P_T = 100$ W a $P_T = 1000$ W.

Si eliminerebbero così parecchi degli inconvenienti della postazione in « A » ferma restando la necessità dell'acquisto del ripetitore e dell'uso di un secondo canale.

Gli interventi urgenti, almeno quelli più elementari, potrebbero essere affidati a una persona del luogo. In realtà però, radioelettricamente, si sarebbe alquanto al limite delle possibilità; sarebbero infatti disponibili su $R_i = 50 \Omega$ del ricevitore del ripetitore solo 280 μ V, seppure per il 99,9 % del tempo di servizio. La condizione presenta quindi validi elementi di interesse.

Almeno sulla carta, la possibilità di collegamento è discretamente concreta. Meritevole di essere sperimentata perché all'esperimento, in definitiva, spetta sempre l'ultima parola nonostante ogni sofisticatezza di calcoli.

Non trascurabile l'incentivo all'utenza in quanto, essendovi un ripetitore locale, non si presenterebbe più la necessità degli amplificatori sulle relative antenne individuali.

4° caso.

Nessun ripetitore intermedio. Parabola di tre metri in trasmissione (nel punto TX). Potenza in antenna $P_T = 200$ W. Raccogliendo le condizioni di questo particolare caso nel « Modulo di Tabulazione » (4° caso) si vede che all'ingresso dei vari ricevitori l'utente (o meglio dei relativi amplificatori di antenna) si avrebbero 220 μ V; notevolmente quindi al di sotto dei 300 μ V previsti.

Verosimilmente però il servizio avrebbe anche ben ampi periodi di accettabile possibilità per i seguenti motivi:

1) se si accettasse il servizio assicurato per lo

80 % del tempo l'attenuazione da « cammini multipli » potrebbe essere computata nella misura di 3dB anziché di 14! Di fatto, pur non raggiungendo il 99,9 % le condizioni sarebbero più favorevoli dello 80 %;

MODULO DI TABULAZIONE Calcoli per il progetto di collegamento radio VHF e UHF	1° caso		2° caso		3° caso		4° caso		5° caso	
	R _T = 100 R _i = 35 Tratta = 40 Canali: uno Cost. coll. 99,9%		Ripetit. in "A" P _T = 100 R _i = 50 Tratta = 23,5 Canali: due Cost. coll. 99,9% Parabola 2m φ in "A"		Ripetit. in "RX" P _T = 1000 R _i = 50 Tratta = 40 Canali: due Cost. coll. 99,9% Parab. "RX" 3m φ		R _T = 200 (1000) R _i = 75 Tratta = 40 Canali: uno Cost. coll. 99,9% Parab. "TX" 3m φ		Ripetit. in "RX" P _T = 1000 R _i = 50 Tratta = 40 Canali: due Cost. coll. 99,9% Parab. "TX" 3m φ in "RX" 2m φ	
	Att. dB	Guad. dB	Att. dB	Guad. dB	Att. dB	Guad. dB	Att. dB	Guad. dB	Att. dB	Guad. dB
Attenuazioni da spazio libero A _{sl}	120		116		120		120		120	
Attenuazioni da ostacoli A _{os}	9				9		9		9	
Attenuazione da cammini multipli A _{cm}	14		12		14		14		14	
TX Guadagno antenna		10		10		10		22		22
TX Attenuazione linee a radiofrequenza	1		1		1		1		1	
TX Attenuazione filtri di antenna	-		1							
RX Guadagno antenna		8		19		19		8		19
RX Attenuazione linee a radiofrequenza	1		1		1		1		1	
RX Attenuazione filtri di antenna	-		2		2				2	
Attenuazione aggiuntiva (scorta)	-		-		-		-		-	
T O T A L I	145	18	133	29	147	29	145	30	147	41
Attenuazione totale Att. - Guad. = A _{tot}	127 dB		104 dB		118 dB		115 dB		106 dB	
Tensione ingresso RX V _i	34 μV		450 μV		280 μV		220 μV (490 μV)		1030 μV	

figura 30

Prospetto che consente e sintetizza tutti i calcoli relativi ai cinque casi esaminati. In testa alle colonne sono elencati i principali dati che presidono e condizionano ogni singolo caso. Potenze in W, impedenze di ingresso RX in Ω. Lunghezze di tratta in km. Diametri di parabole in m. Costanza del collegamento 99,9 % cioè il segnale non scende sotto il valore indicato V_i per più di 3,6 sec ogni ora. Attenuazioni e guadagni sono espressi in dB. Il segnale utile è in μV.

- 2) la presenza dell'ostacolo « A » inoltre può bloccare qualche riflessione della pianura intermedia rendendo più costante il collegamento (fenomeno secondario noto come « guadagno da ostacolo ») per la minore incidenza negativa dei « cammini multipli »;
- 3) un ulteriore miglioramento si avrebbe in realtà anche quando è $K = 1,33$; si ricordi infatti che la curvatura di cui alla figura 29 è tracciata per $K = 1$ che costituisce condizione piuttosto sfavorevole.

Come si vede, sia pure con risultati più modesti, il caso potrebbe presentare motivi di validità per cui le prove sperimentali avrebbero ben ragione di essere.

Se poi si accettasse di passare da 200 W a 1.000 W per la potenza di emissione (Indicazioni tra parentesi nel « Modulo »), il segnale passerebbe a 490 μ V, quindi con un certo margine di sicurezza anche sulle condizioni di ricezione inizialmente stabilite.

5° caso.

Ripetitore sistemato nella cittadina (in RX) con ricezione in parabola da due metri, Trasmissione dal punto TX con parabola da tre metri e una potenza di antenna $P_T = 1.000$ W.

I guadagni delle antenne sono rispettivamente 22 e 19 dB. Raccogliendo i dati di cui si dispone nel 5° caso del « Modulo di Tabulazione », si rileva che il ripetitore della cittadina dispone di un segnale di 1.030 μ V, praticamente per il 99,9 % del tempo di collegamento, nelle condizioni di $K = 1$!

Di eguale sicurezza temporale possono quindi fruire anche gli utenti della cittadina; il ripetitore locale assicura evidentemente una sufficiente ampiezza e costanza del segnale.

E' chiaro che l'impianto risulta costoso: come acquisto, come installazione e come manutenzione.

La soluzione però è valida in termini di piuttosto elevata professionalità.

Innanzitutto è chiaro che il collegamento non è facile. Una TV-libera di dimensioni, diciamo, piuttosto modeste per disponibilità compressive, non potrebbe affrontarlo. Ciò, in un certo senso, mostra la notevole utilità del tipo di studio affrontato!

In caso di disponibilità di mezzi, e quindi anche di apparato tecnico, le vie da seguire sono diverse, come l'impiego di un ripetitore locale (in RX), di un ripetitore decentrato (in « A »), di nessun ripetitore, ecc. Per ciascuna soluzione si possono comunque conoscere vantaggi, svantaggi e limiti.

Tra le varie cose vi è da considerare se, oltre alla cittadina indicata, l'area di servizio potesse essere estesa anche ad altre zone; ciò potrebbe far optare con maggiore convinzione per soluzioni di maggiore consistenza professionale.

In ogni caso l'attento esame del « Modulo di Tabulazione » dovrebbe consentire ragionevoli e ragionate scelte sia per le prove iniziali sia per le adozioni definitive.

RIEPILOGO SINTETICO DELLA PROCEDURA DI PROGETTO

Progettare vuol dire in sostanza porsi un problema, assumere alcuni ben determinati dati come elementi di partenza, operare per giungere alla conoscenza di certi risultati che possano essere considerati come la soluzione del problema posto.

In caso di risultati non soddisfacenti, o nel dubbio più o meno motivato che possano esservi soluzioni più convenienti, è necessario modificare uno o più elementi di partenza, ovvero introdurre altre opportune varianti (o l'uno e l'altro), e ripetere i calcoli.

Anche se nel nostro caso non è possibile dare una linea totalmente rigida, come del resto lo pro-

Dati normalmente considerati come elementi di partenza

f	= frequenza prevista	kHz
P_T	= potenza uscita trasmettitore	W
R_i	= impedenza ingresso ricevitore	Ω
V_i	= sensibilità del ricevitore per un preciso e accettabile rapporto segnale/disturbo adatto all'informazione che interessa ricevere (voce, musica, TV, ecc)	μ V o mV
d	= distanza tra antenne TX e RX	km
K	= coefficiente troposferico	1,33/0,7
h	= quota altimetrica antenne TX ed RX	m
l	= lunghezza linee elimen. antenne TX e RX	m
-	carta geografica del percorso di tratta con l'indicazione quotata del rilievo <u>o</u> rografico, possibilmente scala 1:100.000	

vano anche i precedenti ragionamenti applicativi, è tuttavia possibile offrire una procedura molto guidata e molto agevole, con risultati parziali da ordinare nel Modulo di Tabulazione (figura 7) che risulta allo scopo diviso in cinque casi, ciascuno in due colonne, tutti in sedici righe numerate (qualcosa che ricorda il meno distensivo modulo della denuncia annuale dei redditi).

Con l'esercizio si scopre ben presto che spesso, nel corso dei calcoli ripetitivi, non è affatto necessario rifare tutti i calcoli parziali delle singole voci; si scopre anche che sono possibili varie procedure inverse; semplici visioni orientative, ecc. Alcune esercitazioni di allenamento saranno in ogni caso necessarie.

Sequenza delle operazioni per la compilazione del Modulo

<u>Descrizione delle operazioni</u>	<u>Figure usate</u>	<u>Risultati ottenuti in</u>	<u>Rigo del Modulo</u>
Calcolo attenuazione spazio libero	8	dB	1
Disegno uno o più profili di tratta per vari valori di "K"	11-12		
Calcolo I° ellissoide di Fresnel	18-19	ρ in m	
Disegno I° E. di F. sulla relativa tratta	11-12		
Calcolo attenuazione da ostacolo	16-17	dB	2
Calcolo attenuazione cammini multipli	22	dB	3
Guadagno antenna TX (dai manuali o da..)	24-25	dB	5
Calcolo attenuazione linea RF del TX (dai manuali o da....)	26	dB	6
Attenuazione filtri TX (dai manuali)		dB	7
Guadagno antenna RX (dai manuali o da..)	24-25	dB	9
Calcolo attenuazione linea RF del RX (dai manuali o da...)	26	dB	10
Attenuazione filtri RX (dai manuali)		dB	11
Assegnazione attenuazione aggiuntiva (scorte = 0 + 15 dB orientativamente)		dB	13
Esecuzione totali colonne Att. e Guad.		dB	14
Calcolo di Attenuazione totale (A_{tot}) (Att. - Guad. = A_{tot})		dB	15
Calcolo tensione ingresso Ricevitore	4-5-6	μV o mV	16

BIBLIOGRAFIA

- 1 Prof. Antonio Chinni -
ENCICLOPEDIA DELL'INGEGNERIA Vol V - Mondadori
- 2 Prof. Antonio Ascione
LEZIONI DI PONTI RADIO - Università degli studi di Roma
Edizioni Scientifiche Siderea - Roma 1971
- 3 Walter Favaro
RICETRASMETTITORI VHF A TRANSISTORI AM, FM, SSB.-
Edizioni C.E.L.I. Bologna 1971
- 4 P.E. Terman
MANUALE DI INGEGNERIA RADIOTECNICA -
Edizioni Martello Milano 1960
- 5 P.E. Terman
RADIOTECNICA ED ELETTRONICA - Ed. C.E.L.I. Bologna
- 6 Dott. Alfredo Favaro
ENCICLOPEDIA DELLA RADIO -
Sansoni Edizioni Scientifiche Firenze 1954
- 7 Simonini e Bellini
LE ANTENNE - Edizioni Il Rostro - Milano 1956
- 8 A. Barone
MANUALE DELLE ANTENNE - Edizioni C.D. Bologna 1971
- 9 A. Bandini Buti
IMPIANTI DI ANTENNE TV - Editoriale Delfino Milano 1977
- 10NORME PER GLI IMPIANTI CENTRALIZZATI D'ANTENNA
Fascicolo 432 Norme C.E.I. 12-15 Ed II - 1977
- 11ANTENNE TV - IMPIANTI MULTIPLI
Catalogo edito da Fracarro Radioindustrie
Castelfranco Veneto 1977
- 12 Lenzi. Notarstefano. Riga.
METODOLOGIE PER LA REALIZZAZIONE DI UNA RETE RADIOTELEFO
NICA MOBILE NELL'ITALIA CENTRALE - Atti XXII Congresso
Internazionale per l'elettronica - Roma 1975
- 13ANTENNE PARABOLICHE - Catalogo edito dalla "Ponti Radio"
"PR" s.r.l. Linate
- 14COMMUNICATION ANTENNAS SYSTEMS - Catalogo edito da The
Antennas Specialists Co. Cleveland 1975 Ohio
- 15PROFESSIONAL COMMUNICATIONS ANTENNAS - Catalogo edito
da Phelps Dodge Communications Co. Marlboro 1977
- 16ANTENNAS FOR COMMUNICATIONS EQUIPMENT - Cataloghi editi
dalla Kathrein - Rosenheim RFT 1975/76

FINE

il microprocessore

Enzo Giardina

Qui si cerca di spiegare
come funge il software

programma
sponsorizzato
da
IATG

La rima viene molto meglio se si usa la esatta « pronuntiation » romana ossia « soffavare ».

Siamo arrivati adunque all'ultima scena del primo atto in cui, presumendo che tutto quanto svolto fin'ora sia in ottimo stato di funzionamento, vi darò una in-farinata sui comandi monitor con l'aiuto di un piccolo programma esemplificativo. Con un occhio alla figura 1 (i comandi), uno alla figura 2 (il programma) e uno sul Programming Reference Manual, seguiamo passo passo le cose da fare (fatevi prestare un occhio da un amico compiacente se ne avete solo due).

COM	M	COMMAND	WORKA	USER STACK				PC	CURSOR ADDRESS	MOS L ₅
				CC	B	A	X			
GO	G	10	DEST ADDR							
MOVE MEMORY	M	16	L TO FROM							
COPY	C	0C	L TO CHAR							
OFFSET	O	18	DEST ADDR BRANCH ADDR							
ERASE BRKPT	E	0E								
LOAD BRKPT	B	0B	BRKPT ADDR					CE03	NO SPACE IN BRKPT TABLE	
TRACE	T	1D								
PROCEED	P	19								
WRITE TAPE	W	20	BEGINNING ENDING ADDR ADDR					CE20	END OF WRITE TAPE	
READ TAPE	R	1B						CE1B	END OF READ TAPE	
OP1:OP2	+	34	OP 1 OP 2							
EX DEC	D	0D	EX DEC							
INDEXED COMMAND	I/S	D1/D9	P A D A D R							
CURSOR POSITION	-	29								
ALTER USER S.P.A		0A						CE01	NO KEY FOUND	

figura 1

STMT NUMBER	OBJECT PROGRAM	MEMORY ADDRESS	STMT LABEL	SOURCE PROGRAM	GO TO LABEL
1	4F	2010	AA	CLR A	
2	C604	2011		LDAB*04	
3	CE20F0	2013		LDX*20F0	
4	AB00	2016	BB	ADDAX00	
5	08	2018		INX	
6	5A	2019		DEC B	
7	26FA	201A		BNE	BB
8	B720F5	201C		STAR20F5	
9	3F	201F		SWI	
10		2016	BB	201A	
11		2010	AA		

figura 2

Questo programma somma cinque numeri nelle locazioni 20F0-20F4 mettendo il totale nella locazione 20F5.

Piccola parentesi.

La figura 2 è autoesplicantesi però vorrei sottolineare che le righe 10 e 11 non sono statement di programma, bensì la CROSS REFERENCE (occhio alla parolaccia), ossia la lista di tutte le labels del programma in ordine decrescente con a sinistra il proprio indirizzo e a destra l'indirizzo dello statement chiamante (la label AA ne è priva in quanto non chiamata da nessuno statement).

- 1) Inizializzazione: accendere la baracca predisponendosi per lavorare in esadecimale a pagina video 2000. Premere prima il pulsante di reset e poi il tasto di capo pagina. Il sistema risponderà dando l'indirizzo del cursore (2000) nelle locazioni 200E/F come indicato in figura 1.
- 2) Immissione programma: portare il cursore all'indirizzo 2010, Immettere l'object del programma che appare sulla sinistra delle prime nove righe di figura 2 e controllare sul video la validità dei dati immessi.
- 3) Immissione dati: portare il cursore a 20F0 e Immettere successivamente 01, 02, 03, 04, 05.
- 4) Esecuzione programma: portare il cursore a capo pagina e dare il comando di GO che nel nostro caso è 102010 (vedi figura 1: 10 è il codice di GO e 2010 l'indirizzo di partenza del nostro programma). Premere il tasto comando.
- 5) Controllo dell'esecuzione: nella locazione 2007/200D troveremo (secondo figura 1) lo USER STACK composto da: CONDITION CODE, Reg.B, Reg.A, Reg.X e il PROGRAM COUNTER fermo all'address dell'ultima istruzione del nostro programma (SWI). Nel nostro caso avremo in sequenza: 0D (CC), 00 (B), 0A (A), 20F4 (X), 201F (PC).
- 6) Controllo del risultato: in 20F5 troveremo 0A (10 decimale); la risposta esatta avrebbe dovuto essere 0F (15 decimale), perciò c'è un errore nel programma che isoleremo e correggeremo nei prossimi passi.
- 7) Breakpoint: sarebbe vantaggioso poter vedere cosa fa il programma a ogni loop, perciò metteremo un breakpoint (interruzione) all'inizio del loop, ossia all'address 2016; per far ciò scriviamo, sempre partendo da 2000 (vedi figura 1):

- A) 0B2016 e premiamo il tasto comando.
- B) 102010 e comando; ciò fa ripartire il programma il quale, essendo stato inserito il breakpoint, si ferma prima di eseguire la istruzione 2016 (ADDAX00).
- 8) Trace: digitiamo ora nella locazione 2000: 1D (TRACE) e premiamo il tasto comando; vedremo che ora il Reg.A contiene 01 e quindi è stata eseguita la prima somma.
 - A) Il Reg.X contiene ora 20F0, e, premendo nuovamente il comando, passa a 20F1 in quanto viene eseguita l'istruzione successiva: INX.
 - B) Premendo nuovamente il comando Reg.B passa da 04 a 03 e il PC segna 201A, ossia la prossima istruzione da eseguire è la BNE BB. Tale istruzione controlla che il terzo bit del CC sia 0 e causa un branch se questo è vero. Siccome CC contiene D0, sicuramente il terzo bit è 0 e quindi:
 - C) Premendo il tasto comando si torna al PC = 2016, completando così il loop.
- 9) Proceed: digitiamo ora a 2000 19 e diamo nuovamente il comando. Il sistema esegue questa volta il loop completo, quindi il PC segna sempre 2016, ma il Reg.B vale ora 02 a dimostrazione dell'avvenuto loop.
 - A) Diamo ancora comando: Reg.B = 01, Reg.A = 06, Reg.X = 20F3. Ciò vuol dire che il prossimo loop porterà a zero il Reg.B per cui la condizione del CC vista al punto 8) B non sarà più valida e il programma finirà senza aver sommato il dato in 20F4 (05) causando l'errore.
- 10) Alter user SP: per controllare l'esattezza della precedente supposizione, alteriamo il Reg.B portando il cursore a 2008 e digitando il valore di Reg.B atto a mandare in porto l'esecuzione (02).
 - A) Torniamo a 2000 per scrivere 0A e diamo il comando; adesso il Reg.B contiene il valore corretto (02).
- 11) Erase breakpoint: digitiamo a 2000 0E e diamo comando per togliere il breakpoint.
 - A) Dopodiché diamo il proceed secondo le modalità del punto 9).
 - B) Il programma ora continua la sua corsa fino alla istruzione SWI e in 20F5 troviamo la risposta corretta: 0F (15 decimale).

La correzione definitiva dell'errore sul programma consiste dunque nel cambiare la seconda istruzione in LDAB*05, ossia in object C605. Teniamo comunque presente che di breakpoint se ne possono mettere fino a cinque contemporaneamente, e, se si cerca di mettere il sesto compare in 200E/F: CE03; che ci informa appunto che non c'è più spazio nella breakpoint table. Il comando di erase breakpoint toglie tutti i breakpoint caricati fino a quel momento e la stessa cosa avviene dando « reset » al sistema.

E' comunque possibile alterare la breakpoint table anche durante l'esecuzione del programma, come si è visto dall'esempio.

Come ultima sevizia al programma, assumiamo di voler modificare l'ultima istruzione con un branch always (BRA) al memory address 2010, in modo tale che il programma venga eseguito un numero infinito di volte.

A tale scopo scriviamo l'object dell'istruzione BRA, e cioè 20, al posto della attuale SWI ossia a 201F.

Manca ora da calcolare l'OFFSET, ossia il numerello da mettere dopo l'istruzione 20 per far capire al sistema dove saltare.

Si procede così: si scrive a 2000 (figura 1) 182010201F che vuol dire « calcolami l'offset necessario per saltare dall'istruzione che sta a 201F a quella che sta a 2010 »; e si preme comando.

Misteriosamente dopo il BRA (20) ossia a 2020 comparirà EF che è proprio l'offset richiesto.

E' da tener presente che, dato che l'offset è di un byte, con una istruzione qualsiasi di branch non ci si può allontanare troppo; per l'esattezza la formuletta è la seguente:

$$(PC + 2) - 128 \leq D \leq (PC + 2) + 127$$

dove

PC = address dell'istruzione di branch

D = address dell'istruzione di destinazione

Da notare che, dopo il comando di offset, se il Deg.B contiene FF l'offset è valido e negativo (all'indietro), se è 00 è valido e positivo; qualsiasi altro valore indica che l'offset è errato (fuori dal range dichiarato dalla formuletta testè vista). In tal caso bisogna ricorrere a una istruzione di JUMP, che permette di saltare a qualsiasi zona di memoria, in quanto dichiara per esteso (su due bytes) l'address a cui saltare.

Altri comandi del MOS sono WRITE TAPE e READ TAPE, che sono autoesplicativi, ma che per il momento non servono in quanto la scheda nastro la vedremo nei prossimi numeri.

Il comando + e - somma o sottrae in esadecimale $0P1 \pm 0P2$, mettendo il risultato in $0P1$ (2001/2), e il comando di conversione in decimale D converte l'esadecimale 2001/2 nel decimale 2003/4/5.

Il CURSOR POSITION porta il cursore alla locazione parziale dichiarata in 2001, per esempio 2956 porta il cursore a riga 5 colonna 6.

Il comando COPY l'abbiamo visto la volta scorsa, mentre il MOVE MEMORY è concettualmente identico, e sposta zone di memoria invece di un carattere singolo.

Infine sono interessanti gli INDEXED COMMANDS: durante il test di un programma può capitare di avere una serie di comandi da dare per visualizzare zone di memoria o alterare dati in maniera ripetitiva (non sempre si è così fortunati da avere tutto sul video come nell'esempio precedentemente visto); in tal caso è possibile scrivere fino a nove comandi sulle righe da 2010 a 2090 e richiamarli col numero relativo di riga. Per esempio, assumendo di avere scritto 2956 in 2020/1, scrivendo a 2000 02 e premendo il tasto comando, si ottiene la copia a 2000 del comando preparato in 2020 (e seguenti) e la sua esecuzione (tutto questo senza alterare i dati da 2020 in poi, che possono essere richiamati successivamente quante volte si vuole).

Dentro al MOS ci sono anche delle routine usabili a software, cioè chiamabili con un JUMP TO SUBROUTINE (JSR), esse sono:

address	routine	parameters
E016	COPY	Reg.A = carattere da copiare Reg.B = quante volte Reg.X = address su cui copiare
E000	MOVE MEMORY	A022/3 address da dove copiare A020/1 address su cui copiare Reg.B lunghezza
E01D	CVC CONVERT TO CHARACTER	trasforma una stringa di dati esadecimali in configurazione carattere
E046	CVE CONVERT TO EXADECIMAL	trasforma una stringa di dati carattere (compresi fra 0 e F) in esadecimale

I parametri delle ultime due routines sono gli stessi della MOVE MEMORY (tenendo presente che la lunghezza si riferisce sempre alla lunghezza in esadecimale della stringa da convertire).

Per esempio la CVC trasforma un byte contenente 4F in due bytes contenenti 040F (che in carattere è proprio 4F), e viceversa la CVE.

* * *

Con questo basta per oggi, vorrei solo ricordare che all'indirizzo B000 c'è (sulla scheda CPU) spazio per mettere la EPROM contenente il MINI-ASSEMBLER, ossia un programma capace di numerare gli statements, accettare labels, permettere inserimenti e cancellazioni di statements, salvare su e ripristinare da nastro, ma soprattutto di calcolare automaticamente in una botta sola tutti gli offset e jump all'interno di un programma e infine di presentarlo al sistema sotto forma di object eseguibile.

Chiaramente, per ragioni di spazio, non posso dilungarmi ulteriormente, ma, per chi fosse interessato al discorso, sono sempre a disposizione.

Per finire facciamo il piano di battaglia del secondo atto:

- 1) interfaccia nastro
- 2) 2K RAM
- 3) programmatore EPROM 2708
- 4) 8K EPROM + 2 PIA
- 5) interfaccia stampante
- 6) scheda applicativa generica
- 7) ancora sul software

Alcune precisazioni: la stampante di cui si parla al punto 5) è una Practical Automation a 96 colonne.

Il punto 6) parlerà della applicazione ultima di tutto il sofisma, ossia della generazione di una economica, semplicatissima e autonoma (cioè indipendente dal resto del sistema) scheda di controllo di processo applicabile a qualsiasi utenza dai TV games agli antifurti, dal controllo di macchine utensili al combinatore telefonico intelligente.

Nel punto 7) infine si parlerà dei programmi disponibili alla data; già fin d'ora posso dire che esistono numerosi e interessanti programmi, per esempio:

- giochi matematici
- generazione di suoni (musica e parlato)
- ricetrasmisione telegrafica
- gestione magazzino
- test generalizzato per programmi assembler
- assembler completo

mentre il buon Livlo è quasi pronto per presentare un sonoro BASIC. Trovando di estremo interesse per tutti il poter usufruire di una biblioteca di programmi già collaudati, invito tutti i futuri programmatori a segnalarmi ogni tipo di pregevole opera, in modo da poter creare un pool di risorse software da mettere a disposizione di tutti i lettori.

Salutoni dal microprocessatore

quiz



REGOLE PER LA PARTECIPAZIONE

- Si deve indovinare cosa rappresenta una foto. Le risposte troppo sintetiche o non chiare (sia per grafia che per contenuto) vengono scartate.
- Vengono prese in considerazione tutte le lettere che giungeranno al mio indirizzo:

Sergio Cattò

via XX Settembre 18 21013 GALLARATE

entro il 15° giorno dalla data di copertina di cq.

- La scelta dei vincitori e l'assegnazione dei premi avviene a mio insindacabile giudizio: non si tratta di un sorteggio.

Qualche anno fa la chiamavano

LA MACCHINA PER DORMIRE

oggi in un modo meno fantascientifico **GENERATORE DI RUMORE BIANCO.**

Tralasciando le applicazioni più tecniche, un modo semplice e casalingo è di utilizzare un generatore di rumore bianco come tranquillizzante.

Questo rumore è la perfetta imitazione della pioggia autunnale, lenta, fruscianti che porta a un rallentamento metabolico che ci porta pigramente al sonno. Il fruscio della pioggia sembra quasi un ricordo ancestrale di un Adamo che provava un piacere nell'ascolto della pioggia, avvolto nella sua pelle.

Sicuramente il rumore bianco ha un effetto terapeutico sugli individui più nervosi tanto che un simile dispositivo è applicato nelle poltrone dei gabinetti dentistici. Per i non addetti ai lavori bisogna dire che il rumore bianco è un segnale che comprende degli impulsi transitori e disordinati che il più largo spettro possibile: dalle frequenze audio alle microonde. Amplificato con un opportuno amplificatore larga banda e con l'ausilio di adatti altoparlanti, il rumore bianco appare come un fruscio soffiante assai simile a quello della pioggia.

Gli schemi proposti sono tre in ordine di complessità di cui naturalmente il migliore è il più complesso.

Cuore di tutti è un generatore costituito semplicemente da:

- un diodo a punta di contatto;
- un diodo zener;
- un transistoro di cui si usa solo base e collettore o base ed emittore, tutti con la giunzione polarizzata inversamente e tutti della peggiore qualità possibile, meglio se parzialmente sinistrati.

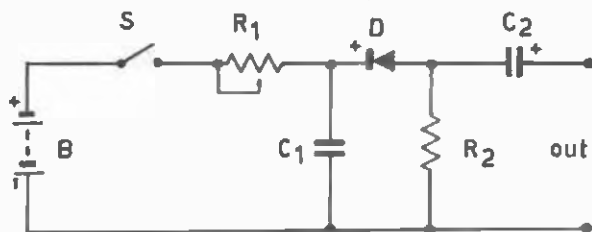
Avete letto bene, non è un errore: della peggiore qualità.

Il motivo è presto detto: per generare il rumore bianco si utilizza quella rumorosità caratteristica di ogni semiconduttore e che deriva in massima parte dall'agitazione termica delle cariche. Le migliori prestazioni sono state ottenute utilizzando una giunzione di un qualsiasi transistoro.

Il semplice

- B batteria 6 V
S interruttore
C₁ 1.000 pF, ceramico
C₂ 10 µF, elettrolitico miniatura
R₁ 50.000 Ω, potenziometro lineare
R₂ 470 Ω, 1/2 W
D diodo a punta di contatto, diodo zener 1 W, 9 V, giunzione .BE
 oppure BC di un transistoro

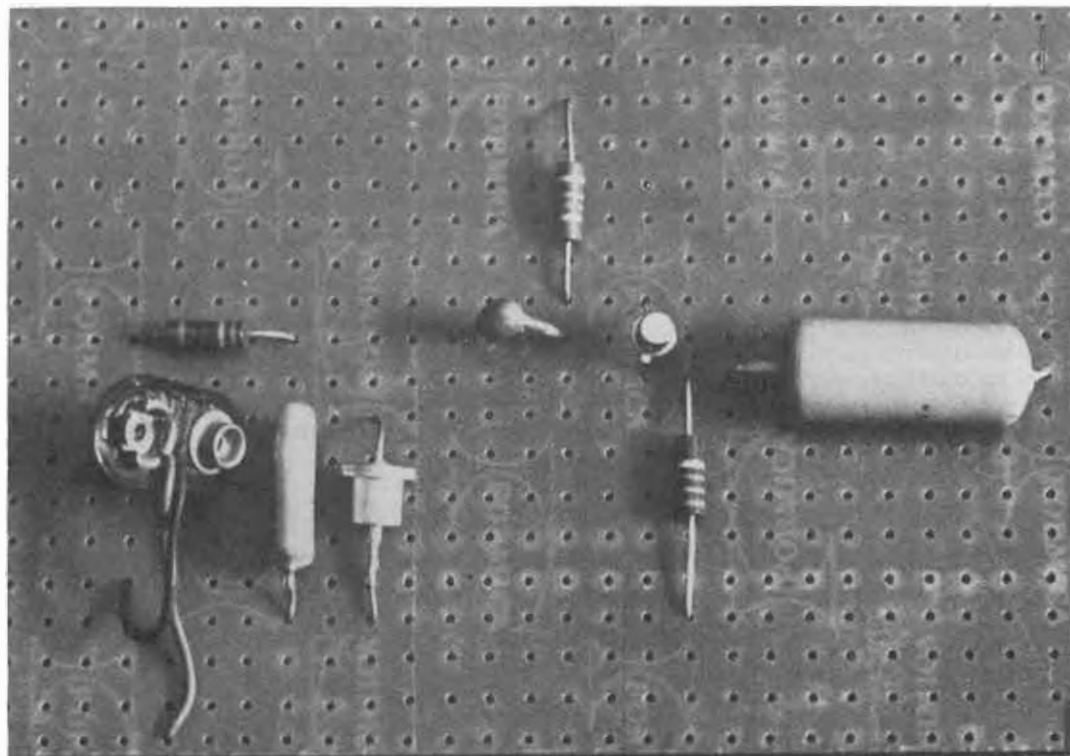
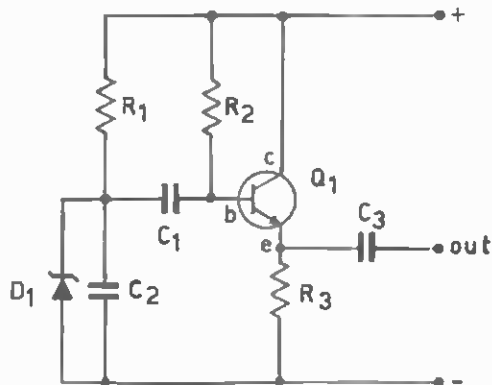
Nota bene: attenzione alle basse impedenze d'uscita per l'accoppiamento all'amplificatore.



Il medio

 R_1 68.000 Ω R_2 470.000 Ω R_3 4.700 Ω

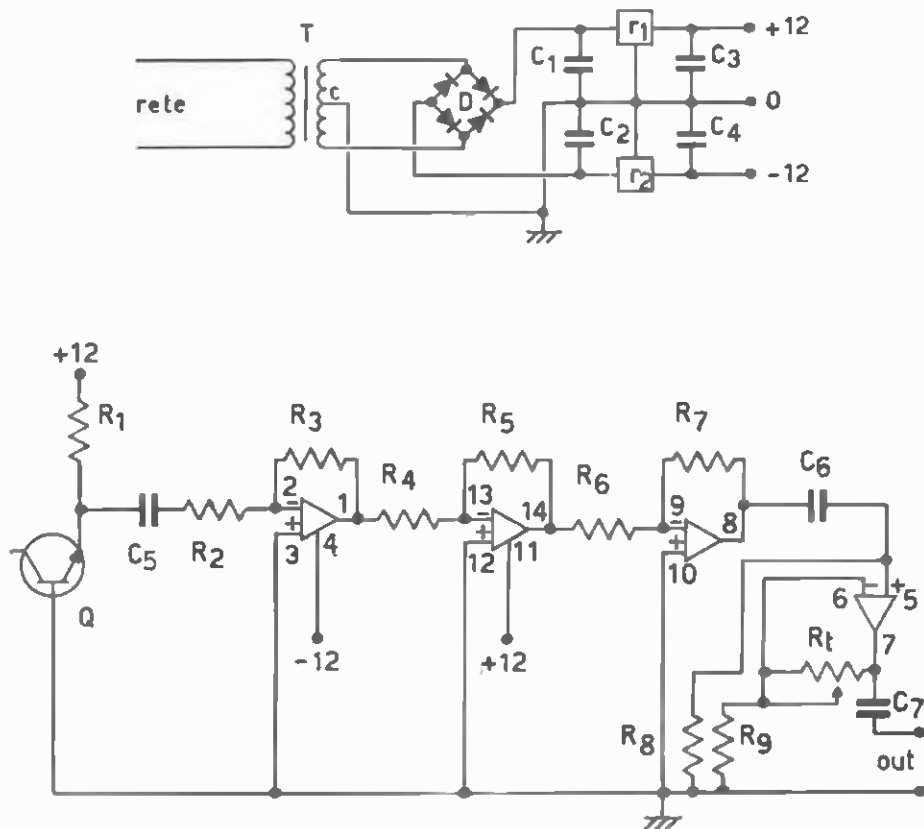
tutte da 1/2 W

 C_1 100.000 pF, poliestere C_2 22.000 pF, ceramico C_3 100.000 pF, poliestere D_1 diodo zener 9,1 V, 1 W (giunzione BC di un transistor polarizzata inversamente) Q_1 NPN tipo BC108, BC109, BC238, BC239 e similari

Esempio di montaggio su piastra tipo TEYSTONE.

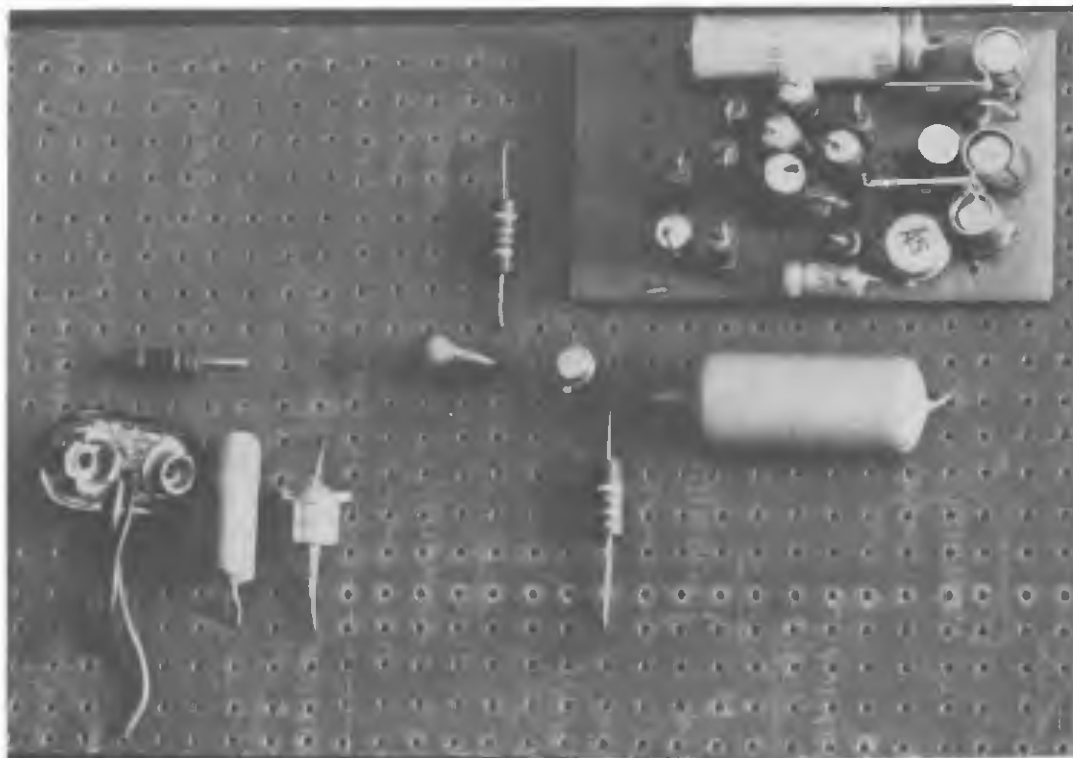
Il professionale

(lo spettro di rumore si estende oltre i 100 kHz)

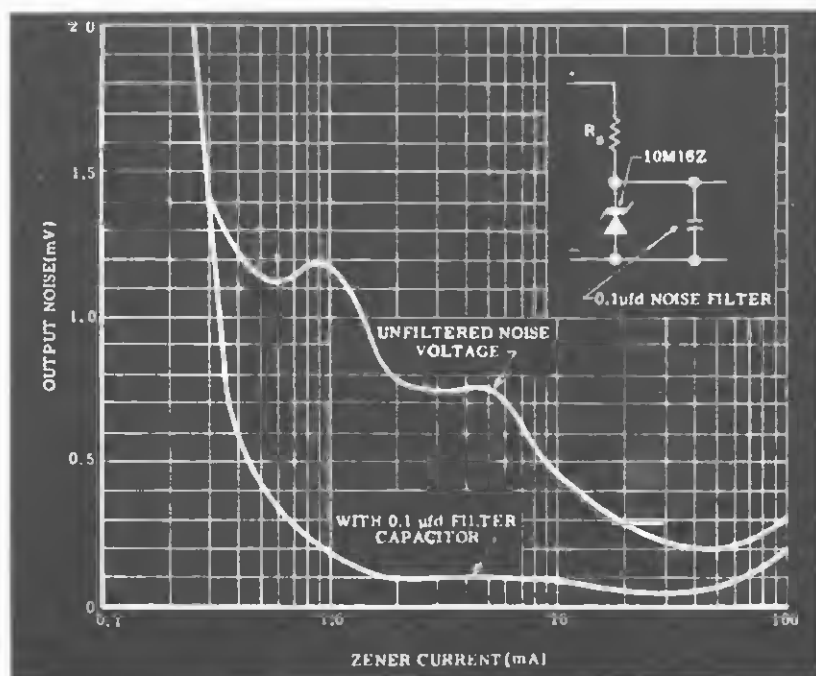


- T trasformatore da (15 + 15) V
 D ponte di quattro diodi tipo 1N4001 da 100 V, 1 A, o similari
 C₁, C₃ 470 μF, 35 V, elettrolitici
 C₂, C₄ 0,1 μF, poliestere
 r₁ integrato regolatore di tensione tipo μA7812 o similari da 12 V, 1 A
 r₂ integrato regolatore di tensione tipo μA7912 o similari da 12 V, 1 A
 Q NPN di qualsiasi tipo (meglio se parzialmente sinistrato)
 C₅, C₆, C₇ 0,1 μF, poliestere
 R₁ 1 MΩ
 R₂ 100.000 Ω
 R₃ 330.000 Ω
 R₄, R₆ 10.000 Ω
 R₅, R₇ 33.000 Ω
 R₈, R₉ 4.700 Ω
 R_t 25.000 Ω, resistore variabile (trimmer)
 tutte da 1/2 W
 IC integrato tipo HA4741, RC4156, 324, oppure quattro integrati 741

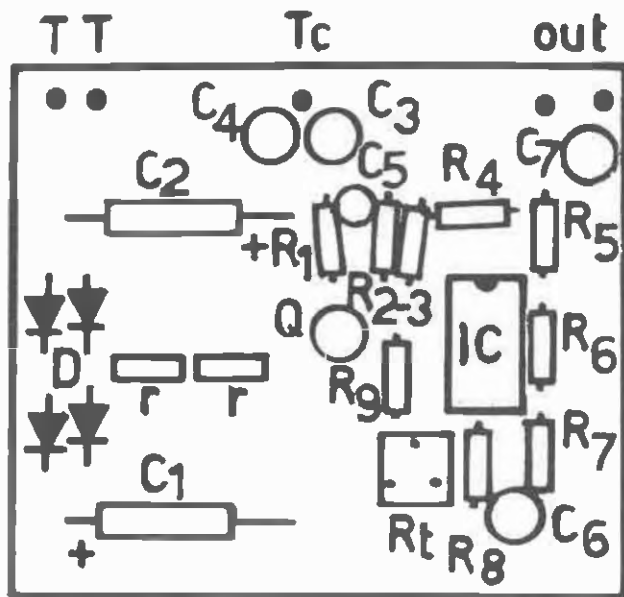
Nota: l'uso di quattro integrati semplici anziché uno solo quadruplo permette un'amplificazione maggiore del 70 dB del progetto volutamente contenuta per avere una banda passante molto estesa e per evitare possibili autoscillazioni dell'integrato dovute a diafonia fra gli amplificatori. Naturalmente usando quattro 741 il circuito stampato va modificato. R, regola infine il livello d'uscita.



Versione amplificata.



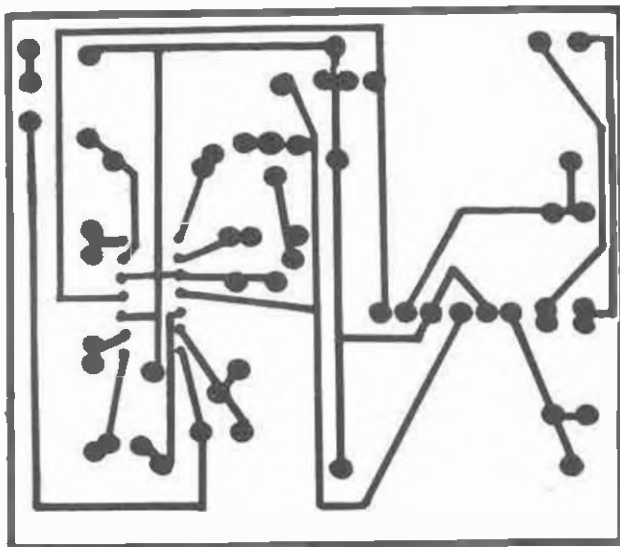
Rumore bianco generato da diodo zener.



Generatore
di rumore bianco.

Circuito stampato
lato componenti
(scala 1 : 1).

Lato rame
(scala 1 : 1).



Schemi, disegni e foto sono senza dubbio assai più esplicativi della mia parola; rammentate solo che specialmente nel primo circuito il segnale è debole per cui è necessaria una « robusta » amplificazione.

Per il terzo circuito si può utilizzare il circuito Integrato che viene regalato ai solutori del quiz.

* * *

Se qualcuno fosse interessato a un maggior approfondimento degli effetti fisiologici del rumore bianco può consultare i bollettini dell'A.M.D., la rivista degli Odontoiatri U.S.A.; la monografia di Cooke edizioni Johnson di Huntsville, oppure chiedere informazioni presso la segreteria delle seguenti due università: Stanford e Massachusset Institute of Technology.

sommario

- 32 **ABBONAMENTI con omaggio!**
- 33 **Da-Di-Da migliorato (Clerico)**
- 36 **surplus: Ricevitore TELEFUNKEN tipo E103 Aw / 4 (Bianchi)**
- 44 **W il suono! (seconda serie)**
- 46 **La Scuola è viva! (Favale)**
- 50 **Sensibilità dei ricevitori (Paganelli)**
- 57 **sperimentare (Ugliano)**
...E PAPOCCHIE IN TERRA AGLI UOMINI DI BUONA VOLONTÀ
CODICILLO ALLE PAPOCCHIE GIAPPONESI
- 66 **Generatore RF autocostruito (Cherubini)**
- 76 **Santiago 9+ (Mazzotti)**
88esimo hop-là
 Preamplificatori di antenna
 Problemi di Studio
 Sistemi di lettura per il massimo accordo degli stadi finali
- 82 **Sintonia digitale per il ricevitore Drake R-4C (Berci)**
- 88 **Come migliorare la qualità delle foto APT (Vidmar)**
- 92 **Il grande passo (Marricola)**
- 97 **Progetto e costruzione di un termometro clinico con visualizzazione a led (Santomassimo)**
- 103 **IATG 1980**
- 104 **La pagina dei pierini (Romeo)**
 Orologi fermi e batterie tampone
- 106 **Premiato il vincitore del trofeo ABAKOS**
- 108 **ELETTRONICA 2000 (Baccani)**
 TTL Schottky (Panicieri)
- 118 **RX: "Il mondo in tasca" (Mazzoncini)**
- 122 **quiz (Cattó)**
 Come ulteriore aiuto vi dico...
Contagiri stroboscopico - Flash elettronico
- 127 **cq vi dà di più**
- 127 **offerte e richieste**
- 129 **modulo per inserzione**
- 130 **pagina del mese**

La Melchioni presenta in copertina la prima novità del 1980: Micro 2 della IRRADIO, un ricetrasmittitore miniaturizzato a 40 canali CB. Potenza del trasmettitore: 4 W
 Un apparecchio che si raccomanda in particolare per le sue dimensioni ridotte che nulla tolgono però alle sue eccellenti prestazioni

Da-Di-Da

migliorato

Giacomo Clerico

da un suggerimento di Massimo Pizzari

Premessa

Su *cq elettronica* ho presentato ai lettori un circuito denominato « Automatic Da-Di-Da a fine trasmissione ».

Un lettore, e precisamente il signor Massimo Pizzari, mi ha scritto per segnalarmi possibili migliorie apportabili al circuito in oggetto; da uno scambio di corrispondenza è nato un nuovo circuito, che ritengo migliore del primo, e quindi di sicuro interesse per i lettori di *cq elettronica*.

Modifiche introdotte

a) Il nor 4025/2 (con riferimento allo schema di figura 1, pagina 2279 *cq* 12/78) commuta (come tutti i c-mos) quando la tensione input passa per $V_{cc}/2$; inoltre il relay si diseccita intorno a $V_{al}/3$. Da ciò risulta che il tempo utile per la trasmissione del da-di-da è ridotto a una frazione minima della costante di tempo introdotta da C_x ; ovvero per un funzionamento corretto è necessario che C_x abbia, normalmente, una capacità abbastanza elevata ($1.000 \div 5.000 \mu F$).

Ad ovviare tale inconveniente si può sostituire C_x con un ritardo ottenuto per via logica, combinando i segnali di RESET e di CK ENB del 4017. A questo scopo si può utilizzare il nor 4025/3 spare.

Come si può vedere dai diagrammi di temporizzazione di figura 5 (*cq* 12/78) i suddetti segnali sono entrambi a zero durante la trasmissione del da-di-da. In tal tempo l'uscita del nor 4025/3 va a « 1 » e tramite uno stadio Darlington può tenere eccitato il relay, come schematizzato in figura 1.

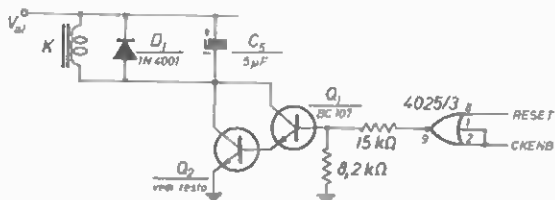


figura 1

Modifica A.

D_1 serve a smorzare le sovratensioni prodotte dalla bobina del relay e quindi proteggere il transistor Q_2 , che deve essere in grado di sopportare la corrente di eccitazione del relay. C_x tiene eccitato il relay nel breve intervallo di tempo impiegato dall'impulso di reset a propagarsi.

Per Q_2 si può scegliere, a seconda dei casi, un 2N1711, o BC140, oppure un BD137. D_1 , se non è già presente nel TX, può essere un 1N4001.

La modifica riassunta e schematizzata in figura 1 ha il vantaggio di eliminare il grosso elettrolitico C_x che presenta alto costo, eccessivo ingombro, tendenza all'invecchiamento.

Inoltre, nel circuito originale, il lento decrescere della tensione sulla bobina del relay può provocare contatti incerti negli scambi con conseguente scintillio e rapido deterioramento degli stessi. Non ultimo il vantaggio di eliminare il fastidio di dover ricercare sperimentalmente il valore adatto di C_x , a seconda del relay usato nel RTX.

b) L'oscillatore di BF fornisce in uscita un'onda quadra con una $V_{pp} \cong V_{dd}$, quindi in genere circa 12 V_{pp}.

Se il segnale deve essere applicato all'ingresso del microfono occorre che venga attenuato sino a qualche millivolt; il condensatore serie C_y provoca un'attenuazione del valore medio, lasciando il valore di picco quasi inalterato, e ciò a causa dei fronti discretamente ripidi del segnale di ingresso.

Ciò produce una grave sovrarmodulazione, con conseguente emissione a banda molto larga dato che i modulatori di molti TX non limitano drasticamente la banda della BF a 3 kHz.

Pertanto viene proposto il circuito di figura 2.

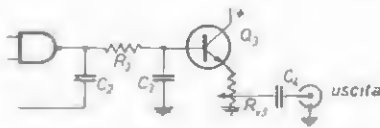


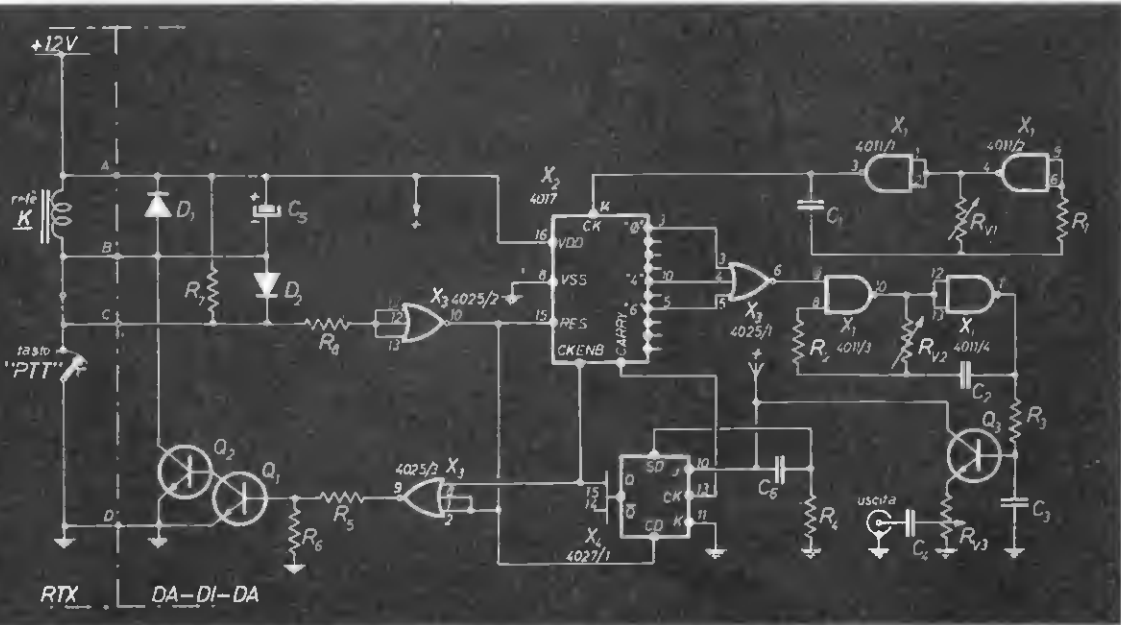
figura 2

Stadio di uscita BF (Modifica B)

Il transistor Q_3 serve ad abbassare l'impedenza; il condensatore C_3 « arrotonda » i fronti dell'onda generata dal c-mos 4011/4, mentre C_4 isola eventuali componenti continue del TX. L'esatta attenuazione è regolata dal trimmer R_{V3} .

Schema completo e note

Il circuito completo, dopo le modifiche espote, è rappresentato in figura 3.



La rete RC collegata al piedino SD del flip-flop 4027/1 serve a forzare l'uscita Q a « 1 » al momento dell'accensione, onde evitare che l'apparato RTX venga commutato in trasmissione quando viene acceso.

La rete R_1, R_3 all'ingresso del nor 4025/2 migliora il trigger di questa gate in modo che l'emissione del da-di-da avvenga subito dopo il rilascio del tasto PTT (Push To Talk = premi per parlare).

Installazione

La collocazione più adatta è vicino alla presa microfonica.

Per il collegamento occorre procedere come segue:

- 1) dissaldare il filo che va dalla presa microfonica (PTT) al relay, dal lato presa e saldarlo al punto B del circuito;
- 2) collegare con un filo il punto C del circuito al punto della presa microfonica liberato nella fase 1);
- 3) collegare la massa del RTX al punto D del circuito, e la tensione $+12 V_{cc}$ al punto A del circuito;
- 4) collegare con un filo corto, oppure con cavetto schermato, l'uscita del circuito all'ingresso microfono del TX, eventualmente interponendo in serie una resistenza di valore circa il doppio dell'impedenza del microfono; ciò ad evitare che la bassa impedenza del circuito attenui il segnale del microfono, specie se quest'ultimo è ceramico.

Taratura

Il trimmer d'uscita R_{v3} va tarato per una profondità di modulazione giusta, ascoltandosi con altro ricevitore o a mezzo aiuto fornito da altro corrispondente.

I trimmer R_{v1} e R_{v2} vanno tarati scegliendo la nota e la velocità più gradita, come citato nell'articolo di cq 12/78.

figura 3

Schema elettrico completo

C_1 , 0,33 μF	R_1 , 51 $k\Omega$	R_2 , 1 $k\Omega$	D_1 , 1N4001	X_1 , 4011
C_2 , 22 nF	R_3 , 51 $k\Omega$	R_4 , 10 $k\Omega$	D_2 , 1N4001	X_2 , 4017
C_3 , 47 nF	R_5 , 18 $k\Omega$			X_3 , 4025
C_4 , 0,47 μF	R_6 , 220 $k\Omega$	R_7 , 220 $k\Omega$	O_1 , BC107	X_4 , 4027
C_5 , 5 μF	R_8 , 15 $k\Omega$	R_9 , 50 $k\Omega$	O_2 , vedi testo	
C_6 , 2,2 nF	R_{10} , 8,2 $k\Omega$	R_{11} , 2,2 $k\Omega$	O_3 , BC107	

surplus

Ricevitore TELEFUNKEN

I1BIN, Umberto Bianchi

(seguito e fine del numero scorso)

3 - DESCRIZIONE DELLE DIVERSE FUNZIONI

A. Costruzione meccanica

La fotografia del frontale del ricevitore mostra come tutti i comandi sono forniti di indicazioni che ne facilitano l'uso.

La scala è di costruzione circolare. Un'apposita feritoia consente di vedere un settore di circa 90°. Nelle gamme della I alla III, l'indicazione è espressa in kHz, mentre le gamme dalle IV alle VII sono suddivise in MHz. Sul bordo esterno si trova una graduazione in migliaia che serve come scala di riferimento con la lettura attraverso la lente di ingrandimento. In questo modo viene assicurata, oltre che una grande precisione di regolazione, anche una grande precisione di lettura.

Nella parte destra del settore della scala, un indice mobile a punte, che sorregge le gradazioni, consente di riconoscere la gamma parziale in funzione.

L'altoparlante è realizzato con cono ellittico. Esso è coperto da una griglia di protezione.

Lo strumento per l'indicazione dell'intensità del segnale in ingresso è suddiviso in tacche di 5 dB, con suddivisioni, verso le fine, ad ogni 10 dB.

Il commutatore di larghezza di banda è a 5 posizioni con tacche d'arresto. La posizione a sinistra corrisponde alle più piccole larghezze di bande mentre la posizione destra, alla più grande.

Il commutatore del modo di funzionamento non ha solo le due posizioni per la ricezione A 1 ed A 3, ma permette anche di variare la tonalità della nota di battimento di ± 1500 Hz, nel caso di ricezione in A 1.

Regolazione dell'ampiezza del segnale BF, presenta delle tacche per indicare i gradi di amplificazione.

Regolazione dell'amplificazione AF ha delle tacche per indicare il tasso di amplificazione.

La sintonia si effettua agendo su una manopola collegata con la scala delle frequenze attraverso un comando a frizione. Si ottiene in tal modo una sintonia molto accurata.

Il commutatore di banda inserisce, con la rotazione di un gruppo a tamburo, gli elementi d' accordo corrispondenti alla gamma prescelta. Tutti i commutatori sono del tipo a lavette.

Nota : I ricevitori del modello speciale "B" (francese) presentano sulla costa inferiore destra del pannello frontale, due paia di morsetti ai quali sono collegati conduttori schermati a fili paralleli per l'inserimento di un microfono e di un tasto. Tali conduttori passano attraverso tutto il telaio e raggiungono la parte posteriore dove sono saldati ad appositi morsetti. La coppia superiore di questi è destinata al microfono, la seconda coppia al tasto mentre una terza coppia che si trova al di sopra delle altre due, è destinata al collegamento del secondo altoparlante.

Dopo aver allentato le 6 viti esterne di fissaggio, poste sul pannello frontale, si può estrarre, con l'aiuto delle manopole, il telaio con il pannello frontale, al di fuori del contenitore costruito in fusione di metallo leggero.

Il contenitore è fornito di piedini antivibranti per il montaggio del ricevitore su un ripiano o su un tavolo.

La foto dell'interno del ricevitore mostra i filtri di banda regolabili, di spostati sul lato anteriore.

Negli schermi di forma cilindrica sono montati l'oscillatore di nota per l' A1 ed il secondo oscillatore locale. Nel lato posteriore del telaio si trovano i due filtri di ingresso MF. Sul lato sinistro di chi osserva si vede il gruppo di sintonia a tamburo. I porta bobine A1 - A7 e B1 - B7 sono intercambiabili. Le bobine non risultano visibili in quanto si trovano dentro la schermatura e sono poste all'interno del tamburo stesso.

Al di sopra del condensatore variabile quadruplo si trova il pannello delle valvole RF.

La vista posteriore del ricevitore mostra anche i connettori di antenna, quelli del secondo altoparlante, i fusibili, il cambiotensione di rete e il cavo di alimentazione.

B-Funzionamento

I numeri e le lettere che figurano nel testo che segue permettono di rendersi più facilmente conto del funzionamento. Esse si riferiscono allo schema elettrico generale relativo al ricevitore previsto per l'alimentazione in corrente alternata.

a) Circuito d' antenna

Le tensioni d'ingresso RF sono, a seconda della banda prescelta e del tipo di antenna adottato, applicate sotto forma diversa ai primi circuiti del filtro di banda di ingresso.

Nelle prime quattro gamme parziali, le tensioni RF d'ingresso sono applicate attraverso il condensatore di accoppiamento C1, ad un capo della bobine (1) del circuito d'ingresso. Il condensatore addizionale C6, montato in parallelo alla lampada al neon, permette di adattare le antenne di diversa lunghezza. La lampada al neon GL 1 all'ingresso d' ANTENNE fornisce una protezione contro le sovratensioni.

Per le altre gamme parziali dalla V alla VII sono previsti ingressi d'antenna speciali. HJ 3 serve, attraverso il condensatore di accoppiamento C3 è il contatto 4 per collegare un'antenna asimmetrica, da cui l'energia e.m. è fornita attraverso un trasformatore, al primo circuito di filtri di ingresso. Per le tre gamme d'onde corte è possibile collegare anche antenne simmetriche. A questo scopo sono previsti i connettori HJ 4 e HJ 5. L'accoppiamento con il circuito d'ingresso è induttivo e si effettua attraverso i condensatori C4 e C5 e i relativi contatti 2 e 3. L'accoppiamento delle gamme dalla V alla VII è previsto per delle antenne asimmetriche a 60 ohm e delle antenne simmetriche di 250 ohm.

HJ 2 serve per la messa a terra di tutte le antenne asimmetriche. Per di più HJ 2 è collegato al telaio, alla struttura metallica del ricevitore e conseguentemente al contenitore.

Il circuito d'antenne è composto dal condensatore, variabile C7 attraverso i resistori 5 e 6 ed ai diversi trimmer C11, C16, C21 ecc. ed i condensatori addizionali C 153, C 156 ecc. oltre che dalle bobine L1, L3, L5, ecc. nelle diverse gamme parziali. I condensatori variabili dei circuiti AF, C7, C8, C9 e del primo oscillatore locale, C10, sono in sincronismo.

b) Stadio AF

Il circuito d'antenna e i circuiti di griglia della valvola V1 formano il filtro d'ingresso. L'accoppiamento di questi circuiti è assicurato dalla costruzione particolare delle bobine. Dal secondo circuito, le oscillazioni arrivano, attraverso il condensatore di accoppiamento C 57, alla griglia della prima valvola AF (V1). Questa valvola riceve la sua tensione di regolazione attraverso un filtro composto da R2, C56 ed R3. Questa tensione agisce sulla valvola V1 con un certo ritardo in relazione alla regolazione delle due valvole MF. Il punto di lavoro può essere regolato fra 0 e 6 volt mediante il potenziometro R 37. La tensione di polarizzazione principale è prodotta dalla resistenza di catodo R10. Il terzo circuito AF agisce come circuito anodico della valvola V1. Esso è collegato direttamente alla placca. Il condensatore variabile C9 serve da compensatore d'accordo del terzo circuito AF composto di bobine, condensatori addizionali e resistori di smorzamento. Il condensatore di accoppiamento C63 assicura l'accoppiamento fra il terzo circuito AF e la valvola mescolatrice V3.

c) Oscillatore locale

Con un montaggio a reazione induttiva, si produce, per mezzo della valvola V2 una frequenza ausiliaria, che si combina con la frequenza di ingresso nella valvola mescolatrice V3. Per mezzo dei resistori da R 81 a R 87, la tensione di oscillazione del primo oscillatore locale, risulta, per ciascuna gamma, regolata al valore opportuno. Il circuito oscillatore è formato dal condensatore variabile C 10, dalle bobine 5/2, oltre che dai condensatori in parallelo e in serie. Partendo dalle bobine di accoppiamento 1/4 delle gamme parziali, la tensione di reazione è portata, attraverso il contatto 16, e il gruppo C61 ed R9 ed il resistore R8, alla griglia della valvola V2. C 61 e R9 servono per regolare la tensione di polarizzazione di griglia in funzione dell'ampiezza dell'oscillazione. Il condensatore di accoppiamento C 62 fornisce l'oscillazione ausiliaria alla griglia mescolatrice della valvola V3.

d) Stadio mescolatore

La frequenza di ingresso è portata alla prima griglia della valvola mescolatrice V3 attraverso il condensatore di accoppiamento C 63. L'oscillazione dall'oscillatore giunge, attraverso il condensatore di accoppiamento C 62, alla griglia mescolatrice. Il battimento delle frequenze avviene all'interno della valvola V3; si ottiene così la frequenza di battimento che è la differenza fra la frequenza dell'oscillatore e quella di ingresso.

La frequenza risultante è separata dal circuito anodico della valvola V3 e poi amplificata come media frequenza. Il resistore R 15 posto sulla valvola V3 serve a generare la tensione di polarizzazione di griglia, una caduta di tensione viene prodotta in questo caso su R 15 per la propria corrente catodica e la corrente trasversale del divisore di tensione della griglia schermo.

a) Amplificatore MF

Il rapporto fra la frequenza più alta e quella più bassa che giunge al ricevitore è relativamente grande (30 MHz + 100 kHz = 300 : 1). Risulta quindi una certa difficoltà nella scelta del valore di media frequenza. Per questo motivo, allo scopo di ottenere un elevato grado di amplificazione e di selettività, si è preferito scegliere un valore molto basso di frequenza intermedia come media frequenza del ricevitore. Questo rappresenta, allo stesso tempo, una soluzione semplice per la regolazione della larghezza di banda, ma fornisce una selettività di frequenza immagina molto sfavorevole per le alte frequenze di ricezione. Questo problema è stato risolto nel seguente modo in questo ricevitore :

Nelle gamme parziali dalla prima alla terza, si ha una media frequenza di 70 kHz che si conserva in tutti gli stadi MF fino alla demodulazione.

Per le gamme parziali dalla quarta alla settima, per prima si ha, prima dalla mescolazione della prima MF, un valore di media frequenza di 950 kHz che viene trasposto successivamente a 70 kHz nel secondo stadio mescolatore e mantenuto come seconda MF per lo stadio mescolatore.

La regolazione della larghezza di banda nella cinque posizioni del regolatore si effettua sempre nella parte a 70 kHz del ricevitore. Il passaggio dalla valvola V3 alla V4 ha dunque luogo nella gamma dalla I alla III, attraverso il filtro di banda BF 1 a, nelle gamme dalla IV alla VII, attraverso il filtro di banda BF 2. Se sono in funzione le gamme dalla I alla III, l'interruttore S 1 stabilisce il legame fra l'uscita della valvola V 3 ed il filtro di banda di ingresso MF, BF 1. Questo filtro si compone di due circuiti in parallelo, L 36, C 67 ed L 38, C 69, che sono collegati assieme attraverso il circuito serie L 37, C 68. Tutti e tre i circuiti risultano accordati su 70 kHz. Il segnale MF selezionato dal filtro di banda BF 1 è, con l'ausilio dell'interruttore S2, portato alla griglia controllo della valvola V 4, attraverso C 77 ed L 15.

Se sono in funzione le gamme parziali dalla IV alla VII, l'interruttore S1 collega la placca della valvola V 3 al filtro di banda BF2. Questo filtro di banda si compone di due filtri di banda a due circuiti con accoppiamento induttivo Tr 20, C 70, C 71 e Tr 21, C 74, C 73 che sono connessi fra loro con il condensatore C 72. Questo filtro forma la MF di 950 kHz con una banda passante di \pm 10 kHz. Il filtro di banda BF 1 e il filtro di banda BF 2 sono, per mezzo degli interruttori S 2 e S 3, ricordati alla griglia delle valvole V 4, attraverso C 77 ed L 15.

La prima valvola MF (V 4) opera, a seconda del valore di media frequenza che viene utilizzato, come valvola amplificatrice o come valvola mescolatrice. Se, nelle gamme dalla I alla III, un segnale a 70 kHz giunge dal filtro di banda BF 1 alla griglia di ingresso di V 4, esso viene restituito, amplificato, dal circuito di uscita della valvola al filtro di banda BF 3. D'altra parte, se una delle gamme parziali dalla IV alla VII risulta in funzione, una MF di 950 kHz giunge dal filtro di banda BF 2 alla griglia di entrata della valvola V 4, che funziona in questo caso come seconda oscillatrice locale e come valvola mescolatrice.

L'interruttore S 4 stabilisce qui la connessione della placca del triodo alla sorgente di tensione anodica, e il circuito oscillante dalla parte triodo della valvola V 4 è così costretta ad oscillare.

La frequenza di questa oscillazione ausiliaria è di 1020 kHz. Ne segue una mescolazione con la media frequenza di 950 kHz dalla quale si ricava una frequenza di 70 kHz all'uscita della valvola mescolatrice.

La tensione di polarizzazione di griglia e la tensione di regolazione, sono fornite alla valvola V4 attraverso un filtro R19, R20, C76.

Perchè la frequenza generata dal secondo oscillatore locale, che cade dentro la gamma delle frequenze ricevibili, non passi per l'ingresso del ricevitore, tutti i conduttori in causa sono forniti di filtri e di induttanze di blocco e tutta la costruzione è doppiamente schermata.

Le connessioni alla prima valvola MF (V 4) ed alla seconda valvola MF (V 5) è stabilita con il filtro di banda regolabile BF 3. La costruzione del filtro BF 3 corrisponde a quella del filtro di banda BF 1, ma la larghezza di banda trasmessa risulta regolabile in 5 posizioni. Per questo motivo, il circuito serie L 40, C 92 è collegato a 5 prese delle bobine in parallelo L 39, L41. In questo modo si hanno diversi gradi di accoppiamento che determinano larghezze di banda diverse. La tensione di polarizzazione di griglia e la tensione di regolazione sono applicate alla griglia di ingresso della valvola V 5 per mezzo della cella di filtro AC, composta da R 30 e C 95 e montato in serie con la bobina del circuito di griglia L 41.

L'uscita di placca della valvola V 5 è connessa ad un circuito anodico Tr 15 e C 97, che risulta accordato anche su 70 kHz. Esso trasmette il segnale MF induttivamente alla griglia d'ingresso della valvola V 6. Questa riceve una tensione di polarizzazione di griglia fissa attraverso la bobina di griglia di Tr 15 e R 39. Sull'uscita di placca della valvola V 6 si trova un filtro di banda regolabile BF 4, la cui costruzione corrisponde a quella del filtro di banda BF 3, ma la bobine di accoppiamento L 45 si trova nel circuito di uscita. Essa conduce il segnale MF per la demodulazione al diodo della valvola V 6. I gradini regolabili dei filtri di banda BF 3 e BF 4 determinano una differenza di amplificazione a causa delle diverse larghezze di banda che provocano. Per compensare queste differenze, i resistori R 76 ed R 77 sono disposti sulle griglia schermo della valvola V 5 ed i resistori R 79 ed R 80 sono inseriti sulla griglia schermo della valvola V6. Per la variazione che si ha dalla tensione di schermo sulle valvole V 5 e V 6, si ottiene una compensazione dell'amplificazione quando si variano i gradini di regolazione di larghezza di bande.

f) Demodulazione

La bobina L.45 del filtro di banda BF 4 trasferisce il segnale MF sul diodo della valvola V6. A seconda dell'ampiezza del segnale MF, viene trasferito una corrente nelle sezione di rivelazione, che è chiusa sul resistore R 44.

Il circuito AF è stabilizzato da C 105. Per lo scorrimento della corrente si determina, sul resistore R 44, una caduta di tensione che rappresenta un riferimento della tensione MF sul diodo. Se questa tensione varia al ritmo di una modulazione BF, la variazione di tensione sul resistore R 44 corrisponde a questa variazione.

La tensione BF che si stabilisce sul resistore R 44, attraverso il resistore R 45, il condensatore C 106, il regolatore di volume R 46, il condensatore C 166 ed il resistore R 65, viene portata alla griglia di ingresso sul primo stadio BF (V 8) per l'amplificazione.



g) Stadio BF

L'amplificazione della bassa frequenza avviene in due stadi ed ha luogo nella valvola V 8. Per mezzo della variazione della tensione di ingresso BF con il potenziometro regolatore R 46, si varia il volume del suono del segnale ricevuto. L'anodo della sezione triodo della valvola V 8 funziona normalmente sul resistore R 60. Se però, per mezzo dell'interruttore S 16, l'anodo viene collegato all'induttore L 19, si applica al triodo un circuito risonante a 1000 Hz (L 19, C 122) in qualità di resistenza di carico. Si mette in opera, in tal modo il filtro audio-frequenza; così la selettività totale risulta notevolmente incrementata per la presenza della nota di battimento a 1000 Hz. Il filtro audio-frequenza ha una larghezza di banda di ± 100 Hz.

Il triodo della valvola V 8 è collegato alla griglia del tetrodo della stessa valvola attraverso il condensatore C 126 ed il resistore R 64. Si ha qui una nuova amplificazione di BF, ed infine il segnale audio viene applicato al trasformatore di uscita Tr 17 attraverso le bobine di reattanza BF L 20, L 23. Attraverso i resistori R 62, R 61 e i condensatori C 124 e C 153, si stabilisce una controreazione dalla placca del tetrodo di V 8 alla griglia, controreazione che compensa in larga misura la caratteristica di risposta in frequenza degli stadi BF.

h) Uscita BF

Il secondario del trasformatore d'uscita BF è calcolato per l'altoparlante incorporato, che però può essere scollegato per mezzo dell'interruttore S 17. Una seconda uscita HI 8 permetta di collegare un altro altoparlante a bassa impedenza, mentre le uscite HI 6 ed HI 7 consentono il collegamento di due cuffie telefoniche.

i) Oscillatore per la ricezione del CW (A 1)

Con la ricezione in A 1 (telegrafia non modulata) il segnale che giunge al ricevitore non contiene frequenze di modulazione udibili. Il segnale è infatti generato dalla manipolazione sulla frequenza portante. Nel ricevitore la demodulazione di un tale segnale non genera alcuna bassa frequenza. Per renderlo udibile, il segnale viene fatto eterodinare con quello proveniente da un oscillatore la cui frequenza di lavoro differisce al massimo di ± 1500 Hz rispetto al valore di media frequenza.

La frequenza di battimento è prodotta dall'oscillatore per la ricezione dell'A 1 per mezzo della valvola V 7 e portata al diodo di demodulazione della V 6 attraverso i condensatori C 113 e C 152. La deviazione di questa frequenza in rapporto al valore della media frequenza, che equivale al suono prodotto sull'altoparlante, può essere variata per mezzo del condensatore C 117 nei limiti di ± 1500 Hz.

k) Regolazione dell'amplificazione

La regolazione dell'amplificazione del ricevitore può essere automatica o manuale. L'interruttore S 13 stabilisce i collegamenti necessari.

Dalla prima bobina L 44 del secondo filtro di bande regolabile BF 4, viene portata una tensione, attraverso il condensatore C 107, al sistema diodo della valvola V 5. La rettificazione di questa tensione serve alla formazione di una tensione di regolazione per il controllo automatico. Questa tensione di controllo è addizionata alla tensione di polarizzazione principale poichè attraverso i resistori R 47 ed R 49, il diodo è portato al potenziale del punto R 69/R 68, per cui la tensione deve essere considerata come sorgente di tensione di polarizzazione di griglia.

La tensione del diodo è portata, attraverso la R 48 e l'interruttore S 13, alle griglie di controllo delle valvole da regolare, V 4 e V 5. La valvola V 1 riceve la stessa tensione di regolazione ma con un ritardo regolabile con R 37. In questo modo si ottiene, in presenza di un segnale di debole potenza, tutta l'amplificazione della valvola di ingresso con il risultato di un migliore rapporto segnale/disturbo.

Il dispositivo funziona nel seguente modo: il sistema diodo della valvola V 7 viene reso conduttore da una debole corrente attraverso R 37 - R 35. La regolazione della valvola V 1 comincia a funzionare solo quando la tensione di regolazione supera il valore di tensione risultante della divisione di potenziale determinato da R 35/R 48, R 47 ed R 49. Al di sotto di questo valore la valvola V 1 non avrà questa tensione supplementare di polarizzazione e riceve la tensione di funzionamento normale attraverso il resistore R 10, posto sul catodo. Se il commutatore S 13 è posto su "regolazione manuale", la valvola da regolare assume la tensione di griglia attraverso la regolazione effettuata da R 51. Questa tensione viene portata al potenziometro R 51 attraverso il resistore R 68.

l) S - Meter

L'intensità di campo presente all'ingresso del ricevitore può essere misurata approssimativamente, come valore relativo, con l'aiuto dello S-Meter, ciò allo scopo di ottenere una più corretta sintonia sul ricevitore. Lo strumento di misura è inserito nel circuito del diodo della tensione di regolazione, per cui la corrente raddrizzata rappresenta una misura approssimativa dell'intensità del segnale ricevuto. Il diodo Gr 2 protegge lo strumento contro eventuali sovraccarichi nel caso si operi con la regolazione manuale. Lo strumento può essere utilizzato, con i due sistemi di regolazione, come indicatore di sintonia.

m) Complesso di alimentazione

Il complesso di alimentazione del ricevitore E 103 Aw/4 è predisposto per essere allacciato sulla rete a corrente alternata con tensioni di 90, 110, 127, 200 e 220 V. Le tensioni anodiche sono ottenute dalla rettificazione delle due alternanze con il raddrizzatore al selenio Gr 1.

I resistori R 68 ed R 69, nei quali scorre tutta la corrente catodica, servono ad ottenere le tensioni di polarizzazione fissa di griglia per le valvole e la tensione per la regolazione manuale. Tra gli interruttori dell'alimentazione S 18 ed S 19 e i fusibili Si 1 ed Si 2, si trovano le bobine di reattanza AF, L 27 ed L 28 e i due condensatori di fuga C 133 e C 134, che servono a bloccare le eventuali oscillazioni AF parassite presenti sulla linea di alimentazione. Per il filtraggio e spienamento dell'onda rettificata sono impiegati L 24, C 131 e C 132.

4 - ISTRUZIONI DI SERVIZIO

Prima di collegare il ricevitore alla rete, si deve accertare il valore della tensione e predisporre il cambiotensioni, S 20, ruotandolo, se necessario, con l'ausilio di una lama di cacciavite.

Il ricevitore viene acceso mediante l'interruttore S 12. Dopo un periodo di preriscaldamento delle valvole, si può selezionare la banda e la frequenza che si intende ricevere.

Si deve azionare l'interruttore dell'altoparlante incorporato, S 17, indi si sceglie il tipo di regolazione della sensibilità, automatica o manuale, e si stabilisce la posizione del comando del volume AF (A 51) a seconda delle preferenze. Se si è prescelto il tipo di funzionamento "automatico", il regolatore di volume contrassegnato "H.F." risulta escluso.

Si può controllare la corretta sintonia del ricevitore per mezzo dello strumento misuratore dell'intensità di campo (S-meter) cercando l'elongazione massima dell'indice, possibilmente con la banda passante di MF in posizione "stretta". Dopo l'accordo, si può scegliere un'altra larghezza della banda passante MF se si ravvisa la necessità di una maggiore fedeltà.

In presenza di segnali telegrafici (CW), si deve posizionare il commutatore che seleziona il modo di funzionamento del ricevitore, su A 1. In questa posizione del commutatore, l'accordo del ricevitore può essere effettuato cercando il battimento zero.

Facendo ruotare il commutatore del modo di funzionamento su + 1000 Hz, si ha un battimento di 1000 Hz, e, in questo caso, la manopola di sintonia del ricevitore non deve essere più ruotata.

Con la posizione "stretta" della banda passante e l'inserzione del filtro audio-frequenza, si soddisfano tutte le condizioni di massima selettività e minore larghezze di banda passante.

FINE

Sensibilità dei ricevitori

I1HJK, Pietro Giacomo Paganelli

Quanto è precisa la sua misura?

Parlare della misura della sensibilità dei ricevitori può sembrare fuori luogo perché cosa lontana dagli interessi della maggior parte dei lettori.

Ritengo tuttavia che prendere in considerazione un problema che si pongono sia i costruttori di generatori di segnali, sia i costruttori di ricevitori significhi fare un passo verso una realtà che a molti sfugge; non tutto è semplice come può sembrare a prima vista.

Certamente alcune considerazioni possono sembrare banali, ma è necessario esaminare ogni piccolo dettaglio e realizzare così la convinzione che parlare di un qualsiasi problema è davvero difficile.

La tecnologia ci permette di avere sempre di più a un prezzo sempre più basso e questo facilita la diffusione di ottime attrezzature anche a livello amatoriale. Purtroppo è difficile acquistare ciò che ci serve in realtà; la pubblicità e la quantità ci confondono, si creano così i miti e le mode che mietono vittime più o meno coscienti. Per rendersi conto delle dimensioni di questo fenomeno è sufficiente pensare a quanti, in certi ambienti (e non!) preferiscono usare potenti (1) « lineari » piuttosto che buone antenne anche se queste ultime siano molte volte più economiche.

Oppure, più semplicemente, fare un piccolo esame di coscienza.

A mio modo di vedere quindi, anche se non avremo mai il problema di che generatore di segnali acquistare per controllare la sensibilità del nostro ricevitore nel migliore dei modi (occorrerebbero parecchi biglietti da cento) riflettere un momento sui problemi che si nascondono dietro una misura così apparentemente semplice, ci può essere di notevole aiuto, per i nostri giudizi e quindi per le nostre scelte future.

La sensibilità di un ricevitore è una delle caratteristiche che ne definiscono la qualità, e la misura del suo valore è uno dei test più importanti che si eseguono appunto sui ricevitori. La sensibilità di solito la si considera essere un dato molto sincero. Sfortunatamente esistono delle sorgenti di errori che possono introdurre imprecisioni sorprendentemente alte in questa misura che trae in inganno per la sua apparente semplicità.

Un metodo convenzionale per la misura della sensibilità di un ricevitore, è mostrato in figura 1.

In pratica, l'uscita del generatore di segnali è regolata fino a che il rapporto SINAD e cioè il rapporto segnale/totale rumore e distorsione indicato dal distorsimetro, non raggiunge i 12 dB, il che equivale a dire una distorsione letta sullo strumento pari al 25 %. L'operatore annota l'indicazione del livello di uscita del generatore di segnali e tale valore corrisponde alla sensibilità del ricevitore in microvolt.

Nei controlli di produzione, l'operatore deve assicurarsi che la figura della sensibilità sia migliore del valore specificato per l'unità sotto controllo. Di solito è permesso un certo margine tra le specifiche di produzione e i valori dichiarati,

al fine di permettere Imprecisioni nella misura, ma causa i vantaggi sulla Concorrenza che si hanno nel dichiarare la migliore cifra di sensibilità, i Costruttori sono naturalmente indirizzati a ridurre questo margine a valori il più piccolo possibile.

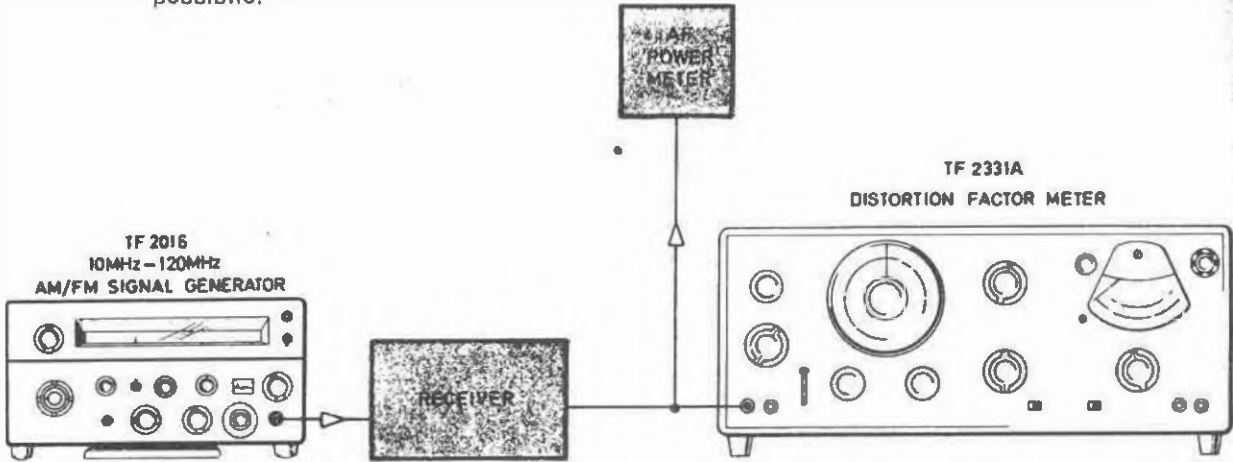


figura 1

Questa figura ci mostra in maniera schematica come si collegano tra loro il ricevitore e i diversi strumenti per questo tipo di misure.

Per un livello di radiofrequenza dichiarato in ingresso al ricevitore, ci si dovrà attendere un rapporto SINAD prodotto dal ricevitore stesso eccedente 12 dB (come indicato dal distorsimetro).

NOTA: gli strumenti indicati sono (come si vede) definiti da una sigla e da un numero che corrisponde a modelli prodotti dalla M.I. (Marconi Instruments). Questo a puro titolo di esempio, con il solo scopo di fornire il maggior numero possibile di indicazioni a chi eventualmente desiderasse verificare o approfondire quanto esposto. Va da sé che ciò che ho affermato poc'anzi, è da ritenersi valido per ogni altro esempio, nel resto dell'articolo, nel quale ci sia un qualsiasi riferimento a strumenti prodotti da tale Ditta.

Ci sono cinque possibili sorgenti di errore nella misura della sensibilità e uno studio ravvicinato del modo in cui si manifestano, può condurre a una migliore interpretazione dei problemi che implicano.

Errori di accoppiamento

Al fine di ottenere la migliore precisione, l'impedenza di ingresso di un ricevitore dovrebbe essere uguale all'impedenza di uscita del generatore di segnali usato per il controllo, ma raramente questa condizione si riscontra nella pratica. Di solito il circuito di ingresso di un ricevitore ha la caratteristica di un circuito accordato a larga banda con un'impedenza del tutto differente dai 50 oppure 75 Ω della sorgente di segnali. Questa differenza può condurre a imprecisioni che saranno aggravate da qualsiasi imprecisione dell'impedenza del circuito di uscita del generatore di segnali. Lo schema semplificato della figura 2 ci mostra come gli errori di accoppiamento possono avere origine mentre la figura 3 ci dà un'idea dell'imprecisione che ci si deve attendere per una certa gamma di impedenze.

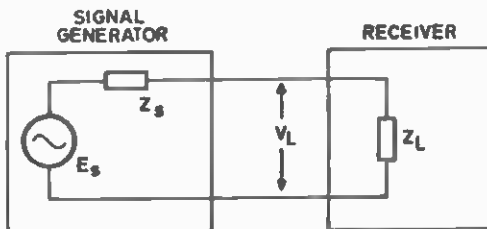


figura 2

Gli errori dovuti a un cattivo accoppiamento si hanno quando un generatore di segnali e un ricevitore sono interconnessi e l'impedenza della sorgente del segnale e l'impedenza del carico visto dalla sorgente, non sono perfettamente adattati.

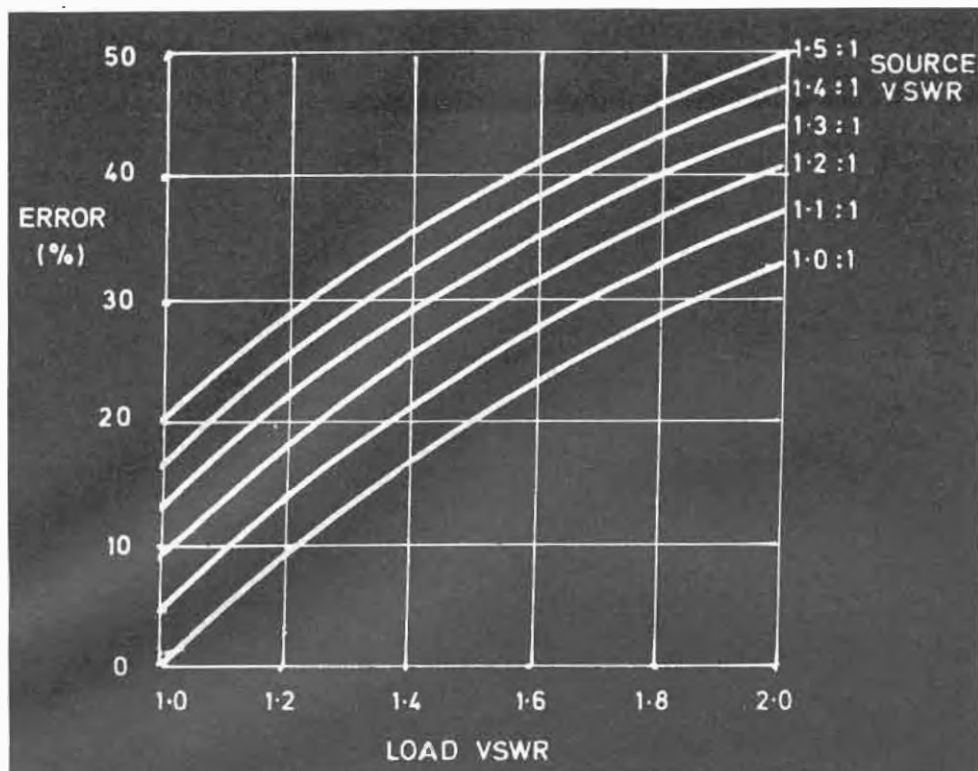


figura 3

Le curve in figura mostrano il massimo errore nella tensione che si sviluppa sui terminali di ingresso del ricevitore per diversi valori di rapporto onde stazionarie della sorgente del segnale e del carico.

Osserviamola; si può notare che la tensione che si sviluppa all'ingresso del ricevitore è soggetta a un errore considerevole che dipende dall'impedenza relativa del ricevitore e del generatore. Senza una conoscenza dettagliata della impedenza che si sviluppa non è possibile tenere debito conto degli errori dovuti a questi disaccoppiamenti. Al fine di superare i problemi legati al disaccoppiamento, le specifiche di molti ricevitori sono espresse in termini di tensioni a circuito aperto (forza elettromotrice) del generatore di segnali o l'equivalente tensione a circuito chiuso che è la tensione che si svilupperebbe su una impedenza uguale all'impedenza valutata del generatore di segnali quando sostituito dal ricevitore. Raccomandazioni internazionali intendono favorire l'uso della tensione a circuito aperto per specificare la sensibilità, quando si forniscono le caratteristiche dei ricevitori; tuttavia, per ragioni storiche, molti utenti preferiscono ancora lavorare in termini di differenza di potenziale equivalente. Specificando la sensibilità in entrambi i modi, comunque, elimina i problemi legati al fatto che l'impedenza di ingresso del ricevitore non rappresenta un carico esatto di 50 oppure di 75 Ω , ma errori dovuti al r.o.s. del generatore possono ancora essere presenti e il diagramma di figura 4 ci fa vedere le variazioni dell'errore per le varie condizioni di impedenza del generatore di segnali.

Errori di collegamento

Lo specificare la sensibilità del ricevitore secondo un certo metodo elimina in parte gli errori dovuti all'accoppiamento, ma vi possono ancora essere errori causati dalle imperfezioni della strada che il segnale deve percorrere, dal generatore di segnali fino al ricevitore. Per fortuna questi errori sono di solito abbastanza piccoli (salvo il caso di non avere il cavo guasto) e possono essere minimizzati usando un cavo di ottima qualità il più corto possibile.

Naturalmente connettori, adattatori, trasformatori, attenuatori, ecc. sono tutte sorgenti potenziali di errori ai quali possono dare origine.

Errori dell'attenuatore

Invariabilmente chi usa un generatore di segnali ritiene che le marche sul comando del livello di uscita definiscano in modo corretto la tensione in uscita. Le specifiche sono sempre fornite in termini di massima imprecisione che si può avere per ogni livello di uscita selezionato. Metodi alternativi di specificare il livello di uscita, fornendo le specifiche sotto forma di una serie di cifre di imprecisione separate; per livelli assoluti, risposte in frequenza ed errori dell'attenuatore, sembrano fornire informazioni complete circa le caratteristiche del generatore ma in realtà lasciano a chi usa il generatore il compito di calcolare l'errore totale che si può commettere per ogni livello di uscita che interessa. Non è insolito per un generatore di segnali specificato in questo modo, avere un livello di imprecisione totale di oltre $\pm 3,5$ dB per livelli di uscita attorno a $1 \mu\text{V}$.

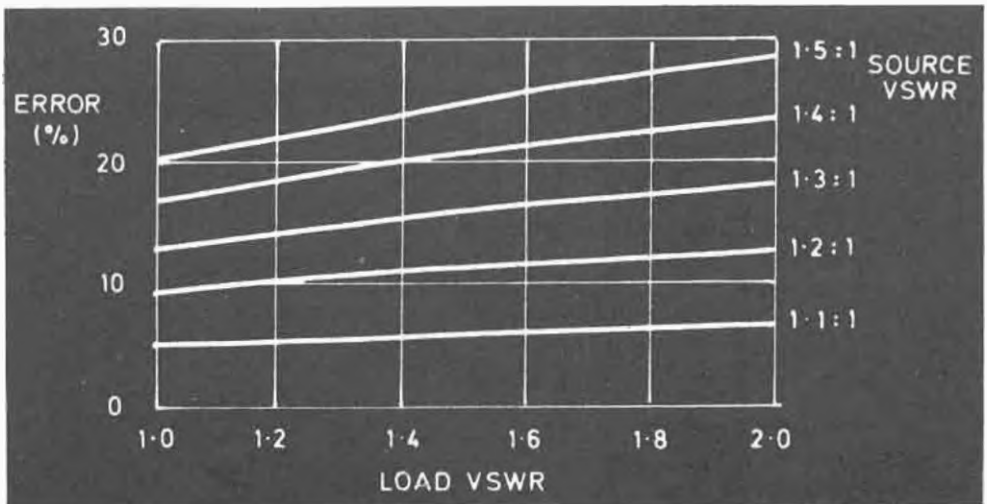


figura 4

Dato che l'impedenza di ingresso di un ricevitore non è sempre definita in modo accurato, si usa convenzionalmente quotare la sensibilità di un ricevitore in termini di « emf » (forza elettromotrice) derivata da un generatore perfetto; oppure come « pd » (differenza di potenziale) sviluppata ai capi di un carico perfetto per mezzo di un generatore di segnali perfetto. Mentre questo metodo riduce l'errore totale, rende possibili gli errori legati alla imprecisione dell'impedenza del generatore. Questi errori sono in larga misura indipendenti dall'impedenza del carico come le curve pongono in evidenza. Per meglio chiarire si può far notare che per un generatore di segnali con un ragionevole rapporto onde stazionarie in tensione (1—1:1), l'errore introdotto sarà dell'ordine del $\pm 5\%$ (corrispondente in dB a ± 5 dB).

Errori dovuti a perdite

I moderni ricevitori sono sensibili ai bassi livelli di segnale. E' perciò molto importante che i segnali a livelli molto alti che sono presenti all'interno dei generatori siano rinchiusi all'interno di scatole schermate in maniera da evitare l'irraggiamento dei segnali stessi. L'effetto di questa fuga di segnali è quello di aumentare il segnale presente all'ingresso del ricevitore in esame con la evidente conseguenza di avere dei dati ottimistici per quanto riguarda la sensibilità. Allontanare il ricevitore può essere sufficiente per eliminare il problema ma chiaramente la migliore soluzione è quella di usare un generatore con caratteristiche di bassa irradiazione.

Specifiche di perdita inferiore a $1 \mu\text{V}$ sono ora abbastanza normali e strumenti con perdite a un livello garantito inferiore a $0,5 \mu\text{V}$ cominciano a essere disponibili. Questi bassi livelli di perdita permettono di fare misure sui ricevitori tenendoli vicino al generatore di segnali eliminando il più possibile il rischio di ottenere risultati imprecisi in maniera grossolana.

Errori dovuti alla modulazione

L'ultima delle sorgenti di errore che esamineremo è quella introdotta dall'imprecisione della modulazione del generatore di segnali. Pressoché in tutte le misure di sensibilità (ad eccezione della misura della sensibilità pura e semplice) una portante a radiofrequenza modulata è usata per stabilire un livello di riferimento dal ricevitore in prova. Un errore nella quantità di modulazione è direttamente riflessa in una equivalente variazione nel livello di uscita del ricevitore e il rapporto segnale rumore o il rapporto SINAD.

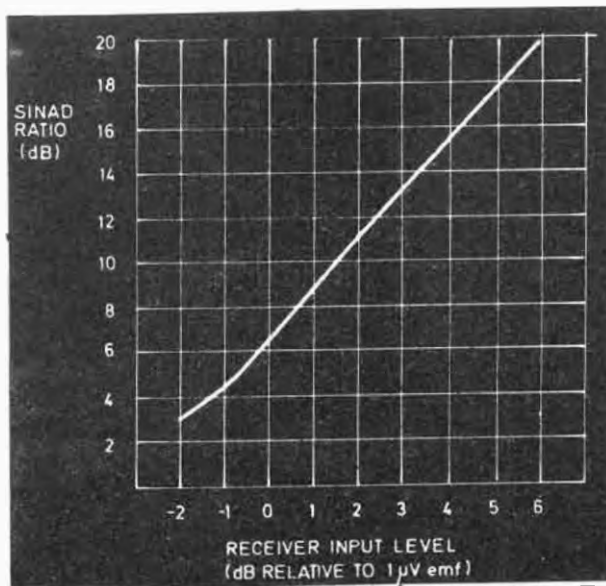
Per un generatore di prestazioni elevate la imprecisione della modulazione deve essere contenuta nel $\pm 5\%$. In attrezzature di scarso livello si possono riscontrare anche errori di oltre il 20% della quantità impostata. Questi errori fanno salire la massima imprecisione nelle misure di oltre $\pm 2 \text{ dB}$ in termini di rapporto segnale rumore o rapporto SINAD.

Misura dell'errore totale

Avendo esaminato le cinque sorgenti primarie di errore, possiamo esaminare il loro effetto sulla misura globale. Può essere utile a questo fine esaminare la curva della figura 5 che mostra come il rapporto SINAD di un ricevitore FM per UHF (tipico) vari con il livello del segnale in ingresso.

figura 5

Questa curva è la curva tipica della sensibilità di un ricevitore UHF e mostra le variazioni del rapporto SINAD al variare del livello del segnale in ingresso ed è interessante notare come esso vari di 2 dB per ogni dB di incremento del segnale in ingresso.



La caratteristica più importante di questa curva è quella di mettere in rilievo che il rapporto SINAD cambia di 2 dB per ogni aumento di 1 dB del segnale di ingresso. Questo permette alle varie sorgenti di errore di essere messe in relazione in termini di variazioni del segnale in ingresso equivalenti oppure di variazioni del rapporto SINAD. La tabella 1 somma le sorgenti di errore e i loro effetti sulla precisione delle misure.

tabella 1

Sommario delle varie sorgenti di errore e modi nei quali si può ottenere la precisione.

Sorgente di errore	Possibile errore nella misura	Metodo di riduzione dell'errore
Accoppiamento	± 6 dB	In pratica questo errore sarà meno di $\pm 0,5$ dB se si sceglie un generatore con un buon rapporto v.s.w.r.
Connessione	± 1 dB	Può essere eliminato scegliendo con cura cavi, connettori, eccetera.
Attenuatore	oltre $\pm 3,5$ dB	Il solo metodo soddisfacente è la scelta di un generatore con la migliore specificazione.
Perdita	può rendere la misura impossibile	Portare il generatore lontano il più possibile dal ricevitore può ridurre l'effetto ma è più conveniente un generatore con basse perdite.
Modulazione	oltre ± 1 dB	Può essere ridotta a meno di $\pm 0,5$ dB usando un misuratore di modulazione per controllare la modulazione del generatore di segnali o usando un generatore con la modulazione specificata nel modo più preciso possibile.

Da questa tabella si può vedere che gli errori di misura, dovuti a quattro delle possibili cause, possono essere compensati o eliminati completamente, ma gli errori dovuti all'imprecisione dell'attenuatore sono di difficile valutazione. La calibrazione dell'uscita a livelli usati regolarmente appare la soluzione più ovvia, ma misure precise di livelli di tensione a radiofrequenza dell'ordine dei microvolt richiedono equipaggiamenti tanto sofisticati da essere soltanto a disposizione di industrie specializzate in questo genere di controlli e calibrazioni. E' evidente a questo punto che per molti utenti le specifiche offerte dal Costruttore sono accettate e di esse deve essere tenuto debito conto per ogni potenziale errore. Questo significa che, nella produzione dei ricevitori, le specifiche del Costruttore devono essere migliori delle specifiche di sensibilità offerte al cliente di una quantità pari all'imprecisione dichiarata del sistema di controllo.

Questo è un concetto a mio avviso di estrema importanza che merita un discorso piuttosto ampio. Iniziamo con un esempio: un ricevitore venduto con una specifica di $1 \mu\text{V}$ di sensibilità, viene controllato in produzione con una attrezzatura che garantisce una imprecisione inferiore a 1 dB, dovrà avere in produzione una specifica di $0,9 \mu\text{V}$ permessi per errore strumentale. Un controllo a questi livelli, assicurerà che tutti i ricevitori incontreranno le specifiche di vendita ed è improbabile che si incontrino problemi. Tuttavia, se l'errore dello strumento può essere alto fino a un valore di $\pm 3,5$ dB, il controllo deve essere fatto posizionando il controllo della tensione a radiofrequenza del generatore a $0,7 \mu\text{V}$ per assicurare il soddisfacimento della specifica. Con un livello così basso si creano dei problemi alla produzione in quanto molte unità saranno scartate. Al livello di $0,7 \mu\text{V}$, infatti, un generatore che ha un grado di imprecisione di $\pm 3,5 \mu\text{V}$ può dare in uscita un livello qualsiasi compreso tra $1 \mu\text{V}$ e $0,45 \mu\text{V}$. Si comprende che, se il generatore fornisce un livello che si avvicina al livello inferiore, difficilmente molti ricevitori saranno dichiarati idonei. Un metodo alternativo concesso per l'imprecisione dei generatori di segnali, è di mettere lo strumento per un valore di sensibilità specificata e controllare che il rapporto SINAD del ricevitore ecceda il normale valore dei 12 dB (oppure 20 dB) di un certo margine di sicurezza. Questo margine deve essere preso in considerazione del fatto che il rapporto SINAD migliora di 2 dB per ogni dB di aumento del livello della radiofrequenza (come mostrato dalla figura 5).

Al fine di permettere una imprecisione del generatore di segnali di 1 dB, si può concedere un abbuono di 2 dB. Se però la imprecisione arriva a $\pm 3,5$ dB, si deve per forza salire a 7 dB e l'operatore invece di cercare un rapporto di 12 dB, dovrà richiedere un rapporto di 19 dB o migliore per assicurarsi che il ricevitore funzioni con sicurezza entro i limiti della sua specifica. Questo approccio alternativo permetterà anche al ricevitore difettoso di passare il controllo di produzione quando per tale controllo si usa un generatore di segnali con scarso livello di precisione.

Si intravede ormai che la sola soluzione soddisfacente al problema del controllo della sensibilità dei ricevitori è di usare un generatore di segnali con la calibrazione del livello di uscita il più possibile precisa. Strumenti con la precisione del livello totale di $1 \div 2$ dB a $1 \mu\text{V}$ sono disponibili e il loro uso assicura che gli errori associati con la misura della sensibilità siano il più possibile ridotti.

tabella 2

Errori introdotti da vari generatori di segnali quando sono usati per misure di sensibilità a livelli intorno a $1 \mu\text{V}$.

In questa tabella sono messe a confronto le caratteristiche di alcuni generatori della M.I. con altri per mostrare l'importanza della specificazione del livello totale della precisione nel definire la capacità da parte di un generatore di segnali di fare misure precise di sensibilità.

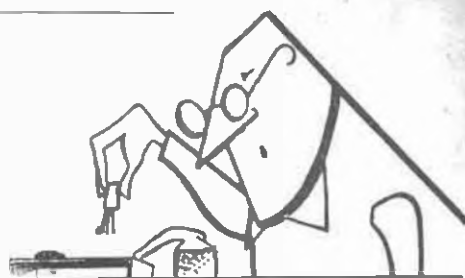
Errori dovuti alle seguenti cause	Generatori tipici della M.I.			Altri generatori
	TF2015	TF2016	TF2020	
Accoppiamento	$\pm 1,5$ dB	± 1 dB	± 1 dB	± 2 dB
Attenuatore (livello totale di imprecisione)	± 2 dB	± 1 dB	± 1 dB	$\pm 3,5$ dB
Modulazione	$\pm 0,75$ dB	$\pm 0,75$ dB	$\pm 0,25$ dB	$\pm 0,5$ dB
Somma di errori	$\pm 4,25$ dB	$\pm 2,75$ dB	$\pm 2,25$ dB	$\pm 6,0$ dB
Somma di errori in valore efficace	$\pm 2,6$ dB	$\pm 1,6$ dB	$\pm 1,4$ dB	$\pm 4,0$ dB

La tabella 2 compara le precisioni totali di tre generatori di segnali della MI (Marconi Instruments) quando sono usati per controllare la sensibilità dei ricevitori; più una quarta colonna inclusa, nella quale sono riportati i dati relativi ad altri generatori di segnali. Per ogni strumento gli errori sono totalizzati come somma algebrica e come somma del valore efficace in modo da avere una guida statistica completa al probabile errore totale. Si può vedere che per tutti i generatori la sorgente di errore dominante è dovuta alla precisione totale del livello di uscita (tensione a radiofrequenza) e che l'effetto dell'imprecisione della modulazione può in genere essere ignorato. La conclusione ovvia che può essere fatta è che, quando si sceglie un generatore di segnali, occorre porre particolare attenzione alle specifiche che riguardano la precisione del livello totale, se si pensa di usarlo per delle misure precise della sensibilità di ricevitori. *****

sperimentare[®]

circuiti da provare, modificare, perfezionare.
presentati dai Lettori
e coordinati da

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

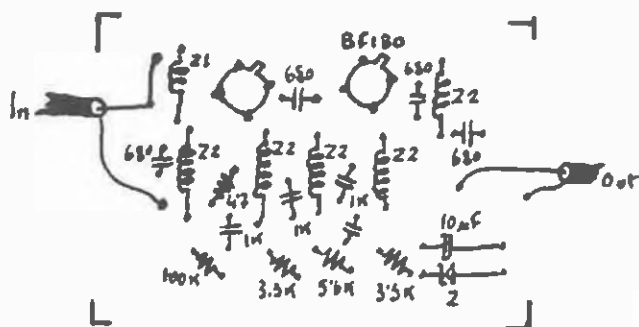
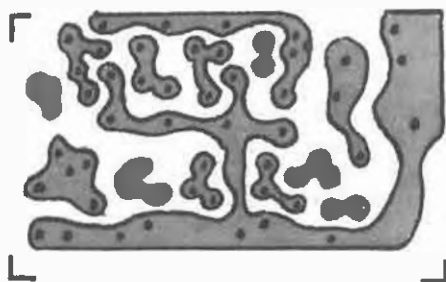
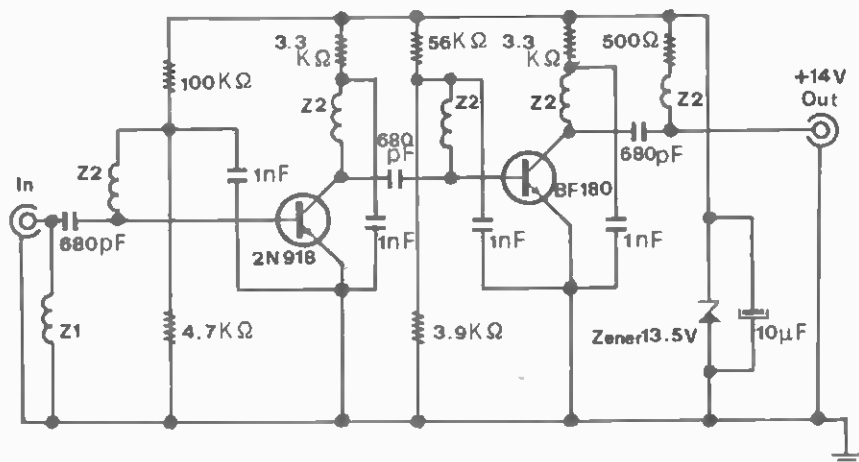


© copyright cq elettronica 1980

... E PAPOCCHIE IN TERRA AGLI UOMINI DI BUONA VOLONTA'

Giovanni ROMANO, piazza S. M. Liberatrice 47, ROMA.

Preamplificatore per VHF/UHF.

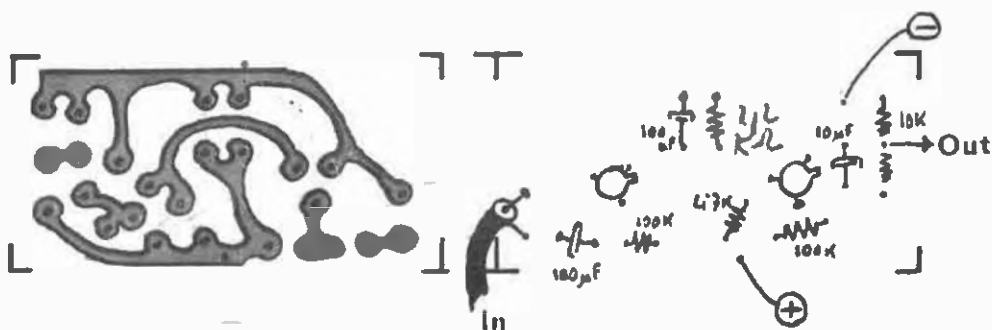
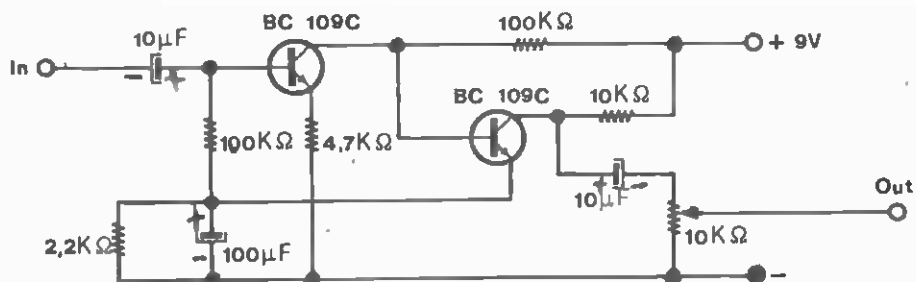


Due transistori 2N918 o due BF180 assolvono alla bisogna di creare un amplificatore capace di circa 28 dB. Va bene per la 144 e per la TV. Poco critico. L'unica cosa che richiede un po' d'attenzione è la bobina d'ingresso indicata come Z₁ che determina la banda amplificata. L'uscita è del tipo aperiodico per cui non è necessario effettuare alcun edattamento d'impedenza. Circuito stampato compreso in scala 1 : 1. Impedenze Z₂ realizzate con 18 spire Ø 0,4 mm smaltato su un supporto Ø 3 mm. Tutti i condensatori sono ceramici a disco.

sperimentare

Nicola ASPIDE, via G. Marconi 40, TORRE DEL GRECO.

Preamplificatore microfónico.



Stavolta sono due general purpose BC109C a fare le spese di un preamplificatore microfónico di basso costo e buone vedute. Pochi componenti ben distribuiti non richiedono neppure descrizioni del circuito. Solito stampato in scala 1 : 1.

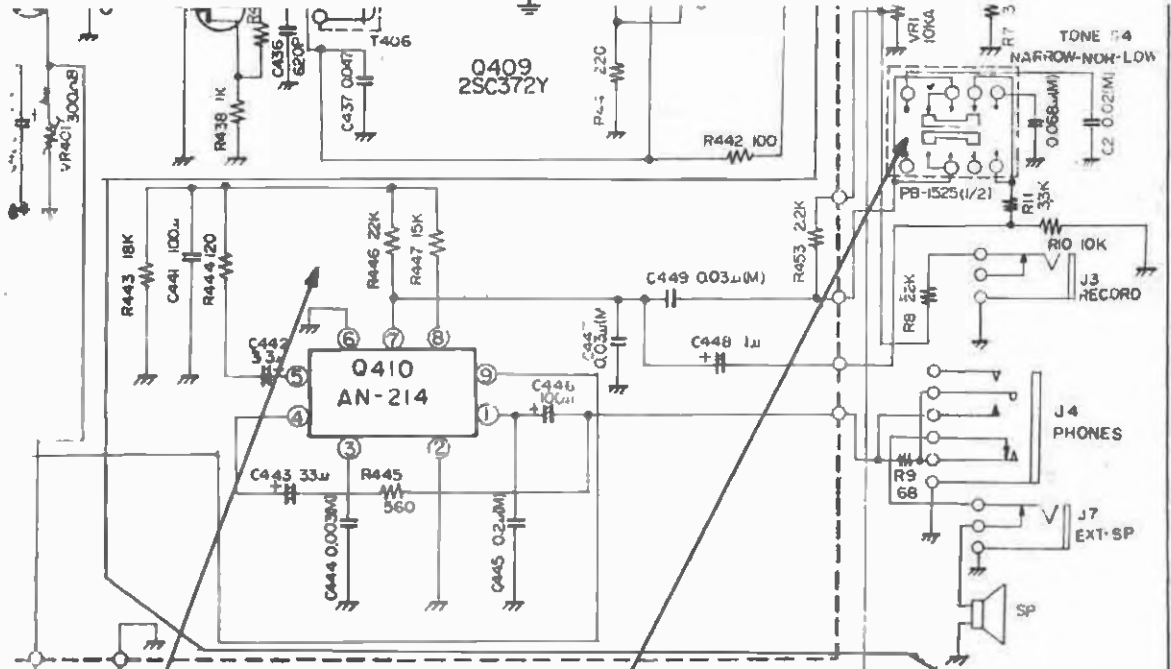
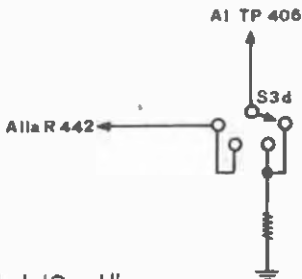
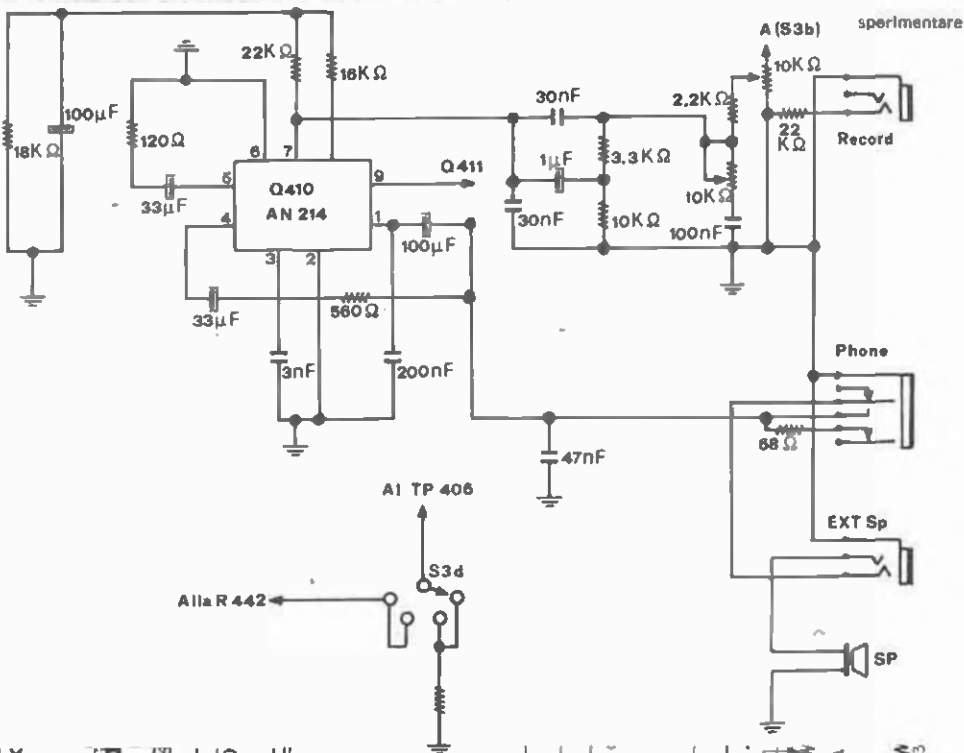
E passiamo al tre seviziatori di turno:

Gesù, che papocchia la Yaesu!

Amedeo ARGENZO, via Petrarca 8, ARZANO, dice che non bastavano le sevizie fatte al povero FRG 7 della YAESU già pubblicate sul n. 7/79 e giù pure lui a modificare.

Ha preso di mira il regolatore di toni che sull'originale era a tre scatti, stretto, normale e largo e l'ha sostituito con un potenziometro per poter ottenere una regolazione graduale. La prima cosa che deve essere fatta è la sostituzione del potenziometro del volume che in origine è singolo con uno doppio in modo da avere il controllo esterno del tono senza forare né pannelli né altre deturpazioni.

Notare che la modifica del controllo del tono, non si limita alla sola sostituzione del potenziometro ma anche di alcuni componenti che contornano l'integrato Q410 cioè l'AN214. Dallo schema che mostra le modifiche apportate e da quello originale anch'esso riportato, è facile rilevare quali parti sono state sottoposte a tortura. Il potenziometro doppio deve essere da (10 + 10) kΩ.



- NOTE
- 1 ALL RESISTORS ARE IN 1/4W UNLESS OTHERWISE NOTED.
 - 2 ALL CAPACITORS ARE IN µF UNLESS OTHERWISE NOTED.
 - 3 ALL ELECTROLYTIC CAPACITORS ARE 16WV UNLESS OTHERWISE NOTED.

FRG-7
CIRCUIT DIAGRAM

Parte del circuito modificato.

Per Natale, strenna eccezzzionale!

Assegnati per sorteggio:

Lire 30 mila in componenti elettronici offerti dall'organizzazione **Gianni VECCHIETTI**, via Beverara 39, BOLOGNA fornitore di componenti elettronici professionali, al signor Romano.

Lire 30 mila in componenti elettronici offerti dalla **AZ ELETTRONICA**, via Varesina 205, MILANO fornitrice di scatole di montaggio e componenti sciolti, al signor Argenzo.

Una scatola di montaggio per un sintonizzatore per FM modello SNT 78 FM offerta dalla Ditta **LARTEL**, via del Santuario 33, LIMITO (MI) produttrice di scatole di montaggio, al signor Aspide.

Gli interessati potranno mettersi direttamente in contatto con le Ditte per il ritiro del premio. Il signor Aspide, se vuol fare più presto, può venire a ritirarlo direttamente a casa mia, tanto siamo quasi vicini.

E inoltre a tutti e tre, la benedizione di San Gennaro!

CODICILLO ALLE PAPOCCHIE GIAPPONESI

Ecco, gli sperimentatori sono proprio così, dei pazzereLLoni: date loro l'imbeccata, e si scatenano.

Sul n. 6 a pagina 1080 e sul n. 9, pagina 1619, avevo proposto una modifica alla linea YAESU Musen FL101 e FR101 tendente a eliminare il fastidioso inconveniente dell'accordo del controllo TRANS sul ricevitore a ogni cambio di banda per far sì che le frequenze dei due oscillatori locali degli apparati, quarzati, fossero sulla stessa frequenza che varia a secondo della tolleranza dei quarzi adoperati, utilizzando appunto uno solo dei due oscillatori locali, precisamente quello del ricevitore in modo che pilotasse contemporaneamente anche il trasmettitore, ed ecco che sullo stesso argomento si sono scatenati gli sperimentatori suggerendo ben sette modifiche che, di volta in volta, vi propinerò perché veramente interessanti.

La prima, presentata da Vittorio **SANTERI**, corso Vittorio Emanuele 69, LODI, prevede di pilotare il ricevitore con la frequenza generata dall'oscillatore locale del trasmettitore. Onestamente, è più semplice di quella che avevo suggerito io; esaminate lo schema che segue alle pagine 62 e 63, e notate che non è difficile. Bisogna operare come appresso:

Modifiche nel trasmettitore FL101. Individuare la scheda PB1407 e dalla sua parte posteriore ove trovasi il punto di prova TP, cominciare.

- 1) Saldare un condensatore ceramico da 4,7 nF di buona qualità tra il detto Test Point e il piedino 11 della stessa scheda. Il terminale del condensatore sul piedino 11 va saldato leggermente più in alto per far sì che questa, dopo, entri nello zoccolo.
- 2) Saldare uno spezzone di cavo RG174/U tra il terminale 11 della detta scheda, sotto al telaio, sino al piedino 2 dello zoccolo octal (J7) posto nella parte posteriore dello FL101.

Modifiche sul ricevitore. Individuare la scheda 1252B e la scheda PB1225C.

- 1) Sul controllo TRANS individuare il filo che porta la tensione di + 6 V, e disconnetterlo (trovasi sul lato destro).

- 2) Collegare un filo all'ingresso dell'alimentazione della scheda PB1412 cioè l'oscillatore (precisamente sul condensatore passante da 1 nF posto sul retro della scatola di schermo) dove cioè vi sono i + 6V, e collegarlo, con l'altro estremo, al punto del potenziometro TRANS ove avevamo dissaldato l'altro che non dovrà essere rimosso ma coperto da isolante per evitare cortocircuiti. In questo modo, quando alimenteremo il VFO, vi sarà tensione anche sull'oscillatore locale e non ve ne sarà allorché il ricevitore funzionerà con VFO esterno.
- 3) Dalla scheda PB1252B, eliminare il condensatore C6 che sullo schema è indicato da 5 pF mentre sulla scheda è da 1 nF. Per facilitare l'individuazione, è sufficiente seguire sul retro della piastra, cioè sul lato rame, la pista che proviene dal pin 5 e, tramite il detto condensatore, si collega alla base del transistor Q2 (2SC372Y).
- 4) Dal terminale verso la base del predetto transistor saldare un condensatore ceramico da 4,7 nF con un terminale, e l'altro terminale al piedino 9 che dovrà essere creato come segue.
- 5) Sulla detta scheda PB1252B, il terminale 9, in origine, è unito con il 10 e ambedue connessi a massa. Per creare il pin 9, sarà sufficiente, com'è chiaramente illustrato sul disegno della vista della piastra dal lato rame, intaccare il rame stesso con una punta metallica che potrebbe essere quella di un temperino, di una forbice o analoga e così, isolare il blocco di circuito stampato che costituirà il pin 9. Logicamente, dovrà operarsi delicatamente e tenendo conto di lasciare la lunghezza del tratto di rame così isolato lungo quel tanto da potervi effettuare sopra una saldatura e dando la possibilità che dopo che sia stata effettuata, la piastra entri facilmente nel suo zoccolo.
- 6) Collegare l'altro terminale del condensatore di cui sopra al detto pin 9.
- 7) Unire tra loro i pin 1 e 8 dello zoccolo che porta la piastra PB1252B.
- 8) Unire con uno spezzone di cavetto RG174/U il detto piedino 9 e il terminale 1 dello zoccolo J10 a cinque piedini posto nella parte posteriore del FR101.

Come illustrato a pagina 1081 sul n. 6/79, unire con uno spezzone di cavo RG58 i due spinotti che collegheranno il trasmettitore e il ricevitore tra di loro, e il gioco è fatto. Non necessita nessuna taratura. Posizionando il commutatore delle funzioni su EXT nel FR101 e EXT sul FL101, il VFO e l'oscillatore locale del trasmettitore, piloterà il ricevitore su di una unica frequenza.

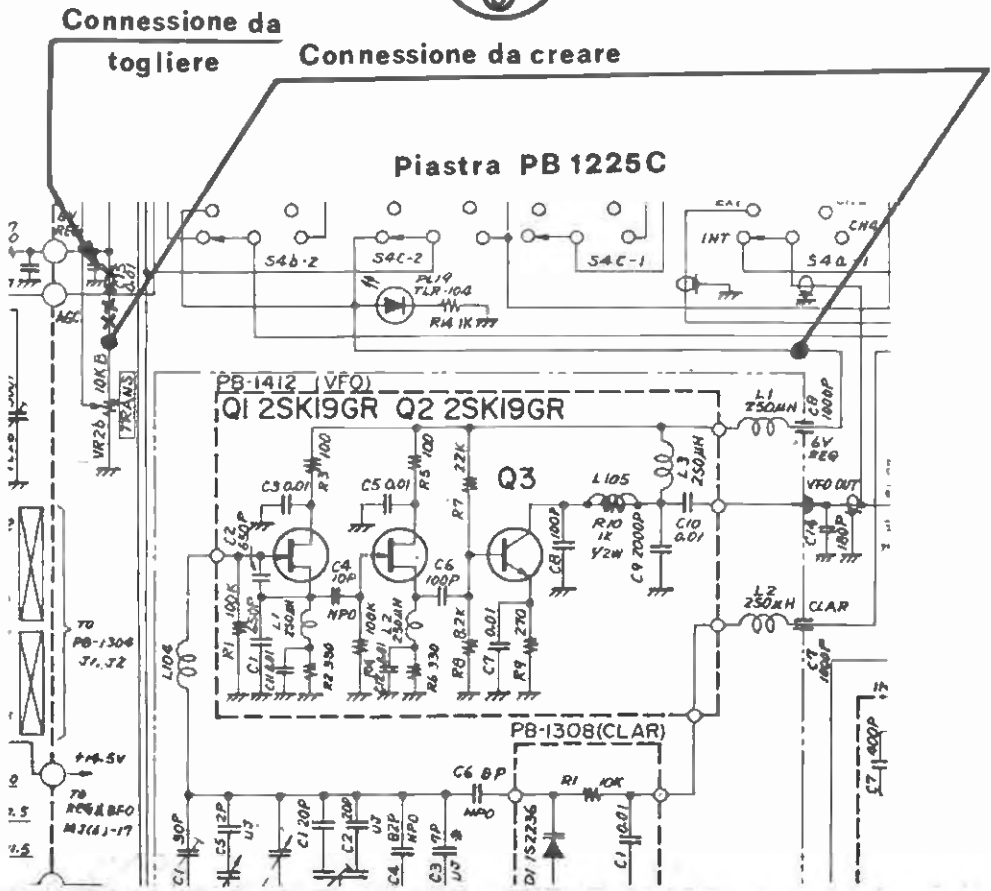
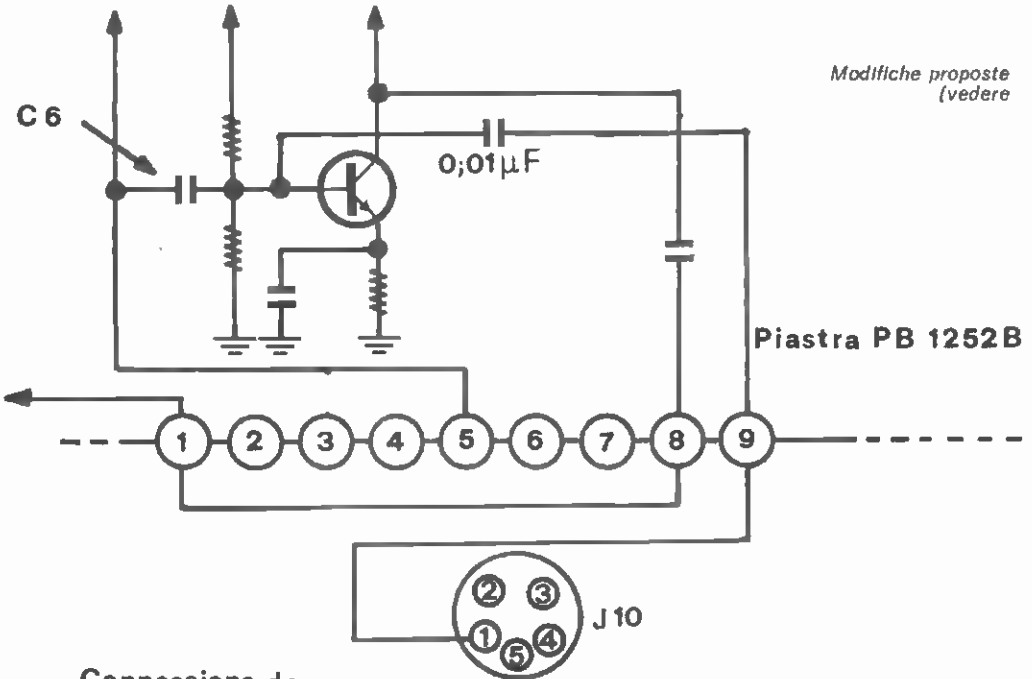
* * *

La seconda modifica, molto più semplice e indicata principalmente per chi non vuole modificare niente negli apparati né intaccare circuiti stampati, è proposta da Flavio BERTINENNI, via Euripide 206, AGRATE; questa lascia le cose come stanno facendo sì che, cambiando gamma, non bisogna più regolare il comando TRANS.

Semplicemente bisognerà realizzare un circuito stampato come quello indicato nella figura a pagina 64, che è in scala 1 : 1.

Il funzionamento è come segue: in luogo del potenziometro TRANS che dovrebbe regolarsi banda per banda, vengono messi in opera dei trimmer tarati ognuno per la banda cui è destinato in modo che commutando la banda, la posizione di essi già predisposta, porterà direttamente in isoonda l'oscillatore locale del rx con quello del tx.

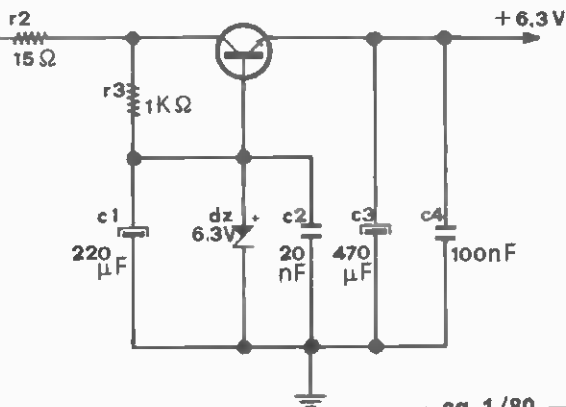
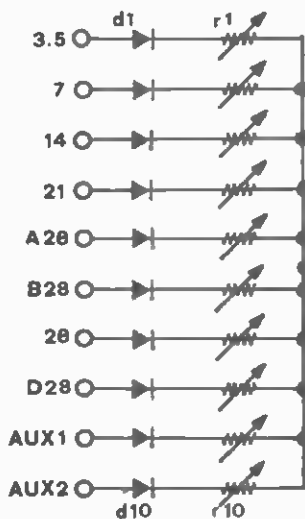
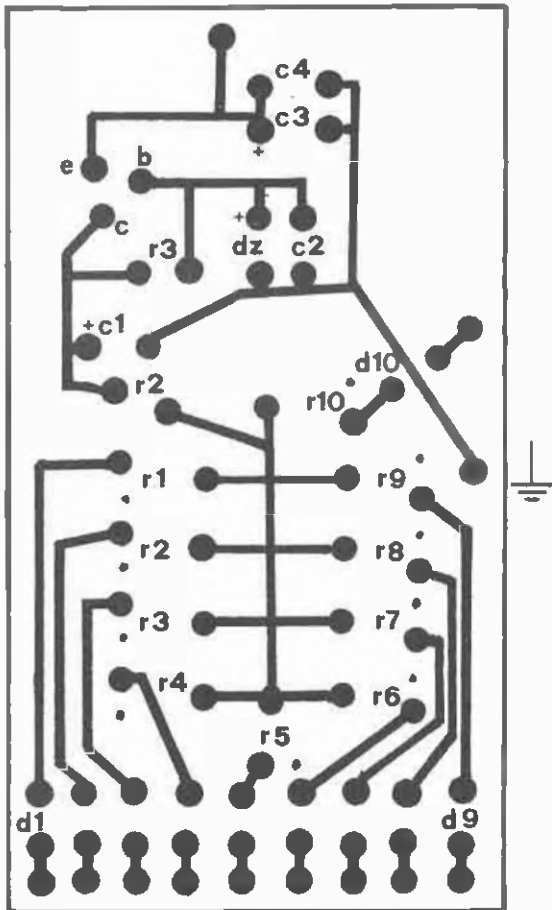
Unire i terminali della piastra, tramite degli spezzonecini di filo, con gli estremi delle lampadine che sul ricevitore si accendono indicando la banda in funzione. Al diodo D1 corrisponderanno gli 80 m, al D2 i 40, e così via. Le due posizioni D9 e D10 sono per le due bande ausiliarie che sul trasmettitore corrisponderanno alla 27 e, per chi ce l'ha, i 45 m. Per individuare la lampadina corrispondente alla banda indicata, è sufficiente accendere l'apparato e ruotare il commutatore di banda. Ad ogni lampadina, come già detto, tramite un filo, collegare l'ingresso di uno dei diodi secondo la progressione indicata. Tutti i trimmer sono da 100 k Ω . Il transistor è un 2N1711, lo zener da 6 V. Ultimato il montaggio dei componenti sulla piastra, unire come già detto i terminali alle lampadine di banda. La piastra, così completata, va montata all'interno del ricevitore sopra il coperchio del VFO



tramite due viti. Sulla piastra sono indicati i terminali di massa e il + 6 V. Il terminale di massa, logicamente, andrà a massa mentre l'altro va unito al terminale che è collegato al centro del potenziometro TRANS cioè, chiarimo: il filo che è collegato al centro del detto potenziometro deve essere disconnesso dal potenziometro stesso e, tramite uno spezzonecino di cavo, collegato al terminale + 6 V sulla piastra. L'unione dei due fili dovrà essere opportunamente ricoperta o con tubetto sterlingato o con altro corpo isolante per evitare cortocircuiti.

Modifiche proposte
dal signor Bertinenni.

+ 6,3V



Per la taratura sarà sufficiente posizionare i controlli EXT sul FR101 e TRANS sul FL101. Operare con la cuffia durante le prove di taratura. Commutare su entrambi gli apparati il commutatore di banda sugli 80 m. Parlare nel microfono e ruotare il trimmer sulla piastra aggiunta nel ricevitore corrispondente agli 80 m sino a che la voce in cuffia sia udita chiara. Procedere così per tutte le altre bande.

A taratura ultimata, commutando la banda, si inserirà automaticamente il trimmer corrispondente alla migliore condizione di accordo tra trasmettitore e ricevitore per quanto concerne la frequenza degli oscillatori locali quarzati.

* * *

Per festeggiare il Natale, ai due modificatori di cui sopra va un premio più che eccezionale: ad entrambi, cioè una per uno, una confezione di semiconduttori (transistori, diodi, integrati, ecc.) del valore di lire CINQUANTAMILA, e in più, in ognuna, un microprocessore 8080!

* * *

*La caccia è aperta a tutti i Lettori.
Profittate.*

Mandatemi le vostre modifiche a un apparato e avrete anche voi la possibilità di vincere una delle altre cinque confezioni analoghe che mi restano. Solo però non siate pigri, ricordate che domani è troppo tardi!

* * *

ATTENZIONE FINALE: *per pubblicare un'altra modifica al trasmettitore FL101 per farlo operare sui 45 m, avrei bisogno del libretto di istruzioni di questo ultimo per fare delle fotocopie in quanto il Lettore che mi ha inviato il progetto lo ha smarrito. Oltre che a restituirlo, invierò a chi me lo presterà, cinquanta diodi o transistori assortiti. Grazie.*

Generatore RF autocostruito

Il « Generatore di radiofrequenza » è uno strumento quasi indispensabile a chi si dedica alla costruzione di apparecchi o circuiti funzionanti a radiofrequenza.

Nella descrizione che segue si esaminano le caratteristiche base dello strumento e la realizzazione pratica di un apparecchio alla portata dello sperimentatore medio.

IOZV, Francesco Cherubini

Non so se l'apparecchio che verrà descritto debba essere considerato un « Oscillatore modulato » o un « Generatore di segnali ». Nel linguaggio corrente il primo termine si riferisce di solito a oscillatori che hanno poche pretese, soprattutto che non hanno sistemi complessi di regolazione della tensione RF in uscita; i generatori, per contro, sono forniti di attenuatori di precisione, costano molto cari e sono di solito usati nei laboratori ben dotati, mentre i primi sono usati per le operazioni di taratura e allineamento di ricevitori.

In effetti la realizzazione, senza essere di « classe professionale », si avvicina con le prestazioni a quanto può dare un generatore di segnali.

La costruzione dell'apparecchio è avvenuta quasi per caso; avendo nell'armadio, poco efficiente, un vecchio oscillatore modulato a due valvole, il primo progetto, di « ammodernamento » si è venuto evolvendo in un completo rifacimento dello strumento; e dell'apparecchio originario è stato solo utilizzato il contenitore e poche parti: variabile, alcune bobine, quadrante e demoltiplica.

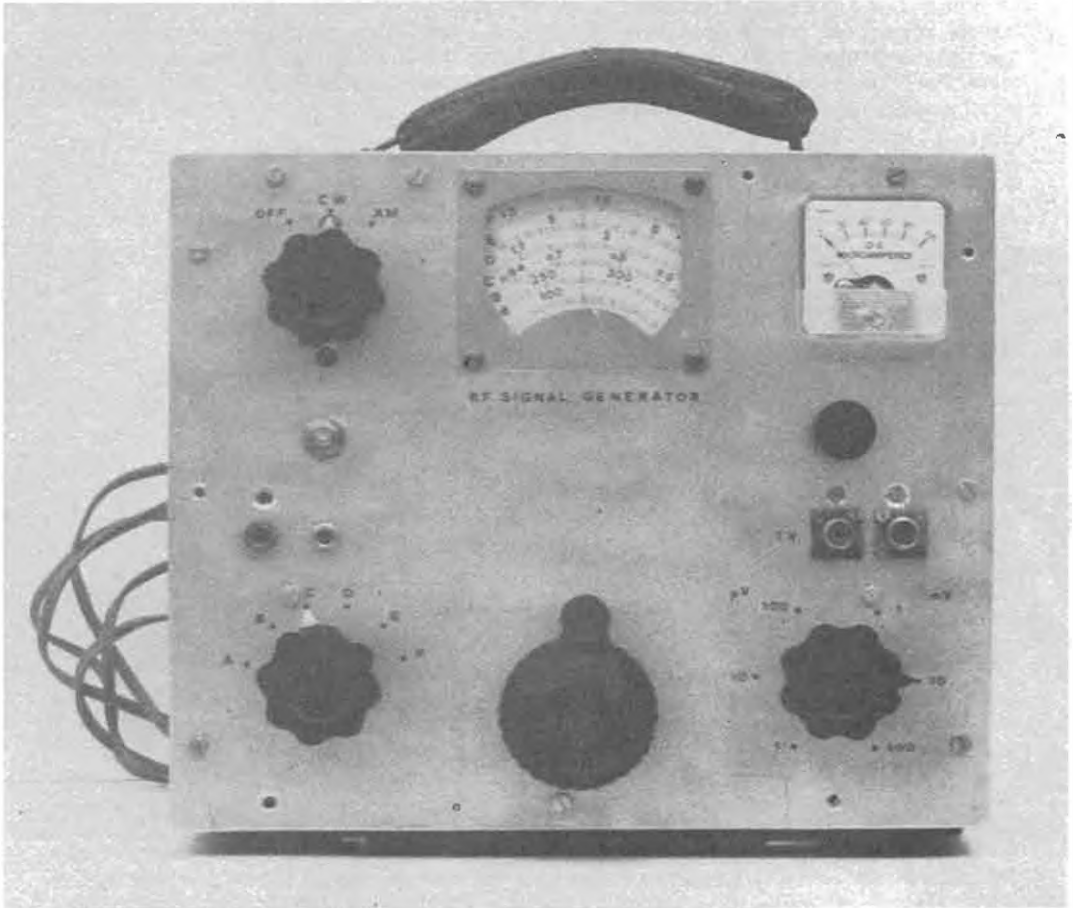
Terminando qui con le considerazioni generiche, vediamo subito le prestazioni ottenute.

frequenza di uscita da 90 kHz a 34 MHz in sei gamme
livello di uscita da 0,1 V a 1 μ V con terminazione adatta per $Z = 50 \Omega$ oppure $Z = \infty$;
da 1 V a 0,1 V con $Z_{inertiva} = 100 \Omega$
indicazione di livello con strumento da 100 μ A
attenuatore a scatti di 20 dB
modulazione di ampiezza inseribile con percentuale del 30 %
uscita BF disponibile 1 V_{rms} a 400 Hz
alimentazione 220 V

FACILE - GIURO, FACILE!

PARTE MECCANICA

Come spesso succede, la parte meccanica può presentare le maggiori difficoltà realizzative. Un generatore di segnali richiede che la meccanica sia abbastanza rigida in modo da evitare deformazioni interne che provocherebbero slittamenti di frequenza. Deve inoltre avere uno schermaggio particolarmente curato di tutte le parti ove è presente tensione a radiofrequenza; ciò perché altrimenti irradia dei segnali indipendentemente da quelli fatti uscire tramite l'attenuatore.



In termini pratici ciò significa che occorre montare tutti i componenti in modo robusto e schermati, fissandoli o al pannello frontale (che deve essere di almeno 2 mm di spessore) o a un telaio a questo rigidamente collegato. Lo schermaggio può avvenire con scatole di alluminio di modesto spessore (6/10 di mm o poco più) tutte però ben collegate mediante viti al telaio. L'apparecchio completo di schermi deve quindi essere collocato in una scatola metallica che funge da secondo schermo; perché ciò avvenga, detta scatola non è in contatto con le parti interne dell'apparecchio, ma solo e unicamente col pannello frontale, cui è unita da numerose viti. Da quanto detto si deduce che il contenitore dovrebbe essere in un sol pezzo; se ciò non è possibile, le varie parti devono essere unite tra loro con angolari di alluminio o ottone, con superfici ben pulite, e fissati con viti o ribattini.

Il comando del condensatore variabile deve essere dolce e ben demoltiplicato; è stato usato il sistema a cordino perché già pronto, ma con elevato rapporto di demoltiplica: infatti sull'asse del variabile è calettato un disco di alluminio $\varnothing 130$ mm con apposita gola; l'asse di comando ha una sede \varnothing circa 4,5 mm, il che dà un rapporto di riduzione di circa 1 : 26. Quindi la rotazione del variabile avviene con 13 giri di manopola.

SCHEMA A BLOCCHI

In figura 1 è riportato lo schema a blocchi dell'apparecchio; è visibile un oscillatore, seguito da un separatore-adattatore di impedenza, la cui uscita è misurata con apposito strumento. Segue un attenuatore a sei posizioni, in cui ogni scatto divide per 10 la tensione (= -20 dB). La tensione modulante a 400 Hz, quando richiesta, è inviata al blocco separatore.

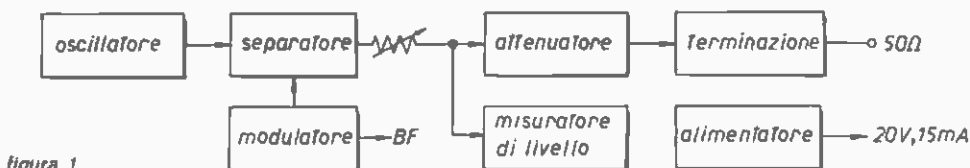


figura 1

Schema a blocchi.

I circuiti sono tutti abbastanza semplici e di facile costruzione; verranno esaminati in dettaglio uno per uno.

OSCILLATORE

Il circuito dell'oscillatore non ha particolarità degne di nota; è usato un fet tipo 2N3819 ma anche il tipo MPF102 dà risultati equivalenti. Le bobine sono sei, di cui le tre relative alle frequenze più alte possono facilmente essere autocostruite; per le rimanenti, trattandosi di avvolgimenti a nido d'ape, conviene acquistarle ed eventualmente ridurne l'induttanza in modo da avere una piccola sovrapposizione ai margini di gamma. L'avvolgimento di reazione deve avere un valore induttivo di circa un terzo rispetto a quello principale; è assai conveniente farlo mobile rispetto a quello di sintonia in modo da avere l'accoppiamento minimo che consente un funzionamento regolare (cioè con piccole variazioni di livello) da un estremo all'altro della rotazione del variabile.

Il commutatore, di buona qualità, provvede a cortocircuitare le bobine, relative alle frequenze più basse, che non sono in uso. Se non si riesce a trovare tale tipo di commutatore, si può usare una terza via che mette a massa almeno il lato caldo della bobina immediatamente adiacente (dal lato basso, cioè con più spire) a quella in uso; ciò perché, con la capacità residua, tale bobina va probabilmente a risuonare in qualche punto della gamma successiva, creando un disturbo all'oscillatore.

Un compito essenziale è svolto dal diodo 1N4148 posto tra « gate » e « source » del fet. Senza di esso le oscillazioni sono troppo ampie, con irregolarità di comportamento e maggiori armoniche. Il fet è montato in aria, saldato direttamente al gruppo RC di « gate » che va al trimmer capacitivo e al gruppo RC di « source » che va a massa; un terzo filo, lungo un paio di centimetri, va dal « drain » al terminale del commutatore. Il tutto risulta molto compatto.

Nel montare le bobine, che devono essere fissate per bene, tenere molto corti i fili relativi alla gamma più alta in frequenza.

La gamma di frequenza desiderata, da 100 kHz a 30 MHz, viene coperta in sei gamme che hanno un rapporto, tra F_{\min} e F_{\max} pari a circa 2,6. Questo rapporto può essere variato agendo sulla capacità residua di C_1 in parallelo a quella di C_2 e C_3 in serie. Il valore suddetto è un compromesso tra il numero di gamme,

già abbastanza alto, e l'estensione del campo totale coperto. Se si adotta un rapporto di 3,2 si può coprire lo stesso intervallo di frequenze con solo cinque bobine, ma si ha un addensamento della calibrazione verso l'estremo alto del quadrante.

Lo slittamento dell'oscillatore è assai modesto: $200 \div 300$ Hz su 20 MHz nei primi 15 min.

Il segnale di uscita è prelevato come frazione (determinata dal rapporto C_2/C_3) dal circuito accordato, ove il segnale è relativamente pulito. In effetti, in origine, il prelievo era stato fatto dal « drain », ma è risultato che il segnale ivi presente è tutt'altro che sinusoidale, quindi ricco di armoniche; pertanto è stato necessario ricorrere alla soluzione indicata nello schema.

SEPARATORE

L'oscillatore è seguito da tre stadi aperiodici che hanno la funzione di separare l'uscita dal circuito dell'oscillatore e di fornire il segnale con una impedenza di uscita abbastanza bassa (circa 100Ω) e un livello di circa $1 V_{rms}$.

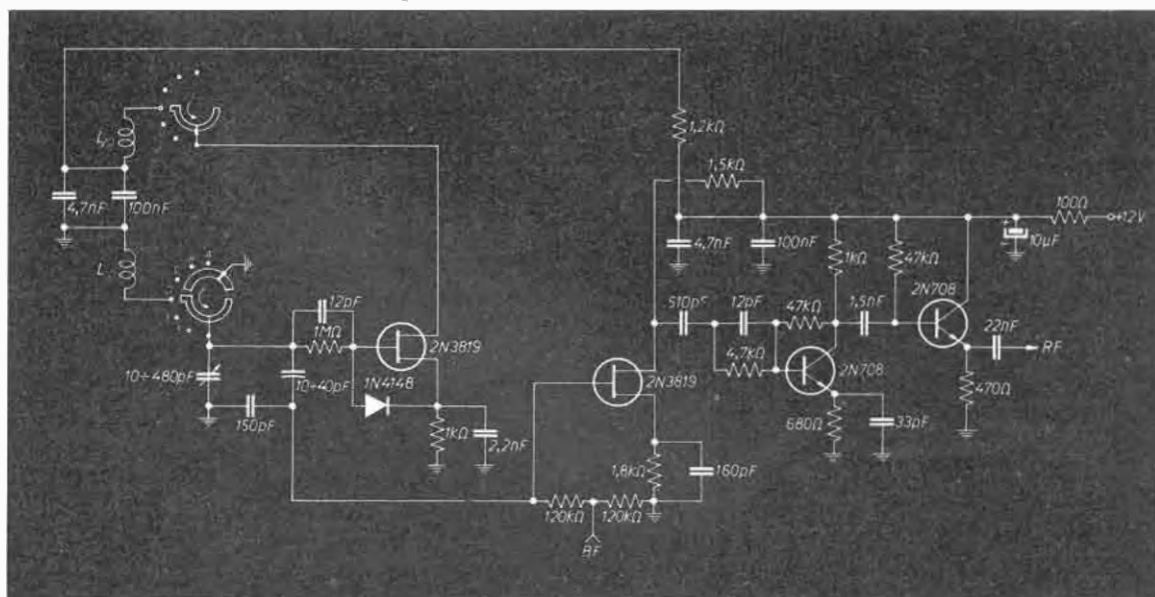


figura 2

Schema oscillatore e separatore.

Dati costruttivi bobine

banda	frequenza	induttanza teorica (1)	tipo di avvolgim.	bobine L_1 ...		bobine L_2 ...		Ø supporto
				n° spire	Ø filo	n° spire	Ø filo	
A	95 ÷ 240 kHz	6 mH	nido d'ape	(650)	0,15	(350)	0,15	8
B	240 ÷ 640 kHz	915 μH	nido d'ape	(250)	0,15	(150)	0,15	8
C	0,64 ÷ 1,7 MHz	130 μH	nido d'ape	(110)	0,15	(75)	0,15	8
D	1,7 ÷ 4,5 MHz	19 μH	uno strato	58	0,22	38	0,15	10
E	4,5 ÷ 12,4 MHz	2,6 μH	uno strato	18	0,4	13	0,2	10
F	12,4 ÷ 33,5 MHz	0,36 μH	uno strato	5	1	5	0,3	10

(1) - riferita a 480 pF

Una importante caratteristica degli attenuatori è che se vengono terminati su di un carico diverso da quello per cui sono progettati, varia sì il livello del segnale disponibile, ma resta invariato il valore in dB degli scatti. In altri termini, se la terminazione, anziché essere $50\ \Omega$ diviene $5\ \Omega$, il livello si riduce a $1/5$ (circa), ma restano validi i 20 dB di salto tra una posizione e la successiva.

L'attenuatore è stato realizzato usando resistori a strato da $1/3\ W$ scelti con tolleranza entro il 2%; i valori teorici sono valori non standard e quindi difficilmente reperibili. Tuttavia i più vicini valori standard, indicati in figura 5, vanno bene senz'altro per i nostri scopi.

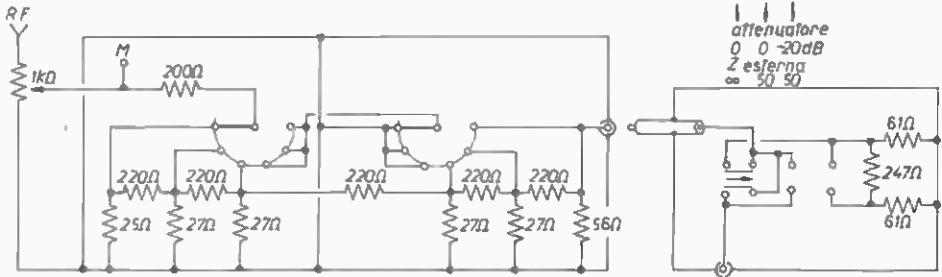


Figura 5

Schema pratico attenuatore.

Lo schema teorico dell'attenuatore consente un buon funzionamento fino a frequenze piuttosto alte (ben oltre i 30 MHz); però si deve tener conto che un normale commutatore presenta piccole capacità (1 pF o meno) tra i vari contatti. Questa capacità disturba sulle frequenze più alte, e il « disturbo » è tanto più forte quanto maggiore è il salto di livello di tensione tra cui si viene a situare la capacità; quindi se una capacità residua è presente tra i punti A e B, dove il livello varia di 20 dB, tale capacità si viene a trovare in parallelo alla resistenza da $220\ \Omega$ (vedi figura 4) e costituisce un partitore con la resistenza da $27\ \Omega$; ma la capacità residua tra i punti A e C viene a trovarsi tra punti con livello diverso di 40 dB e ha perciò un effetto dieci volte maggiore; il discorso può ripetersi per tutte le altre capacità residue presenti sul commutatore e la loro azione è via via più deleteria se si considerano tra i poli più distanti del commutatore.

Alcuni attenuatori professionali sono privi di capacità residue perché sono costruiti con un blocco metallico entro cui sono collocate le resistenze; i punti di contatto sono realizzati in modo da essere schermati fra loro e quindi, pur essendovi capacità residue, queste sono sempre e soltanto verso la massa e non fra i vari punti « caldi » del commutatore. Chiaramente questa costruzione non è realizzabile con metodi amatoriali; occorre quindi ripiegare sul seguente artificio.

Abbiamo visto che l'effetto delle capacità residue è tanto più marcato quanto più queste esistono fra punti a livello diverso; perciò se dividiamo il commutatore in due parti, ciascuna delle quali attenua 40 dB, e le due parti sono schermate fra loro, avremo eliminato tutte le capacità residue che creano il massimo disturbo, cioè quelle presenti tra i punti estremi dell'attenuatore. Si potrebbe anche arrivare a utilizzare tre o quattro sezioni distinte e separate, ma la complicazione costruttiva che ne deriva lo sconsiglia. Già con due sezioni il comportamento dell'attenuatore è risultato soddisfacente. Occorre usare un commutatore che consenta di schermare i due settori fra loro; lo schermo sarà costruito in alluminio, di spessore tra 0,6 e 1 mm. Sono abbastanza adatti i commutatori i cui settori sono stretti fra colonnini distanziatori con viti di serraggio da 3 MA, come i tipi GN/0290, GN/0390 della GBC o analoghi.

I normali commutatori rotativi hanno già scatti distanziati di 30° ; ne esistono anche con scatti di 60° ma sono difficilmente reperibili. Tuttavia questi ultimi sono, per l'uso come attenuatore, migliori, perché consentono di montare le resistenze da 220Ω direttamente tra i terminali. Non disponendo di commutatore a sei posizioni su 360° , si può usare un commutatore a 11 posizioni, 1 via per settore, utilizzando i contatti di posizione dispari e lasciando inutilizzati gli altri, magari togliendoli a mezzo tronchesi o trapano. In tal modo si può realizzare il montaggio come visibile in figura 6.

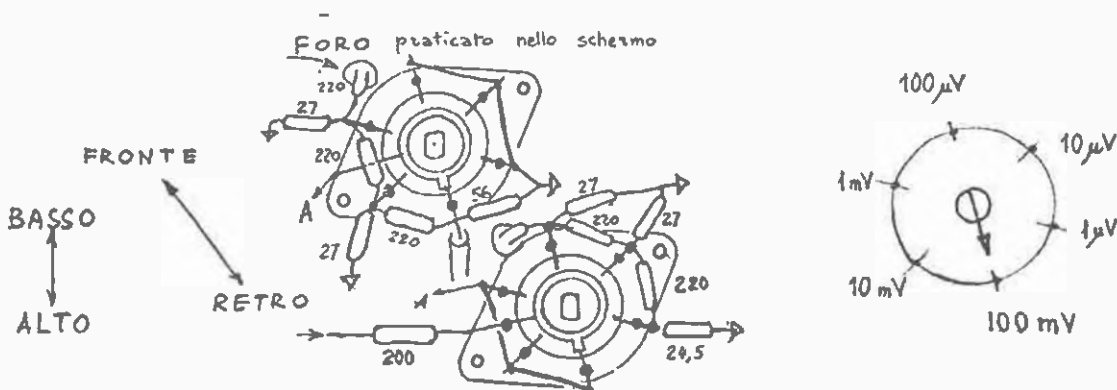


figura 6

Esempio montaggio attenuatore (schermo non visibile): vista dal retro, sottosopra.

Occorre evidentemente smontare il commutatore e tagliare a metà i colonnini che distanziano i due settori; fra di essi infatti sarà inserito lo schermo. Questo dovrà avere un foro centrale $\varnothing 8$ mm circa per il passaggio dell'asse del commutatore; inoltre un foro $\varnothing 5$ mm consentirà l'inserzione della resistenza da 220Ω che collega i due settori.

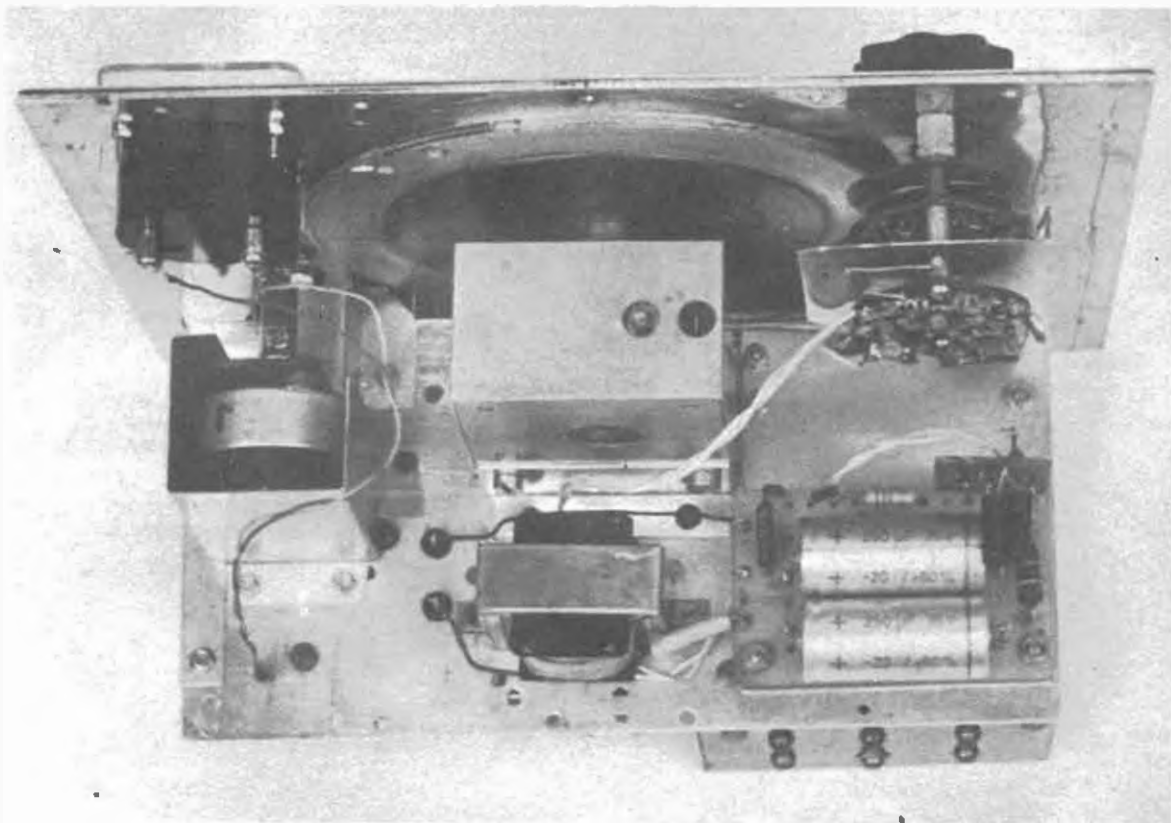
Lo schermo avrà i lati ripiegati a 90° e fissati, almeno da una parte, al telaio mediante due viti. In questo modo resta completamente schermato il settore più vicino all'uscita; l'altro settore resta invece visibile. Le resistenze che vanno a massa possono essere collegate, con terminali brevissimi, a prese fissate sullo schermo. Le due resistenze di valore poco comune, 200 e $24,5 \Omega$, sono reperibili nella serie al 2% o anche realizzabili rispettivamente con due da 100 in serie e due da 27 e 270 in parallelo. Usare comunque solo resistenze a strato e di piccole dimensioni.

UNITA' TERMINALE

L'attenuatore è previsto per un carico esterno di 50Ω . Questo valore ci consente di collegare al punto di uscita un cavetto coassiale di 50Ω di impedenza (tipo RG58) a sua volta terminato su 50Ω resistivi. La resistenza di terminazione va usata se il circuito sotto prova ha impedenza elevata; se si tratta di circuito già previsto per 50Ω va invece esclusa. Questa commutazione è svolta da un deviatore a slitta, situato in una piccola scatola metallica (dimensioni $28 \times 26 \times 100$ mm) ove è fissata una uscita coassiale del tipo « phono-RCA » in parallelo a un'uscita bipolare passo TV. L'uscita può ovviamente essere realizzata in qualsiasi altro modo purché schermata, secondo il tipo di attacco che si usa solitamente. Il deviatore ha tre posizioni: con la terza si può ottenere una divisione per 10 del segnale (-20 dB) quando il carico esterno è pari a 50Ω , così come è visibile nello schema.

La lunghezza del cavo non è determinante; essendo terminato correttamente, qualsiasi lunghezza ragionevole può essere adottata, anche se una lunghezza da uno a due metri è forse la più adeguata.

Anche le resistenze contenute nella terminazione sono a strato e di buona precisione. I valori poco comuni di 61 e 247 Ω possono essere realizzati col parallelo di resistenze da 1/3 W da 68 e 560 (per avere 61) e da 390 e 680 (per avere 247).



Vista interna superiore.

MODULATORE

Il modulatore è in sostanza un generatore di segnale a 400 Hz che va a modulare il segnale a radiofrequenza e che può essere utile per operazioni di taratura su ricevitori per AM (modulazione di ampiezza). E' invece superfluo se si lavora con ricevitori per SSB.

Il circuito usato dà una buona forma d'onda sinusoidale regolando il potenziometro da 470 Ω in modo che le oscillazioni avvengano regolarmente; in pratica si troverà una posizione abbastanza vicina al punto in cui le oscillazioni si fermano, ma con adeguato margine per tener conto di variazioni ambientali. Il potenziometro è un semplice trimmer a grafite. I valori componenti della rete RC devono essere possibilmente precisi; ciò rende le oscillazioni più facili. Il transistor può essere di tipo qualsiasi, anche di recupero e al germanio, purché il beta non sia troppo basso. I valori teorici indicati in figura possono essere rimpiazzati dai seguenti più facili da realizzare: $R_1, R_2, R_3 = 18 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 3,0 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 44 \text{ nF}$, $C_2 = 22 \text{ nF}$, $C_3 = 133 \text{ nF}$.

La modulazione ottenuta inviando il segnale a 400 Hz sul gate del fet è tutt'altro che perfetta; sarebbe forse preferibile modulare l'alimentazione del fet oscillatore, anche se ciò può causare tracce di modulazione di frequenza. La cosa non è stata approfondita perché i risultati ottenuti col circuito indicato sono già sufficienti. L'oscillatore BF consuma molto poco; è stato inserito tra massa e negativo dato

che sul lato positivo l'assorbimento dovuto agli altri stadi è più consistente (circa 15 mA).

E' prevista sul pannello frontale una uscita a 400 Hz dove il livello è di 1 V (rms); tale uscita, essendo connessa al separatore, può servire a modulare il segnale a radiofrequenza con un generatore esterno quando il commutatore è nella posizione CW (= Continuous Wave, cioè «onda continua») anziché nella posizione AM (= Amplitude Modulation).

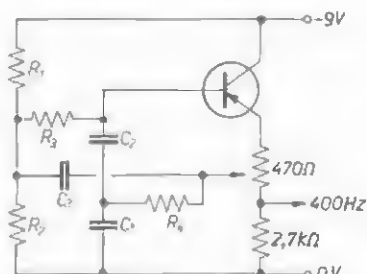


figura 7

Schema oscillatore-modulatore.

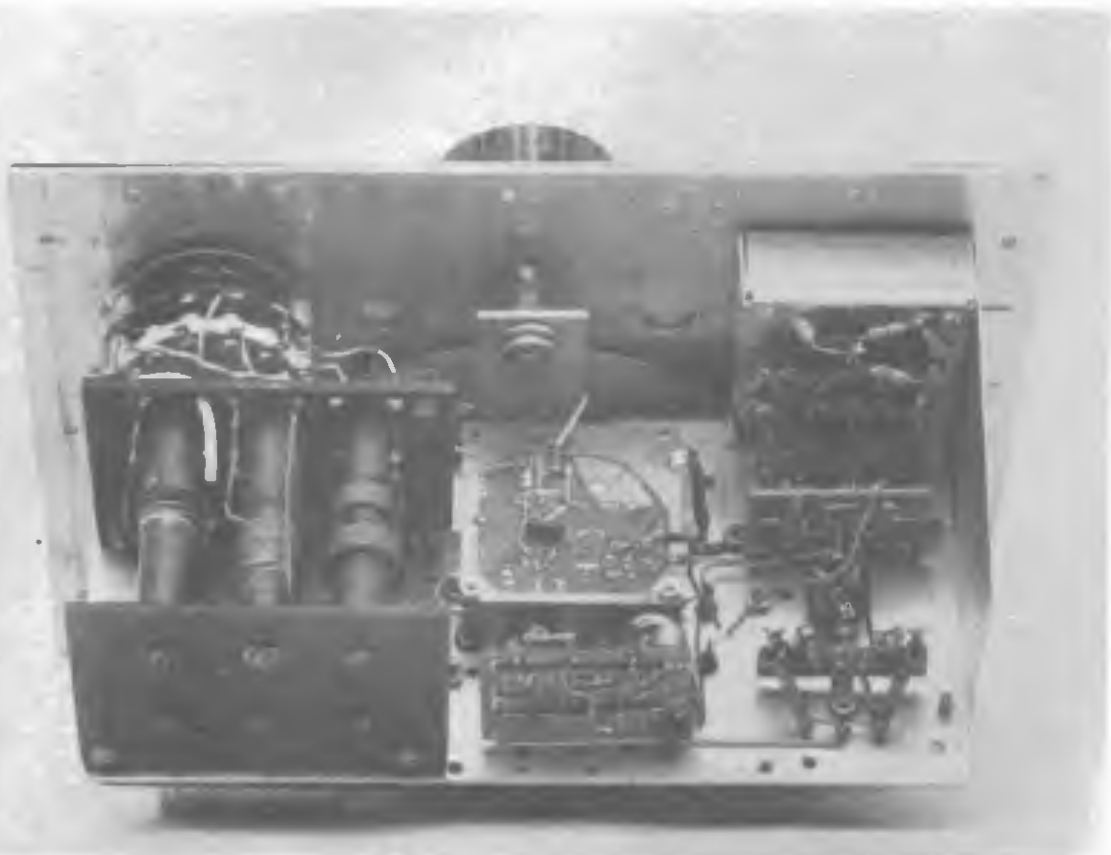
Valori teorici per 400 Hz:

R_1, R_2, R_3	$20 \text{ k}\Omega = 2 R$
R_4	$3,3 \text{ k}\Omega = R/3$
C_1	$40 \text{ nF} = C$
C_2	$20 \text{ nF} = C/2$
C_3	$120 \text{ nF} = 3 C$

$$F_{osc} = \frac{1}{2 \pi RC}$$



Si noti che il circuito dell'oscillatore BF, ricavato da una pubblicazione di molti anni fa, fornisce un segnale sinusoidale alquanto stabile e puro e può quindi essere



Vista Interna Inferiore.

tenuto presente per scopi diversi e per frequenze diverse; basta rispettare i rapporti reciproci fra le capacità, tenendo presente che con capacità metà la frequenza raddoppia e così via.

ALIMENTATORE

Non c'è molto da dire; avendo necessità di una tensione negativa, oltre quella positiva, per il misuratore di livello, risulta più semplice prevedere una sola tensione di 20 V, da suddividere in +12 e -8 mediante due zener. Lo zener da 8 V ha in parallelo una resistenza per alleggerirne il carico dato che, come già detto, l'assorbimento sul -8 è modestissimo (meno di 2 mA).

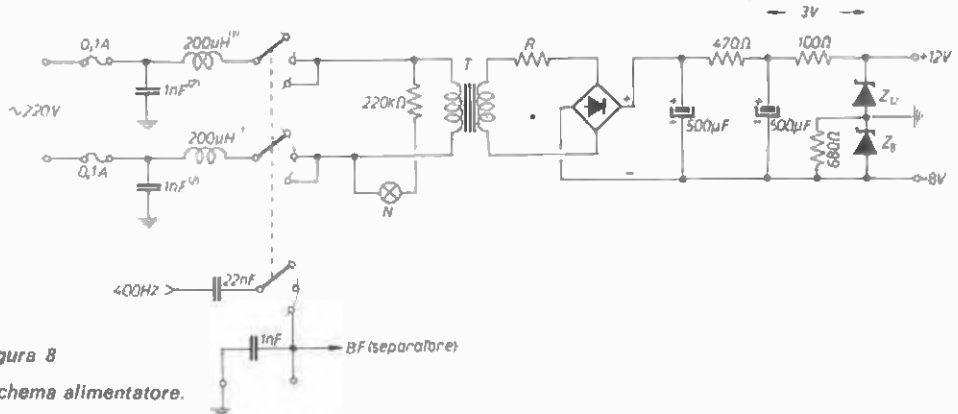


figura 8

Schema alimentatore.

R da 0 a 500 Ω : si devono ottenere 3 V agli estremi della R da 100 Ω

T 1,5 W. secondario 30 V

(¹) valore poco critico

(²) eventuali; usarli se si riduce l'irradiazione

E' necessario prendere delle precauzioni per evitare fughe di radiofrequenza verso la rete. Il commutatore a tre posizioni ha i due settori schermati fra loro onde evitare possibili ronzii dovuti alla presenza dei 220 V che per effetto capacitivo potrebbero modulare la nota a 400 Hz. Diversamente si possono usare interruttori separati per la rete e la 8F; meglio se a qualche distanza fra loro.

Dato il modesto assorbimento (15 mA) della parte alta frequenza, sarebbe anche possibile usare delle pile: in questo caso si eliminano gli zener e la tensione negativa può essere ridotta a 6 o 3 V (riducendo la R da 22 k Ω a 15 k Ω o a 4,7 k Ω rispettivamente). D'altra parte l'apparecchio è destinato a un uso abbastanza saltuario per cui con le pile si rischia sempre di trovarle scariche al momento in cui si deve usare. *

SANTIAGO 9+

© copyright cq elettronica 1980

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

69esimo hop-là

Ho saltato un mese!

I casi sono due: o vi rammaricate o vi rallegrate, in entrambi i casi ci risiamo ancora una volta a trastullarci con un sacco di elettronicerie.

Vediamo un po' con cosa si può cominciare; vi andrebbe qualche preamplificatore d'antenna per autoradio in FM?

Rispondete tutti in coro: SÌ! CERTAMENTE!

Ecco, così va bene, altrimenti mi demoralizzo e pianto tutto qui.

Oh, come dicevo, ho intenzione di proporvi alcuni preamplificatori d'antenna per migliorare le prestazioni delle vostre autoradio. Le ragioni che mi spingono su questo argomento mi vengono date dallo strano comportamento di molti ricevitori, i quali, in presenza di segnali deboli, non si limitano a darci una cattiva ricezione, magari un po' frusciata, no, con quel maledettissimo circuito chiamato CAF (Controllo Automatico di Frequenza) questi dichiarano forfait e si agganciano su un'altra emittente più forte sita più in alto o più in basso di quell'emittente che invece ci interessa in modo particolare col risultato che, tutti presi dal fervore di fare una corretta sintonia, non ci accorgiamo di poter investire un passante o di andare a baciare un olmo o un parracarro.

Dai, dite che non vi è mai capitato, eh? Evitiamo queste possibili sciagure adottando un piccolo pre-d'antenna, ci divertiremo senz'altro di più! Ora poi che vanno di moda tutte quelle mini-antenne, nascoste sotto il portabollo o fissate alla gronda per non dover bucare la carrozzeria, la buona ricezione a volte è seriamente compromessa anche per le stazioni più forti causa il naturale QSB (evanescenze) dovute agli spostamenti dell'autovettura che ora viene a trovarsi in zona ottimale, ora in zona schermata.

Vediamo quali sono le possibili soluzioni per arrivare a risultati positivi.

Soluzione namber uan: preamplificatore aperiodico a larga banda mon transistor detto anche « il senza-infamia-senza-lode »; ha il vantaggio di essere estremamente semplice, vergognosamente economico, può essere comodamente alloggiato all'interno dell'autoradio più microscopica e montato nel giro di un'oretta o anche meno, e se non dà risultati apprezzabili lo si può smontare in cinque minuti. Gli svantaggi possono essere dati da un aumento, leggero, del rumore di fondo con conseguente peggioramento del rapporto segnale/disturbo, caratteristica, questa, però comune a qualsiasi amplificatore aggiuntivo. La cosa più negativa, a parer mio, può essere data dal fatto che un simile amplificatore non si limita ad amplificare solo i segnali voluti, ma esercita anche un certo incremento in tutti quei disturbi dovuti agli apparati elettrici delle autovetture (spinterogeno, candele, motorino di avviamento, tergicristallo, lampeggiatori, ecc.). Il guadagno reale quindi è limitato entro i 3 dB circa, il che è come dire di aver aumentato la sensibilità di tutto il sistema antenna-autoradio di circa un quarto in più.

Una seconda soluzione può essere data da un altro tipo di amplificatore, sempre a larga banda, però limitato a coprire una fetta di spettro comprendente poco più di una ventina di megahertz, per questo ci vogliono almeno due transistori e anche qualche bobinetta, il montaggio è ancora semplice, la taratura richiede invece una certa dose di malizia se non si dispone di attrezzatura adeguata (sweep, marker, oscilloscopio e varie), tuttavia anche lo sperimentatore in erba dopo qualche tentativo sarà in grado di aggiustare il tutto onde ottenere una risposta quasi piatta

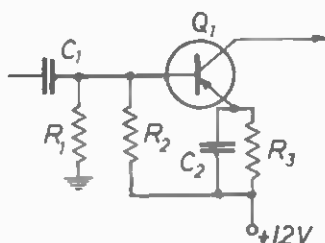
su tutta la banda FM dagli 88 ai 104 MHz. L'incremento questa volta arriva a 6 dB, pari a un raddoppio della sensibilità, il rapporto segnale/disturbo non subisce peggioramenti apprezzabili tuttavia neppure questa soluzione può considerarsi ottimale per quel che riguarda un globale miglioramento qualitativo della ricezione che viene raggiunta solo dalla

soluzione numero tre data da un amplificatore a preselezione manuale a un transistor, ma che in ogni caso garantisce sempre ottimi risultati. Il lato più scomodo di questa terza soluzione è dato dal fatto che non può essere alloggiato all'interno del ricevitore e anche dal fatto che si deve operare una seconda fase di sintonia, una sul ricevitore e una sul preamplificatore.

Alcuni di voi potranno obiettare che non sempre può essere valido il mio discorso, nel particolare caso di un'autoradio con sintonia a diodi varicap ove sia possibile prelevare direttamente la tensione di sintonia dal potenziometro dell'autoradio stessa (potenziometro di sintonia non di volume o di tono, n.d.a.), dal canto mio posso far rilevare che questi tipi di autoradio di solito sono così sofisticati, e hanno una sensibilità così elevata da non giustificare l'adozione di nessun amplificatore supplementare, tuttavia non sono certo io quello che intende scoraggiare un così arduo tentativo di sperimentazione, potete sempre provare, tanto l'autoradio è vostro!

Dopo tante chiacchiere vediamo invece come poter realizzare concretamente una delle varie soluzioni esposte or ora cominciando con la più semplice, verso la più complessa:

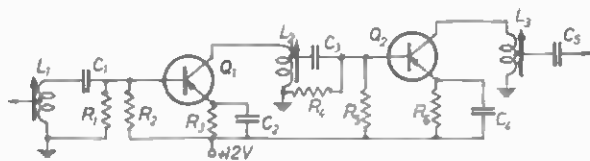
Preamplificatore aperiodico a larga banda monotransistor



Q_1	AF106
C_1	100 pF
C_2	2.200 pF
R_1	8,2 k Ω
R_2	2,2 k Ω
R_3	1 k Ω

La freccetta che parte da C_1 va collegata all'antenna, la freccetta che parte dal collettore deve essere collegata al link del primo stadio AF, dopo essersi assicurati che tale link risulti a massa dell'altro capo.

Preamplificatore aperiodico a banda stretta a due transistor



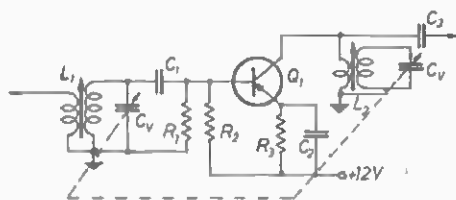
C_1, C_3, C_5	100 pF
C_2, C_4	2.200 pF
R_1, R_4	8,2 k Ω
R_2, R_5	2,2 k Ω
R_3, R_6	1 k Ω
Q_1, Q_2	AF106

L_1, L_2, L_3 bobinetta di 10 spire con presa al centro avvolte su supporto \varnothing 4 mm filo \varnothing 0.6 mm con nucleo in ferrite.

La freccetta che parte da L_1 va collegata all'antenna, la freccetta che parte da C_5 va collegata al link d'antenna del primo stadio AF dell'autoradio.

L_1 andrà tarata per il massimo segnale a 92 MHz, L_2 a 96 MHz e L_3 a 100 MHz.

Preamplificatore presintonizzabile monotransistor



R_1	8,2 k Ω
R_2	2,2 k Ω
R_3	1 k Ω
C_1, C_3	100 pF
C_2, C_4	2.200 pF
C_5, C_6	microvariabile a doppio stadio per radioline FM
Q_1	AF106

L_1, L_2 , primario 2 spire, secondario 4 spire filo \varnothing 0,6 mm avvolti su supporto \varnothing 4 mm con nucleo in ferrite.

La freccetta che parte dal primario di L_1 , va collegata all'antenna, la freccetta che parte da C_1 , va collegata al link d'antenna del primo stadio AF dell'autoradio.

La taratura va fatta a 96 MHz con variabile a metà corsa.

Il massimo di uscita bisognerà pazientemente cercarlo agendo e sui nuclei e sui microcompensatori che fanno corpo integrante del doppio variabile.

Problemi di Studio

Non parlo dei vostri problemi per far studiare i vostri pargoli, mi riferisco a tutte quelle dannatissime cose sciagurate che angustiano uno studio di trasmissione di una emittente privata in FM.

Ne succedono di tutti i colori, o meglio, di tutti i rumori, specie quando si ha a che fare con ritorni di radiofrequenza nei mixers. Chi ha la fortuna di avere pochi watt sulla testa, atti al solo scopo di eccitare il (o i) ripetitori non ha certo queste beghe, ma i tapini che sparano diversi kilowatt dallo stesso edificio ove si trovano le apparecchiature di bassa frequenza, beh, per questi signori ci sono delle gatte da pelare sotto forma di ronzio di fondo.

E' facile che l'energia a RF captata dai cavetti di bassa frequenza che collegano i microfoni, i registratori e i giradischi vada a finire proprio dentro al (o ai) miscelatori di regia i quali, pur non essendo creati allo scopo di rivelare le onde hertziane, hanno tuttavia la tendenza, specie negli ingressi ad alta sensibilità per le testine magnetiche dei giradischi, a rivelare in ampiezza parte di questa energia e a restituirla in uscita sotto forma di RAC (ronzio da corrente alternata) con grave perdita di qualità e pulizia del segnale irradiato.

Ovviare a questo inconveniente non è facile, a volte è sufficiente coprire i cavi di bassa frequenza con dei pezzi di stagnola, a volte basta produrre su tutti gli apparati una efficiente presa di terra e a volte purtroppo non si riesce a eliminare completamente questo inconveniente neppure se si adottano i marchingegni e gli accorgimenti più sofisticati. Una cosa è certa, prima di dichiararsi vinti bisogna provarle tutte. Recentemente ho avuto la sfortuna di dovermi cimentare con questo problema e posso dire di aver raggiunto dei risultati abbastanza soddisfacenti affidandomi a dei filtri a p-greco di semplice realizzazione. Tali filtri vanno calcolati in modo da rappresentare una resistenza trascurabile per quanto riguarda la bassa frequenza e una resistenza molto elevata per qualsiasi passaggio di radiofrequenza. In teoria si dovrebbero raggiungere dei valori di attenuazione molto alti per quel che concerne il discorso inerente la soppressione della RF disturbante, purtroppo in pratica anche piccole capacità parassite dovute unicamente al cablaggio riescono a bypassare diminuendo così l'efficacia dei filtri passa-basso e p-preco. Prendiamo in esame le formulette sulla reattanza capacitiva e induttiva cercando la soluzione circuitale più idonea alle nostre esigenze.

Toh, imparatevi a memoria gli specchietti della pagina a lato, così potranno tornarvi utili anche in altri frangenti.

REATTANZA CAPACITIVA

$$X_c = \frac{1}{6,28 f C}$$

dove X_c = reattanza capacitiva in Ω (ohm)
 f = frequenza espressa in Hz (hertz)
 C = capacità in F (farad)

Questa è la formula base, ma per praticità di calcolo si preferisce:

$$X_c = \frac{1.000.000}{6,28 f C}$$

In modo da poter esprimere la frequenza in MHz e la capacità in pF in caso di calcoli per alta frequenza e la frequenza in Hz e la capacità in μF in caso di calcoli per bassa frequenza.

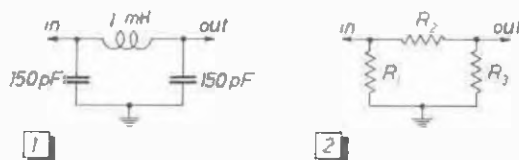
REATTANZA INDUTTIVA

$$X_L = 6,28 f L$$

dove X_L = reattanza induttiva in Ω
 f = frequenza espressa in Hz
 L = induttanza in H (henry)

Anche per questa formula la praticità di calcolo suggerisce per l'alta frequenza dei valori di f espressi in MHz e dei valori di L espressi in μH (microhenry) mentre per le frequenze acustiche si esporrà f in kHz e L in mH (millihenry).

Piccolo promemoria: per reattanza, induttiva o capacitiva, si intende la resistenza che oppone un'induttanza o una capacità al passaggio di una corrente alternata e al valore di X_L bisogna sommare anche la resistenza del filo che costituisce l'induttanza stessa anche se agli effetti pratici tale valore è quasi sempre trascurabile, nei prossimi calcoli trascureremo questa resistenza e adotteremo come standard di riferimento: capacità pari a 150 pF, induttanza pari a 1 mH, bassa frequenza pari a 15 kHz e alta frequenza pari a 100 MHz. Senza perder tempo a scriver formule vi dirò che $C = 150$ pF presenta a 15 kHz una resistenza pari a 53.078Ω e a 100 MHz $10,6 \Omega$, mentre $L = 1$ mH presenta a 15 kHz una resistenza pari a 94Ω e a 100 MHz 628.000Ω . Ora tracciamo lo schema 1, paragonandolo allo schema 2.



Lasciando inalterati i valori di L e C lo schema 2 andrà corredato con dei valori resistivi pari a $R_1 = 53.078 \Omega$, $R_2 = 94 \Omega$ e $R_3 = 53.078 \Omega$ quando verrà attraversato da una frequenza acustica pari a 15 kHz e valori di $R_1 = 10,6 \Omega$, $R_2 = 628.000 \Omega$ e $R_3 = 10,6 \Omega$ quando verrà attraversata da una frequenza radio a 100 MHz.

Essendo perfettamente simmetrico, l'in e l'out del filtro saranno praticamente reversibili. Dai calcoli fatti è facile intuire come il passaggio di una componente alternata a frequenza radio (nel nostro caso 100 MHz) trovi considerevole difficoltà nell'attraversare il filtro mentre una frequenza acustica (15 kHz nel nostro caso, intesa come massima audiofrequenza ammissibile alla modulazione di frequenza) pur subendo anch'essa una attenuazione in proporzione all'alta frequenza

dirò che è quasi trascurabile. Indubbiamente a soli 20 Hz l'attenuazione sarà ancora minore di conseguenza la curva di risposta non sarà più lineare, tanto che per riportarla a valori più corretti sarebbe opportuno usare all'uscita del mixer un equalizzatore di bassa frequenza. E' ovvio che i valori dei condensatori e dell'induttanza non sono tassativi per cui nulla vi vieta di tentare con valori meno drastici (condensatori di minor capacità e induttanza di valore più basso). Se dovessero manifestarsi degli indesiderati inneschi di bassa frequenza posso suggerirvi di diminuire il valore dell'induttanza fino alla scomparsa del fenomeno. Nel caso sia sufficiente lo schermaggio dei cavi con carta stagnola rammento che tale schermatura supplementare non necessariamente deve essere collegata alla massa dello chassis del mixer, perché in alcuni casi l'effetto schermante potrebbe essere annullato, rammentate che l'eliminazione dei ritorni di alta frequenza è sempre una gara dura!! I filtri possono essere alloggiati o all'interno del miscelatore o all'esterno avendo cura nel secondo caso di alloggiare il tutto all'interno di una scatola metallica con la possibilità di metterla a massa o meno a seconda del grado di attenuazione massimo raggiungibile.

Quanto esposto qui sopra naturalmente è frutto di mie esperienze personali che potrebbero subire anche sostanziali cambiamenti in futuro, grazie (magari!) anche alla vostra collaborazione per la quale siete sempre invitati a contatti epistolari o telefonici col sottoscritto nell'intento di migliorare le condizioni di lavoro di tutte le nostre amatissime radio libere.

* * *

A piedi pari salto dal solito palo per arrivare alla solita frasca, sono in pieno raptus e non mi posso fermare. Ancora non vi avevo parlato dei sistemi di lettura per il massimo accordo degli stadi finali, e quando parlo di stadi finali mi riferisco esclusivamente a quelli in alta frequenza. I sistemi in auge sono diversi, ma non tutti sono attendibili al million per million, il più semplice sarebbe quello di controllare gli spostamenti del milliamperometro posto sul transistor o sulla valvola finale, e qui non ci sono limitazioni di frequenza, il discorso è sempre valido, dalle onde lunghissime alle millimetriche, la cosa più antipatica è che questo sistema non va d'accordo con la teoria perché quando si ritiene di aver raggiunto il massimo punto di accordo si è sempre, dico sempre, leggermente fuori dal punto di massima resa. Per chi non sapesse come accordare un TX in base alla lettura del milliamperometro di carico spenderò solo poche righe; 1) antenna in posizione di minimo accoppiamento (poca capacità sul variabile d'antenna), 2) accordo del variabile finale per il minimo assorbimento, 3) aumento dell'accoppiamento d'antenna, 4) riaccordo per il minimo assorbimento, 5) riuanto dell'accoppiamento d'antenna e così via fino a che ruotando il variabile dello stadio finale AF non si notano più apprezzabili « dips ». Voi mi capite, come si fa a stabilire con precisione quando si è giunti al massimo? Chi ci dice di non aver « spallato » col variabile d'antenna tanto da aver oltrepassato la zona del « crisma? ». Ve lo dico io, non buòno, parafrasando Andy Luotto. Oh che bravi, mi state suggerendo il rosmetro da ficcare fra il TX e l'antenna, insistete sul fatto che è la cosa migliore da farsi, e che ormai gli aborigeni delle isole Fiji lo sanno; direte che sono pignoio, ma insisto ancora sul non buòno. Indubbiamente la lettura sul rosmetro per la massima uscita è certamente una delle più attendibili, però può essere anche abbastanza costosa, se questo rosmetro è attraversato da potenze considerevoli. Provate a vedere quanto vi costa un Bird (non l'uccello in inglese, parlo del più famoso rosmetro del mercato) con la sua testina di prelievo per potenze di 2,5 kW! Ragazzi miei, credetemi che con queste potenze l'errore è ancora più facile a causa dell'influenza che può avere la radiofrequenza che passa proprio vicina vicina allo strumento di lettura e allora? Niente paura, c'è un sistema, economico e precisissimo, anche se un po' laborioso, è un sistema che taglia la testa a qualsiasi toro, mo' ve lo spiego così non se ne parla più.

Partendo dal presupposto che il miglior accordo è quello che riesce a trasferire il massimo della potenza in antenna, per ottenere questo tipo di lettura viene spontaneo pensare a un misuratore di campo; ora non necessariamente questo strumento deve raggiungere gradi di sofisticazione molto elevata quando i rilevamenti interessano solo la zona adiacente al TX e l'emissione relativa a questo. Non importa quindi che lo strumento sia selettivo, né ultrasensibile, ciò che importa è solo che sia in grado di rivelare una piccola quantità di energia captata da una antenna situata a circa dieci metri dalla antenna trasmittente, una quantità sufficiente a far muovere l'indice di un modesto milli o microamperometro. La misura che se ne ottiene pur essendo una misura relativa e non assoluta va comunque interpretata come strettamente proporzionale alla potenza irradiata. I vantaggi di questo sistema sono due, il primo è che si ha l'assoluta certezza dell'accordo, il secondo è che a distanza nel tempo si può controllare sia l'efficienza dello stadio finale AF (grado di esaurimento del o dei tubi finali AF), sia l'efficienza dell'antenna radiante, la quale, come è ben noto, con l'ossidazione tende a diminuire la sua proprietà radiante confrontando periodicamente nel tempo l'assieme delle varie letture relative. Passiamo quindi alla realizzazione pratica.



- R_1 , 75 Ω , antinduttiva
- R_2 , 470 $k\Omega$
- R_3 , 470 $k\Omega$, trimmer
- D_1 , qualsiasi diodo al germanio
- C_1 , 47 nF, e carta

R_1 , D_1 , C_1 , R_2 andranno montati in prossimità del dipolo, mentre R_3 e il milliamperometro andranno posti all'altra estremità del cavo schermato per bassa frequenza e in prossimità al TX per poter leggere durante gli accordi. La scelta dello strumento dipenderà soprattutto dalla potenza del TX e dalla vicinanza del dipolo ricevente dall'antenna trasmittente. R_3 comunque andrà regolato in modo che la massima lettura coincida con circa 3/4 di scala sullo strumento. Null'altro da aggiungere se non i saluti di rito accompagnati da un augurio di buon trastullo;

ciao a tutti

MAURIZIO

Sintonia digitale

per il ricevitore Drake R-4C

Si può dire che attualmente il Drake R-4C è uno dei ricevitori di prestazioni migliori tra quelli sul mercato; purtroppo non ha la sintonia digitale, molto sentita di questi tempi.

Che vi fosse questo kit per lo R-4C è risaputo da pochissimi, non è apparso nella pubblicità ed è stato venduto solo all'estero, in Svizzera soprattutto.

Penso quindi che queste mie note saranno seguite con vero interesse dai moltissimi possessori del ricevitore.

15BVH, Rino Berci

E' ormai una valutazione indiscussa indicare il ricevitore Drake R-4C come uno tra i migliori.

Effettivamente ho potuto constatare dopo due anni di ascolto e varie prove comparative come il ricevitore offra caratteristiche veramente superiori a molti altri tanto che non penso sia una esagerazione considerarlo forse il migliore.

Purtroppo ha una grande manchevolezza in quanto non ha la lettura digitale di frequenza.

Ormai quasi tutti i ricevitori o transceiver vengono progettati con la sintonia digitale; addirittura i canalizzati non hanno più i numeri stampati sul selettore di frequenza ma hanno due display che indicano il canale di funzionamento. Per quanto riguarda i canalizzati sono perfettamente consapevole che è un fatto puramente estetico, molto piacevole, invece per quanto riguarda i ricevitori a VFO non ritengo sia soltanto una finezza estetica in quanto il fine che si propone è quello di fornire una lettura abbastanza precisa, enormemente più reale a quella che si può ottenere con mezzi meccanici.

Gli apparati Drake sono provvisti di un oscillatore variabile la cui variazione di frequenza avviene inserendo o disinserendo il nucleo della bobina dell'oscillatore (PTO) e coprono circa 600 kc/s, ovvero da 4.900 a 5.500 kHz. Pur essendo progettati con molta accuratezza, ovviamente sono costruiti in serie, quindi la frequenza reale si discosta leggermente dalla frequenza indicata. Per ottenere una lettura precisa si può azionare il calibratore il quale fornisce un marker ogni 25 kHz, però il quarzo del calibratore è situato in un punto poco felice, vicinissimo all'aletta di raffreddamento del transistor finale di bassa frequenza. L'intenso calore del transistor funzionante in classe A (ovvero ha lo stesso assorbimento sia in presenza sia in assenza di segnale) riscalda l'involucro del cristallo con la conseguente variazione di frequenza del marker.

Variando le gamme di ascolto, si selezionano i vari cristalli, le frequenze dei quali, miscelate con quella del PTO, generano la frequenza di conversione. A causa delle tolleranze costruttive, i cristalli non hanno la stessa frequenza nominale, per di più la Casa costruttrice non ha previsto l'inserzione di compensatori correttori di frequenza, quindi variando le gamme si possono avere variazioni di uno o più chilocicli. Se poi si usano cristalli non originali per espandere l'ascolto su altre gamme (si ricordi che con lo R-4C si può ricevere da 1,5 a 30 MHz, eccetto da 5 a 6 MHz, in sottogamme di 500 kHz) si corre il rischio di avere frequentemente la scala spostata di vari chilocicli. Il Lettore pignolo può affermare che esiste un calibratore e un dispositivo correttore di scala: è vero, però non si può negare che è molto noioso ogni volta fare le calibrazioni.

Tutta questa lunga premessa per arrivare al punto della questione, ovvero la lettura digitale della frequenza.

Le anomalie fino a qui riscontrate sono completamente corrette dal lettore. Se per esempio si vogliono ricevere i 14,000 MHz, la premixer 6EJ7 miscelerà per sottrazione i 25,1 MHz del cristallo di banda con i 5.455 kHz del VFO ottenendo un segnale a 19,645 MHz il quale a sua volta verrà miscelato in un'altra 6EJ7 con il segnale in arrivo, 14,000 MHz, ottenendo così il segnale a frequenza intermedia a 5.645 kHz. Per ogni frequenza di ricezione si ottiene quindi una variazione dell'oscillatore locale in modo da generare un segnale che battendo con la frequenza in arrivo dia i soliti 5.645 kHz.

Con questo metodo di miscelazione, e solo con questo, è possibile applicare un lettore di frequenza che legga il segnale OL (nel caso dei 14 MHz, i 19.645 kHz) il quale però dovrà sottrarre nel suo interno i 5.645 kHz di media frequenza visualizzando così la frequenza di ricezione: Penso non sia difficile comprendere la validità di questo sistema.

Con il frequenzimetro che propongo all'attenzione dei lettori, si ha una lettura esatta su qualsiasi gamma di frequenza che si vuol ricevere, da 1,5 a 30 MHz, qualsiasi sia il cristallo di conversione che si vuol selezionare. Se la frequenza del cristallo è un po' sballata, niente paura, il lettore visualizzerà la frequenza reale di ricezione senza la necessità di alcuna correzione.

Mi sono indugiato a illustrare il metodo di miscelazione del R-4C proprio per convincere l'eventuale Lettore interessato che con il frequenzimetro qui proposto si ha sempre la lettura esatta proprio perché legge una frequenza di conversione che, a sua volta, in tutti i casi, genererà una frequenza fissa.

Ascoltando « In aria » i vari QSO, mi sono accorto che non tutti conoscono questo metodo, in realtà il più comodo e il più esatto. Vi sono infatti vari ricevitori o transceiver i quali leggono la frequenza del VFO e non tengono conto delle frequenze degli oscillatori a cristallo, con la conseguenza che devono « calibrare » per mezzo di una manopola esterna ogni qual volta cambino la gamma di ascolto. A mio giudizio questo non è un buon metodo anche se purtroppo non si può fare diversamente a causa di particolarità di progettazione.

Un secondo punto, non meno importante, che rende ancor più versatile la sintonia digitale per lo R-4C è che tale ricevitore non cambia frequenza nominale di ascolto passando da LSB a USB. Sarebbe troppo lungo e complicato esporre il metodo usato, però penso che anche i meno « tecnici », ovvero coloro che si sono azzardati solo ad infilare la spina nella relativa presa di corrente, si sono accorti che sintonizzando a « zero-beat » una

stazione Broadcasting in ampiezza modulata, ruotando la manopola da LSB a USB o viceversa, non varia assolutamente la frequenza di ascolto, ovvero l'AM a zero-beat si ascolta perfettamente isoonda nei due sistemi di ricezione, senza ruotare la manopola del VFO. In moltissimi ricevitori questo non accade, passando dalla banda superiore a quella inferiore si deve correggere la frequenza del VFO. Per ovviare a questo inconveniente, alcuni necessitano di una correzione esterna del lettore, altri invece, e mi meraviglio che esistano, addirittura non tengono conto di questo spostamento che in genere si aggira sui 3 kHz.

Con il Drake R-4C e con il lettore di frequenza si ha **sempre** una lettura esatta: è ovvio a questo punto ribadire che un simile lettore è quasi d'obbligo per correggere tale vistosa manchevolezza in un apparato di pregio.

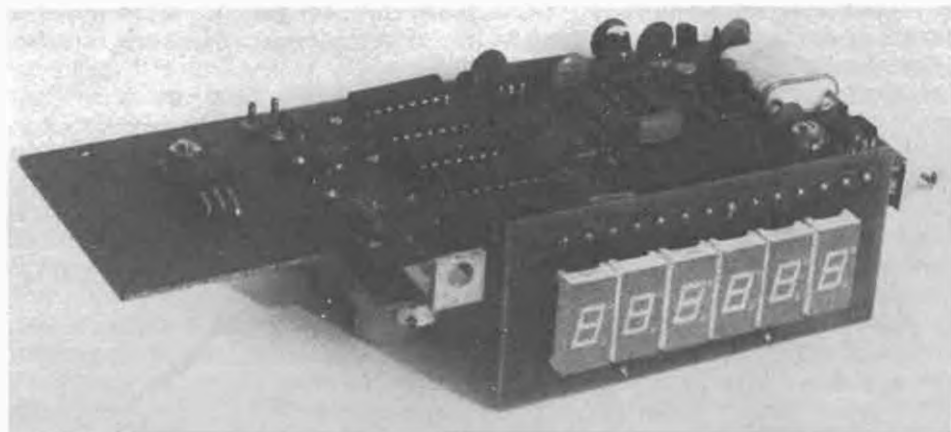
Il lettore

E' composto da diversi integrati, alcuni dei quali costruiti con tecnologia MOS.

La visualizzazione di frequenza viene operata a mezzo display color ambra di circa 8×5 mm. Essendoci sei display, la lettura è portata fino a 100 Hz. La base dei tempi è generata da un oscillatore a cristallo di frequenza opportuna.

L'alimentazione è prelevata dai cavetti che in precedenza fornivano tensione alla lampadina di illuminazione della scala: ovviamente la lampadina non servirà più in quanto non c'è niente da illuminare. La tensione alternata a 6,3 V viene raddrizzata, livellata e poi stabilizzata da un circuito integrato appositamente progettato per fornire una tensione molto stabile ai circuiti utilizzatori: non ci sono quindi problemi di variazioni di frequenza della base dei tempi anche con ampie variazioni di rete. E' presente ovviamente un compensatore ceramico che permette la regolazione fine della base dei tempi in modo da avere una lettura molto precisa.

Le dimensioni fisiche della basetta sono state calcolate in modo da poter essere installata senza problemi di spazio nel R-4B e R-4C anche nel caso che in quest'ultimo vi sia la basetta del noise-blanker. Il posizionamento del display si effettua automaticamente al centro della finestrella del R-4C, essi occupano circa 58 mm dei 68 disponibili assicurando così la completa utilizzazione dello spazio e conferendo nello stesso tempo un ottimo aspetto estetico.



Fotografia del lettore di frequenza DG-4.

Il color ambra è stato appositamente scelto dal Costruttore perché è un colore molto più riposante del classico rosso o verde e poi si addice molto di più all'estetica del ricevitore.

Un rettangolo di plexiglass nero-fumo assicura solo la vista dei display quando sono accesi mentre annulla completamente il sottofondo.

Per l'acquisto del visualizzatore « DG-4 » ci si può rivolgere alla Ditta « M.F.E. elettronica » via Verdi 2, 22046 Merone (Como), telefono (031) 650069, la quale assicura la fornitura della basetta, ovviamente già premonata, a un prezzo veramente conveniente.

L'installazione

L'installazione è molto semplice e non comporta un eccessivo lavoro per il fatto che tutto è stato predisposto per un montaggio razionale e preciso. La prima operazione che deve essere effettuata è il togliere la scala della sintonia meccanica: forse questo è il lavoro più lungo ma non è assolutamente difficile. Si tolgano innanzi tutto il coperchio inferiore e quello superiore, successivamente tutte le manopole, poi si svitano le quattro viti che fissano il pannello in modo che questo possa essere asportato. Togliere tutto il complesso che supporta la lampadina, la plastica azzurra e la plastica trasparente, ovvero svitare le due viti nel retro del prepannello. Nella parte inferiore dello chassis si localizzino le tre viti che fissano il VFO.

Dopo averle tolte, il VFO sarà libero per essere spostato leggermente all'indietro. Sul perno centrale del VFO, togliere il fermo della scala quindi sfilare la scala stessa e tutti gli ingranaggi in modo che rimanga soltanto il perno della demoltiplica. A questo punto rimettere il VFO nella sua sede e riavvitare le tre viti facendo attenzione che il perno sia a 90° rispetto il prepannello; se non fosse così, ovviamente la manopola assumerebbe una posizione di dubbia apparenza estetica.

Si può ora procedere all'installazione del lettore. La basetta è provvista di due fermi imbullonati; sui fori di questi si metteranno le due viti che in precedenza sostenevano il complesso illuminante e si avviteranno sul prepannello facendo attenzione ovviamente che i display siano perfettamente in linea con i bordi dell'apparato. Non è necessaria alcuna operazione supplementare.

Ora dobbiamo collegare i cavi di alimentazione. Sul portalampada vi sono due fili, uno bianco-nero e uno bianco: quello bianco-nero andrà saldato sul piolino collegato alla massa del lettore, quello bianco ovviamente sul piolino attiguo. Consiglio anche di saldare sui capi dei due piolini un condensatore da 50.000 pF e un altro condensatore di valore uguale sui capi del portalampada dello Smeter, questo per bloccare eventuali rientri accidentali della base dei tempi attraverso l'alimentazione.

Successivamente saldare i capi del cavetto schermato sui piolini di ingresso: la calza metallica andrà fissata sul piolino di massa mentre il centrale sull'altro. Dovremo collegare il cavetto alla presa « iniezione »: per portare il cavo nella parte inferiore utilizzare il foro posto tra il VFO e il calibratore. Localizzata la presa iniezione (non è difficile perché è indicata sul retro) saldare il centrale del cavo al centrale della presa mentre la calza andrà saldata a massa non direttamente ma tramite un condensatore da 100.000 pF.

I collegamenti elettrici sono così conclusi.

Prima di installare il pannello è necessario mettere il vetrino nero-fumo.

Con una **piccolissima** goccia di collante suggerirei di fissarlo sul retro del pannello. Non usare molto collante, usare solo una quantità piccolissima in modo che una eventuale rimozione sia estremamente facile. Per mezzo delle quattro viti e dei quattro distanziatori rimettere il pannello nella sua sede, successivamente rimettere le manopole.

Si noterà a questo punto che la manopola di sintonia (solo sul R-4C) sarà troppo leggera nel ruotare in quanto non incontra più la resistenza della scala. Se non è di proprio gradimento, si può ritagliare un tondino di feltro in modo da poterlo mettere tra manopola e pannello. Si potrà così scegliere il grado di resistenza che si preferisce solo posizionando più o meno dentro la manopola del VFO. Prima di fare questa operazione è opportuno incollare, con una piccolissima quantità di collante e solo su due punti, il salvapannello (ovvero quel cerchietto di alluminio che impedisce alle dita di toccare il pannello) con la manopola.

Il montaggio è terminato. Nessuna altra operazione è richiesta.

Taratura

E' necessario avere un cristallo che consenta la ricezione dei 5 MHz, dove nelle ore diurne, nell'ultimo quarto d'ora di ogni ora, la IBF di Torino trasmette un segnale di frequenza campione.

Dopo averlo sintonizzato in USB o LSB con il pass-band tuning posto un po' verso il centro, fare zero-beat. Mi raccomando la precisione dello zero-beat. Si può procedere così: 1) mettere la manopola ACG su fast, 2) sintonizzare molto lentamente e accuratamente fino a che sparisce la nota di battimento e fino a che sullo Smeter si vedranno chiaramente i battimenti del BFO con la frequenza ricevuta. Saremo sicurissimi che il ricevitore è sintonizzato su 5.000,0 kHz: con un cacciavite isolato tarare il compensatore correttore della base dei tempi del frequenzimetro fino a che sui display comparirà appunto la lettura 05.000.0.

Ovviamente la taratura sarebbe più perfetta sui 10 o 15 MHz, ma attenzione, su quelle gamme ci sono vari segnali campione, spostati anche di 4 kHz dalla frequenza pari; sarebbe triste incorrere nell'errore di tarare un lettore su una frequenza diversa. Per esempio sulla parte a 10 MHz vi è un segnale campione fortissimo a 9.996, uno a 10.004, uno a 10.005. Sulla parte a 15 MHz si possono sentire altrettanti segnali e più precisamente a 14.996 (fortissimo, sigla RWM), a 15.004 e a 15.008. Conoscendo la loro posizione, possono essere utilizzati con profitto perché sono su frequenze le cui misure hanno tanti zeri dopo i chilocicli.

Considerazioni finali

Se si usa lo R-4C da solo, senza il trasmettitore T-4XC, ricordarsi di tenere sempre inserito nel bocchettone PTO-LAMP il relativo connettore cortocircuitato in quanto la tensione che prima era fornita alla lampadina, ora è fornita al lettore.

Se si usa il ricevitore in unione al T-4XC si possono usare due metodi:

1) Usando il cavo di connessione PTO-LAMP avremo le seguenti caratteristiche: in « separate » il lettore funziona solo in ricezione, in trasmissione segna zero; in « rcvr » funziona sia in trasmissione che in ricezione; in « xmtr » il lettore è spento.

2) Non usando il cavo di connessione, ma con il connettore cortocircuitato infilato nella presa PTO-LAMP del R-4C, avremo: in « separate » il lettore funziona solo in ricezione, in trasmissione segna zero; in « rcvr » funziona

sia in trasmissione che in ricezione e la frequenza è comandata per tutti i due metodi dal VFO del ricevitore; in « xmtr » funziona in ricezione e trasmissione e la frequenza è comandata dal VFO del trasmettitore mentre il VFO del ricevitore è escluso.

Nel mio caso ho optato per questo secondo metodo.

* * *

Niente altro, mi pare, solo affermare che la stabilità della frequenza di riferimento è molto alta in quanto il quarzo si trova in una posizione molto arieggiata non risentendo dell'influenza negativa del calore prodotto dalle valvole. Il consumo in alternata si aggira sui 130 mA, non vi è timore di sovraccaricare il trasformatore di alimentazione. :*****

Come migliorare la qualità delle foto APT

YU3UMV, Matjaž Vidmar

In questo articolo voglio presentare a tutti coloro che si dedicano alla ricezione delle foto APT un semplice circuito che può migliorare notevolmente la qualità delle foto ricevute.

Uno dei punti deboli di una stazione amatoriale APT è sicuramente il registratore, il quale dovrebbe avere delle qualità notevoli come: modulazione spuria in ampiezza minima e « wow » e « flutter » minimi possibili.

La modulazione in ampiezza è eliminabile trasformando il segnale APT in un segnale modulato in frequenza e registrando quest'ultimo. Alla riproduzione un'efficiente stadio limitatore provvederebbe a eliminare le variazioni in ampiezza introdotte dal registratore.

Questo accorgimento però non elimina il secondo difetto dei registratori economici, la non-uniformità della velocità del nastro. Se la velocità del nastro non è costante durante la registrazione o durante la riproduzione, allora al momento della trasformazione in foto gli elementi d'immagine di due linee consecutive non combaciano più tra di loro e l'immagine risulta seghettata. Osservando però bene la foto si nota che all'inizio delle linee gli elementi combaciano perfettamente, se il sincronizzatore fa il suo dovere, mentre alla fine delle linee gli elementi della foto risultano spostati tra di loro. La spiegazione di questo effetto è ovvia: all'inizio della linea il sincronizzatore, comandato da un segnale registrato sul nastro, mette al punto giusto il primo elemento d'immagine della linea. Da questo momento in poi il puntino luminoso sul display (poniamo di avere un display a CRT) prosegue il suo viaggio con una velocità costante formando la linea. Se la velocità del nastro subisce delle variazioni durante il formarsi della linea, allora alcuni segnali arriveranno troppo presto oppure troppo tardi a modulare la luminosità del puntino, con la conseguenza che i relativi elementi dell'immagine risulteranno spostati rispetto alle loro posizioni nominali.

Questo difetto si nota soprattutto adoperando basse velocità del nastro: 9,5 cm/s o 4,75 cm/s. La soluzione più ovvia è di impiegare un registratore professionale a 19 cm/s o ancora meglio a 38 cm/s. Però questa non è l'unica soluzione possibile. Se il puntino luminoso seguisse con la sua velocità la velocità del nastro, quindi se la velocità del puntino luminoso fosse esattamente proporzionale alla velocità del nastro, allora ciascun elemento sarebbe riprodotto sull'immagine al punto giusto. Come fare a obbligare il puntino luminoso a seguire il nastro? Se si impiega il sistema di sincronizzazione con una frequenza pilota registrata sulla seconda pista del re-



Questa foto, trasmessa da un satellite con lo standard a 4 Hz, è stata registrata su una musicassetta a 4,75 cm/s e riprodotta con l'apparecchiatura prima della modifica.

Questa foto è ricavata dalla stessa registrazione sulla stessa musicassetta, però impiegando il circuito descritto. Ho ottenuto soprattutto la nitidezza dei numeri sul bordo sinistro dell'immagine.



gistratore (questo è l'unico sistema valido per ricevere le foto da tutti i satelliti senza difficoltà) allora la soluzione è facile. All'atto della riproduzione questa frequenza è esattamente proporzionale alla velocità del nastro in ogni istante. Con un apposito circuito elettronico è possibile generare una corrente che è direttamente proporzionale a questa frequenza. Se con questa corrente carichiamo un condensatore, ai suoi capi otterremo la tensione che ci è necessaria per la deflessione orizzontale. Alla fine della linea il circuito del sincronizzatore provvederà a scaricare il condensatore per iniziare una nuova linea. Tutta la modifica dell'apparato consiste quindi nel sostituire il generatore di corrente costante che prima caricava il condensatore con il circuito presentato nello schema.

Il circuito è progettato per una frequenza pilota di 900 Hz e per una corrente di carica media di circa 50 μ A. L'alimentazione è + 5 V e + 12 V, che viene presa direttamente dall'apparecchiatura. Il circuito è composto di uno squadratore della frequenza pilota, di un monostabile che genera impulsi di lunghezza costante che vanno a caricare un condensatore. La tensione ai capi di questo condensatore pilota il generatore di corrente. Adoperando una frequenza pilota differente, bisogna modificare la costante di tempo del monostabile, determinata dal condensatore da 10 nF. Per 2.000 Hz bisogna portarlo a 4,7 nF. Se si vuole cambiare il valore della corrente di carica, basta variare il valore del potenziometro nell'emettitore dell'ultimo BC213. I transistori non sono per niente critici, basta che abbiano un β elevato e basse correnti di perdita. L'integrato, un DT μ L936 recuperato da schede è un six-inverters e può essere benissimo sostituito dal più moderno TTL SN7404. Il trimmer da 4,7 k Ω va regolato per ottenere circa 2 V tra l'emettitore dell'ultimo BC213 e il positivo + 12 V, come indicato sullo schema. Questa regolazione va fatta con un segnale alla frequenza pilota nominale sull'entrata, senza segnale sarà circa 0,2 V.

Alla fine devo ammettere che il circuito proposto non può eliminare totalmente i difetti introdotti dal registratore, ma la sua efficacia è veramente notevole. E' infatti possibile ottenere buone foto APT persino registrando su delle comuni compact-cassette. Ma il più bello di questo circuito è che può migliorare anche vecchie foto registrate che consideravamo già perdute.

Il grande passo

lasci... o ci provi ?

programma
sponsorizzato
da
IATG

mattatore Paolo Marincola

3.3 - Cicli speciali

(segue dal n. 9/79)

I cicli di macchine che abbiamo finora esaminato, e cioè:

- ciclo di Fetch
- cicli di lettura/scrittura dalla/celle memorie
- cicli di ingresso/uscita

sono per così dire dei "cicli standard", nel senso che la normale esecuzione di un programma, cioè di una sequenza di istruzioni, consiste esclusivamente di opportune sequenze di tali cicli. In situazioni particolari, però, intervengono dei cicli "speciali" che, come andremo subito a vedere, alterano la normale sequenza di esecuzione delle istruzioni.

3.3.1 - Il concetto di "Interrupt"

A quanto ne sappiamo finora, l'unico modo che il μP ha di interagire con il mondo esterno consiste nell'esecuzione di un ciclo di Input ovvero di un ciclo di Output. Questi cicli — come d'altra parte tutti i cicli di macchina finora esaminati — fanno a loro volta parte di cicli d'istruzione; la sequenza dei cicli d'istruzione (e quindi delle operazioni elementari eseguite dal μP) è infine stabilita dal programmatore-progettista. Consegue da quest'insieme di fatti che tutte le interazioni con il mondo esterno devono essere minuziosamente previste dal programmatore, e devono avvenire in istanti perfettamente determinati, pena il malfunzionamento del programma — e quindi dell'intero sistema a μP .

Nella grande maggioranza dei casi, però, il programmatore non sa né e quando avrà luogo un dato evento esterno: non è possibile, pertanto, stabilire in quale punto del programma inserire le opportune istruzioni di Input/Output per l'elaborazione dei dati relativi a tale evento.

Situazioni di questo genere, come vedremo più in là con qualche esempio abbastanza particolareggiato, possono essere superate ma a scapito dell'efficienza dei programmi. L'8080 (come pure tutti gli altri μP) possiede tuttavia una caratteristica che consente di risolvere questi problemi in modo estremamente brillante, mediante la tecnica detta dell'"interruzione" (interrupt).

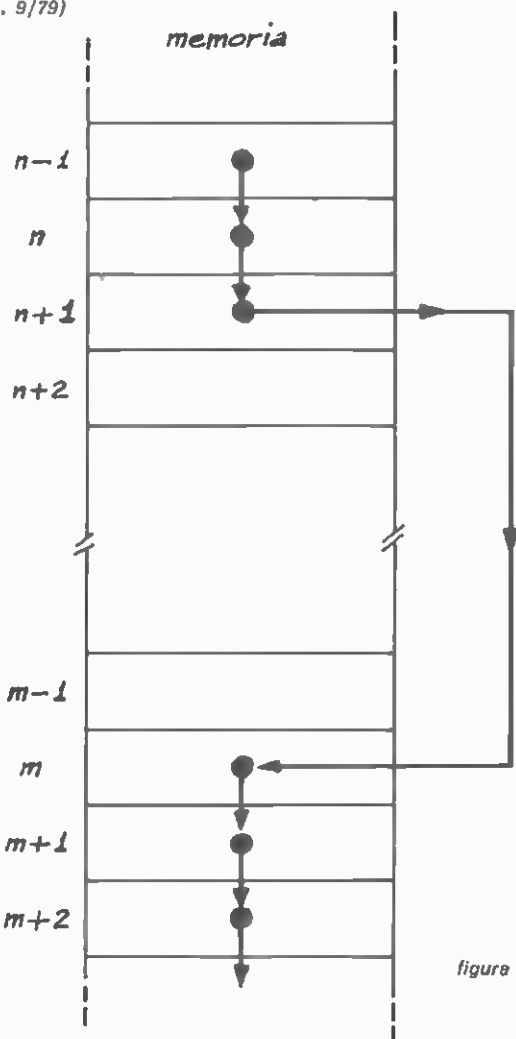


figura 1

L'idea di base dell'interrupt può essere descritta come segue (già sappiamo che il μP esegue le istruzioni depositate in memoria l'una dopo l'altra, salvo nel caso delle istruzioni di "salto" (jump) che hanno precisamente lo scopo di modificare, a volontà del programmatore, la normale sequenzialità del programma): visto che noi sappiamo se e/o quando avrà luogo un dato evento esterno, facciamo allora in modo che, se e quando esso avverrà il μP venga forzato ad eseguire un salto ad un punto ben preciso del programma, qualunque cosa in quell'istante il μP stesse stesse facendo.

Vediamo di illustrare meglio questo concetto. Supponiamo che a un certo istante il μP stia eseguendo (fig. 1) l'istruzione il cui codice è contenuto nella locazione di memoria di indirizzo 'n'. Esaurita l'esecuzione di tale istruzione (che si suppone non sia un'istruzione di salto), il μP passa ad eseguire l'istruzione contenuta nella cella successiva, cioè quella di indirizzo 'n+1'. Se nel corso dell'esecuzione di questa istruzione ha luogo l'evento esterno che stiamo aspettando, allora il μP si comporta nel modo seguente:

- completa l'esecuzione dell'istruzione in corso (quella cioè contenuta nella locazione 'n+1')
- anziché eseguire quindi l'istruzione all'indirizzo 'n+2', salta all'istruzione contenuta nella locazione di memoria avente un indirizzo prefissato 'm'
- eseguita l'istruzione 'm', il μP prosegue poi normalmente ad eseguire l'istruzione 'm+1', e così via sequenzialmente.

In altri termini, la tecnica descritta consente al programma di eseguire un "salto comandato da un evento esterno". I vantaggi sono notevoli: in primo luogo, il programmatore è liberato dall'incumbenza di prevedere mimiosamente l'istante in cui l'evento scadrà; in secondo luogo, se l'evento non si presenta mai, il programma prosegue indisturbato; infine, il programmatore è messo in grado di reagire con la massima prontezza al verificarsi dell'evento in questione. Come abbiamo accennato, tale tecnica si chiama "interruzione" (interrupt), e il motivo della denominazione è ormai facilmente intuibile: il normale ordine sequenziale di esecuzione delle istruzioni viene appunto alterato, "interrotto" da un evento esterno; il verificarsi di quest'ultimo è interpretato dal μP come una "richiesta di interruzione" (interrupt request) che viene immediatamente esaudita con l'esecuzione di un salto ad un prefissato segmento di programma.

3.3.2 - L'interrupt nell'8080

La sequenza di operazioni associate al riconoscimento di un interrupt da parte del μP è dunque conseguenza diretta ed immediata di un evento esterno ad esso. Nel caso dell'8080 vi è un terminal di ingresso al μP , denominato INT (abbreviazione, per l'appunto, di "interrupt"), che è specificamente dedicato ad attivare la sequenza di cui sopra. Un secondo segnale INTE ("interrupt enable", cioè abilitazione degli interrupt), in uscita dall'8080, ha il compito di informare il resto del sistema (ed even-

tualmente il mondo esterno) se il μP è pronto o meno a reagire all'arrivo di una richiesta di interrupt. Vediamo di analizzare in maggior dettaglio la situazione.

In primo luogo, non è detto che il μP debba necessariamente reagire, con una sequenza di interrupt, ad una richiesta in tal senso proveniente dal mondo esterno; è anzi lo stesso programmatore a decidere se e in quali intervalli di tempo una eventuale richiesta di tal genere debba essere esaudita. Il μP può dunque, tramite opportune istruzioni, essere programmato a:

- reagire all'eventuale arrivo di una richiesta di interrupt con una opportuna sequenza di operazioni (si dice in tal caso che gli interrupt sono "abilitati")
- ignorare ogni eventuale interrupt (si dice allora che gli interrupt sono "disabilitati")

(Ovviamente, le due situazioni si escludono a vicenda, nel senso che

l'una delle due non può coesistere con l'altra.) Il segnale INTE in uscita dall'8080 non è altro che il riflesso dello stato in cui il μP si trova nei confronti degli interrupt in arrivo:

- se INTE = 1, allora gli interrupt sono abilitati
- se INTE = 0, allora gli interrupt sono disabilitati.

3.3.3 - Il riconoscimento degli interrupt

L'8080 identifica l'arrivo di un interrupt semplicemente col fatto che il livello logico sul segnale d'ingresso INT passa da 0 a 1. E' dunque compito di circuiti esterni al μP (chiamati nel loro complesso "logica di generazione degli interrupt") far sì che una qualunque richiesta di interruzione si concretizzi in una tale transizione logica.

Quando al piedino INT viene applicata questa richiesta di interruzione (interrupt request), si possono naturalmente avere due casi, a seconda che con INT = 1 gli interrupt siano abilitati o meno:

(a) se gli interrupt sono disabilitati (il che è segnalato dal fatto che INTE = 0), nulla accade, e il μP ignora completamente la richiesta;

(b) se gli interrupt sono abilitati (INTE = 1), allora l'8080 inizia istantaneamente una particolare sequenza di operazioni chiamate "riconoscimento dell'interrupt" (interrupt acknowledge) e che consiste delle fasi seguenti:

- (b1) il μP , che all'arrivo della richiesta di interruzione sta ovviamente eseguendo una generica istruzione, prosegue nelle operazioni relative a tale istruzione fino a quando va ad eseguire l'ultimo stato dell'ultimo ciclo di macchina;
- (b2) all'interno di tale stato, e precisamente in corrispondenza del fronte di caduta del clock $\Phi 2$, il μP porta ad "1" un suo flip-flop interno — memorizzando in tal modo il fatto che è arrivata una richiesta di interruzione da servire; per il resto, le operazioni relative all'istruzione in corso di esecuzione proseguono e vengono completate normalmente (v. fig. 2);

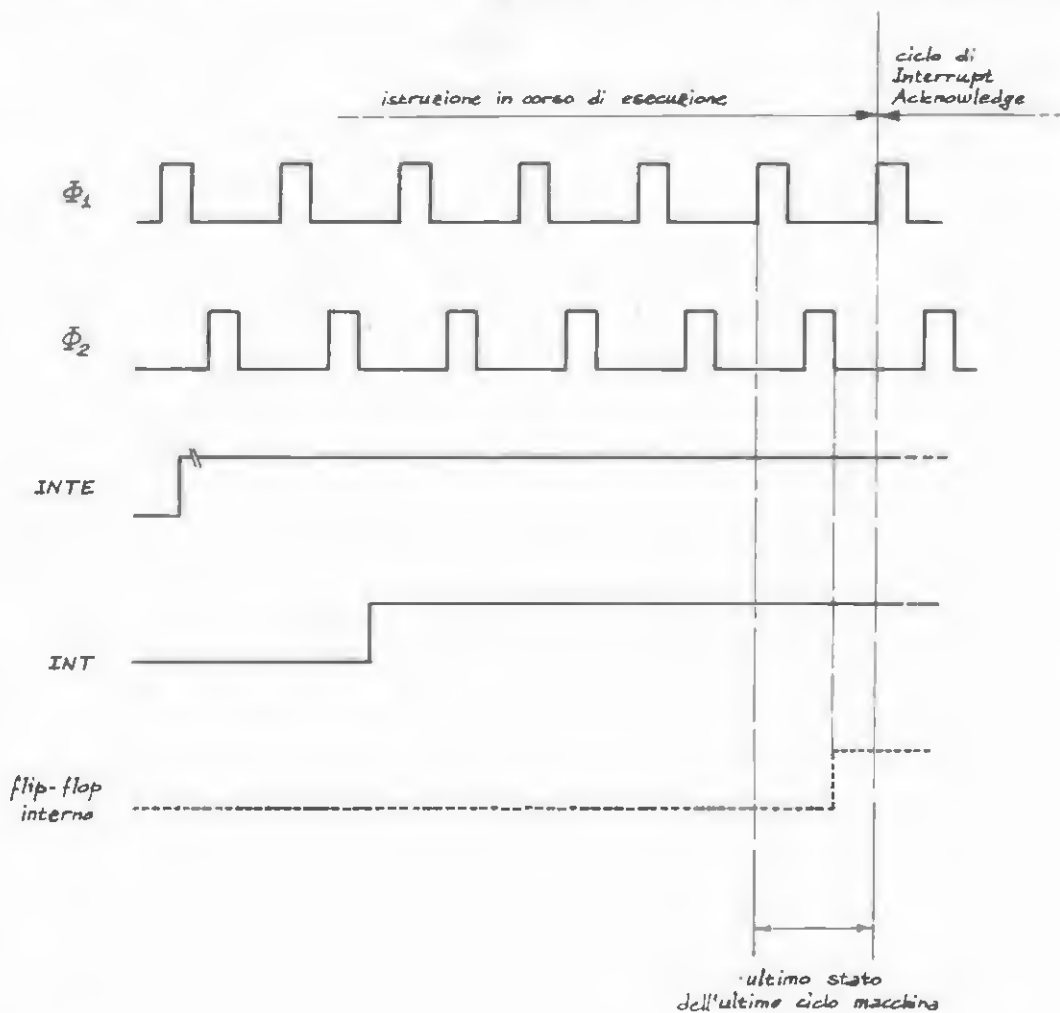


figura 2

(b) essendo esaurita a questo punto l'esecuzione dell'istruzione in corso, il prossimo ciclo di macchina (che in condizioni normali sarebbe stato un ciclo di Fetch per l'estrazione di un codice d'istruzione dalla memoria) è in realtà un ciclo detto di Interrupt Acknowledge, d'altronde per molti versi simile a un ciclo di Fetch, e che verrà descritto nel prossimo paragrafo.

3.3.4 - Status = M'23': ciclo di Interrupt Acknowledge

Visto dall'esterno dell'8080, il ciclo di Interrupt Acknowledge (fig. 3) è molto simile al normale ciclo di Fetch che conosciamo bene; le differenze sostanziali sono:

- (a) il codice di Status è M'23' anziché M'A2';
- (b) in corrispondenza del fronte di salita di Φ_2 nel primo stato, il segnale INTE viene portato a livello logico 0 (indicando così che il μP non risponderà più, per il momento, ad ulteriori richieste di interruzione, fino a che il programma con le istruzioni diversamente).

Internamente, invece, hanno luogo i seguenti eventi:

- (c) il flip-flop interno di cui si parlava poc'anzi viene riportato a 0 in corrispondenza del fronte di salita di Φ_1 nel secondo stato;
- (d) mentre nel ciclo di Fetch il Program Counter veniva incrementato di uno, nel ciclo di Interrupt Acknowledge il Program Counter non viene modificato.

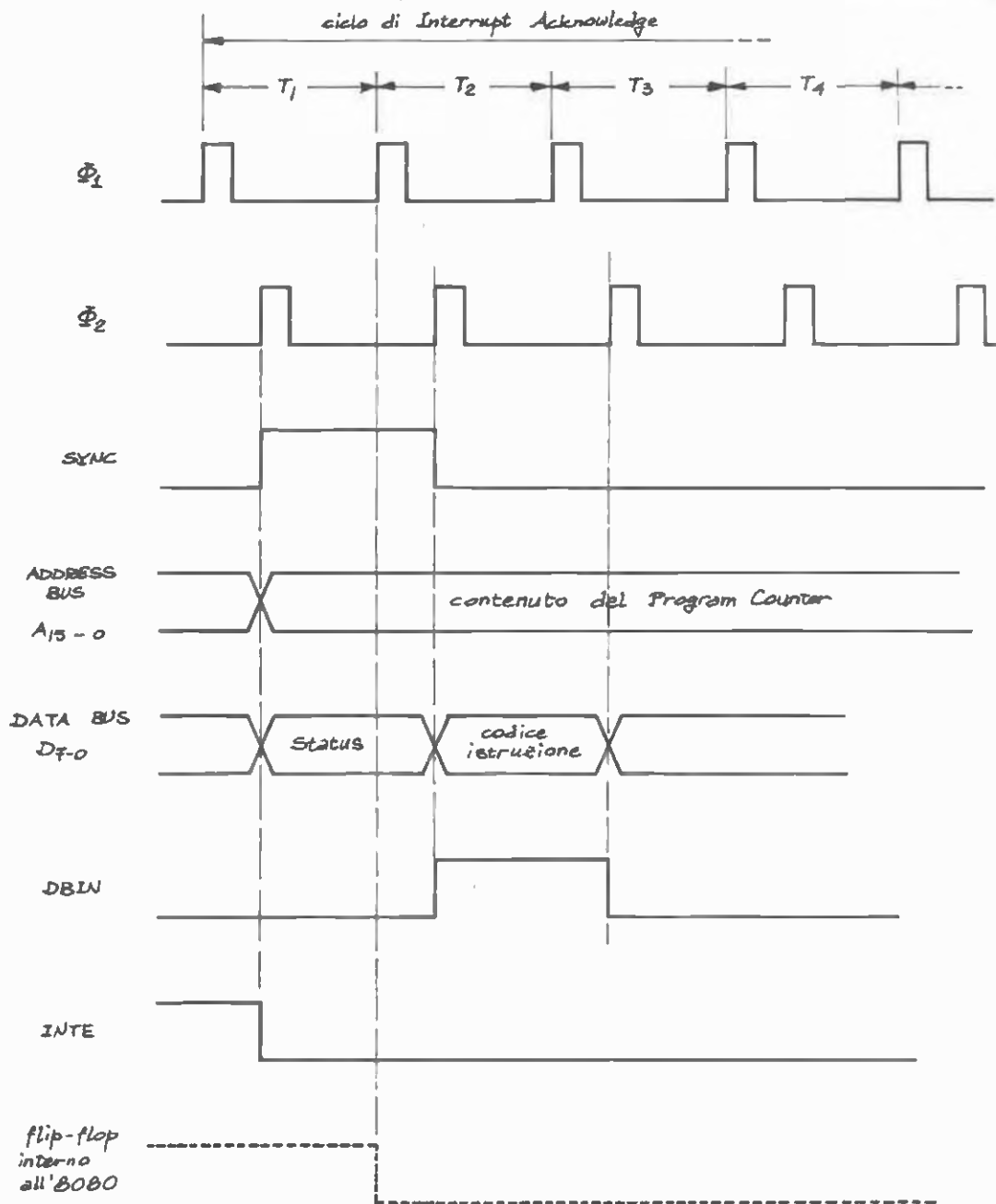


figura 3

Quest'ultimo fatto è di estrema importanza per la corretta gestione degli interrupt, come vedremo fra breve. Per il momento ci preme sottolineare che, essendo il ciclo di Interrupt Acknowledge il primo ciclo macchina di un nuovo ciclo di istruzione, esso deve

svolgere la medesima funzione di un ciclo di Fetch, nel senso che deve comunque fornire all'8080 il codice di un'istruzione da eseguire.

Va però osservato che, a questo punto, sarebbe in generale un errore estrarre tale codice dalla memoria. Indichiamo infatti con I_n l'istruzione che il μP ha eseguito immediatamente prima di lanciare il ciclo di Interrupt Acknowledge; durante l'esecuzione di I_n il Program Counter contiene, come è noto, l'indirizzo di memoria dell'istruzione successiva I_{n+1} . In condizioni normali, ossia cioè l'arrivo di alcuna richiesta di interrupt, non ci sarebbe ovviamente alcun ciclo di Interrupt Acknowledge bensì un normale ciclo di Fetch, in corrispondenza al quale sull'Address Bus verrebbe emesso il contenuto del Program Counter, verrebbe eseguita una lettura da memoria e verrebbe così acquisito il codice dell'istruzione I_{n+1} .

Durante il ciclo di Interrupt Acknowledge, come mostrato in fig. 3, sull'Address Bus viene ugualmente emesso il contenuto del Program Counter, che, dipendendo esclusivamente dall'istruzione I_n , è identico al caso normale appena descritto. Pertanto, se adesso eseguiamo una lettura dalla memoria, porteremo all'interno del μP anche in questo caso il codice dell'istruzione I_{n+1} . In poche parole, ciò significa che entrambi i cicli porterebbero comunque all'esecuzione di I_{n+1} subito dopo I_n e quindi che la presenza di un'interruzione — contrariamente allo schema che abbiamo delineato nel par. 3.3.1 — non modifica le normale sequenze temporale delle istruzioni eseguite dal μP .

La esclusione a questo incongruenza consiste ovviamente nel ricevere — nel caso di Interrupt Acknowledge — il codice di istruzione non già dalla memoria bensì (ignorando il contenuto del Program Counter emesso sull'Address Bus) da appositi circuiti collegati al Data Bus; preferiamo comunque non insistere oltre su questo particolare argomento, riservandoci di trattarlo a fondo quando esamineremo le tecniche di collegamento dell'8080 al resto del sistema. Aggiungiamo soltanto che fra i codici d'istruzione riconoscibili dall'8080 ce ne sono alcuni particolarmente adatti ad essere generati al di fuori della memoria, e che per di più si comportano come delle istruzioni speciali di salto. Quest'ultima informazione renderebbe dunque completa la realizzazione dello schema di interruzione descritto al par. 3.3.1, se non fosse che, una volta eseguito il salto conseguente all'evento esterno che ha generato l'interruzione, non sappiamo tuttavia come fare per poi ritornare, a tempo debito, al programma che era stato abbandonato al momento del riconoscimento dell'interrupt. È fondamentale a questo punto il fatto, precedentemente sottolineato, che durante un ciclo di Interrupt Acknowledge il Program Counter non venga incrementato. Riferendoci ancora alla notazione introdotta poc'anni, il μP esegue l'istruzione I_n , riconosce l'interruzione, esegue un ciclo di Interrupt Acknowledge emettendo sull'Address Bus il contenuto del Program Counter, che è peraltro l'indirizzo dell'istruzione I_{n+1} ; poiché però, come abbiamo visto, il codice d'istruzione non viene prelevato in tal caso dalla memoria bensì da appositi circuiti, è chiaro che, non appena potremo ritornare ad eseguire il programma abbandonato per via dell'interrupt, dovremo riprenderlo a partire dall'istruzione I_{n+1} . Ebbene, i codici speciali d'istruzione di cui ci parlava evolvono altresì la funzione di salvare in memoria il contenuto corrente del Program Counter che, non essendo stato incrementato all'interno del ciclo di Interrupt Acknowledge,

contiene al momento della esecuzione di tali codici proprio l'indirizzo dell'istruzione I_{n+1} per così dire "manovate". È chiaro che, una volta salvato in memoria l'indirizzo dell'istruzione I_{n+1} , non sarà difficile ritrovarlo al momento opportuno a tornare così al programma temporaneamente abbandonato.

Risumando:

- (a) all'arrivo dell'interrupt l'8080 innanzitutto completa l'esecuzione dell'istruzione corrente I_n ;
- (b) il Program Counter contiene a questo punto l'indirizzo dell'istruzione successiva I_{n+1} che in condizioni normali — cioè in assenza di interrupt — verrebbe eseguita subito dopo I_n ;
- (c) se gli interrupt all'interno del μP sono abilitati (INTX = 1), esso riconosce le richieste emettendo un ciclo di Interrupt Acknowledge anziché un ciclo di Fetch, e portando INTX = 0. Inoltre, il Program Counter non viene incrementato;
- (d) appositi circuiti esterni, attivati esclusivamente dalla esecuzione specifica di un ciclo di Interrupt Acknowledge, sostituiscono la memoria nel compito di immettere sul Data Bus un codice d'istruzione durante il suddetto ciclo;
- (e) se i codici d'istruzione in tal modo forzati sul Data Bus appartengono ad un determinato tipo, allora il contenuto del Program Counter — cioè l'indirizzo dell'istruzione I_{n+1} "di rientro" — viene salvato in memoria, e il μP viene forzato ad eseguire un "salto" in determinati punti del programma (i cui indirizzi, come vedremo più in là, dipendono esclusivamente da quei codici);
- (f) il μP esegue pertanto un certo "programma di servizio dell'interruzione", correlato cioè all'evento esterno che ha generato l'interruzione stessa;
- (g) esaurito tale programma viene richiamato dalla memoria l'indirizzo dell'istruzione "di rientro" I_{n+1} (che era stato ivi salvato al passo (e));
- (h) il μP salta infine a tale indirizzo, riprendendo così l'esecuzione del programma che era stato abbandonato all'istante dell'arrivo dell'interruzione.

Come è facile verificare, viene in tal modo perfettamente realizzato lo schema di servizio delle interruzioni descritto al par. 3.3.1.

Glossario

- Address Bus (pr.: adrès bús): bus degli indirizzi.
- Data Bus (pr.: dâte bús): bus dei dati.
- Fetch (pr.: fêç): estrazione dalla memoria (lett.: l'andare a prendere).
- Input (pr.: input) ingresso.
- Interrupt (pr.: interâpt): interruzione.
- Interrupt Acknowledge (pr.: interâpt akrôlig): riconoscimento dell'interruzione.
- Interrupt Enable (pr.: interâpt êmbil): abilitazione delle interruzioni.
- Interrupt Request (pr.: interâpt rikvêst): richiesta di interruzione.
- Jump (pr.: jâmp): salto.
- Output (pr.: ôutput): uscita.
- Program Counter (pr.: prôgram kâuntar): contatore di programma.

(segue nei prossimi numeri)

**Progetto
e costruzione
di un
termometro clinico
con visualizzazione a led**

Remo Santomassimo

Il primo dubbio è quello relativo all'elemento sensibile.

Fino a qualche tempo fa i termistori erano sulla cresta dell'onda per ogni tipo di applicazione.

Sarebbe però necessario usare un termistore speciale per misure, come quello visibile nella foto di figura 1, non certo economico; ma soprattutto dando un'occhiata al grafico in figura 2 ci si rende conto che la variazione della resistenza in funzione della temperatura è tutt'altro che lineare.

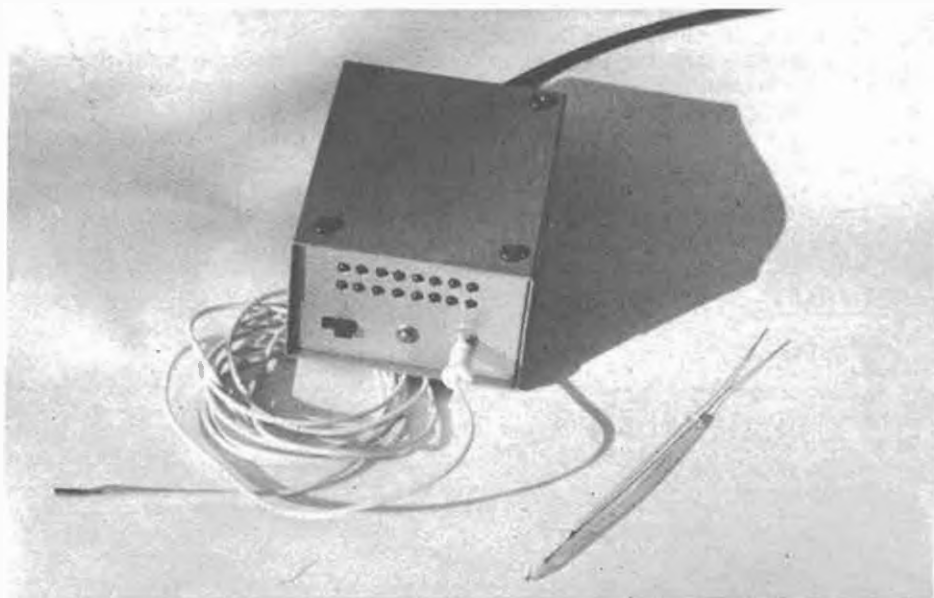


figura 1 E' visibile il termometro a realizzazione ultimata (in contenitore Ganzerli) delle dimensioni di mm 65 x 80 x 40. A destra una sonda NTC di precisione (vedi testo)

Per queste ragioni sono oggi di moda le sonde di temperatura a semiconduttore; si sfrutta la tensione che si crea ai capi di una giunzione P-N (un comune diodo) in conduzione. Tale tensione vale circa $0,6 \div 0,7$ V, ma (e questo ci interessa) varia al variare della temperatura in modo abbastanza lineare.

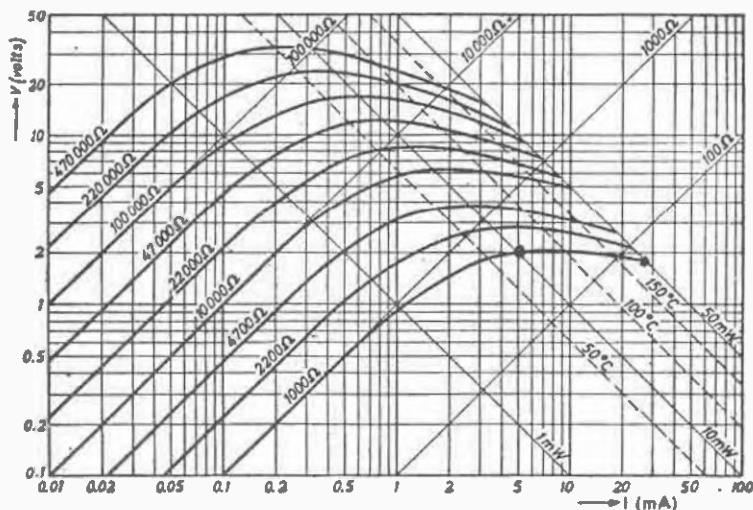


figura 2

Le resistenze NTC miniatura sono formate da piccole perline di materiale resistente e munite di due contatti di platino a ognuno dei quali viene saldato un filo per il collegamento esterno; sono racchiuse in un contenitore di vetro. Queste resistenze vengono invecchiate con un trattamento preliminare e sono caratterizzate da una eccellente stabilità.

Con un diodo al Si. di piccola potenza (1N914) la tensione diretta diminuisce di circa 2 mV per ogni aumento di temperatura di 1°C.

Non sono riusciti a trovare un grafico che illustri chiaramente tale effetto, ma in definitiva ora abbiamo il nostro elemento sensibile: un comune diodo 1N914 (o equivalente) che è minuscolo ed economicissimo.

Attorno a questo componente nasce la primissima parte del circuito, in figura 3; cominciamo con il calcolare R; la corrente diretta viene fissata a 1 mA: la tensione di alimentazione a 8,2 V (vedremo poi perché). La tensione ai capi del diodo è circa 0,6 V.

Con la onnipresente legge di Ohm calcoliamo R:

$$R = \frac{8,2 - 0,6}{0,001} = 7.600 \Omega$$

In teoria sarebbe stato necessario utilizzare un generatore di corrente per ottenere una migliore linearità al variare della temperatura; in pratica basta una resistenza neanche tanto critica come valore; possiamo utilizzare due resistenze da 15 kΩ in parallelo oppure anche una sola da 8.200 Ω.

* * *

Due millivolt di variazione per grado centigrado sono un po' pochini e ciò che ci occorre è qualcosa che amplifichi tale tensione: niente di meglio di un integrato lineare. Prendiamo un LM301 in custodia dual in line 4 + 4. Del tutto equivalente è un 741 nella medesima custodia oppure con diversa zoccolatura in custodia metallica o dual in line 7 + 7 piedini.

Consiglio a questo punto di rivedere l'articolo su cq 11/1975 a pagina 1618 (come leggere le caratteristiche di un integrato) dell'ing. Paolo Forlani e le pagine 1905-6-7 su cq 10/1978 (caratteristiche e schemi applicativi del 741). Come ogni buon operazionale lo LM301 ha un ingresso invertente (2), uno non invertente (3), un'uscita (6), e la necessità di una alimentazione negativa al piedino 4.e positiva al 7.

Isoliamo tale partitore resistivo in figura 7 per chiarire le idee.

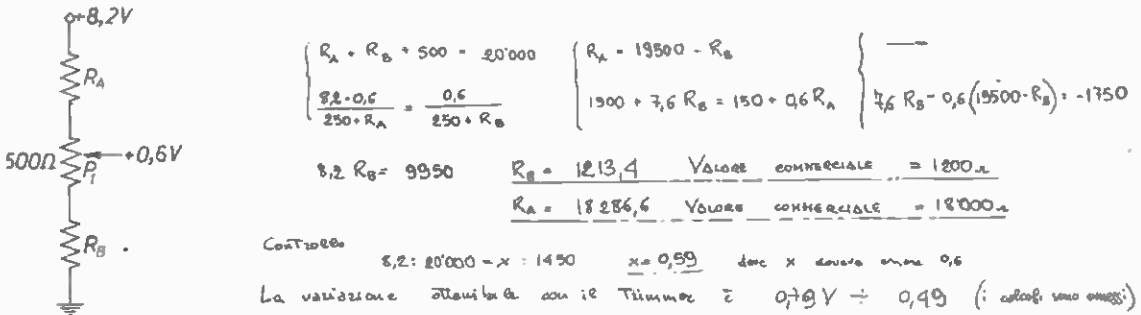


figura 7

Con il trimmer a centro scala la tensione deve essere di 0,6V (valore attorno al quale desideriamo ottenere la variazione). La tensione di alimentazione è 8,2V. La somma dei tre valori resistivi presenti nel partitore la poniamo uguale a 20.000 Ω (valore arbitrario ma non troppo basso per limitare il consumo e non troppo alto per non risentire della resistenza di ingresso dell'integrato). Il trimmer sarà di 500 Ω. Utilizzando le affermazioni fatte sopra scriviamo un semplice sistema con l'aiuto ancora della legge di Ohm. La prima equazione è ovvia; la seconda pone uguali fra di loro le correnti che scorrono nei due rami del partitore (non teniamo conto della presenza dell'integrato).

A questo punto abbiamo il nostro termometro e basterebbe porre all'uscita un voltmetro e tarare i due trimmer. Meglio se il voltmetro è digitale e se la taratura dei trimmer è effettuata in modo da ottenere una lettura diretta.

Ricordo per inciso che può essere utilizzato anche il campo di variazione della tensione di uscita al di sotto di quello zero essendoci una doppia alimentazione (positiva e negativa) dell'integrato.

La realizzazione descritta adotta un altro tipo di visualizzazione utilizzando un integrato abbastanza recente, lo UAA170 che provvede ad accendere uno dei 16 led posti all'uscita in funzione della tensione che riceve all'ingresso (piedino 11). Lo schema definitivo dello strumento (escluso il circuito di alimentazione) è in figura 8.

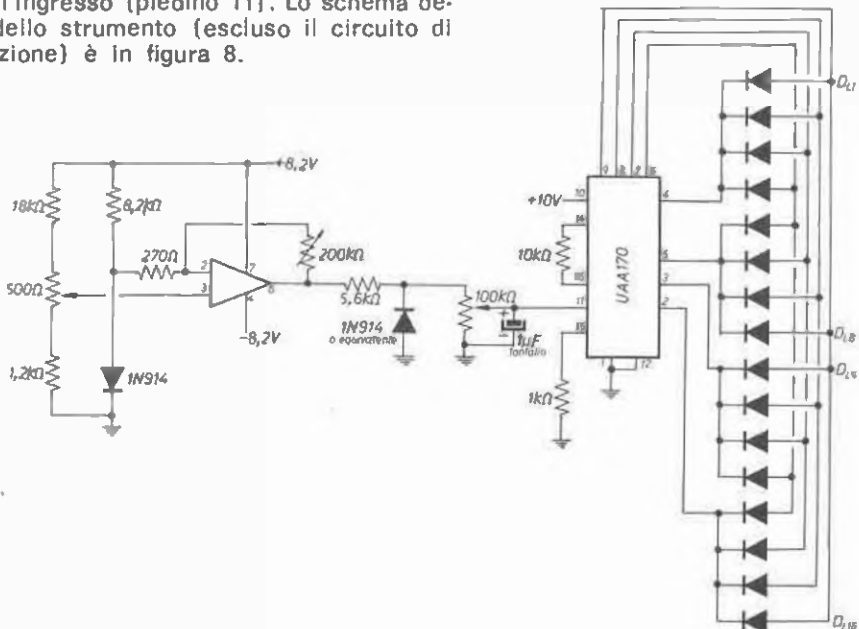


figura 8

Il trimmer da 100 kΩ regola la sensibilità dello UAA170, il diodo lo protegge da tensioni negative in ingresso (in realtà non so se tale protezione è necessaria). Ricordo che il diodo DL1 è sempre acceso per tensioni in ingresso minori o uguali a zero volt (circa) e serve più come spia che come elemento indicatore di livello.

Alimentatore

In figura 9 c'è lo schema dell'alimentatore c.a.

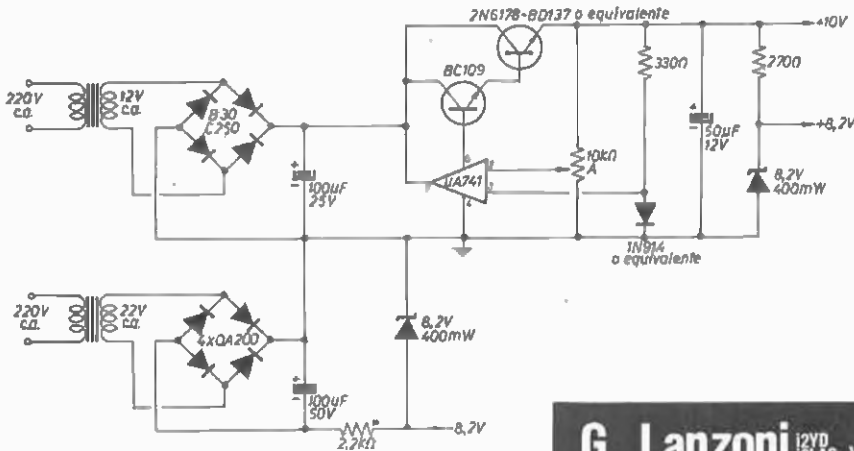


figura 9

G. Lanzoni 12VD
i2LAG YAESU-ICOM
20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 589075-544744

Nella realizzazione illustrata dalle foto sono stati usati due trasformatori separati da 200 mA ognuno (ma ne bastano di meno). I secondari sono uno a 12 V_{ca} e l'altro a 22 V_{ca}; al posto dei 22 V_{ca} basta una qualunque tensione superiore ai 9 V_{ca}, bisogna solo variare il valore della resistenza segnata con un asterisco sullo schema, secondo la seguente formula:

$$R = \frac{(V_{ca} \cdot 1,4) - 8,2}{0,01}$$

L'ideale sarebbe un unico trasformatore con due secondari separati da (12 + 12) V_{ca}, di piccole dimensioni.

L'eliminazione dello zener sull'alimentazione positiva dell'integrato peggiora notevolmente il funzionamento del circuito.

L'alimentatore con il UAA741 è tratto da cq 9/1974, pagina 1345.



Realizzazione pratica

Innanzitutto qualche nota sui componenti.

Il condensatore da 1 µF sul piedino 11 dello UAA170 deve essere proprio al tantalio. I led: non tutti, anche se al tester risultano buoni, si prestano a essere utilizzati in questo circuito; se c'è un funzionamento anomalo quando si dovrebbe accendere uno dei sedici led basta sostituirlo con un altro e tutto dovrebbe tornare regolare.

I trimmer dello schema di figura 8 sono trimpot multigiri, quello da 10 kΩ in figura 9 può essere normale.

Le resistenze è bene siano a strato, di buona qualità.
 In figura 10 c'è il circuito stampato scala 1 : 1 lato rame, e in figura 11 lo stesso dal lato componenti: non comprende però l'alimentazione a integrato. Comprende invece i due zener con le rispettive resistenze da 270 e 2.200 Ω.
 Le connessioni tra i led vengono effettuate con cablaggio volante.

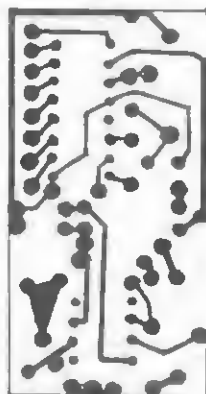


figura 10

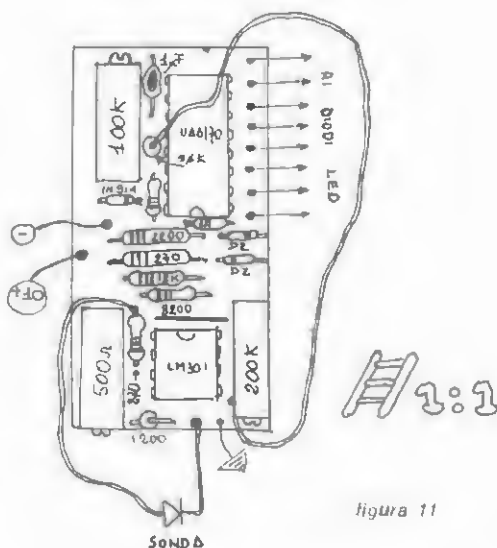


figura 11



figura 13 Il termometro aperto è visibile la sezione alimentatrice il cui circuito stampato non è descritto nel testo
 Il circuito del termometro vero e proprio si trova nella parte opposta del contenitore.

Taratura

Prima di tutto è bene realizzare l'alimentatore e provare le tensioni a vuoto: si regola il trimmer da 10 k Ω per ottenere 10 V in uscita. Si collega il tutto al circuito di figura 8.

Si mette il tester con 10 V_{is} sul piedino 6 dello LM301, con il puntale negativo a massa; il trimpot da 200 k Ω deve essere regolato a metà corsa. Ruotando il trimpot da 500 Ω si dovrà poter muovere la lancetta sopra e sotto lo zero fino a circa + 8 V. Portando tale tensione a + 7 V si regola il trimpot da 100 k Ω perché si accenda il led DL16: tale regolazione è definitiva.

Ci si occuperà ora dei due trimpot sullo LM301: quello da 500 Ω regola l'inizio della scala, l'altro le contoreazioni e quindi la sensibilità; bisogna però tener conto che le due regolazioni si influenzano a vicenda e occorre ripeterle alternativamente per più di una volta disponendo di due temperature diverse abbastanza stabili di riferimento, una verso l'inizio della scala, l'altra verso la fine.

Nel mio caso (per uso clinico) la scala è di soli tre gradi tra 36 °C e 39 °C con intervalli di due decimi di grado.

In questo caso e ancor più quando si adotta una sensibilità maggiore (scala di un paio di gradi centigradi) può essere utile (per una regolazione più agevole) mettere in serie al trimpot da 200 k Ω una resistenza da 33 k Ω e in parallelo al trimpot da 500 Ω (sui terminali esterni) una resistenza da 220 \div 180 Ω ; sono in ogni caso accorgimenti utili ma non indispensabili.

La sonda

La sonda può essere realizzata in qualunque modo: quella descritta dalle foto e dal disegno in figura 12 ha diversi vantaggi: è piccolissima (2 mm di diametro \times

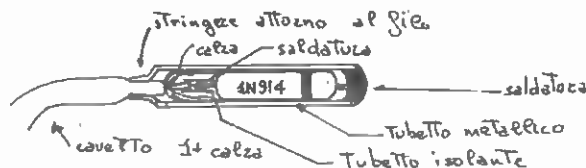


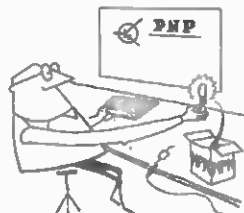
figura 12

10 mm di lunghezza), ha il lato positivo del diodo connesso direttamente all'involucro esterno ricavato da un ricambio di penna a sfera metallico; queste caratteristiche consentono un rapidissimo raggiungimento dell'equilibrio termico. ***

La pagina dei pierini

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

14ZZM, Emilio Romeo
via Roberti 42
MODENA



© copyright cq elettronica 1980

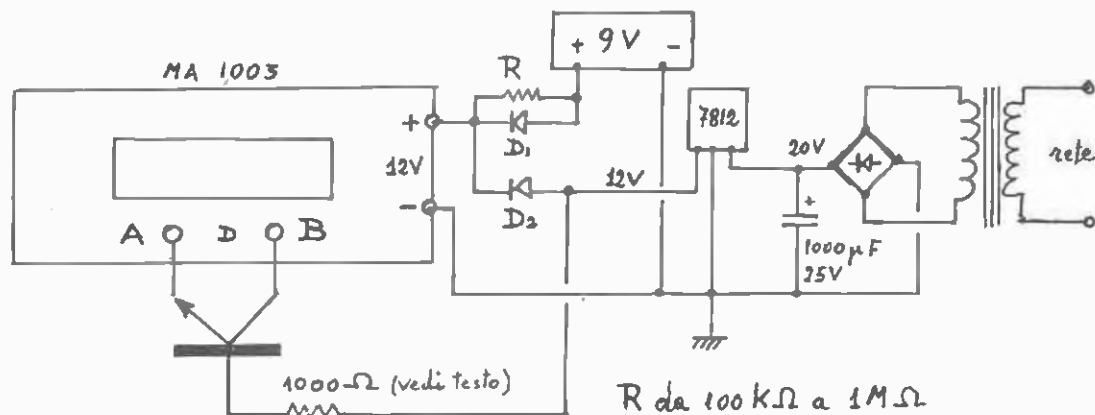
Pierinata 233 - Tre Pierini, Ca. Pi. di Lucca, Fra. Fo. di Teramo, e Gi. Re. di Mestre, hanno montato un orologio digitale in casa, usando il modulo MA1003 della RCA, nato per uso automobilistico: ne sono molto contenti, a parte il fatto che ogni volta che manca la corrente debbono rimettere a posto l'orologio.

Come potrebbero fare? mi chiedono.

Uno di essi, il lettore lucchese, aveva provato la soluzione tipica, cioè la batteria « in tampone », però questa tendeva a scaricarsi troppo rapidamente, ma di ciò parleremo dopo.

Per fortuna posso rispondere adeguatamente perché, guarda caso, anche io mi sono procurato due di questi moduli, attirato dal loro bel « display » azzurro: uno di essi destinato alla macchina, l'altro da tenere in casa con il compito di non fermarsi mai.

Lo schema che ho adottato è il seguente:



Il disegno mi sembra abbastanza chiaro.

Il 12V, molto stabile, l'ho ottenuto da un trasformatore con secondario a circa 15V seguito da raddrizzamento e filtraggio convenzionali e stabilizzato da un 7812 che a qualcuno potrebbe sembrare superfluo: io ne avevo uno « disoccupato » e così gli ho trovato lavoro, ognuno però si regoli come vuole tenendo presente che se si elimina il 7812 il trasformatore deve avere un secondario a circa 10V.

I diodi D_1 e D_2 servono a isolare completamente le due alimentazioni, mentre il transistor fa le veci della chiavetta d'accensione della macchina (non dimentichiamo che questo modulo è nato per funzionare in macchina). I punti A e B vanno messi in corto fra di loro quando si vuole accendere il « display »: perciò essi sono sotto chiave nelle applicazioni automobilistiche, mentre i terminali dell'alimentazione vanno collegati direttamente all'accumulatore. Ciò per evitare che le cifre restino accese quando non si guida; pertanto l'orologio, con relativo oscillatore quarzato, divisori e contatori, funziona in permanenza consumando solo circa 1,5mA, mentre con le cifre visibili il consumo sale a circa 70mA, il che rappresenterebbe sempre uno spreco e un richiamo per i ladri, qualora rimanesse sempre acceso.

Nella applicazione casalinga, dunque, la funzione della chiavetta viene esplicita dal transistor. Io ho usato un BFY56a che è un tipo da commutazione: tuttavia al suo posto si possono anche usare normali transistor di bassa frequenza, come i BC107 ad esempio.

Il funzionamento del transistor è intuitivo: la base, collegata tramite opportuna resistenza alla tensione positiva che si trova a monte di D_1 , porta in saturazione il transistor che mette quasi in corto A con B, visualizzando le cifre: ho detto quasi perché il transistor in saturazione assume un valore di resistenza pari a circa 2,5Ω che però non pregiudica la luminosità del « display ».

Nello stesso tempo, la tensione di 12V interdice D_1 e in tal modo la batteria viene « esclusa » dal circuito.

Se manca la corrente viene di conseguenza a mancare la polarizzazione di base al transistor e quindi il « display » si spegne, perché il transistor non conduce più, ma contemporaneamente viene anche a cadere la tensione che interdiceva D_1 , di modo che la batteria può intervenire istantaneamente consentendo il regolare funzionamento dell'orologio.

E' importante la presenza di D_2 che, durante il funzionamento a batteria, evita qualsiasi polarizzazione della base del transistor mantenendolo completamente « aperto ».

La tensione della batteria deve essere sempre inferiore a quella dell'alimentazione dalla rete: teoricamente basterebbero circa 0,7 V in meno (la tensione di soglia del diodo) ma è meglio stare parecchio al di sotto dei 12 V (ricordare che la tensione di alimentazione del modulo non deve superare questo valore), 9 V è un valore ottimo.

Forse per questa ragione Carlo, il lettore lucchese, aveva notato un rapido consumo della sua batteria: lui ne aveva usata una da 12 V, con una alimentazione dalla rete che era sì e no 10 V nelle ore di punta, quindi per qualche ora al giorno D, non era più interdetto, mettendo in funzione la batteria senza escludere la polarizzazione di base del transistor e ne conseguiva la rapida morte della suddetta!

A titolo informativo, dirò che l'orologio (ovviamente, senza il « display » acceso) funziona regolarmente fino a tensioni di 6 V: con l'alimentazione a batteria la frequenza del quarzo aumenta di circa 10 Hz rispetto ai 2,097152 MHz nominali, come a dire uno scarto di 0,0047 parti su mille, ovvero di 4,7 Hz per megahertz.

Tornando al transistor, quello che occorre sapere è come esso va inserito: infatti per un corretto funzionamento il collettore deve essere a tensione positiva rispetto all'emitter.

Per trovare il punto « più positivo » ho inserito una resistenza da 100 Ω fra i punti A e B dello schema, che sul modulo sono due cerchietti fra i quali si trova la lettera D: poi col tester ho notato su quale di essi dovevo collegare il puntale positivo per avere una corretta lettura in volt. In quel punto va collegato il collettore. Chi volesse costruire orologi in serie usando questi moduli è bene che faccia la ricerca del punto più positivo in ogni esemplare, perché a me è successo che su due esemplari (MA1003, identici nell'aspetto) in uno il punto più positivo era l'A, nell'altro il B!

Non ho indagato su questo « mistero » per la fretta di montare gli orologi, chissà a quale componente (o l'integrato?) era dovuta l'anomalia: ad ogni modo, funzionavano bene tutti e due gli esemplari e così ho lasciato perdere.

Sempre riguardo al transistor, la resistenza indicata in 1.000 Ω serve a stabilire la corretta caduta di tensione ai capi del transistor quando esso è in saturazione. Essa varia da 0,15 a 0,3 V, secondo il tipo di transistor: prendendo un valore medio (0,25 V), col consumo del « display », 70 mA medi, si ha che il transistor dissipa meno di 18 mW, cioè lavora senza neanche « intiepidirsi ».

Il valore della resistenza va trovato perciò sperimentalmente, partendo da qualche migliaio di ohm e abbassandolo via via fino a ottenere una caduta di circa 0,25 V. Se per ottenere questo valore occorre una resistenza inferiore a 200 Ω è meglio cambiare transistor.

La resistenza R serve a ritardare, in qualche modo, i fenomeni di polarizzazione che sempre avvengono nelle batterie tenute per lungo tempo inopere.

Tale sistema funziona perché ho potuto constatare che « ricaricando », come se fossero accumulatori, pile scariche ma con gli elementi a posto (cioè senza fuoriuscita di elettrolita, senza lo zinco corrosivo e senza gonfiore sospetti) ho potuto prolungare la loro vita al di là di ogni aspettativa: la « ricarica », depolarizzando gli elettrodi permetteva il recupero.

Se così non fosse non mi spiegherei perché americani e giapponesi vendono dei « carica-pile » intesi a prolungare la vita delle batterie usate nelle radioline: uno di questi « aggeggi » era in mio possesso e le prove erano state fatte per dimostrare a un mio amico scettico che non ero stato poi tanto fesso a comprare l'aggeggio in questione.

E con ciò mi sembra di aver esaurito l'argomento.

Spero che altri Pierini possano trarre qualche giovamento dai miei suggerimenti e auguro loro di ottenere subito ottimi risultati.

Saluti a tutti dal Pierino Maggione

Emilio Romeo 14 22M

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

Da qualche anno in qua, il progresso sempre più allargato delle tecnologie, la gamma sempre più vasta di prodotti, i costi più accessibili, hanno portato queste esigenze fino al livello del « consumer », cioè dell'utente spicciolo, dell'hobbista, dell'amatore, dell'appassionato autocostruttore. I microprocessori costituiscono un esempio tipico.

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

Progetto "Alfa Omega"

a cura di I2VBC, Alberto Baccani

TTL Schottky

Alberto Panicieri

Ritengo opportuno fornire alcune chiarificazioni sulle TTL, sulle tecnologie attualmente impiegate nella produzione e sull'impiego in circuito delle medesime, fornendo alcuni dati che al non molto esperto possono tornare utili.

Potrebbe capitare, a titolo di esempio, di acquistare una 74L90 ritenendo la presenza della L un fatto marginale.

Impiegando la decade acquistata in un circuito divisore da 10 a 1 MHz, ove prevedevasi una normale 7490, è possibile rendersi immediatamente conto di quanta importanza avesse quella L.

Poiché a questo punto l'incauto potrebbe pensare « si vede che la L, iniziale di Low, significa pezzo a basso costo e quindi a bassa affidabilità » indi buttarlo via, è meglio che io illumini questo ipotetico incauto sul reale significato della L e sigle similari.

Classificazione

La prima tabella riporta il significato della lettera che può trovarsi tra le prime due e le rimanenti cifre; per quanto riguarda i numeri il loro significato è il seguente:

54... serie TTL militare (da -55 °C a 125 °C)

74... serie TTL industriale (da 0 °C a 75 °C)

Le due o tre cifre che seguono indicano naturalmente il tipo del dispositivo, con eventualmente interposta una lettera come abbiamo detto, ma senza alcuna logica.

Fornirò immediatamente due rapidi esempi:

54LS37 = TTL militare Schottky bassa potenza, quattro nand, due input;

74H37 = TTL industriale normale, veloce, funzione logica identica al precedente.

tabella 1

lettera	significato	tecnologia	velocità del dispositivo	dissipazione di potenza
essente	— —	tradizionale	media	alte
H	High Speed	tradizionale selezionata bassi valori resistivi	medio-alta	molto alta
L	Low Power	tradizionale alti valori resistivi	bassa	bassa
S	Schottky	Schottky Barrier	alta	alta
LS	Low Power Schottky	Schottky alti valori resistivi	media	bassa

A questo punto dovrebbe essere già chiaro che due TTL aventi identico il secondo gruppo di due o tre cifre realizzano la medesima funzione logica, anche se sono state previste per campi di applicazione totalmente diversi; l'esempio sopra riportato è valido in generale, credo anzi non vi siano eccezioni. Anche le connessioni esterne sono identiche e le uniche sensibili diversità riguardano le caratteristiche elettriche.

La tecnologia tradizionale

Rapporto tra velocità e dissipazione di potenza, dispositivi a collettore aperto

La tecnologia tradizionale è stata abbondantemente trattata e pertanto non rimane molto da dire. Come tutti sanno, nelle TTL i transistori lavorano in interdizione/saturazione; le porte nand, elemento base di quasi tutti i circuiti logici, sono realizzate con speciali transistori multiemittitore, seguiti da alcuni altri transistori aventi la funzione di amplificatori di corrente.

I valori dei beta di questi transistori sono piuttosto bassi, e ciò è inevitabile quando si pretende una alta velocità di saturazione; d'altra parte, questi circuiti sono realizzati con una tecnologia molto simile a quella dei transistori bigiunzione planari discreti; dispositivi convenienti in termini di prezzo e affidabilità si ottengono solamente facendo lavorare i transistori di saturazione.

La velocità di saturazione, così come quella di interdizione, è però tanto più alta quanto più è bassa la resistenza di collettore, vale a dire quanto più è alta la corrente di collettore. Non intendo riportare qui una descrizione dettagliata di questo fenomeno abbastanza noto, il cui studio richiede l'impiego della fisica dello stato solido.

Valori circuitali bassi per le resistenze di collettore comportano elevate quantità di calore da dissipare, impedendo la realizzazione di apparecchiature molto compatte, oppure rendendo necessarie attrezzature di raffreddamento forzato; in tutti i casi occorreranno alimentatori ingombranti e costosi.

A causa del basso valore del beta di cui abbiamo parlato prima avremo che ogni stadio, affinché possa saturare, sarà costretto ad assorbire molta corrente dallo stadio precedente, o, come si usa dire, a caricarlo: questo limita la capacità, da parte di un integrato, di pilotarne molti altri.

Esistono tre serie realizzate mediante tecnologia tradizionale:

54XY/74XY	serie standard
54HXY/74HXY	serie veloce
54LXY/74LXY	serie bassa potenza

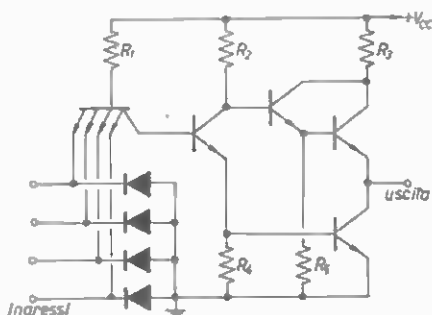
teoria + una applicazione radio

Prima di passare alla descrizione di queste famiglie di integrati premetto che le logiche di tipo militare verranno d'ora in poi tralasciate; si tratta di dispositivi molto costosi, che differiscono da quelle industriali, oltre che per la più vasta gamma di temperatura, come definito all'inizio del discorso, per una maggiore tolleranza alle variazioni della tensione di alimentazione; le 74... ammettono una variazione rispetto ai 5 V nominali di ± 250 mV (5%), le 54... tollerano invece ± 500 mV (10%); vi sono poi alcune differenze per quanto riguarda il « fan-out ». Poiché difficilmente questi dispositivi capiteranno sul tavolo dell'amatore, da qui in avanti mi riferirò unicamente alle 74...

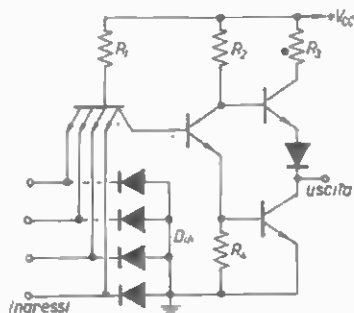
La famiglia standard 74XY rappresenta la più antica e la più diffusa; presenta le seguenti caratteristiche elettriche: tempo di propagazione 10 nsec, potenza dissipata 10 mW (sempre riferendosi alla porta nand di base). Forse 10 mW potrà sembrare a qualcuno trascurabile, nel qual caso è sufficiente riflettere un attimo sul numero di porte contenute in una apparecchiatura di media complessità per cambiare idea.

Evitando di dilungarci su questa anche troppo conosciuta famiglia, diremo che da essa sono direttamente derivate le 74LXY e le 74HXY. Come si può vedere in figura 1, nelle serie L i valori resistivi sono più alti, nella H sensibilmente più bassi. Vi sono poi anche altre differenze circuitali su cui non ci soffermeremo; i dati divengono tempo di propagazione 33 nsec, potenza dissipata 1 mW per la famiglia L, 6 nsec e 22 mW per la H.

figura 1



Circuito di una porta quadrupla
74H20 (1/2).



Circuito di una porta quadrupla
(1/2 74...20).
Famiglie 74XY e 74LXY.

famiglia	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5
74XY	4 k	1,6 k	130	1 k	—
74LXY	40 k	20 k	500	12 k	—
74HXY	2,8 k	760	58	470	4 k

Valori resistivi (in Ω) nominali.
Nella famiglia 74LXY i diodi D_{1n} sono assenti.

Naturalmente anche il fan-in e il fan-out subiscono variazioni.

Definiamo innanzitutto i parametri di carico (secondo le regole internazionali) in questo modo:

1 UL TTL stato alto (1) = $40 \mu\text{A}$

1 UL TTL stato basso (0) = 1,6 mA

(dove UL = Unit Load = unità di carico)

Facendo riferimento alla 74...00, dalle tabelle risulta una corrente di ingresso di 1,6 mA in stato 0 e 40 μ A in stato 1; essa pertanto ha un fan-in di 1, ovvero carica il circuito precedente di 1 UL; ma questo dato si riferisce alla 7400 standard. Per la 74H00, 2 mA in stato 0 e 50 μ A in stato 1; pertanto il fan-in è di 1,25 ovvero essa carica di più della corrispondente logica standard, come è ovvio; d'altra parte sarà più alto il fan-out, nel senso che se una 7400 può spingere la corrente d'uscita sino a 16 mA in stato 0 e pertanto pilotare sino a $(16/1,6 = 10)$ 10 UL (fan-out 10), la 74H00 può spingere sino a 20 mA avendo quindi un fan-out di 12,5.

Altrettanto logicamente si può prevedere che fan-in e out delle logiche « famiglia L » saranno più bassi.

Solitamente esiste un rapporto costante tra in e out della stessa famiglia, pertanto possono sorgere problemi solamente quando si tratta di interconnettere dispositivi appartenenti a famiglie diverse; la tabella 2, qui sotto, indica quali sono i valori più comuni di UL per le famiglie TTL elencate nella tabella 1; i dati si riferiscono a un ingresso tipico e pertanto sono più che altro indicativi.

tabella 2

famiglia	fan-in (1)	fan-in (0)	fan-out (1)	fan-out (0)
74XY	1	1	20	10
74LXY	0,25	0,125	10	5
74LXY	0,5	0,5	10	5
74HXY	1,25	1,25	25	12,5
74LSXY	0,5	0,25	10	5
74SXY	1,25	1,25	25	12,5

* La famiglia L presenta due tipi di ingresso.

(1) indica stato alto (H)

(0) indica stato basso (L)

Attenzione ora alla questione dei dispositivi a collettore aperto, ovvero quelli dove l'uscita è costituita dal collettore libero dell'ultimo transistor internamente non collegato mediante alcuna resistenza alla V_{cc} ; la funzione di questa soluzione, che richiede ovviamente una resistenza esterna, il cui valore dovrà essere calcolato dal progettista, mediante le formule indicate dal fabbricante del dispositivo, è di collegare in parallelo più uscite, per esempio di porte senza alterare i valori delle correnti di collettore, allo scopo di realizzare la funzione detta « Wired and », che poi è una funzione and così detta perché si ottiene con collegamenti esterni (Wiring).

Che a qualche ingenuo non venga in mente di aumentare arbitrariamente la corrente di collettore dell'ultimo transistor, nella speranza di aumentare la velocità dell'intero dispositivo!

Ciò è chiaramente impossibile per svariate ragioni, tra cui il fatto che i picchi di corrente che provocano la commutazione circolano attraverso tutto il dispositivo in maniera tale che alterando la resistenza di collettore dell'ultimo transistor si ottiene solo uno squilibrio del circuito.

Poiché le formule per il calcolo della resistenza sono espresse in funzione del numero di carichi standard, o UL, esse sono valide per qualunque famiglia di logiche, tenendo naturalmente presente che il numero di UL varierà secondo la famiglia impiegata.

Riporto le formule:

$$\text{Valore massimo ammissibile: } \frac{V_{cc} - V_{oH \min}}{N_o \times I_{oH} + N_i \times I_{iH}}$$

$$\text{Valore minimo ammissibile: } \frac{V_{cc} - V_{oL \max}}{I_{oL \text{ (cap)}} - N_i \times I_{iL}}$$

Il valore dovrà essere compreso ragionevolmente fra gli estremi trovati mediante queste formule.

Significato dei termini:

- V_{cc} = tensione di alimentazione.
- $V_{oH\ min}$ = minimo valore attribuibile a un'uscita in stato 1 (output High).
- N_o = numero delle uscite collegate in parallelo.
- N_i = numero degli ingressi seguenti; il numero si riferisce, così come per il numero precedente, ai carichi standard.
- I_{oH} = corrente d'uscita in stato 1 (output High).
- $I_{oL\ (cap)}$ = capacità di pilotaggio di corrente in stato 0 (output Low).
- I_{iH} = corrente d'ingresso stato 1 (High).
- I_{iL} = corrente d'ingresso stato 0 (Low).
- $V_{oL\ max}$ = massimo valore attribuibile a un'uscita in stato 0 (output Low).

I valori di corrente variano a seconda della famiglia logica, e sono reperibili in una tabella più avanti illustrata; per quanto riguarda i numeri che esprimono i carichi standard di ogni singola uscita o ingresso in funzione della famiglia ne abbiamo già discusso. Si presentano piccole variazioni anche per $V_{oH\ min}$ e $V_{oL\ max}$.

La tecnologia Schottky

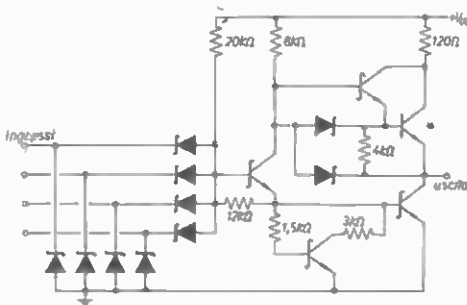
L'applicazione della tecnologia Schottky alle TTL non è cosa di ieri. Sul numero 3 dell'anno 1970 di *cq elettronica* compare la fotografia di una memoria da 1.024 bit realizzata mediante la suddetta tecnologia Schottky applicata alla logica TTL. Ma in Italia le novità d'oltreoceano arrivano sempre con notevole ritardo, e l'ultimo a beneficiarne è comunque l'amatore.

I diodi a barriera di Schottky sono noti a chi si interessa di microonde, dove sono praticamente insostituibili per le loro caratteristiche di elevata velocità di commutazione unita a bassa cifra di rumore.

Anziché essere costituiti da una giunzione di due fette di materiale semiconduttore di polarità diversa (giunzione PN), sono realizzati mediante un contatto chimico metallo-semiconduttore; su di una fetta di silicio viene praticata una ossidazione superficiale, cui fa seguito l'apertura di una finestra nello spessore di ossido, attraverso la quale viene diffuso alluminio formando il contatto.

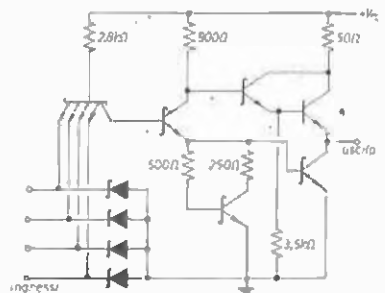
Il diodo così ottenuto presenta difficoltà tecnologiche di realizzazione su vasta scala superiori (nulla di insuperabile) a quelle di un diodo normale, ma in compenso anche le prestazioni sono nettamente superiori.

figura 2



Circuito di una porta quadrupla 74LS20 (1/2).

* Questo transistor è realizzato con normale tecnologia bipolare.



Circuito di una porta quadrupla 74S20 (1/2).

* Normale transistor bipolare.

Poiché la tecnica impiegata per realizzare il diodo Schottky è molto simile al sistema usato nei circuiti integrati monolitici per effettuare i collegamenti di componenti distanti, non si sono dovuti vincere insormontabili ostacoli per inserire tali diodi nei circuiti logici, salvo realizzare, dopo il diodo, anche il transistor di Schottky, ovvero un transistor le cui giunzioni sono costituite, grosso modo, da due diodi di Schottky.

In figura 2 sono illustrati i circuiti interni delle famiglie TTL 74SXY e 74LSXY ovvero rispettivamente la famiglia ad alta velocità e alta dissipazione e la famiglia Low Power Schottky, media velocità e bassa dissipazione.

Queste due famiglie di dispositivi non solo sono in grado di sostituire le famiglie standard, ma permettono molto di più. Abbiamo infatti 2 mW di potenza dissipata per porta per la 74LSXY con 9,5 nsec di ritardo di propagazione, 19 mW e 3 nsec per la 74SXY.

Si tratta di caratteristiche eccellenti che permetteranno, una volta stabilizzati i costi di produzione, l'abbandono delle TTL tradizionali, così come sono state abbandonate le RTL prima e le DTL poi; le LSTTL permetteranno di coprire la gran parte delle esigenze, mentre per applicazioni a frequenze superiori a 40 MHz si impiegheranno le STTL.

Seguono tabelle e grafici il cui scopo è quello di permettere un facile e rapido confronto fra le varie famiglie; ma prima di terminare il paragrafo richiamo l'attenzione sul simbolo corretto del diodo di Schottky, da non confondersi col simbolo del volgare diodo zener, e del relativo transistor:

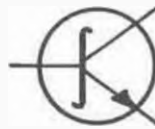


tabella 3

famiglia	flip-flop max Clock	Gate Delay	Power Gate	prodotto potenza ritardo	Pull-Up Resistor	I_{IH} (max)	I_{IL} (max)	V_{OH} (min)	V_{OL} (max)	I_{OH} Drive	I_{OL} Drive	I_{cch} per Gate	I_{ccl} per Gate	max frequenza decadi
standard	35 MHz	10 ns	10 mW	100 pJ	4 k Ω	40 μ A	1,6 mA	2,4 V	0,4 V	800 μ A	16,0 mA	1 mA	3 mA	16 ÷ 35
L	3 MHz	33 ns	1 mW	33 pJ	40 k Ω 8 k Ω	10 μ A 20 μ A	0,18 mA 0,8 mA	2,4 V	0,3 V	400 μ A	8,0 mA	0,11 mA	0,29 mA	3
H	50 MHz	6 ns	22 mW	132 pJ	2,8 k Ω	50 μ A	2 mA	2,4 V	0,4 V	1 mA	20,0 mA	2,5 mA	6,5 mA	—
S	125 MHz	3 ns	19 mW	57 pJ	2,8 k Ω	50 μ A	2 mA	2,7 V	0,5 V	1 mA	20,0 mA	2,5 mA	5 mA	70 ÷ 100
LS	45 MHz	9,5 ns	2 mW	19 pJ	18 k Ω	20 μ A	0,4 mA	2,7 V	0,5 V	400 μ A	8,0 mA	0,2 mA	0,6 mA	35

Significato dei termini:

- Flip-flop max Clock** : massima frequenza applicabile all'ingresso di un flip-flop.
Gate Delay : come già accennato nel testo, ritardo di una porta nand nel propagare l'onda quadra.
Power Gate : intendo la potenza media dissipata da una porta nand; questo dato è indipendente dal numero degli ingressi della porta stessa.
Prodotto potenza ritardo : è il prodotto delle due precedenti quantità, essendo il prodotto di un tempo per una potenza avrà le dimensioni di una energia e si misurerà in picjoule (pJ); questo dato fornisce una indicazione sulla convenienza d'impiego del dispositivo; salvo naturalmente rispettare le esigenze di velocità o di costo, il prodotto dovrebbe essere più piccolo possibile.
Pull-Up-Resistor : valore della resistenza vista all'ingresso verso V_{cc} (vedi figure 1 e 2).
 I_{IH} : corrente d'ingresso in stato alto (High), o 1.
 I_{IL} : corrente d'ingresso in stato basso (Low), o 0.
 $V_{OH\ min}$: minimo valore di tensione su una uscita definibile in stato 1.
 $V_{OL\ max}$: massimo valore di tensione su una uscita definibile in stato 0.
 $I_{OH\ Drive}$: capacità di pilotaggio in corrente (massima erogazione di una uscita in stato 1).
 $I_{OL\ Drive}$: capacità di pilotaggio in stato 0.
 I_{cch} : assorbimento di corrente sulla linea di alimentazione di una porta in stato 1.
 I_{ccl} : assorbimento in stato 0.
Max frequenza decadi : dato molto approssimativo della frequenza che si riesce a dividere con una decade della famiglia indicate.

La famiglia LSTTL e le sue notevoli caratteristiche

Per parecchi anni le TTL sono state la più diffusa e popolare tecnologia digitale, offrendo un buon compromesso fra costo, velocità, consumo di energia e facilità di impiego.

I vantaggi ottenuti dall'introduzione della tecnologia Schottky sono particolarmente sensibili nel caso della famiglia LSTTL; con il suo impiego si raggiungono quasi le frequenze operative massime delle HTTL, superando le TTL standard, consumando appena poco più delle LTTL: logico quindi che questa famiglia sia destinata a divenire la famiglia logica dominante, subendo solamente la concorrenza delle logiche CMOS, per le quali si deve fare un discorso a parte; inoltre rispetto alle citate TTL tradizionali, e in alcuni casi anche rispetto alle STTL, le LSTTL presentano vantaggi non indifferenti che si aggiungono alle considerazioni sulla relazione velocità/dissipazione.

Vediamo di riassumere questi vantaggi, antepoendo però una rapida descrizione della loro configurazione circuitale, allo scopo di migliorarne la comprensione. Come si vede in figura 2, il circuito di ingresso delle porte nand è ottenuto con un sistema di diodi (Schottky, naturalmente), esattamente come nelle DTL, e questo avviene nonostante la classificazione TTL; d'altra parte anche nelle TTL tradizionali in qualche caso si sono preferite configurazioni DTL, ad esempio nel 7413, nand a quattro ingressi con Schmitt-Trigger incorporato, dove non si sarebbe potuto scegliere diversamente.

Mentre impiegando la tecnologia tradizionale il sistema a diodi non è molto conveniente, presentando tra l'altro modeste caratteristiche di velocità, con i diodi Schottky non si hanno questi problemi, ma si ottengono miglioramenti collaterali,

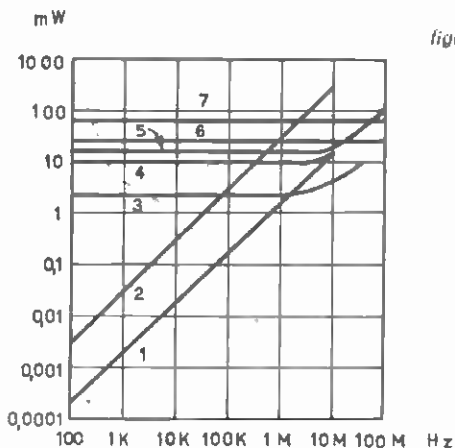
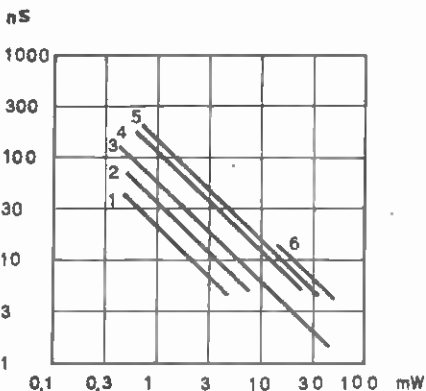


figura 3



Questo grafico esprime l'andamento della dissipazione in funzione della frequenza di ingresso (per porte).

- Curva 1: logiche CMOS con alimentazione 5 V
- Curva 2: logiche CMOS con alimentazione 15 V
- Curva 3: logiche LSTTL
- Curva 4: logiche TTL standard
- Curva 5: logiche STTL
- Curva 6: logiche ECL 75 Ω
- Curva 7: logiche ECL 510 Ω

Questo grafico riassume l'andamento della relazione velocità/potenza per alcune famiglie logiche.

- Curva 1: LSTTL
- Curva 2: LTTL
- Curva 3: STTL
- Curva 4: TTL standard
- Curva 5: DTL
- Curva 6: HTTL

a) Si richiede una corrente di alimentazione notevolmente più bassa delle TTL standard, cosicché il costo e l'ingombro dell'alimentatore è notevolmente ridotto. Nel caso amatoriale si voglia aggiungere qualche logica ad una apparecchiatura, è possibile, impiegando le LSTTL, prelevare l'alimentazione dall'alimentatore preesistente senza essere costretti a ridimensionarlo.

- b) Il basso consumo e conseguente bassa dispersione di energia consente, grazie alla minor quantità di calore generato, di effettuare montaggi molto più compatti, o di eliminare ventilatori o di inserire circuiti in contenitori privi di aerazione.
- c) L'affidabilità è notevolmente più alta, grazie alla temperatura di funzionamento più bassa, e alle più basse densità di corrente nelle giunzioni.
- d) Il rumore generato è globalmente minore, grazie al fatto che i picchi di corrente che accompagnano la commutazione sono notevolmente minori in intensità; viene a mancare la necessità di accorgimenti atti a ricostruire sovente il segnale degenerato a causa del rumore introdotto; in più sono meno sensibili certe brusche variazioni di corrente (l'assorbimento è approssimativamente del 20 % nei confronti delle standard TTL) il che riduce la criticità degli alimentatori.
- e) Le LSTTL hanno gli ingressi a diodi anziché a transistor multilettitore; questo permette di operare con segnali di ingresso di livello sino a 15 V, pertanto è possibile far seguire queste logiche a circuiti impieganti logiche CMOS funzionanti a qualsiasi tensione di alimentazione per esse prevista senza dover interporre alcun circuito di interfaccia; grazie anche al fatto che le LSTTL caricano il circuito precedente di circa il 25 % rispetto alle standard TTL, con grande sollievo delle CMOS che notoriamente non possono erogare che correnti assai deboli; ciò vale anche per le memorie e i circuiti complessi MOS.
- f) Sempre per via degli ingressi a diodi vengono leggermente mutate le regole in vigore per tutte le altre serie e famiglie TTL riguardo agli ingressi non utilizzati delle nand; sono possibili due soluzioni: connettere l'ingresso non utilizzato a un'uscita forzatamente in stato 1, oppure connettere direttamente l'ingresso all'alimentazione. A questo proposito avverto che non è necessaria alcuna resistenza in serie al collegamento, come invece prescritto per tutte le altre famiglie allo scopo di progettare l'ingresso da transistori eccedenti i 5,5 V (so bene che quasi nessuno lo fa, fidando nella stabilizzazione dell'alimentatore, ma sarebbe opportuno, anche considerando l'esiguo costo di qualche resistenza); in ogni caso la tensione di breakdown di un ingresso LSTTL, maggiore di 15 V, rende superfluo questo accorgimento.
- E' invece sconsigliato, se non in applicazioni banali, di collegare insieme vari ingressi come si fa normalmente con le TTL standard, perché si ottiene un notevole aumento della capacità di ingresso, con conseguente aumento del tempo di transizione, del ritardo di propagazione nonché dell'immunità al rumore.
- g) Si hanno migliori risultati anche nel caso opposto a quello contemplato alla lettera « e », ossia TTL pilotate MOS o CMOS; infatti costituendosi tali logiche un carico molto debole, si ottiene una miglior definizione dello stato del segnale per via dell'alta impedenza di uscita, con un opportuno resistore si potrà pilotare circuiti alimentati sino a 15 V.

La famiglia STTL

Si tratta della famiglia più veloce.

Mediante il suo impiego si possono raggiungere frequenze operative superiori ai 100 MHz, invadendo parte del campo riservato finora alle ECL.

Il discorso non è ozioso, in quanto la ECL è una logica assai critica nei suoi aspetti dinamici; poiché lavora in conduzione, in regime di conduzione, consente, impiegando normali tecnologie bipolari, tempi di propagazione non superiori al nanosecondo, e operatività sino a 500 MHz e oltre; inoltre richiede onde ben squadrate come la TTL.

Per contro la ECL richiede un certo numero di componenti esterni, tra i quali un resistore variabile che, controllando certe correnti di polarizzazione, regola la sensibilità della logica, e detta taratura non è mai simpatica. Per di più una ECL costa molto.

E' vero che al momento attuale solo poche TTL, tutte STTL, naturalmente, superano i 100 MHz, tra cui i doppi flip-flop 74S112, 113, 114; altri esempi potrebbero essere forniti dai contatori 74S196, decade, e 74S197, binario, in grado di dividere sino a 100 MHz di frequenza entrante.

Occorre poi fare attenzione al fatto che il 125 MHz dichiarato per i flip-flop sopra citati, e il 110 MHz di alcuni altri tipi leggermente più lenti, non è un valore ga-

rantito, ma solo un valore medio, cosiddetto « tipico »; pertanto non ci si può ritenere autorizzati a insultare il produttore se, acquistatone uno, si constata che non supera i 90.

Sembra siano in corso ricerche per ottenere dispositivi ancora più veloci, anche se non ha molto senso pensare a logiche TTL, vale a dire tipiche logiche « sature », funzionanti a frequenze molto elevate. Squadrare un impulso di pochi nano-secondi può essere un problema di non facile soluzione; ad esempio, se ci limitiamo a considerare quanto attualmente disponibile, mentre da una parte alcuni divisori STTL superano i 100 MHz, il più veloce Schmitt-Trigger disponibile, 74S132, tempo di propagazione attorno agli 8 nsec e tempo di saturazione piuttosto lungo, non è in grado di fungere da formatore d'onda per pilotare i suddetti divisori, pertanto occorre far ricorso ad altri stratagemmi.

Non dimentichiamo comunque che l'impiego della tecnologia Schottky veloce, oltre a innalzare il limite superiore di frequenza di conteggio dei divisori, contribuisce a soddisfare una ben più impellente necessità, vale a dire diminuire i tempi di risposta di circuiti molto complessi, come circuiti di calcolo, di controllo, ecc.

Una memoria STTL è infatti superiore in quanto a velocità rispetto a una memoria MOS di pari numero di bit, per cui presenta un tempo di accesso più basso e consente operazioni più rapide.

Allo scopo di facilitare la comprensione del problema, voglio ricordare che nei calcolatori gioca il cosiddetto ritardo di interconnessione, ossia il tempo impiegato dagli impulsi a superare i collegamenti metallici. Infatti, nonostante gli impulsi viaggino lungo un conduttore a velocità di poco inferiore a quella della luce, un collegamento lungo un metro genera un ritardo di poco più di 3 nsec; considerando che alla formazione di un risultato utile contribuiscono milioni di commutazioni e milioni di collegamenti da superare, diventa importante guadagnare qualche nano-secondo dove è possibile.

Applicazione

Trattasi di un divisore per frequenze fino a 100 MHz, studiato per dividere la frequenza dell'oscillatore locale di un sintonizzatore FM.

Applicato a un sintonizzatore la cui frequenza locale sia inferiore rispetto al segnale sintonizzato del valore di MF, fornirà all'uscita la frequenza dell'oscillatore locale divisa per 4 e applicabile a un sistema standard digitale di lettura equipaggiato con contatori presettabili in modo da tener conto del valore di MF.

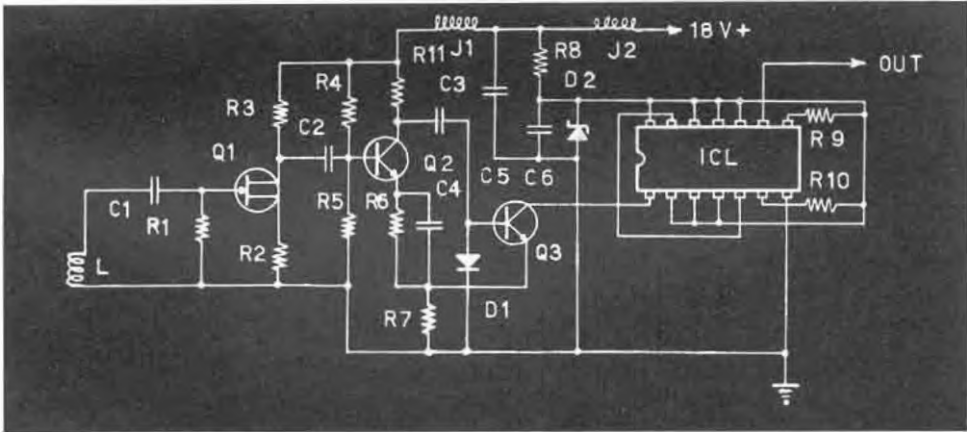
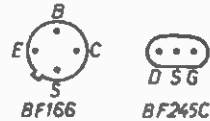


figura 4

Divisore 100 MHz.

R_1	3,3 M Ω	} 1/2 W, impasto
R_2	18 k Ω	
R_3	27 k Ω	
R_4	22 k Ω	
R_5	10 k Ω	
R_6	820 Ω	
R_7	68 Ω	
R_8	220 Ω , 2 W, impasto	
R_9	1.500 Ω , 1/2 W, impasto	
R_{10}	2.200 Ω , 1/2 W, impasto	
C_1	4,7 pF	} mica argentata
C_2, C_3	47 pF	
C_4	4,7 nF	} ceramici
C_5, C_6	4,7 nF	
J_1, J_2	VK200	
O_1	BF245C	
O_2	BF186	
O_3	BSX27	
D_1	BAY71	
D_2	zener, 5 V, 1 W, 5 %	
ICL	SN74S113J (siglatura Texas Instruments, dip ceramico)	
Link	filo \varnothing 1 mm, due o tre giri, spazati; vedi sotto	

Tolleranze resistori 10 %
Tolleranze capacità 20 %



Nota 1: Dopo l'avvolgimento del link sulle bobine dell'oscillatore locale dovrà probabilmente essere ritoccata la taratura dello stesso.

Nota 2: Montare il circuito entro una scatola completamente chiusa, comunicante con l'esterno tramite passanti in vetro, il più vicino possibile all'oscillatore locale; la giusta conformazione del link dipende da molti fattori ignoti e dovrà perciò essere trovata per tentativi.

Se il sintonizzatore dovesse far uso di oscillatore locale a frequenza superiore al segnale, non è garantito il funzionamento.

Tenere comunque presente che qualunque variazione rispetto alle prescrizioni della tabella componenti avrà come conseguenza la produzione di fenomeni allucinanti. Il circuito è inoltre sensibilissimo alle dispersioni dei parametri di quasi tutti i componenti, in modo che definirei micidiale.

Termine dello sproloquio.

RX: "il mondo in tasca"

Ubaldo Mazzoncini

(segue dal n. 12/79)

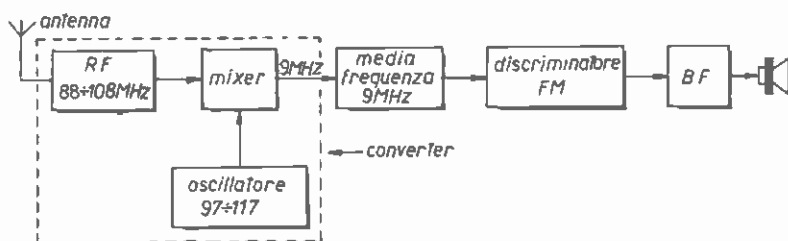
La gamma FM 88 ÷ 108 MHz

Ormai siamo agli sgoccioli! Abbiamo cominciato insieme una dozzina di puntate orsono, e ora ci accingiamo a compiere le ultime saldature. E' stato un po' lungo, ma ne valeva la pena!

In questa puntata ci occuperemo della gamma FM 88 ÷ 108 MHz.

Come già detto in questo caso non potremo usare un oscillatore quarzato, né è necessario poiché la spaziatura tra le frequenze estreme è di circa 20 MHz mentre la deviazione massima del ricevitore base è di solo 5 MHz.

Lo schema di funzionamento è sempre il solito: amplificatore RF (banda 88 ÷ 108 MHz), oscillatore variabile, mixer. L'unica differenza tra i convertitori trattati nelle puntate precedenti, a parte la questione oscillatore quarzato o meno, è la frequenza risultante non più variabile, ma fissa al valore 9 MHz. Non ho infatti ritenuto opportuno passare attraverso lo stadio RF del ricevitore base ma ho pensato di collegarmi direttamente alla media frequenza saltando anche il gruppo filtro per le ovvie ragioni già esposte.



Il segnale proveniente dall'antenna viene amplificato dal fet 8F244.

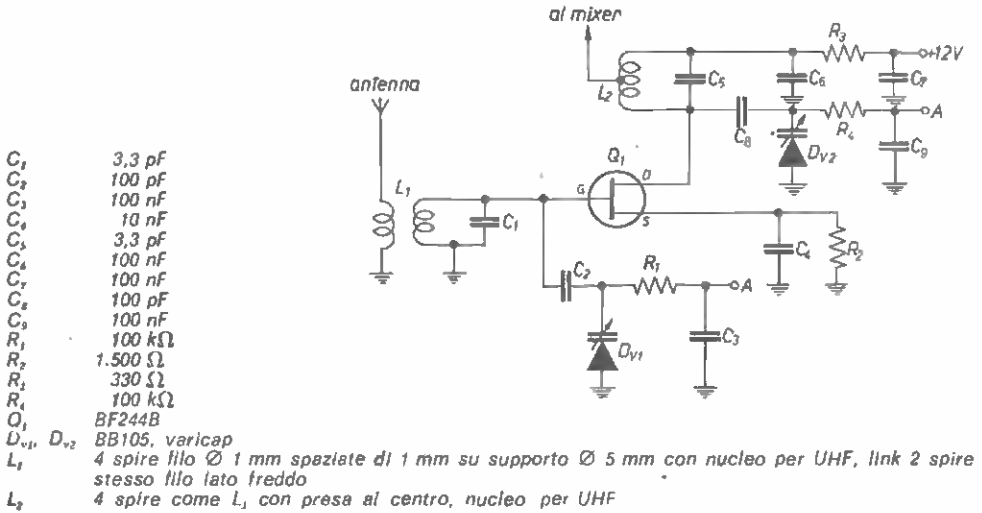
Sia sull'ingresso che sull'uscita troviamo un filtro (L_1 e L_2) sintonizzato sulla frequenza interessata. La variazione di frequenza entro la banda (88 ÷ 108 MHz) si ottiene mediante diodo varicap (D_{v1} e D_{v2}) la cui capacità varia a seconda della tensione presente ai suoi estremi. Tale tensione viene regolata da R^* che quindi sarà il potenziometro di sintonia. Opportunamente filtrato, il segnale giunge al mixer (G_1). Sul G_2 dello stesso giungerà anche il segnale dell'oscillatore locale. Tale oscillatore ha l'alimentazione perfettamente filtrata e ulteriormente stabilizzata per evitare slittamenti inaccettabili di frequenza (C_1 , R_1 , D_{x1} , C_2 , C_3). La variazione di sintonia si ottiene sempre mediante diodo varicap pilotato dallo stesso potenziometro R^* .

Se il segnale dovesse risultare troppo forte, lo si può regolare posizionando la presa sulla bobina L_1 . Collegando la presa sul lato caldo (C_7 - C_8) il segnale che giungerà al mixer sarà max mentre collegandola sul lato freddo (C_3 - C_4) sarà nullo.

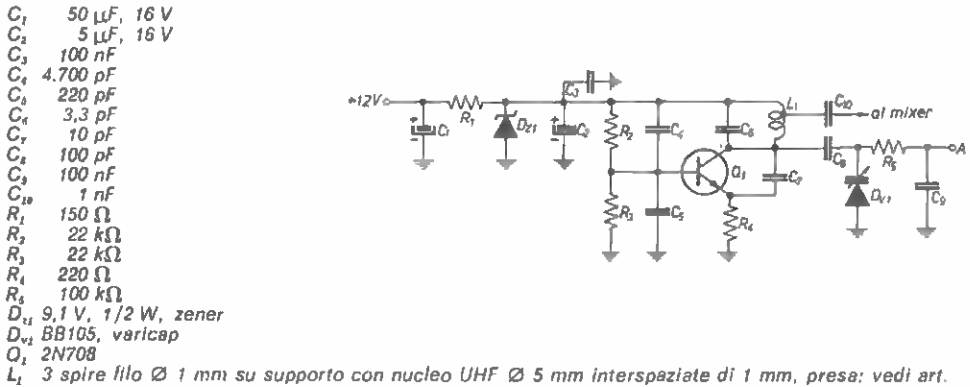
La regolazione sarà buona quando il segnale avrà un'ampiezza di circa 0,7 ÷ 1 V (a orecchio il convertitore dovrà funzionare senza soffi eccessivi).

Del mixer non c'è da dire poiché è uno schema che ormai conosciamo a memoria. Unica particolarità la bobina a 9 MHz proveniente da un trasformatore a 10,7 MHz.

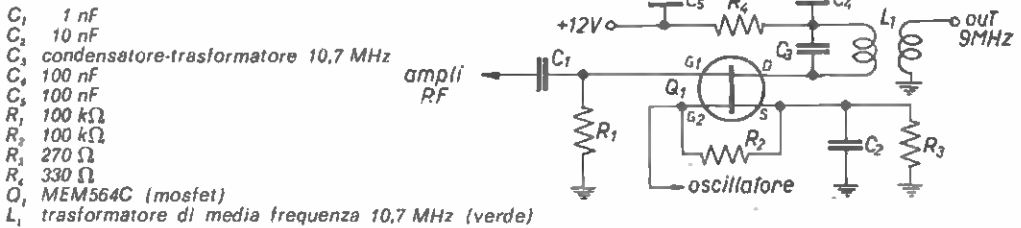
Amplificatore RF



Oscillatore

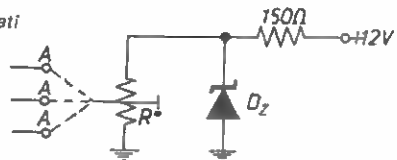


Mixer

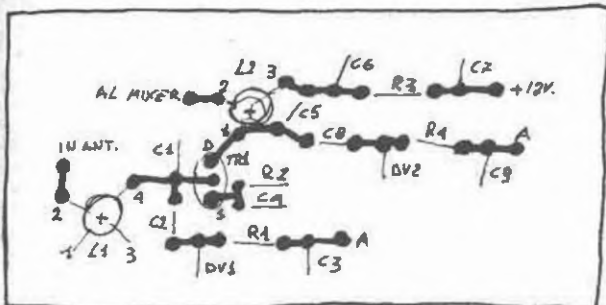


N.B. - Tutti i terminali contrassegnati con A verranno collegati al gruppo qui a lato:

D_2 9,1 V, 1/2 W, zener
 R^* potenziometro lineare 10 k Ω (sintonia)

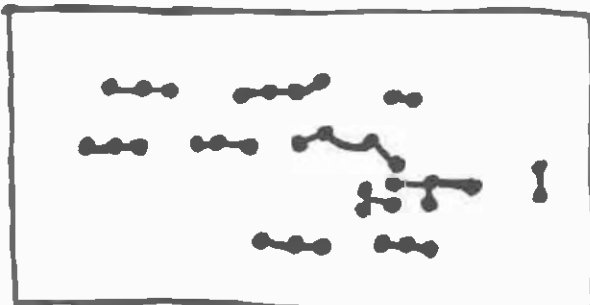


AMPLIFICATORE RF 88-108 MHz

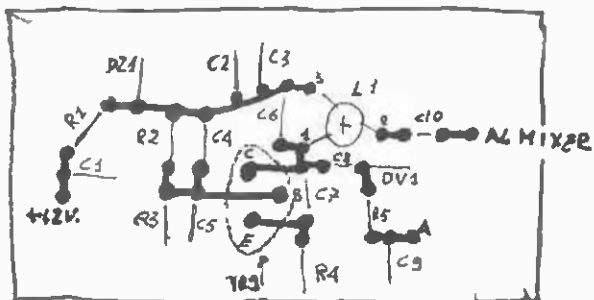


LATO COMPONENTI scala 1:1

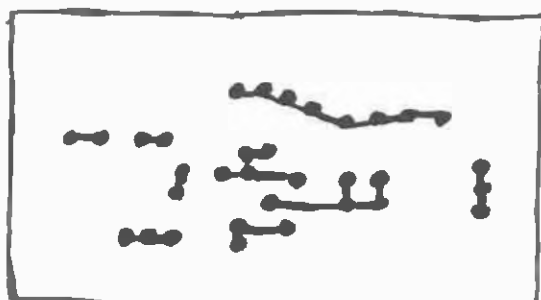
AMPLIFICATORE RF 88-108 MHz



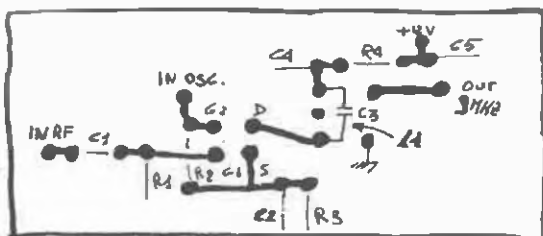
LATO PANNELLO scala 1:1



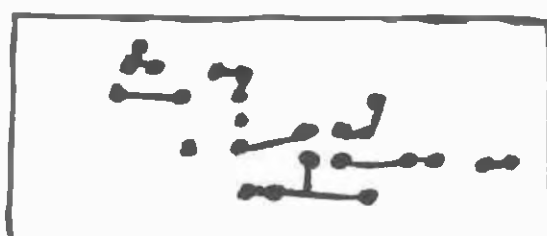
OSCILLATORE LATO COMPONENTI
SCALA 1:1



OSCILLATORE LATO PANNELLO
SCALA 1:1



MIXER LATO COMPONENTI scala 1:1



MIXER LATO PANNELLO scala 1:1

Taratura

Possiamo tarare i singoli gruppi separatamente con l'unica accortezza di collegare sempre i terminali « A » al potenziometro R*.

Amplificatore RF

Ruotiamo completamente il potenziometro R^* in modo che su D_{v1} e D_{v2} sia presente la max tensione.

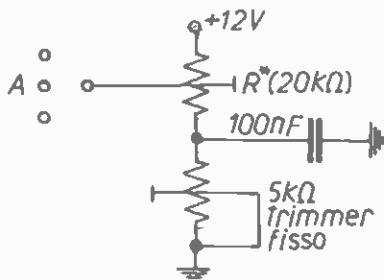
Iniettiamo in antenna un segnale a 88 MHz e regoliamo i nuclei di L_1 e L_2 per il max segnale misurato con un voltmetro elettronico munito di sonda RF rad-drizzatrice sull'uscita di L_2 . Ruotiamo il potenziometro R^* dalla parte opposta e, iniettando un segnale di frequenza sempre crescente, osserviamo quale sarà la nuova frequenza di risonanza (dove il segnale è max). Se questa è 108 MHz oppure poco superiore andiamo bene, altrimenti dobbiamo procedere come di seguito.

1) Se la frequenza è di molto maggiore (120 ÷ 130 MHz) dovremo diminuire C_2 e C_3 fino a togliere tale anomalia, cioè fino a che la frequenza max non sia superiore a 110 ÷ 111 MHz.

2) Se la frequenza è minore di 105 ÷ 108 MHz allora dovremo togliere C_1 e C_4 o abbassarli di valore.

In ogni caso poi ripetere il controllo fino a che ruotando da un lato all'altro la manopola di R^* riuscirete a raggiungere il max dell'amplificazione per i segnali compresi tra 88 ÷ 108 MHz.

N.B. - Se la variazione di frequenza fosse eccessiva si può anche procedere più comodamente applicando un trimmer fisso in serie a R^* come da figura.



In questo modo, aumentando il valore della resistenza del trimmer, diminuisce anche la deviazione max in frequenza.

Oscillatore

Ruotate la manopola di R^* dal lato in cui avete tensione max sul varicap D_{v1} . In tali condizioni regolate il nucleo fino a che l'oscillatore genererà la frequenza 97 MHz (88 + 9). Ruotate la manopola dalla parte opposta e verificate sempre mediante frequenzimetro che la frequenza generata sia di 117 MHz (108 + 9). In caso contrario procedete come per l'amplificatore RF, diminuendo C_2 se la frequenza è eccessiva o togliendo o diminuendo C_3 se è troppo scarsa o con il trimmer in serie a R^* .

Mixer

Iniettando sul G_1 un segnale a 9 MHz misurate sull'uscita di L_1 e tarate L_1 per il max del segnale.

Se anche svitando completamente il nucleo di L_1 non riuscirete a raggiungere il max allora dovrete togliere il condensatore C_3 all'interno del trasformatore e sostituirlo con uno di valore leggermente minore.

||| E con questo il nostro ricevitore pluriuso è terminato. |||

Dato tuttavia che molti mi hanno scritto imprecando sulle doppie tensioni d'alimentazione usate, credo che sia di dovere dare alcune spiegazioni in proposito, allegando anche gli schemi elettrici degli alimentatori usati.

Potete smettere di prendere tranquillanti la notte: ormai tutto è... quasi finito!

Al mese prossimo, e ciao a tutti!

Scrivetemi: Ing. Ubaldo Mazzoncini, via Mantova 92, Brescia.

(segue sul prossimo numero)

quiz



REGOLE PER LA PARTECIPAZIONE

- Si deve indovinare cosa rappresenta una foto. Le risposte troppo sintetiche o non chiare (sia per grafia che per contenuto) vengono scartate.
- Vengono prese in considerazione tutte le lettere che giungono al mio indirizzo:

Sergio Cattò

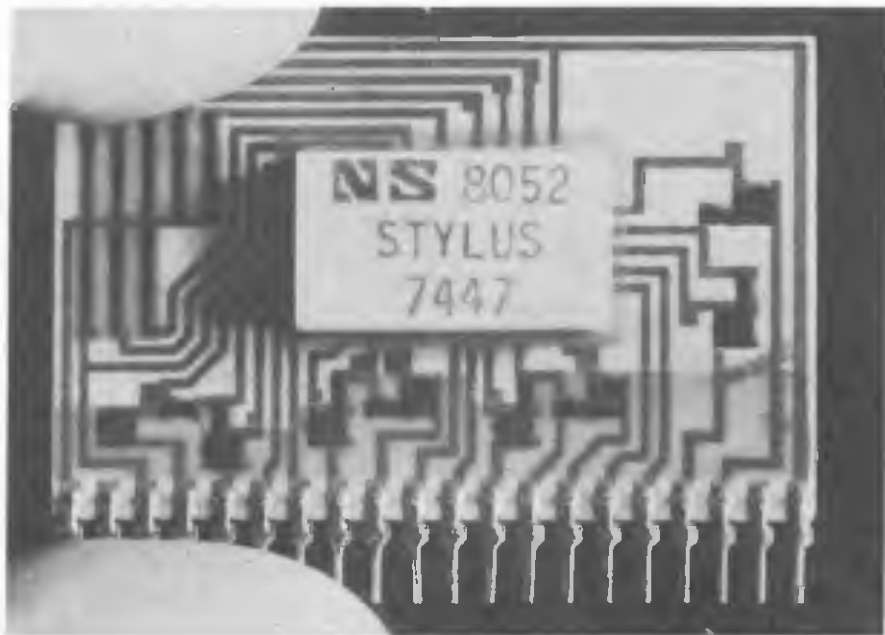
via XX Settembre 16 21013 GALLARATE

entro il 15° giorno dalla data di copertina di cq.

- La scelta dei vincitori e l'assegnazione dei premi avviene a mio insindacabile giudizio: non si tratta di un sorteggio.

Al giro di boa del nuovo anno un solo lettore è stato in grado di identificare la fotografia.

Per la verità non mi sembra tanto difficile. Mi interessa sapere non tanto cosa sia il circuito o l'oggetto, quanto la tecnologia che ha portato alla costruzione di quanto mostrato in fotografia che viene riproposta per il nuovo quiz. Come ulteriore aiuto vi dico che ha a che fare con il mondo dei... film.



Contagiri stroboscopico-Flash elettronico

Anche questa volta l'argomento della nostra chiacchierata è fotografico, o meglio riguarda la costruzione di un flash che però può essere utilizzato come apparecchio stroboscopico.

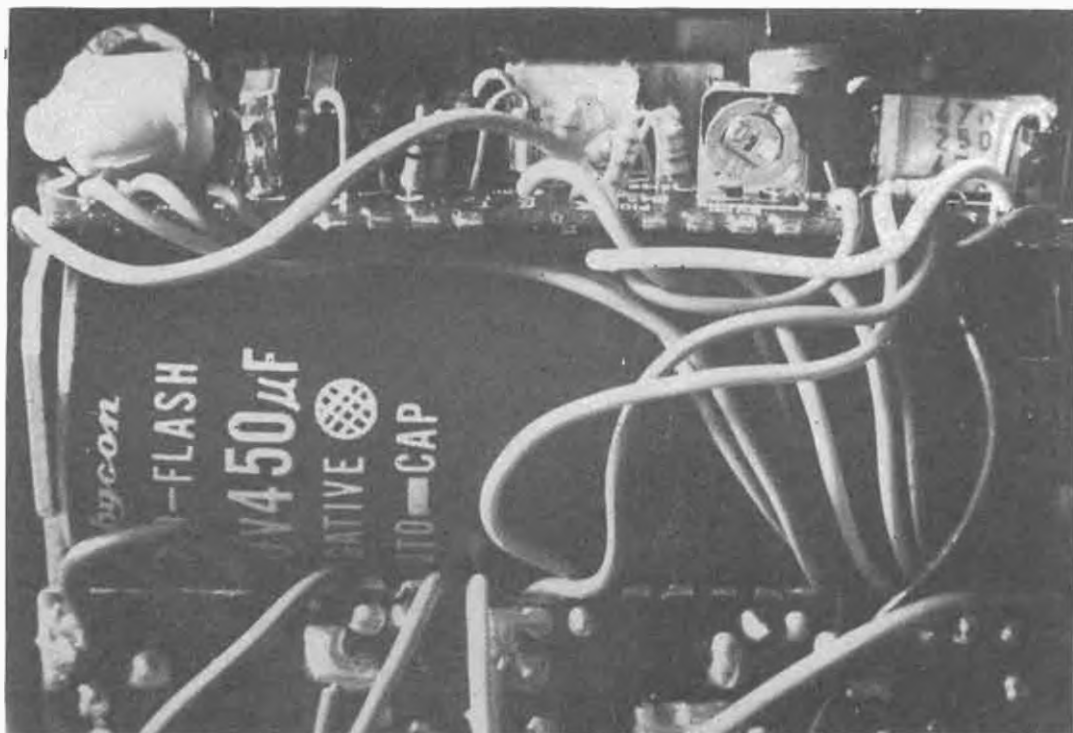
Lo schema proposto fa riferimento a un flash tipo studio, cioè con alimentazione da rete, questo per avere una maggiore semplicità e una maggiore potenza. La potenza scaricata dipende dalla frequenza e dalla energia immagazzinata dal condensatore ($E = 0,5 C V^2$, e si misura in joule) per cui $P = f E = 0,5 f C V^2$ e si misura in watt.

Generalmente i tubi per flash elettronici utilizzati in fotografia permettono una dissipazione massima di 10 W con un immagazzinamento prossimo ai 100 J. Praticamente ciò vuol dire che si può ottenere la massima energia dal tubo intervallando i lampi almeno di 10 sec (frequenza $f = 0,1$ Hz). Se invece desideriamo una frequenza di lampo maggiore siamo costretti a diminuire la potenza massima dissipabile nel tubo.

Nello schema proposto è possibile illuminare con impulsi di frequenza compresa tra i 2 e i 20 Hz (bisogna comunque tener conto che a questa frequenza la temperatura di funzionamento del tubo non rimane nei limiti di tolleranza).

Desiderando lavorare in regime ripetitivo è necessario costituire degli impulsi ad alta tensione per l'innesco con frequenza desiderata. Il modo più semplice è quello di utilizzare un transistor unigiunzione come generatore a bassa tensione seguito da un trasformatore elevatore. Lo schema è ormai collaudatissimo e fa riferimento al 2N2160 (vedi pagina seguente).

Brevemente spiego il principio di funzionamento: quando applico la tensione, C_3 è scarico e l'emettitore di Q_1 è polarizzato inversamente quindi non conduce. C_3 si carica attraverso R_4 e cresce di conseguenza la tensione di emittore. Arrivato a un valore di soglia l'emittore diviene polarizzato in senso diretto e quindi conduce permettendo al condensatore C_3 di scaricarsi attraverso la base 1. Sulla base 2 troviamo un impulso che serve a pilotare D_8 o D_9 . Dopo di che cessa la conduzione essendosi scaricato C_3 ripetendo il ciclo.

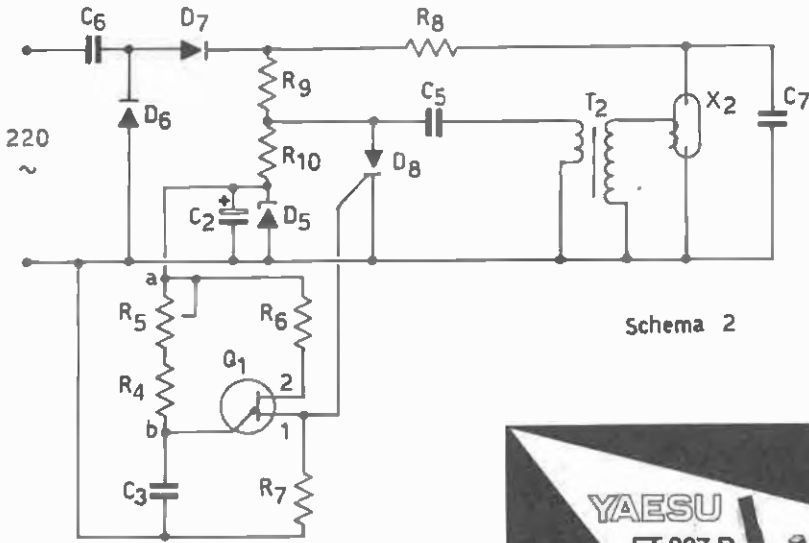
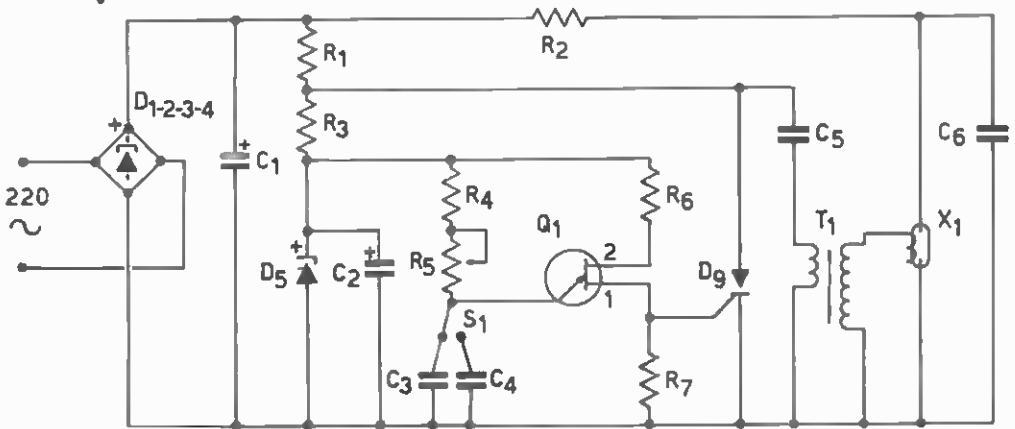


Volendo calcolare la frequenza di questo ciclo si può applicare la semplice relazione $f \times C_3 \times R_4 = 1$.

Una volta posto in conduzione, lo SCR viene scaricato nel primario del trasformatore C_5 (caricato tramite il resistore R_1 o R_9).

Questo trasformatore elevatore fa sì che sul secondario ci sia un impulso a bassa energia ma ad alta tensione (parecchie migliaia di volt).

Contagiri Schema 1



Schema 2

- T₁ trasformatore d'innescò per FT30 (vedi testo)
- T₂ trasformatore d'innescò per FT118 (vedi testo)
- C₁ 16 µF, 500 V, elettrolitico
- C₂ 100 µF, 50 V, elettrolitico
- C₃ 470.000 pF
- C₄ 47.000 pF
- C₅ 220.000 pF
- C₆ 2 µF, 400 V, carta metallizzata
- C₇ 10 µF, 630 V, carta metallizzata
- R₁ 47.000 Ω, 1 W
- R₂ 1.200 Ω, 2 W
- R₃ 47.000 Ω, 1 W
- R₄ 100.000 Ω, 1/2 W
- R₅ 1 MΩ, potenziometro lineare
- R₆ 470 Ω, 1/2 W
- R₇ 100 Ω, 1/2 W
- R₈ 560 Ω, 3 W
- R₉ 100.000 Ω, 2 W
- R₁₀ 27.000 Ω, 1 W
- S₁ deviatore 1 via, 2 posizioni

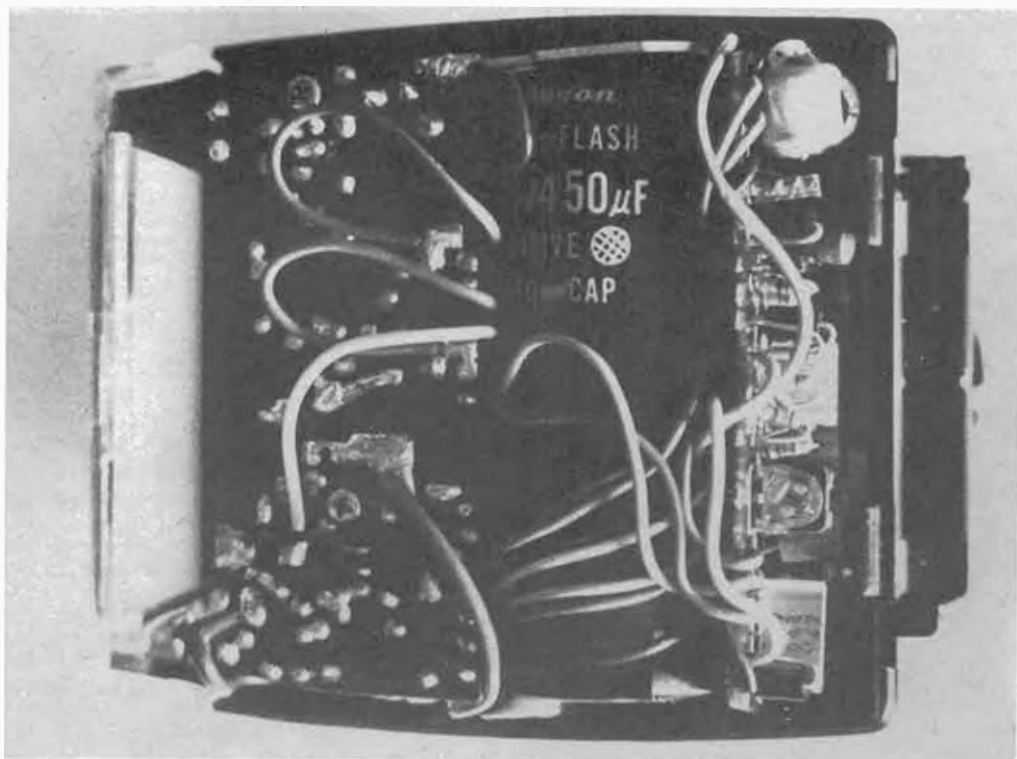
- D₁, D₂, D₃, D₄ 1N4005 o similare
- D₅ zener, tipo ZM 30 o similare
- D₆, D₇ 1N4007 o similare
- D₈ SCR BTY 79-300R
- D₉ SCR CRS1/20
- Q₁ unigiunzione tipo 2N2160
- X₁ tubo Xenon FT30
- X₂ tubo Xenon FT118



I trasformatori T_1 e T_2 devono essere adattati al tubo impiegato, molto spesso anzi nello zoccolo del tubo è incorporato questo trasformatore. Essendo comunque un componente non critico può essere utilizzato un qualsiasi trasformatore con rapporto di trasformazione 1 : 30; in particolare nella gamma dei trasformatori per impulsi Schaffner potete trovare diversi modelli che vanno bene (in vendita presso le sedi GBC). Naturalmente anche il tubo allo xenon impiegato non è affatto critico e può essere sostituito con uno equivalente ma con caratteristiche analoghe. Per gli autocostruttori più incalliti il trasformatore può essere realizzato avvolgendo su di un nucleo di ferrite del diametro di 12 mm per il primario circa 40 spire con rame smaltato \varnothing 0,4 mm, per il secondario 1.200 spire \varnothing 0,07 mm badando a isolare uno strato e l'altro dell'avvolgimento con carta paraffinata o mylar procedendo poi a isolare il tutto con un bagno impregnante di araldite o materiale similare.

C_6 e C_7 sono condensatori a carta metallizzata: il modo più semplice di reperirli è quello di utilizzare il tipo per l'avviamento dei piccoli motori monofase.

L'alimentazione stabilizzata dell'oscillatore è necessaria se si vuole realizzare un contagiri stroboscopico. Questo contagiri è molto utile in quanto non prevede accoppiamento meccanico con la macchina di cui si vuole misurare la velocità di rotazione. Se si illumina per impulsi un oggetto rotante esso sembra fermo quando frequenza d'impulso e numero di giri al secondo sono uguali (esiste una certa incertezza dovuta al fatto che lo stesso fenomeno accade a frequenze multiple ma che viene eliminata con un po' di pratica).



Onde facilitare il compito è opportuno che l'oggetto (di solito un ingranaggio o un albero) abbiano un riscontro fisso magari una semplice linea tracciata col gesso o con la vernice.

Detto n il numero di giri al minuto la condizione di immobilità avviene quando è soddisfatta la relazione $n = 60 \times f$.

E' necessaria dunque una calibrazione del potenziometro R_5 magari mediante l'utilizzo di una manopola graduata.

qu/z

Per il buon funzionamento dell'oscillatore non è stato possibile utilizzare una gamma di frequenze molto ampia. La frequenza dell'oscillatore con i condensatori consigliati è compresa tra 2 e 20 Hz (C_3) e 20 e 200 (C_4) per una gamma di rotazioni compresa tra i 120 e i 12.000 giri/minuto; nessuno comunque vi vieta di cambiare i valori dei condensatori e del potenziometro R_5 in modo da ottenere gamme e valori più consoni alle vostre esigenze.

In questa configurazione circuitale la potenza della lampada è limitata a favore di una frequenza di lampeggio più elevata.

Se tuttavia per le vostre esigenze bastano 20 Hz (1.200 giri/minuto) potete aumentare la potenza del lampo sostituendo R_2 con un resistore da 470 Ω , 2 W e C_6 con un condensatore a carta metallizzata da 10 μ F, 400 V_L.

Volendo lo schema 2 come semplice flash elettronico bisogna togliere le resistenze R_4 e il potenziometro R_5 e collegare i punti a e b ai contatti X della macchina fotografica.

Un particolare importante, per l'uso fotografico, è quello della temperatura di colore del tubo che deve essere 5.500 °K o valori limitrofi per adattarsi alla taratura delle pellicole tipo luce diurna (3.400 °K se per tipo luce artificiale). La potenza dissipata nel tubo comunque è di poco aiuto per il calcolo dell'esposizione fotografica in quanto l'energia luminosa emessa dipende in larga parte dalle caratteristiche del riflettore (parabola) dove è inserito il tubo xenon. L'unico metodo sicuro è quello di determinare il numero guida mediante l'uso di un esposimetro per flash: a un metro, il valore di diaframma indicato dall'esposimetro è uguale al numero guida. Se non avete l'esposimetro, un fotografo professionista vi può aiutare in un minuto.

Buon lavoro!

sommario

- 225 **RTTY Test Generator** (Fanti)
- 230 **Come misurare la curva di risposta di un ambiente domestico** (Borromel)
1.a parte: **Costruzione di un generatore di rumore rosa**
- 234 **Due sintonie digitali per la gamma FM** (Pancieri)
- 246 **741 QUIZ!** (Artini)
Soluzione
- 248 **Antenna magnetica per i due metri per auto** (Perroni)
- 250 **Versatile e semplice divisore programmabile a modulo variabile** (D'Altan)
- 259 **RX: "il mondo in tasca"** (Mazzoncini)
FINE
- 262 **Apparecchiatura inutile per pescatori pigri** (Cattò)
- 267 **Generatore di suoni elettronici con un solo integrato** (Ficara)
- 272 **sperimentare** (Ugliano)
Fotocolorimetro (Odino)
Fonocomando multiuso (Galeazzi)
Convertitore 144 - 28 MHz (e CB) (Zurcher)
Trasmittitore FM (Brunetti)
- 279 **il microprocessatore** (Giardina)
- 284 **Prova-diodi, SCR, triac** (Caracausi / Saelli)
- 295 **Vittorie degli OM** (Miceli)
- 298 **Missione computer IATG - XÉLECTRON**
- 298 **offerte e richieste**
- 299 **modulo per inserzione**
- 300 **pagella**
- 303 **SEGNALAZIONI LIBRARIE**

In copertina abbiamo una novità mondiale nel campo dei ricetrasmettitori portatili. È AR 240, distribuito dalla Melchioni, il primo portatile FM 144 + 148 MHz completamente sintetizzato. 800 canali nel palmo della vostra mano. Un piccolo mostro dell'elettronica che pesa soltanto 400 g completo di batterie.

RTTY

Test Generator

14LCF, Franco Fanti

Quando si costruisce un converter teletype, e si giunge alla fase di messa a punto, c'è sempre il problema di potere disporre di una stazione RTTY che trasmetta un test per la regolazione di alcuni circuiti.

Con questo circuito il problema è superato.

Una serie di RY, sempre perfetti, sono continuamente a vostra disposizione e permettono di realizzare comodamente la migliore taratura di ogni converter.

Non solo, ma esso è utilissimo anche in fase di trasmissione.

Infatti le lettere RY sono utilizzate per facilitare la sintonia del corrispondente e di conseguenza, invece di pigiare alternativamente questi due tasti, è sufficiente utilizzare questo generatore interrompendolo di tanto in tanto e manipolando manualmente il proprio nominativo per il riconoscimento.

Il circuito è stato progettato da John Loughmille (WB9ATW) e presentato qualche tempo fa su ham radio, circuito al quale ho introdotto lievi varianti. E' composto da 11 integrati che permettono di generare 64 RY per linea (in codice Baudot), il ritorno carrello e l'interlinea.

Lo schema elettrico del generatore è riprodotto nella figura 1, ma prima di esaminarlo nei dettagli credo sia opportuno dare qualche spiegazione sul funzionamento dello Shift Register.

SHIFT REGISTERS

L'integrato 74165, che viene utilizzato nel generatore, è in grado di trasformare 8 bits in parallelo in un flusso di impulsi consecutivi.

L'informazione in parallelo è dapprima immessa nei registri dall'apposito impulso. Successivamente, ad ogni impulso di clock che viene ricevuto, il bit pattern è serialmente shiftato un register sulla destra.

In questo modo, alla fine di ogni otto impulsi di clock, tutti gli otto bits sono immagazzinati di seguito.

Predisponendo gli input di ingresso parallelo secondo un disegno prestabilito, un carattere specifico, in questo caso CR (ritorno carrello) e LF (interlinea) possono essere generati.

I terminali per fare ciò, da destra verso sinistra, o dal primo all'ultimo bit in uscita sono: 6, 5, 4, 3, 14, 13, 12, 11.

Come è noto, il codice Baudot è composto da cinque condizioni di Mark o di Space che nelle differenti combinazioni determinano la stampa di lettere, simboli o funzioni.

In aggiunta ad essi un impulso di start precede queste serie, e uno di stop indica la fine di ogni carattere.

Faccio a questo proposito notare che in questo generatore si è fatto in modo che gli ultimi due bits dello shift register siano leggermente più lunghi del normale impulso di stop (44 ms invece di 31 ms).

Questa procedura, mentre da un lato riduce leggermente la velocità della macchina, dall'altro assicura anche alle macchine più vecchie una stampa molto corretta.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

X_1 , che è il cuore del circuito, è un clock costituito da un integrato 555. Alla sua uscita (piedino 3) si ha un treno di impulsi a 45,45 Hz che è applicato alla entrata degli Shift Registers X_4 , X_9 e X_{10} (74165).

Questi impulsi sono inoltre applicati al piedino 4 dell'integrato X_2 (74192) il quale effettua una divisione per otto (5,68 Hz).

Il segnale così diviso diventa poi l'impulso di carico per gli Shift Registers.

Per generare l'impulso necessario per le funzioni di LF e di CR gli otto input in parallelo dello Shift Register sono predisposti allo stato 1 o a quello 0.

Inizialmente l'impulso di carico immagazzina l'informazione nel registro di shift. Ogni impulso di clock sposta poi l'informazione di una posizione.

All'ottavo impulso una nuova informazione è di nuovo caricata nello Shift Register. Ogni otto impulsi si ha un completo schema di bits pronti per l'uso.

Oltre alle funzioni di impulso di carico, l'impulso a 5,68 Hz è invertito e quindi usato come clock per gli integrati X_5 , X_6 e X_7 .

X_5 è un J-K flip-flop che alternativamente cambierà la configurazione fornita allo Shift Register del RY.

In questo modo lo Shift Register produrrà una R e quindi una Y quando l'integrato si commuta.

X_6 e X_7 sono collegati per dividere per 66 e, uniti a X_8 , sono la base per produrre gli RY, il CR e il LF di ogni linea.

Con il conteggio inizialmente a 66 è generato un CR, con il conteggio a 65 si produce un LF e con gli altri conteggi sono prodotti tutti gli RY in ogni linea.

Alla fine di ogni ciclo di conteggio sono predefiniti a 66 e inizia un nuovo conteggio alla rovescia.

In pratica la selezione degli RY, CR e LF è regolata per mezzo di X_{11} che è un multiplexer 4 : 1.

Il segnale di X_8 determina quale configurazione debba uscire per ultima.

Il pulsante S_1 (N/O = Normal Open, cioè normalmente aperto) serve per resettare il contatore in modo che ogni linea parta con una R.

Il reset avviene per conteggio decrescente da 66. Tenendo questo pulsante continuamente premuto si ottiene una continua ripetizione di CR ma questa tecnica è sconsigliata se si usano gli integrati della serie 74LS.

REALIZZAZIONE PRATICA

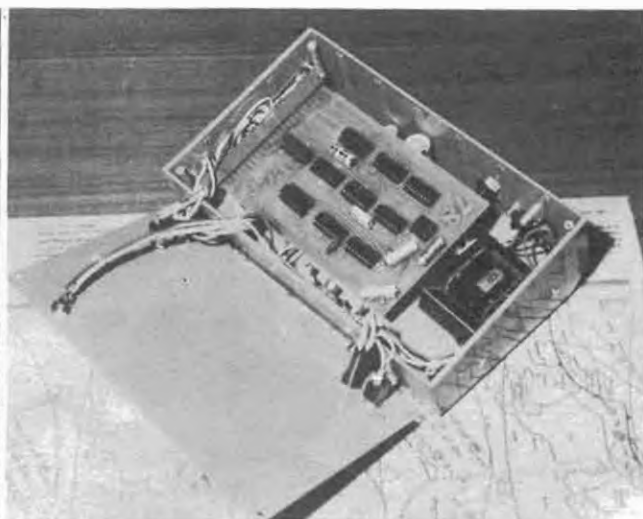
Per quanto riguarda la realizzazione meccanica del circuito non vi sono problemi. A questo proposito ho realizzato il circuito stampato, che si può vedere nella fotografia di figura 2, e che posso fornire a chi ne farà richiesta.

Ho incluso il tutto in una scatola di plastica della Teko del tipo consolle e sul pannello, come si vede dalla foto di figura 3 ho messo il commutatore ON/OFF, quello per passare dalla velocità 60 a quella 66, il pulsante di reset e un connettore per l'output TTL.

Su un lato un connettore per l'output per il loop. Fare attenzione che il circuito ha una uscita TTL e quindi volendolo immettere nel circuito di macchina è necessario un piccolo circuito basato su di un paio di transistori.



figura 2
Circuito stampato dello RTTY Test Generator.



Rack dello RTTY Test Generator.

figura 3

Interno.

Nella stessa scatola ho installato anche l'alimentatore (figura 4), perché preferisco che ogni mio apparato sia sempre autosufficiente.

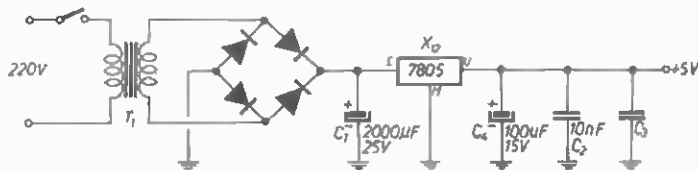


figura 4

Alimentatore.

Suggerisco di utilizzare zoccoli per gli integrati e di installare trimmer multigiri per la regolazione del clock X_1 perché essi permettono una migliore rifinitura. Unica taratura controllare che su E1 vi siano le frequenze necessarie e cioè 45,45 Hz oppure 50 Hz a seconda del trimmer utilizzato.

La semplicità è estrema, il funzionamento è sicuro ed è quindi un circuito di estremo interesse e utilità per ogni RTTYer. * * * * *

Come migliorare la curva di risposta di un ambiente domestico

1ª parte: Costruzione di un generatore di rumore rosa

Renato Borromei

Ciascuno di noi, anche se con poca esperienza personale, avrà avuto modo di constatare come la « resa » di un impianto Hi-Fi, qualunque esso sia, dipenda notevolmente dall'ambiente dove è installato, specie quando in questo ambiente mancano delle superfici assorbenti, come tende, tappeti, quadri, oppure quando vi è abbondanza di finestre e di specchi.

Trattando acusticamente la stanza e trovando la sistemazione migliore per gli altoparlanti, si possono ridurre sensibilmente gli inconvenienti provocati da un cattivo ambiente d'ascolto ma ben difficilmente si potranno eliminare del tutto.

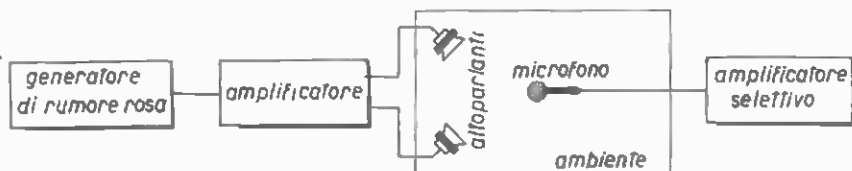
A questo punto può diventare estremamente utile un equalizzatore d'ambiente (meglio se del tipo parametrico), che offre ulteriori possibilità di intervento acustico (vedi **cq** 10/78).

Specialmente se si usa un equalizzatore parametrico e si vuole effettuare una correzione obiettiva, è difficile però agire utilizzando soltanto il nostro orecchio quale strumento di misura, per cui è necessario trovare una strumentazione che faciliti il difficile compito.

Ma come si può ottenere la curva di risposta di un ambiente?

Una possibilità è quella di usare la strumentazione riportata a blocchi in figura 1.

figura 1



Un generatore di *rumore rosa* ha la caratteristica di possedere una curva di risposta piatta quando venga analizzato con una serie di filtri passa-banda stretti a O costante (che può corrispondere a una ottava o a mezza ottava o meglio a un terzo di ottava).

In altre parole, se ci costruiamo, ad esempio, venti filtri attivi passa-banda centrali a mezza ottava distante l'uno dall'altro e inviamo un rumore rosa, alternativamente a ognuno di essi, otterremo all'uscita un segnale costante in ampiezza (sempre che tutti i filtri abbiano lo stesso guadagno). Da tutto ciò comprendiamo bene che possiamo misurare la curva di risposta del nostro impianto più l'ambiente se inviamo all'ingresso dell'amplificatore tale rumore e rileviamo il segnale uscente dai diffusori con un microfono la cui curva di risposta sia la più piatta possibile, collegando all'uscita di quest'ultimo la serie di filtri passa-banda di cui abbiamo prima parlato. Naturalmente, quando si esegue questa misura, bisogna assicurarsi che i controlli di tono e anche i vari filtri « scratch » e « rumble » presenti sull'amplificatore siano esclusi (se non si possono escludere i controlli di tono basta metterli in posizione centrale).

Una volta rivelata e messa in grafico la curva di risposta del nostro impianto, possiamo incominciare a pensare come e dove intervenire per portarla nelle condizioni ottimali.

Dopo numerose ricerche e prove d'ascolto effettuate dalla Brüel & Kjaer (vedi riferimento bibliografico), si è concluso che la curva di risposta ottimale per un ambiente domestico è quella di figura 2, al contrario di una risposta piatta.

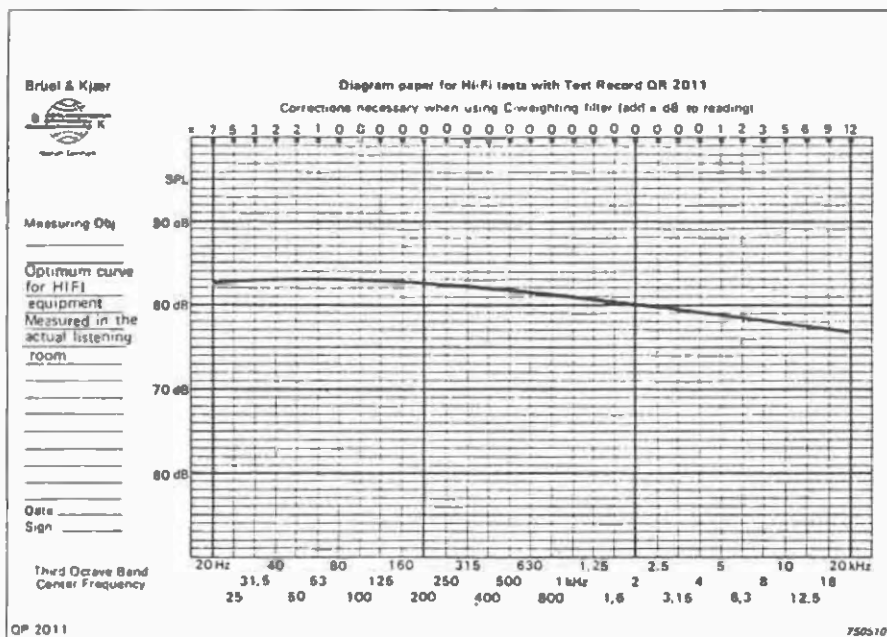


figura 2

I modi per cercare di avvicinarsi il più possibile a questa curva sono diversi. Spesso, specie alle basse frequenze, è determinante la posizione dei diffusori, per cui spostandoli si possono ottenere dei notevoli miglioramenti. Un altro modo è quello di intervenire acusticamente sulla stanza, ovvero rendendola la più assorbente possibile mediante tende, tappeti, moquette e, al limite, installando sulle pareti dei pannelli assorbenti (anche se questa è una operazione assai costosa se non si vuole rovinare esteticamente la stanza). E' a questo punto che può intervenire la correzione elettronica mediante un equalizzatore d'ambiente.

Si può così comprendere meglio perché un equalizzatore parametrico (vedi cq 10/78) possiede diversi controlli, quali la possibilità di spostare la frequenza di centro banda di ognuno dei filtri, di variare la larghezza di banda di ciascun filtro (ovvero il Q) e, infine, il guadagno.

In questo modo, qualunque sia il tipo di deformazione presente sulla curva di risposta dell'ambiente, si potrà cercare di eliminarlo centrando prima la frequenza, poi definendo il Q, e infine la quantità di esaltazione o di attenuazione.

Naturalmente, per ottenere la curva di risposta ottimale saranno necessarie numerose prove, a meno che non si possieda, come vedremo il mese prossimo, uno strumento di misura detto « analizzatore di tempo reale » che ci permette istantaneamente di osservare su un oscilloscopio la curva di risposta dell'ambiente. Un metodo semplice e relativamente economico è anche quello di usare il disco della Brüel & Kjaer OR 2010, reperibile presso la stessa Ditta (via Ripamonti 89, Milano) su cui c'è già inciso il rumore rosa filtrato a un terzo di ottava e coprente tutta la gamma audio. In questo modo, una volta messo il disco sul giradischi, per ottenere la curva di risposta è sufficiente un buon microfono collocato nella posizione in cui ci si pone normalmente all'ascolto e leggere il segnale fornito da esso su un buon millivoltmetro a larga banda e a basso rumore (va bene, ad esempio, quello presentato su cq 11/78).

Per quanto riguarda il microfono da utilizzare si ottengono degli ottimi risultati se è del tipo omnidirezionale e con una curva di risposta la più piatta possibile. Tuttavia, anche se questa non dovesse esserlo, basterebbe avere la relativa curva di risposta oppure registrare la curva di risposta dell'ambiente con diversi microfoni messi sempre nella stessa posizione e, confrontando le varie curve, individuare i picchi o gli avvallamenti provocati dal microfono e non dalla stanza.

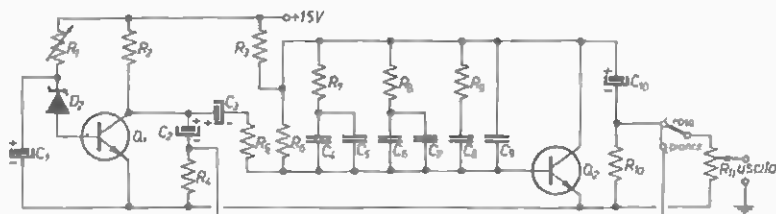
Anche se questo modo di procedere è piuttosto impreciso, le irregolarità sulla curva di risposta provocate dall'ambiente sono spesso assai più vistose di quelle relative al microfono per cui si raggiungono lo stesso dei buoni risultati operando come sopra.

* * *

Ma torniamo a parlare del generatore di rumore rosa o meglio della sua realizzazione pratica, che unita a quella dell'analizzatore di tempo reale trattato il mese prossimo, offrirà la possibilità di ottenere un'ottima strumentazione con cui misurare con sufficiente precisione la curva di risposta ambientale del proprio impianto.

Per avere un generatore di rumore rosa, si parte col realizzare un generatore di rumore bianco, che nel nostro caso sfrutta il solito zener da 12 V collegato tra R_1 e la base del transistor Q_1 , come mostra lo schema elettrico di figura 3.

figura 3



R_1	100 k Ω , trimmer	C_1, C_7	22 μ F, 25 V	Q_1	2N1711
R_2, R_3	5,6 k Ω	C_2	1 μ F, 25 V	Q_2	BC237
R_4, R_{10}	100 k Ω	C_3	4,7 nF, 1 %	D_z	12 V, zener
R_5	39 k Ω , 1 %	C_4	1 nF, 1 %		
R_6	1 M Ω , 1 %	C_5	2,2 nF, 1 %		
R_7	390 k Ω , 1 %	C_6	470 pF, 1 %		
R_x	100 k Ω , 1 %	C_8	820 pF, 1 %		
R_9	18 k Ω , 1 %	C_9	150 pF, 1 %		
R_{11}	22 k Ω , potenziometro logaritmico	C_{10}	1 μ F, 25 V		

Sul collettore di Q_1 sarà presente il rumore amplificato.

Se analizziamo con una serie di filtri passa banda a Q costante (a mezza ottava, ad esempio) il contenuto spettrale di tale rumore, troveremo che l'energia contenuta in ciascun intervallo di frequenza non è costante ma aumenta all'aumentare della frequenza con una pendenza pari a $+3$ dB/ottava. Per ottenere una curva di risposta piatta, bisogna filtrare tale rumore con una serie di filtri aventi una pendenza totale di -3 dB/ottava. In questo modo si ottiene un rumore cosiddetto « rosa », avente le caratteristiche sopradette. I componenti $R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8, C_9$ in unione al transistor Q_2 formano tale filtro.

E' inutile dire che la precisione del generatore dipende dalle tolleranze sul valore di tali componenti. Se si vuole ottenere una curva di risposta piatta, è necessario che queste tolleranze siano inferiori al 1 %, cosa che si può ottenere se si ha a disposizione uno strumento preciso per la misura di resistenze e condensatori. Con il commutatore posto all'uscita del generatore abbiamo la possibilità di scegliere tra un rumore rosa o un rumore bianco, mentre col potenziometro R_{11} possiamo regolare l'ampiezza di tale segnale, in modo da adattarlo meglio all'apparecchio a cui va collegato (ad esempio l'amplificatore).

Il corretto funzionamento del generatore di rumore rosa dipende notevolmente dalle caratteristiche del diodo zener. Se se ne ha a disposizione più di un tipo (sempre da 12 V), sarebbe meglio vedere quello che dà il segnale maggiore.

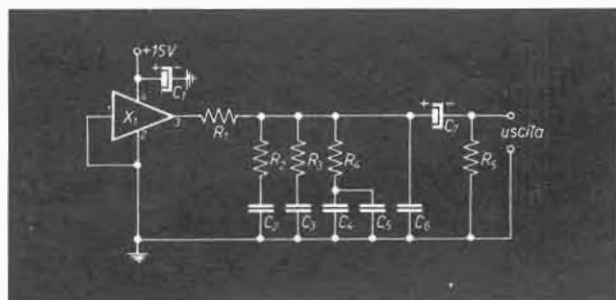
Una volta montato e alimentato a $+15$ V, tale generatore ci mette qualche secondo prima di funzionare. Se ciò non dovesse accadere provate a ruotare leggermente il trimmer R_1 fino a ottenere un corretto funzionamento.

Faccio notare inoltre che recentemente è apparso sul mercato un nuovo integrato e precisamente lo MM5837 della National che è già un generatore di rumore bianco; quindi sarà sufficiente porre alla sua uscita un filtro per ottenerlo rosa. Lo schema del generatore utilizzando tale integrato è mostrato in figura 4.

All'uscita di esso è disponibile $1 V_{pp}$.

I componenti $R_2, R_3, R_4, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$ formano il filtro con pendenza -3 dB/ottava, per cui il loro valore deve essere piuttosto preciso.

figura 4



R_1	6,8 k Ω , 1 %
R_2	3 k Ω , 1 %
R_3	1 k Ω , 1 %
R_4	300 Ω , 1 %
R_5	47 k Ω
X_1	MM5837
C_1, C_7	100 μ F, 25 V
C_2	1 μ F
C_3	270 nF, 1 %
C_4	47 nF, 1 %
C_5	33 nF, 1 %

Riferimento bibliografico

Application Notes 17-197 Brüel & Kjaer: Relevant loudspeaker tests in studios, in Hi-Fi dealers' demo rooms, in the home etc. using $1/3$ octave, pink-weighted, random noise.

DUE SINTONIE DIGITALI per la gamma FM

Si descrivono due possibili modi di realizzare una sintonia digitale espressamente concepita per essere abbinata a un ricevitore o sintonizzatore FM; la prima versione mira a ottenere un dispositivo il più economico possibile, mentre la seconda, che differisce dalla prima solo quasi per la diversa tecnologia delle logiche impiegate, vuol minimizzare il consumo di corrente e può pertanto, entro certi limiti, essere montata su apparecchiature portatili.

Alberto Panicieri

Si fa presente che esistono attualmente in commercio integrati della categoria « consumer » che svolgono da soli, con l'aggiunta solo dei displays e di qualche componente passivo, quasi tutte le funzioni contemplate dal nostro circuito; il loro impiego non permette però il raggiungimento dei due scopi che noi ci siamo prefissi, ovvero o massima economicità o minimo consumo, ma di un terzo obiettivo, quello della compattezza. Viene inoltre ad essere conveniente per produzioni di quantità elevate per l'ovvio motivo che richiede tempi di montaggio più brevi. Consiglio pertanto chi abbia necessità simili di orientarsi verso la soluzione dell'integrato tuttofare; ma non si diventerà mai come mi sono divertito io.

Sintonia n. 1

Trattasi praticamente di un frequenzimetro che funziona secondo il diagramma logico di figura 1, ossia 50 volte al secondo effettua una lettura, ma ne visualizza solo una ogni 16.

Si fa presente che nella figura 1 non è rappresentato un ciclo completo, vale a dire quell'intervallo di 320 millisecondi che corrisponde al periodo che trascorre da una lettura a un'altra, ma solo la metà del ciclo suddetto, per ragioni di spazio. La cadenza di lettura, intendo dire la frequenza con cui le cifre cambiano, è accettabile, la precisione è di più o meno una cifra nelle decine di kilohertz.

La figura 2 fornisce lo schema funzionale di quella parte del circuito che partendo dalla frequenza di 100 Hz prelevata dal ponte raddrizzatore di alimentazione ottiene tutte quelle operazioni visibili in figura 1, apertura del gate che permette il passaggio della frequenza in arrivo, preventivamente divisa per 10, per un periodo esatto di 10 ms, intervallo approssimativo di 5 ms, ottenuto con costante RC per risparmiare, quindi resettaggio dei contatori, e si ricomincia da capo dopo altri 5 ms, tranne quando tra conteggio e resettaggio si ha, una volta su sedici, come già detto, il trasferimento del numero contenuto nei contatori in memoria e conseguente visualizzazione.

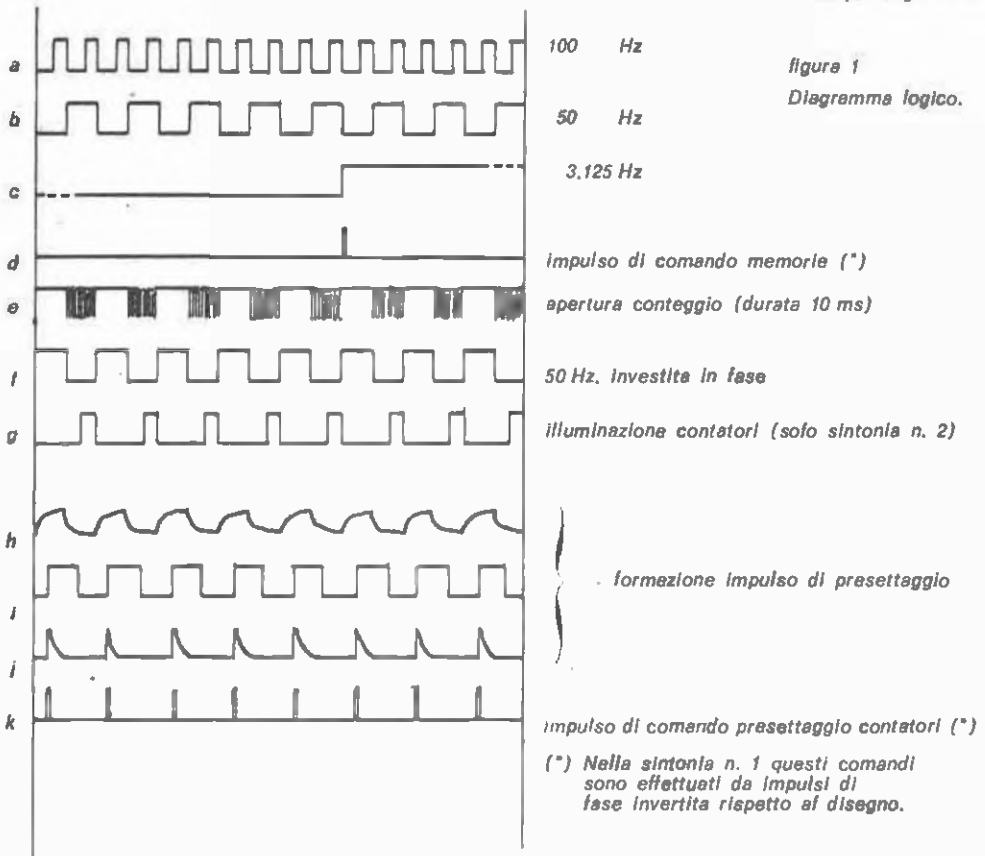


figura 1
Diagramma logico.

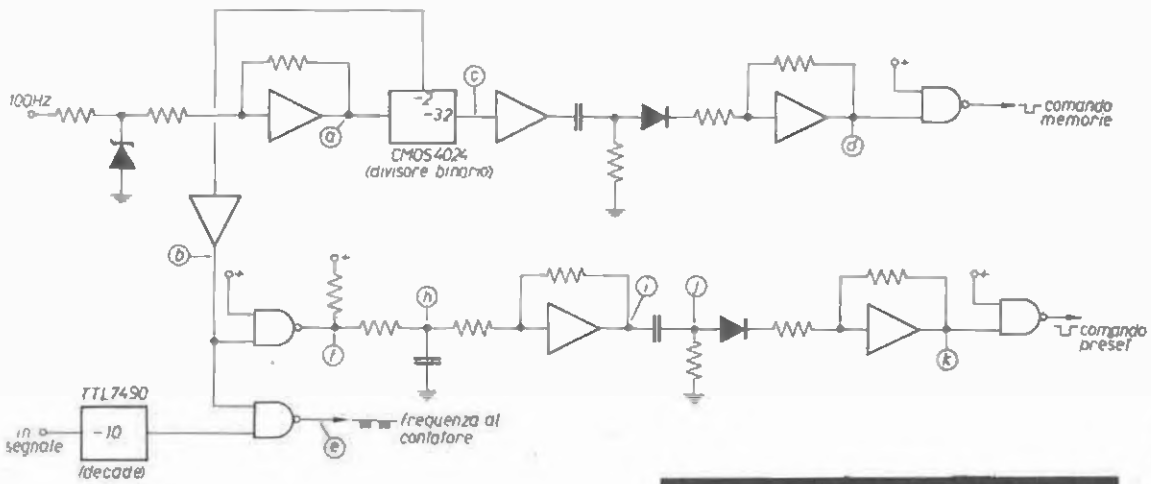


figura 2

Schema logico circuito di comando sintonie n. 1.

- I buffer sono sezioni di un C-MOS 4050.
- Le porte nand sono una TTL 7400.
- Le quattro sezioni della 4050 shuntate da una resistenza sono così collegate al fine di ottenere uno Schmitt-Trigger.

G. Lanzoni ^{12VD}/_{2LAG} **DRAKE**
20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 569075-544744

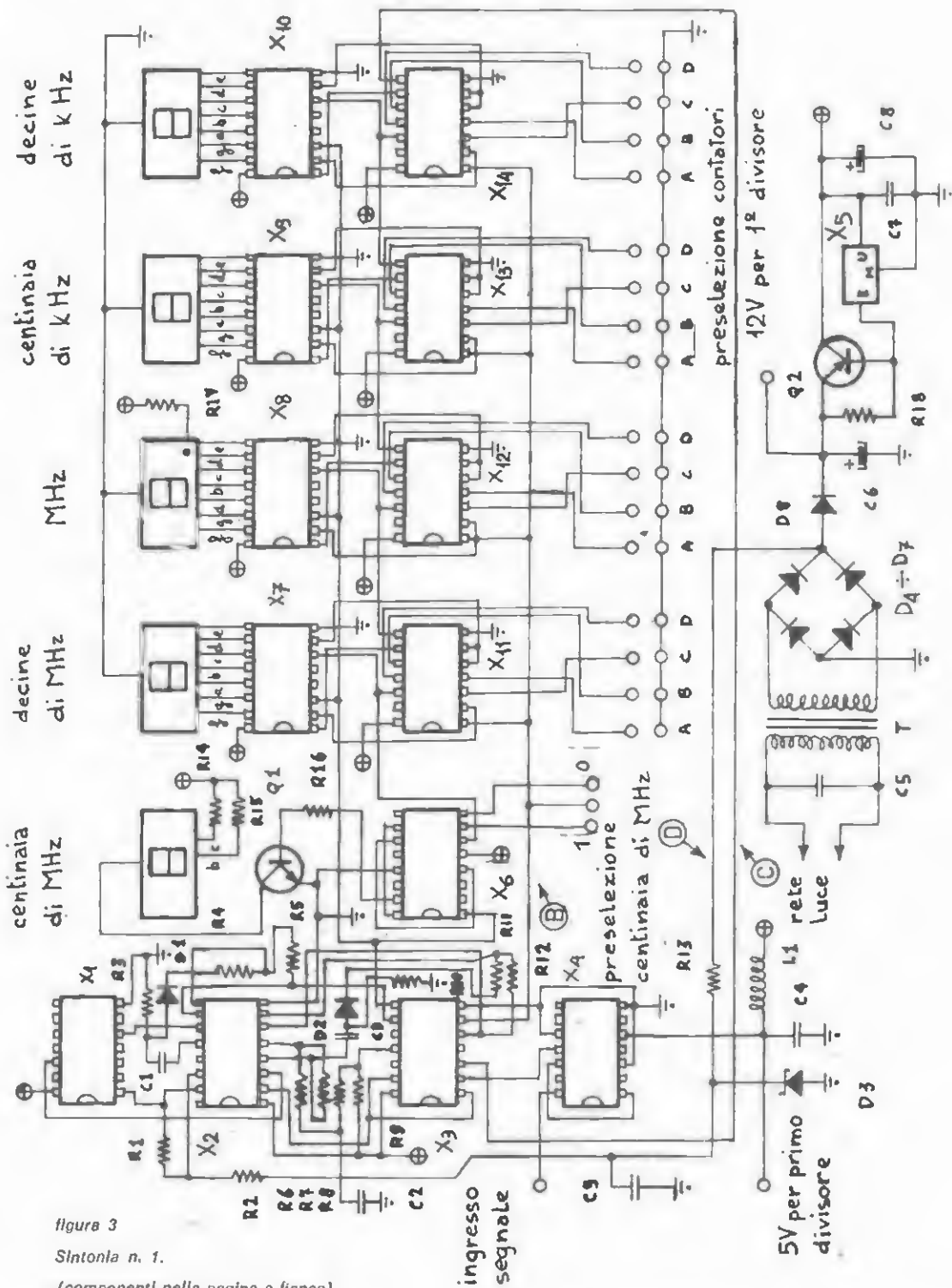


figura 3

Sintonia n. 1.

(componenti nella pagina a fianco)

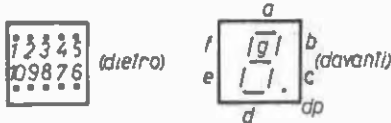
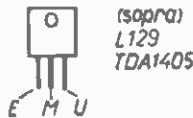
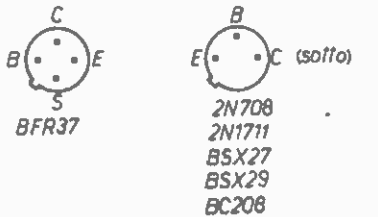
R_1	1 M Ω	X_1	HBF 4024A (Cmos)
R_2	100 k Ω	X_2	HBF 4030A (Cmos)
R_3	10 k Ω	X_3	T7400 (TTL)
R_4	100 k Ω	X_4	T7490A (TTL)
R_5	1 M Ω	X_5	TDA1405 o L129
R_6	100 k Ω	X_6	SN74LS76N (LSTTL)
R_7	1 M Ω	X_7	F9368
R_8	220 k Ω	X_8	F9368
R_9	1 k Ω	X_9	F9368
R_{10}	10 k Ω	X_{10}	F9368
R_{11}	100 k Ω	X_{11}	T74196 (TTL)
R_{12}	1 M Ω	X_{12}	T74196 (TTL)
R_{13}	10 k Ω	X_{13}	T74196 (TTL)
R_{14}	200 Ω	X_{14}	T74196 (TTL)
R_{15}	200 Ω	C_1	1 nF, poliestere o ceramico
R_{16}	6,8 k Ω	C_2	100 nF, poliestere
R_{17}	270 Ω	C_3	1 nF, poliestere o ceramico
R_{18}	3,3 Ω 1 W	C_4	47 nF, ceramico
T	trasformatore 10 V, 2 A	C_5	10 nF, 1 kV, poliestere
D_1	1N4148 o simile	C_6	4.700 μ F, 25 V
D_2	1N4148 o simile	C_7	100 nF, ceramico
D_3	3 ÷ 4 V, 1/2 W, zener	C_8	22 μ F, 12 V
D_4 ÷ D_5	diodi da 3 A	C_9	47 nF, ceramico
Q_1	BC208 o simile	C_{10}	100 nF, ceramico
Q_2	BD534 o simile	L_1	100 μ H

led displays FND500, TIL321P, etc.

Le resistenze sono tutte al 10% e da 1/4 W salvo R_{18} ; le sigle degli integrati corrispondono alla produzione SGS/Ates ove possibile, non dovrebbero comunque sorgere difficoltà.

Questa parte del circuito è costituita da una felice fusione di integrati TTL e C-MOS; il fatto di vedere uscite C-MOS pilotare ingressi TTL non deve destare preoccupazioni, perché il 4050 è previsto espressamente per questo scopo, ed è l'ideale per ottenere uno Schmitt-Triggeer con l'aiuto di due resistenze.

Poiché alcuni particolari dello schema di figura 3 non sono venuti troppo comprensibili, chiarirò che nei quattro buffer contenuti nel 4050 impiegati come Schmitt-Triggeer (su un totale di sei) la resistenza in serie all'ingresso ha invariabilmente il valore di 100 k Ω , mentre quella che retroaziona positivamente l'ingresso dall'uscita ha altrettanto invariabilmente il valore di 1 M Ω : si può poi fare riferimento alle connessioni riportate in figura 4.



1=g 6=dp
2=f 7=c
3=M 8=M
4=Q 9=d
5=b 10=e

FND500
TIL321P



figura 4

La parte del circuito che costituisce il contatore non merita una trattazione a livello funzionale perché banalissima, ma sono opportune alcune osservazioni. Innanzitutto la cifra delle centinaia di megahertz, che può assumere solo i valori 1 e 0; risulta pertanto inutilmente dispendioso impiegare per essa cifra contatore decade pilotante integrato memoria/decodifica/pilota, ma è sufficiente un doppio flip/flop, seguito da un transistor pilota.

In questo modo otteniamo che le frequenze inferiori ai 100 MHz non fanno accendere lo zero nel display «centinaia di megahertz», ma lo lasciano spento con incontestabile vantaggio per l'estetica.

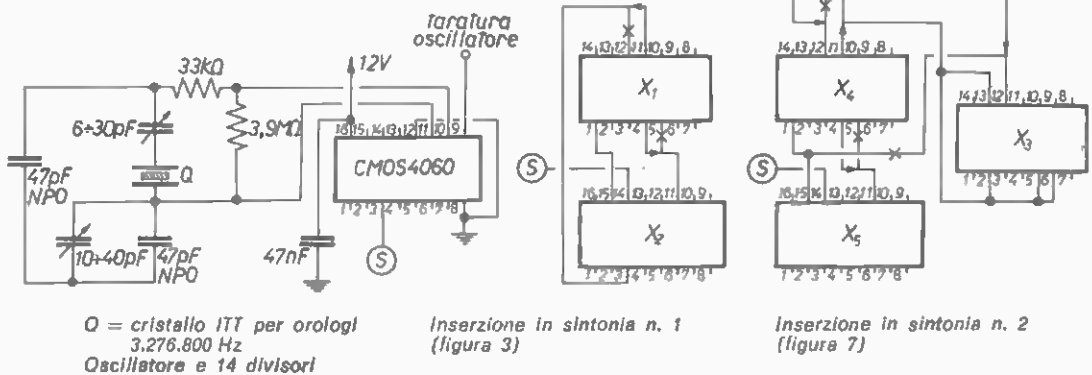
Occorre notare che un ulteriore piccolo risparmio si poteva ottenere impiegando al posto delle Fairchild 9368 memorie e decodifiche separate, ma poiché diveniva necessario impiegare poi le resistenze di limitazione di corrente, non mi è parso ragionevole preferire tre ore di lavoro a quattromila lire di spesa aggiuntiva.

A chi ama le raffinatezze e desiderasse una base dei tempi quarzata consiglio di consultare la figura 5 che contiene lo schema del suddetto generatore e le modifiche da effettuare per la sua inserzione; per maggior chiarezza dirò che si sopprimeranno D_8 , D_3 , R_{13} , R_1 , R_2 , C_9 e che R_2 , R_{13} , D_8 andranno sostituiti da un corto-circuito; i nuovi collegamenti al 4024 [X_1] sono mostrati sempre in figura 5.

figura 5

Base dei tempi quarzata e modifiche circuitali relative.

Le crocette indicano collegamenti soppressi, le frecce quelli sostitutivi.



Per ottenere al contrario una ulteriore economia di lire, anziché comperare dei quarzi si può sopprimere la cifra delle decine di kilohertz, che non è accessivamente stabile impiegando la rete come frequenza di riferimento; chi non necessita di grande precisione può pertanto scollegare e abolire display e relativa 9368 senza problemi.

Un'altra modifica che riguarda solo questa sintonia, contrariamente alle ipotesi di generatore quarzato e abolizione quinta cifra, che possono essere suggerite anche per la sintonia n. 2, è uno schema alternativo per la parte di circuito che costituisce il controllo di conteggio; impiega tutte logiche TTL, per soddisfare le esigenze di chi ne ha i cassetti pieni (ricordate che stanno per diventare superate!), si sostituisce in figura 3 interrompendo i collegamenti ove trovansi le letture cerchiate e mettendosi al posto di X_1 , X_2 , X_3 , X_4 ; questo schema si trova in figura 6, e rende complessa in maniera noiosa l'introduzione della base dei tempi quarzata per cui è consigliabile impiegarlo solo per riferimento a 50 Hz.

Sintonia n. 2

Questa sintonia impiega interamente integrati C-MOS, per ottenere un consumo di corrente irrisorio nelle logiche; l'unico assorbimento significativo è causato dai

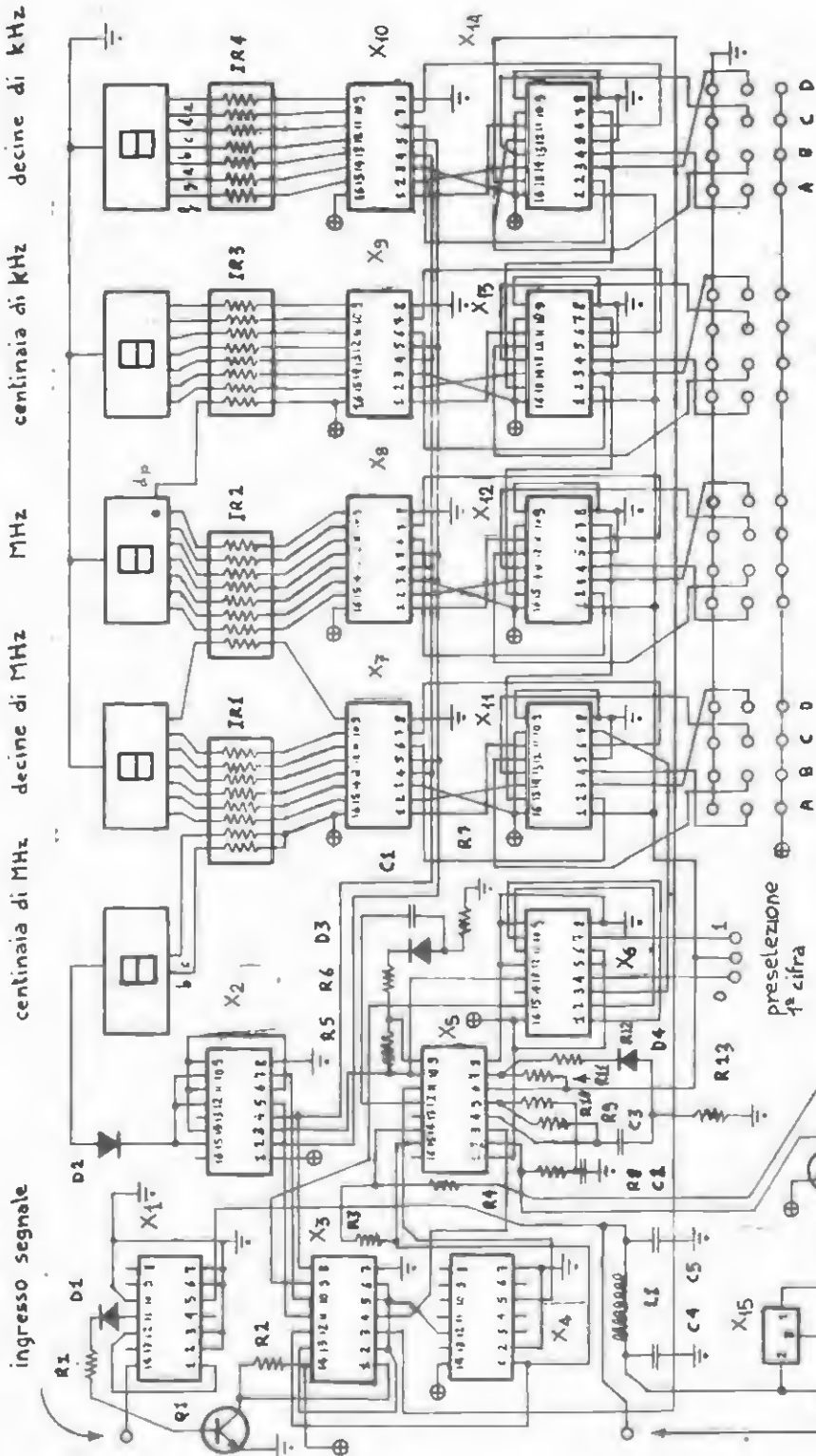
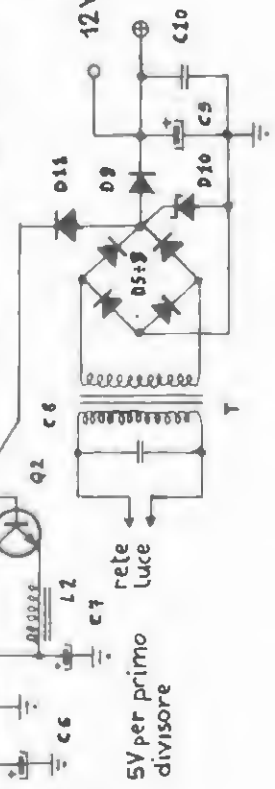


figura 7
Sintonia n. 2.
(componenti a fianco)



R_1	220 k Ω	X_1	SN74LS90AN
R_2	22 k Ω	X_2	HBF4049A
R_3	1 M Ω	X_3	HBF4011A
R_4	100 k Ω	X_4	HBF4024A
R_5	1 M Ω	X_5	HBF4050A
R_6	100 k Ω	X_6	HBF4027A
R_7	10 k Ω	X_7	HBF4704A
R_8	220 k Ω	X_8	HBF4704A
R_9	1 M Ω	X_9	HBF4704A
R_{10}	100 k Ω	X_{10}	HBF4704A
R_{11}	1 M Ω	X_{11}	HBF4029A
R_{12}	100 k Ω	X_{12}	HBF4029A
R_{13}	10 k Ω	X_{13}	HBF4029A
L_1	100 μ H	X_{14}	HBF4029A
L_2	15 mH	X_{15}	L129 oppure TDA1405, μ A7805, etc.
C_1	1 nF, ceramico o poliestere	$D_1 \div D_2$	1N4148 o simili
C_2	100 nF, poliestere	$D_3 \div D_4$	diodi da 0,5 A
C_3	1 nF, ceramico o poliestere	D_{10}	16 V, 1/2 W, zener
C_4	100 nF, ceramico	D_{11}	1N4148 o simile
C_5	47 nF, ceramico	IR_1	integrato di resistenze Beckman tipo DIP 898-3 o similare, 8 resistori, 1,5 k Ω
C_6	25 μ F, 12 V	IR_2	vedi IR_1
C_7	100 μ F, 10 V	IR_3	vedi IR_1
C_8	10 nF, 1 kV, poliestere	IR_4	integrato di resistenze Beckman tipo DIP 899-3 o similare, 7 resistori, 1,5 k Ω
C_9	4.700 μ F, 16 V	T	trasformatore 11 \div 12 V, 0.5 A
C_{10}	100 nF, ceramico		
O_1	2N708		
O_2	2N1711		

led displays FND500, FND357, o altro tipo a catodo comune

Le resistenze sono tutte da 1/4 W, 10%; i condensatori ammettono una tolleranza del 20% (salvo elettrolitici); le sigle degli integrati si riferiscono alla produzione SGS/Ates ove ciò è possibile, ma naturalmente non vi sono problemi di marca; i displays è preferibile siano del tipo più piccolo a causa della bassa luminosità.

Lo schema elettrico trovasi in figura 7, lo schema funzionale del circuito di controllo in figura 8; il diagramma logico di figura 1 è valido anche per questa sintonia; il principio di funzionamento è infatti lo stesso, e per la sua comprensione si rimanda a quanto detto a proposito della numero 1, con in aggiunta alcuni particolari evidenti in figura 8; l'accensione intermittente dei led e il circuito di alimentazione meritano infatti un cenno.

Per risparmiare corrente, i led sono infatti accesi a intermittenza, alla frequenza di 50 Hz, sfruttando la permanenza dell'immagine sulla retina dell'occhio, e usufruendo del fatto che le memorie/decodifiche/piloti tipo 4704 hanno un piedino che, quando portato in stato basso, spegne tutti i segmenti delle cifre. I led necessitano delle resistenze limitatrici di corrente, perché mentre le TTL 9368 della sintonia n. 1 contengono un circuito di uscita a corrente costante, cioè un generatore di corrente a 15 mA, le 4704 contengono un circuito in tecnologia C-MOS che pilota un transistor di uscita in semplice configurazione a collettore comune. Per semplificare il montaggio suggerisco l'impiego di reti resistive in contenitore dual-in-line come indicato nella relativa lista componenti.

L'alimentazione non è necessario sia stabilizzata grazie all'alta immunità al rumore delle C-MOS; il diodo zener D_{10} non ha funzioni di stabilizzatore ma costituisce una protezione contro transistori provenienti dalla rete luce; il circuito per ricaricare i 5 V necessari allo stadio di ingresso è progettato in modo da richiedere una minima dissipazione di potenza.

Anche qui potremo sopprimere la 5° cifra se lo riterremo opportuno senza alcun problema, e anche qui potremo adottare una base dei tempi quarzata, che può essere sempre quella di figura 5, ove trovansi anche le modifiche necessarie per la sua inserzione; i componenti di figura 7 siglati R_3 , R_4 , D_9 , D_{11} , verranno soppressi; D_9 e R_4 sostituiti da corti-circuiti.

La base dei tempi quarzata è indispensabile per l'applicazione più interessante di questa sintonia, l'impiego su apparecchiatura alimentata a batteria. Per realizzare questa possibilità si sopprimeranno C_8 , T , tutti i diodi da D_5 a D_{11} e si attaccherà la batteria (12 V) in parallelo a C_9 e C_{10} (che dovranno essere conservati); si seguiranno poi le altre istruzioni per quanto riguarda l'inserimento del generatore quarzato.

L'assorbimento andrà dai 150 ai 200 mA a seconda del numero di segmenti accesi; si tratta di un valore medio, perché, come si può intuire in seguito a quanto detto prima circa il sistema di accensione dei led, si hanno picchi di assorbimento più elevati seguiti da periodi di riposo; per questo motivo nell'elenco componenti ho suggerito un trasformatore da 0,5 A.

Preselezione

Se una di queste sintonie dovesse essere impiegata per controllare un trasmettitore sarebbe sufficiente collegare l'ingresso all'oscillatore nei modi che più avanti vedremo e leggeremmo direttamente la frequenza trasmessa senza bisogno d'altra precauzione; ma se vogliamo controllare un ricevitore di qualunque tipo esso sia, l'unico mezzo accettabile è leggere l'oscillatore locale. Non possiamo leggere la frequenza sintonizzata, perché, a parte disturbi e incertezze varie, quando siamo in una posizione che non riceve alcuna stazione non leggiamo niente perché non c'è nessun segnale ricevuto e pertanto non possiamo sapere dove siamo. Ma l'oscillatore locale oscilla su di una frequenza che dista da quella ricevuta del valore della media frequenza, in più o in meno a seconda del ricevitore; pertanto questo numero corrispondente al valore di media frequenza dovrà essere rispettivamente sottratto o sommato al numero contato.

A questo provvedono i contatori impiegati in entrambe le sintonie; nella n. 1, per esempio, al posto delle tradizionalissime 7490A, si sono impiegate le 74196 che permettono appunto questa funzione, che ora descrivo meglio.

Quando descrivevo il funzionamento del ciclo di conteggio commettevo un errore, per non complicare troppo il discorso, parlando di « resettaggio » dei contatori; avrei dovuto dire « presettaggio » (neologismi derivanti dall'inglese « reset » e « preset » (all'incirca azzerare e preselezionare).

Supponiamo di avere a che fare con un oscillatore locale che lavora a una frequenza, inferiore di 10,7 MHz rispetto alla frequenza ricevuta, come dire che il valore di MF è 10,7 MHz; bisognerà fare in modo che i contatori non inizino il conteggio da zero, ma da questo valore prefissato ottenendo così la somma dei due numeri, quello prefissato e quello contato.

Le 74196 dispongono di cinque piedini che le 7490A non hanno; quattro servono per inserire nel contatore una cifra dallo zero al nove, espressa naturalmente in BCD (Binary Coded Decimal), inserimento che avviene quando il quinto piedino viene messo in stato basso (Loading).

Pertanto noi prefisseremo, magari mediante un sistema di connettori per poter cambiare impiego alla sintonia, in ogni 74196 la cifra corrispondente a quella che nel numero che esprime il valore di MF occupa quella posizione e applicheremo l'impulso di azzeramento anziché al piedino di azzeramento, che resterà inutilizzato, a quello di caricamento o Loading.

Se l'oscillatore locale ha frequenza superiore, noi prefisseremo il numero complementare a 100 del valore di MF, in modo che (per una MF sempre di 10,7 MHz) noi caricheremo 83,9; quando il contatore inizierà a contare, i primi 10,7 MHz lo riporteranno a zero e i restanti faranno comparire la cifra giusta sui displays. Nella sintonia n. 2 la funzione di contatori programmabili è svolta dalle 4029 in maniera identica.

Un esempio: contatore a frequenza inferiore con MF 10,72 MHz:

codice BCD:

N	A	B	C	D
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H

L = stato basso o stato 1

H = stato alto o stato 0

(in logica positiva)

per introdurre il numero si combina così:

A	B	C	D	A	B	C	D	A	B	C	D	A	B	C	D
H	L	L	L	L	L	L	L	H	H	H	L	L	H	L	L
decine di MHz				MHz				centinaia di kHz				decine di kHz			

Nella sintonia n. 1 si ottiene lo stato H lasciando liberi i piedini di preselezione visibili in figura 3, lo stato L collegandoli a massa. Nella sintonia n. 2, invece, bisogna collegare i piedini di preselezione a massa per ottenere lo stato L, al 12 V per ottenere lo stato H.

Fare ora attenzione perché bisogna prefissare anche la prima cifra, cioè occorre intervenire anche sul flip/flop; sia nella n. 1 che nella n. 2 si collegherà, ove indicato, il cercholino centrale a quello indicato con « 0 », quando abbiamo un oscillatore locale a frequenza inferiore, oppure a quello indicato con « 1 » se l'oscillatore locale è a frequenza superiore.

Primo divisore

A questo punto qualcuno, specie se già pratico di queste robe, si domanderà se sono pazzo se spero di far funzionare dei flip/flop TTL, standard o LS che siano, con un segnale di qualche decina di millivolt, di forma pressappoco sinusoidale, e a frequenze superiori ai 100 MHz.

Qualcun altro, dotato di animo granitico, mente matematica e carattere mordace, potrebbe aver notato che, così com'è, la sintonia non legge che sino a 19,99 MHz anziché 199,99 promessi implicitamente.

Il primo divisore, che deve essere montato su un telaietto a parte situato vicino il più possibile al punto dove preleveremo il segnale, è una questione piuttosto delicatuccia. Tuttavia risolve i dilemmi sopra accennati.

Un primo semplice sistema è il telaietto n. 1 (vedi figura 9), che utilizza un preamplificatore munito di un transistor ad alta frequenza di taglio seguito da un divisore in tecnologia ECL tipo 95H90; il segnale viene convertito poi in una onda quadra TTL con il transistor in uscita.

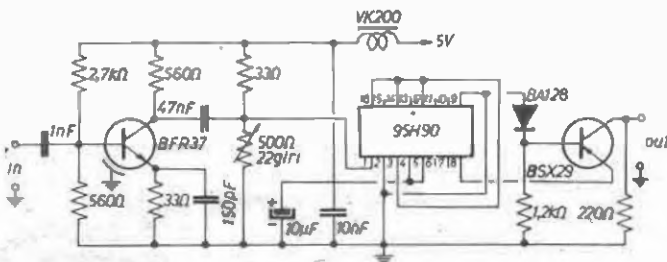


figura 9

Primo divisore n. 1.

Il sistema è arcaico e conosciutissimo da tutti coloro che hanno costruito pre-scaler per frequenzimetri e simili; presenta quasi nessuno svantaggio tecnico, se si eccettua un poco di pazienza per la taratura del trimmer da $10\text{ k}\Omega$ che deve essere girato fino a ottenere una lettura stabile sul display, ma presenta due svantaggi commerciali: alto costo, principalmente a causa del fatto che la sola 95H90 costa circa 10.000 lire, ed elevato consumo di corrente; faccio presente che nel computo dell'assorbimento fatto descrivendo il funzionamento della sintonia n. 2 ho tenuto conto del caso più sfavorevole, ovvero l'impiego, appunto, del telaio n. 1.

Una seconda possibilità è la seguente: sfruttare al limite le caratteristiche delle STTL (Schottky Transistor-Transistor Logic); un divisore per dieci tipo 74S196, versione in tecnologia Schottky delle 74196 impiegate nella sintonia n. 1, ammette una frequenza massima di clock di 140 MHz; si tratta di un dato classificato come medio, mentre il valore minimo garantito è 100 MHz.

Il telaio primo divisore n. 2 (figura 10) impiega appunto questo integrato preceduto da un circuito transistorizzato che opera sul segnale in ingresso per amplificarlo e renderlo accettabile per una logica TTL.

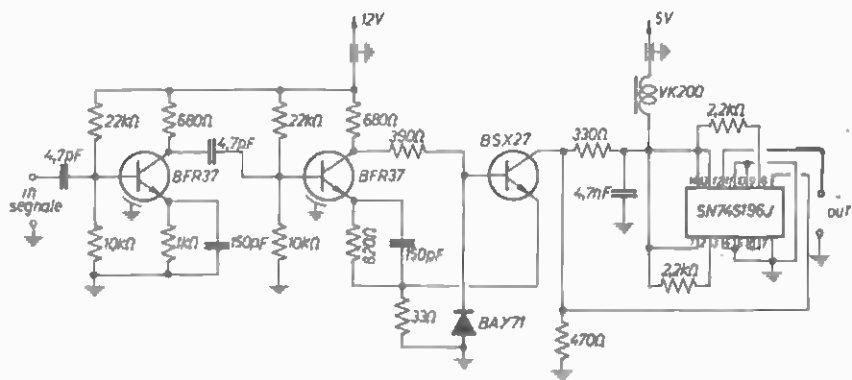


figura 10

Primo divisore n. 2.

I vantaggi di questa soluzione sono che il costo di questo telaio risulta circa un terzo di quello impiegante la 95H90, e di più che il consumo di corrente è circa dimezzato.

In compenso gli svantaggi sono tanti e considerevoli; prima di tutto è improbabile che si riesca a farlo funzionare oltre i 100 MHz, pertanto il suo impiego risulterà limitato a quei ricevitori i cui oscillatori locali funzionano a frequenza inferiore a quella di ricezione, così che il divisore lavorerà nel caso peggiore a $108 - 10,7 = 97,3\text{ MHz}$; l'impiego della 95H90 non pone invece limiti sino a 199 MHz e rende la sintonia, anzi entrambe le sintonie, utilizzabili eventualmente anche nella banda amatoriale dei 144 MHz.

Devo anche avvertire che risulta difficilissimo procurarsi l'integrato in questione e guardatevi bene dal montare tutto il telaio in attesa di trovarlo; aspettate di averlo in mano e poi semmai procedete all'esperimento.

Alcuni altri aspetti negativi sono la maggior complessità circuitale e la maggior criticità di montaggio; la sua realizzazione richiede l'applicazione di norme prudenziali e accortezze tipiche di un circuito UHF: basetta vetronite doppia faccia di cui quella superiore ha funzione schermante, collegamenti corti e ben studiati, resistori a impasto e capacità di ottima qualità, nonché lavaggio finale con trielina per eliminare ogni traccia di disossidante. In ogni caso questo telaio risulterà meno sensibile dell'altro, ma in generale questo non dovrebbe costituire un inconveniente grave.

Note finali

Il collegamento con l'oscillatore locale di un ricevitore si effettua con il classico sistema della spira o due avvolte sulla bobina dell'oscillatore locale, dal lato freddo e seguendo lo stesso senso dell'avvolgimento esistente, collegando poi alla massa del primo divisore la massa del ricevitore, ed effettuando alcune prove sino a ottenere i migliori risultati; in ogni caso la taratura del ricevitore o sintonizzatore dovrà essere riveduta, almeno per quanto riguarda la messa in gamma della bobina dell'oscillatore locale che noi avremo alterato con l'aggiunta della spira di prelievo.

Ho fornito indicazioni di connessioni riguardo ai semiconduttori impiegati in questi progetti con note orientative che dovrebbero aiutare a districarsi in mezzo alle siglature maledette che rendono la vita difficile agli appassionati del ramo. Non fornisco disegni di circuiti stampati per il semplice motivo che non intendo realizzare circuiti complessissimi come questi, che dovranno poi essere costruiti in un solo esemplare, ma preferisco fare un cablaggio su basetta in vetronite forata che non è da disprezzare; i telaietti primo divisore devono però obbligatoriamente essere realizzati su piastra stampata ma la loro semplicità è tale da non richiedere parecchio tempo.

Note tecnologiche: abbiamo accennato a tre diverse tecnologie, C-MOS, detta anche COS/MOS. TTL, ECL. La prima famiglia presenta il pregio di non consumare quasi nulla e di essere praticamente insensibile alle variazioni della tensione di alimentazione; per contro è lenta e difficilmente si possono superare i 2 MHz. E' falso che gli integrati C-MOS siano delicati e si brucino solo a guardarli; opportuni circuiti di protezione fanno sì che si possa maneggiarli con le dita e saldarli contrariamente a quanto si dice; fanno eccezione il 4016 e il 4066, e forse altri di cui non sono a conoscenza, che non sono protetti e che pertanto vengono venduti con i piedini cortocircuitati e che richiedono le precauzioni tipiche dei transistori mos e mosfet; tali integrati non sono comunque impiegati in questo progetto. Si raccomanda in ogni caso di prestare attenzione perché anche la protezione non può impedire che tensioni in ingresso superiori alla V_{DD} (alimentazione) o inversioni di piedini distruggano il poveretto. Per queste logiche lo stato alto è rappresentato da qualunque tensione compresa tra V_{DD} e $V_{DD}/2$ stato basso fra $V_{DD}/2$ e 0; V_{DD} può essere variata fra 3 e 15 V per i tipi più comuni.

Per quanto riguarda le TTL sconsiglio a chi non sa cosa sono di montare una di queste sintonie, perché sono anni che per le vie delle città italiane vengono distribuiti volantini su cui sta scritto che le TTL vanno alimentate a 5 V stabilizzati, che lo stato basso è compreso tra 0 e 0,8 V e quello alto tra 2 e 5 V.

Per quanto riguarda la differenza fra TTL standard e TTL Schottky rimando al mio « TTL Schottky », pubblicato in cq del mese scorso, ove vengono forniti tutti i particolari necessari al loro corretto impiego (almeno spero), tranne uno che credo essermi dimenticato; mentre le TTL standard sono di una robustezza incredibile (una 74196 è rimasta alimentata per dieci minuti in posizione invertita ed è rimasta sana, anche se un poco accaldata per lo sforzo) e sopportano il corto in uscita per una durata indefinita, le STTL e LSTTL sopportano il corto per un intervallo di tempo non superiore al secondo.

La ECL (Emitter Coupled Logic) è realizzata come la TTL con transistor bipolari, che però lavorano sempre in conduzione anziché in interdizione-saturazione come le TTL; questo abbrevia i tempi di commutazione e rende utilizzabile questa tecnologia fino al GHz; è probabile anzi che quando questa dissertazione verrà data alle stampe il muro del gigahertz sia già stato superato.

Il livello alto si aggira sui 4,2 V e quello basso sui 3,2; divisori come la nostra vecchia 95H90 e anche divisori più recenti della serie 11C (sempre Fairchild) funzionano anche con segnali di ingresso con componente continua nulla e forma qualsiasi, purché ben polarizzati, cosa cui provvede nel nostro caso il trimmer da 10 k Ω , che non sperate di riuscire a regolare se non è un venti giri.

Ultimo avvertimento: se avete deciso di costruire la sintonia n. 1 e non vi funziona bene, prima di maledirmi e dopo aver escluso errori banali, provate a piazzare vicino a dove si avverte il difetto qualche condensatore ceramico da 47 nF tra 5 V e massa: spesso tutto si aggiusta! Omaggi a tutti. * * * * *

Un plauso a **FRANCESCO SANTANDREA** di ROMA, **ALBERTO MARAN** di VICENZA, **ALESSANDRO CONTI** di COMO, **ELIO EBERT** di MILANO, **MORENO ULCIGRAI** di TRIESTE che hanno così risposto al...

741 QUIZ !

« Connettere un potenziometro da 10.000 Ω tra i terminali 1 e 5 (Offset Null) del 741 e il cursore al ramo negativo della alimentazione onde compensare la tensione di fuori zero all'ingresso dell'operazione applicandone una uguale e opposta ad essa. (... seguono lodi e smancerie all'indirizzo di cq tutta ...) »

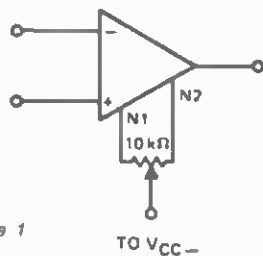


figura 1

Ebbene, anche con questa risposta non è stato soddisfatto il quesito posto poiché... era sufficiente inserire un resistore da 100.000 \div 470.000 Ω tra l'uscita del 741 e il pin di Offset Null dello stesso.

In questo modo si ottiene anche una certa isteresi e, da non sottovalutare, non sono necessarie regolazioni!

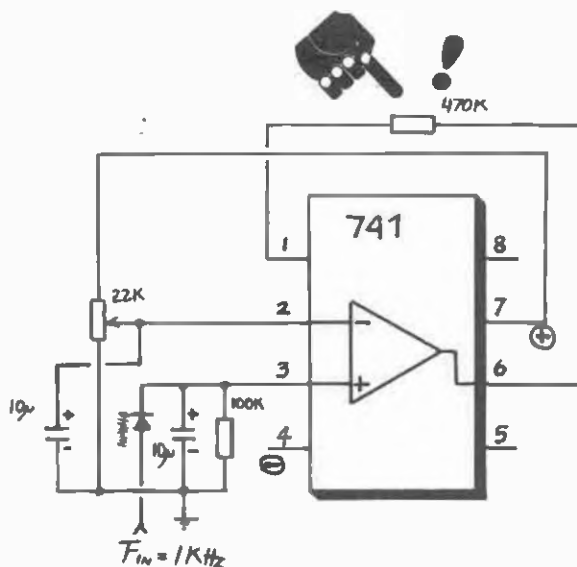


figura 2

Ad ogni modo, le persone summenzionate, data la loro partecipazione attiva al quiz, pur non avendo risolto, si sono avvicinate alla soluzione e pertanto riceveranno un 741 ognuno! (In figura 3 schema interno del 741).

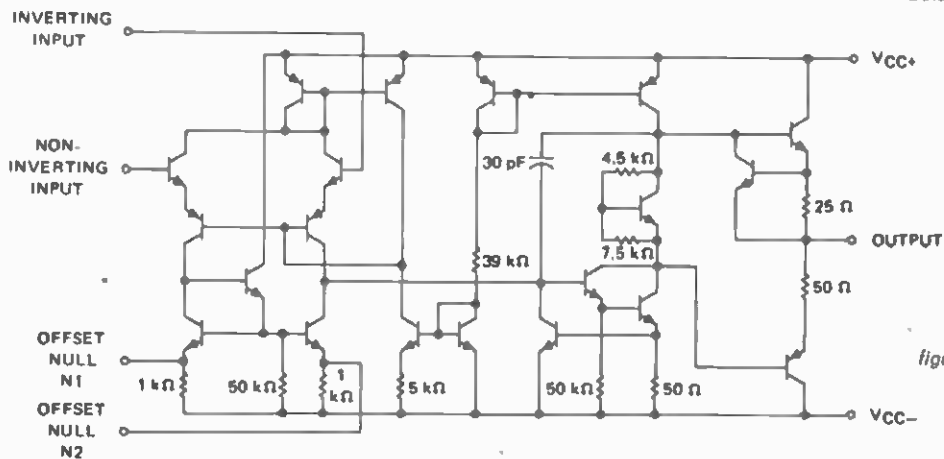


figura 3

E, alla maniera di Renzo Arbore, **MEDITATE GENTE, MEDITATE!**: sar  per un'altra volta.

Il problema maggiore da risolvere quando si decide di portare la radio in macchina, rimane senz'altro quello dell'antenna.

Le limitazioni dovute alla poca altezza da terra e all'impossibilità di usare antenne direttive, impongono di saper sfruttare al massimo la omnidirezionale.

Antenna magnetica

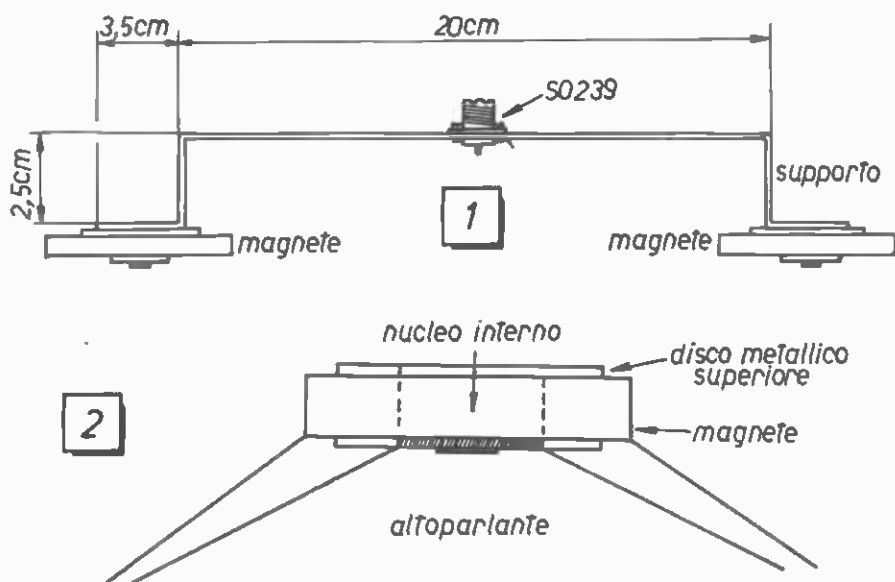
per i due metri per auto

IWOAP, Umberto Perroni

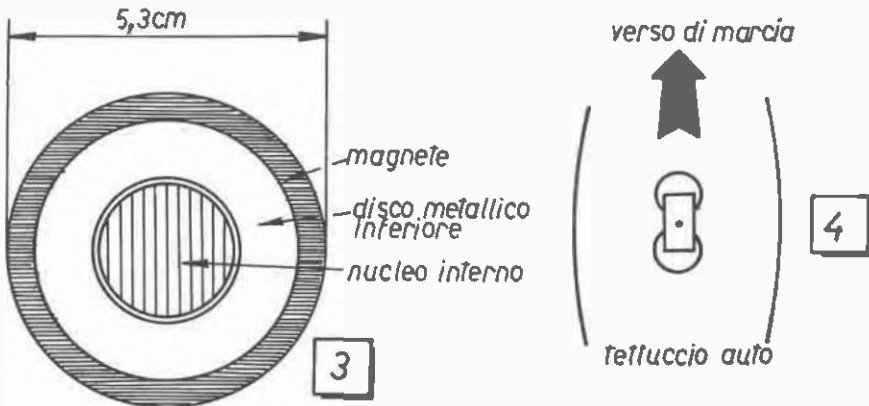
Ci sono essenzialmente tre modi di montare l'antenna sull'auto: a grondaia, fissa e con supporto magnetico.

La terza soluzione è senz'altro la migliore perché ha i vantaggi delle prime due senza averne i difetti.

Di solito la si compra; io vi insegno, invece, un sistema per farvela da soli. Il problema più grosso che mi trovai a dover risolvere quando iniziai la costruzione della base magnetica fu quello (manco a dirlo!) del magnete. Bisognava trovare un magnete con una notevole forza attrattiva; e dove trovarlo se non negli altoparlanti? Però mi accorsi che andavano bene solo quelli della Philips serie ADnnnn/n (n sta al posto di un numero) che,



come si vede in figura 2 e 3 sono piatti e adatti quindi alla bisogna. Anche se sarete costretti a comprarli non sarà un dramma dato che un altoparlante da 4 o 5 W che è quello da me usato, non arriva alle 3.000 lire; se poi riuscite a procurarveli senza spendere una lira, meglio ancora! Una volta in possesso degli altoparlanti, togliete il cono e con un forte e deciso colpo di martello dato all'interno togliete il magnete. Avrete ciò che appare in figura 3. Costruite ora in alluminio da almeno 1,5 mm di spessore il sostegno come da figura 1 e al centro mettete un SO239; dopodiché saldate il supporto ai due magneti dalla parte dove il disco di metallo è tutto un pezzo. Per ottenere ciò vi sono vari sistemi: io ho usato l'« ALLUMINIO PRONTO » della BOSTIK, meglio ancora va l'« ACCIAIO RAPIDO » sempre della BOSTIK oppure meglio di tutto una bella saldatura. L'uso di due magneti invece di uno si è reso necessario per aumentare la resistenza del basamento alle alte velocità (io, personalmente, non supero mai i 100 km/h) e anche perché il massimo del campo magnetico è concentrato su una superficie piuttosto piccola dal nucleo metallico interno al magnete. D'altra parte, se così non fosse, la forza attrattiva del magnete sarebbe notevolmente inferiore e insufficiente per i nostri scopi; provate a togliere il nucleo interno e sentite la differenza.



Un altro particolare importante riguarda il contatto elettrico fra il supporto d'alluminio e il disco superiore del magnete, determinante per la creazione di quella capacità con la carrozzeria che simula il piano di terra.

Parliamo ora un attimo dell'antenna vera e propria. Lo stilo che io uso è un quarto d'onda ed è montato su un PL259 che si fissa sullo SO239; questo sistema permette la totale intercambiabilità fra stili diversi. Il cavo è bene sia lungo un numero dispari di quarti d'onda, in modo da « nascondere » al TX l'eventuale ROS.

Un'altra cosa: è bene che il supporto sia messo parallelamente alla lunghezza della vettura (figura 4) per avere il massimo di resistenza all'aria, sempre che non si viaggi a « Mach 1 »!

Un'ultima cosa.

Anche se questa antenna è nata per i due metri, nulla vieta di usarla per altre frequenze, tutto sta a vedere fino a che lunghezza dello stilo il basamento riesce a reggere. Spero di essere stato sufficientemente chiaro, grazie di avermi seguito e a presto. *****

Versatile e semplice

divisore programmabile

a modulo variabile

Per il radioamatore e lo SWL il divisore che viene descritto offre possibilità di sperimentazione molto interessanti.

12XFK, Alberto D'Altan

In un articolo di U.L. Rohde (1), pieno di informazioni preziose, era descritto un divisore programmabile adatto a un sintetizzatore destinato a coprire il campo di frequenze compreso fra 400 e 71 MHz, per un ricevitore a copertura continua delle HF. Ho duplicato il progetto di Rohde, con piccole modifiche, con lo scopo di realizzare un divisore capace di lavorare fino a oltre 200 MHz. Tale divisore fornisce in uscita un segnale avente la frequenza di 1 kHz se impiegato come elemento dell'anello di un PLL.

Questo articolo discute molto in breve i seguenti argomenti:

- Cos'è un divisore a modulo variabile
- Alcuni problemi connessi con l'uso dei divisori nei PLL
- Descrizione del circuito
- Possibilità e limiti d'impiego

Cos'è un divisore a modulo variabile

Chi legge questo articolo probabilmente ha ben presente in cosa consista un divisore programmabile e quale funzione svolga in un PLL. Per un eventuale chiarimento sull'argomento rimando a un mio precedente articolo (2).

Se la frequenza di lavoro è superiore a quella che i divisori programmabili possono accettare in ingresso, si può, com'è noto, far precedere il divisore programmabile da un « prescaler » o divisore fisso, per esempio per 10, realizzato con logiche TTL o ECL. L'inserzione di questo prescaler, tuttavia, costringe a dividere per un fattore uguale a quello del prescaler anche la frequenza di riferimento del PLL e questo complica malettamente il problema del rumore che va a inquinare il VCO.

Il divisore a modulo variabile supera i problemi generati dall'inserzione del divisore fisso facendo in modo che anch'esso entri a far parte della logica del divisore programmabile.

La cosa funziona nel modo seguente (figura 1): il prescaler è costituito, per esempio, da un integrato ECL che invece di dividere per un numero fisso può dividere per un numero variabile; per esempio: per 10 o per 11, in funzione di un comando che gli venga dato.

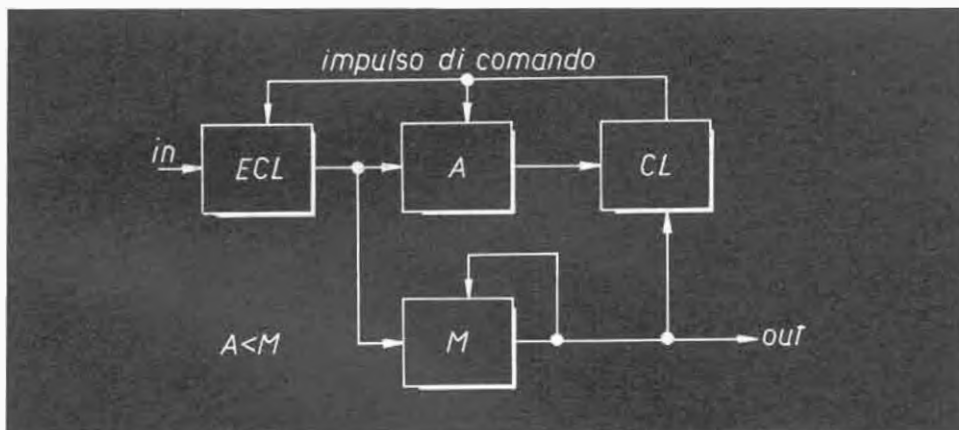


figura 1

Esso viene messo in testa a due serie di divisori programmabili, A e M. Con l'unica condizione che A sia inferiore a M, ossia che il rapporto di divisione di A sia più piccolo di quello di M, ecco cosa succede. Alla partenza del conteggio l'ECL divide per 11 e il clock, diviso per 11, viene contato contemporaneamente da A e da M. Essendo A inferiore a M evidentemente A si completa prima di M e l'impulso di riporto di A, mediante la logica CL, blocca A e comanda a ECL di dividere per 10. Intanto M continua a contare e, quando anch'esso è completo, il suo impulso di riporto azzerà tutto, sblocca A e comanda a ECL di dividere di nuovo per 11. Così il ciclo di conteggio ricomincia.

L'impulso di riporto di M è quindi il risultato del conteggio e compare all'uscita di M dopo una sequenza di conteggio composta da A volte per 11 + (M - A) volte per 10. Chiamando P il fattore di divisione di ECL, il divisore completo divide, in definitiva, per $A(P + 1) + (M - A)$
 $P = A + MP$.

Questo divisore permette un rapporto minimo di divisione uguale a P^2 ossia 100 però ha bisogno di un divisore A molto veloce perché il tempo che A ha a disposizione per controllare ECL è molto breve.

L'estensione del modulo di divisione da 10/11 a 100/101 offre invece, dato il maggior tempo a disposizione, la possibilità di usare per A (e per M) dei divisori CMOS con i vantaggi che vedremo. La limitazione che ne risulta è nel minimo rapporto di divisione che ora viene portato a $P^2 = 100^2 = 10.000$. Questa limitazione significa che la frequenza minima d'ingresso che può essere introdotta nel divisore per un'uscita di 1 kHz è 10 MHz.

Sono possibili altre combinazioni di rapporto di divisione al prescaler per cui, per una informazione più approfondita, si rimanda ancora al riferimento (1).

Alcuni problemi connessi con l'uso dei divisori nei PLL

Oltre a quanto già detto a proposito del rapporto minimo di divisione, sono da tenere presenti le seguenti considerazioni:

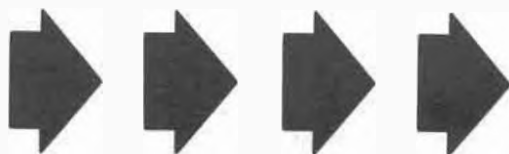
1) La catena di divisione genera rumore, nemico mortale di ogni PLL per radiofrequenza. Dove sia possibile conviene usare, quindi, divisori A e M realizzati con integrati CMOS, più silenziosi, per l'esiguità delle correnti che vengono commutate, dei TTL. Con un prescaler modulo 100/101 si può arrivare a contare, usando CMOS, fino verso i 200 MHz poiché la frequenza d'ingresso di A e M è, in tal caso, 2 MHz.

2) A forza di usare moduli TTL nessuno fa più i conti con il consumo di corrente che per apparati portatili potrebbe diventare proibitivo. Questa è un'ulteriore ragione per usare, dove possibile, moduli CMOS e, dove occorrono i TTL, dei TTL serie LS.

3) L'uso di logiche diverse richiede delle interfacce che possono aggiungere ritardi eccessivi a quelli propri dell'anello di comando del prescaler. Sulla questione dei ritardi di anello e, più in generale, su tutto l'argomento si consulti anche il riferimento (3).

Descrizione del circuito

Lo schema è riportato in figura 2.



Ho usato componenti estremamente popolari e reperibili. Il divisore 10/11, che è il noto 95H90 viene esteso a 100/101 mediante X_2 e X_3 che sono TTL LS.

L'uscita di X_1 va a X_2 che è una decade veloce. Perché X_1 sia autorizzato a dividere per 11 occorre che l'uscita della porta nand X_3 sia bassa. Questo accade quando tutti gli ingressi di tale porta sono alti. Tali ingressi sono tre: due sono collegati a X_2 e il terzo alla logica di controllo che va alta ogni qual volta M è completo e va bassa, invece, quando è A ad essere completo. I due ingressi di X_3 collegati a X_2 vanno alti una volta ogni 10 impulsi all'ingresso di X_2 . Quindi, se fosse per questi due ingressi, X_1 sarebbe autorizzato a dividere per 11 una volta ogni 100 impulsi al suo ingresso il che equivale a dire che l'insieme di X_1 e X_2 costituisce un divisore 100/101. Perché a X_1 questa autorizzazione a dividere per 11, ossia per 101, venga data occorre però, come già detto, che anche il terzo ingresso di X_3 vada alto e questo avviene solo nel periodo di conteggio compreso fra il reset di M e A e il completamento di A.

In definitiva, il sistema di divisori d'ingresso divide per 101 mentre A sta contando e per 100 dal momento in cui A è completo fino al momento in cui anche M è completo.

Per non avere problemi di conteggio con i CMOS alle frequenze considerate è stato necessario alimentarli a 10 V. Q_2 e Q_3 costituiscono l'interfaccia TTL/CMOS desunta dal riferimento (3).

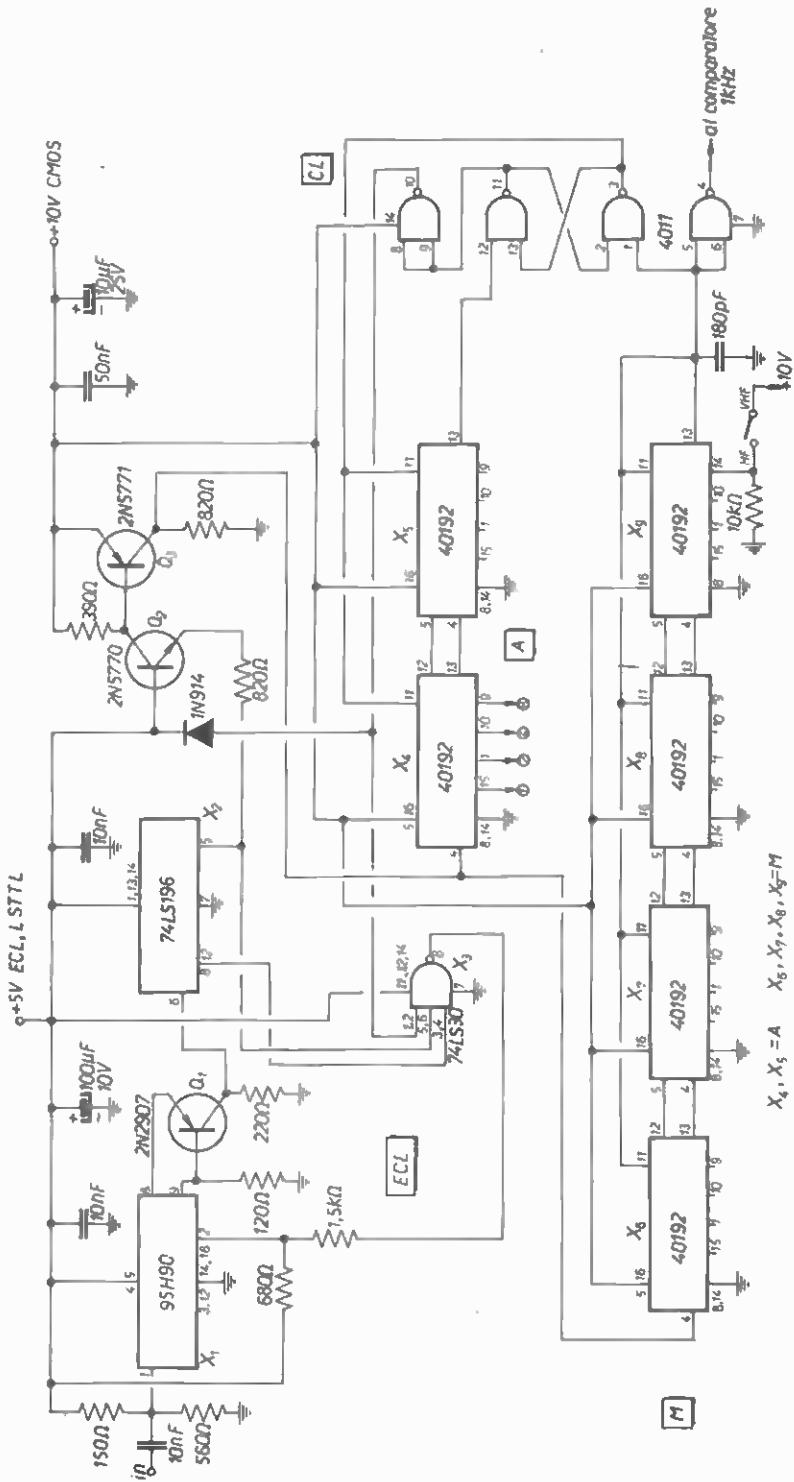


figura 2

In figura 3 è mostrato un prototipo da me costruito con uscita a 1 kHz che divide per numeri di 6 cifre ed è quindi in grado di essere usato per segnali in ingresso compresi fra 100 e oltre 200 MHz.

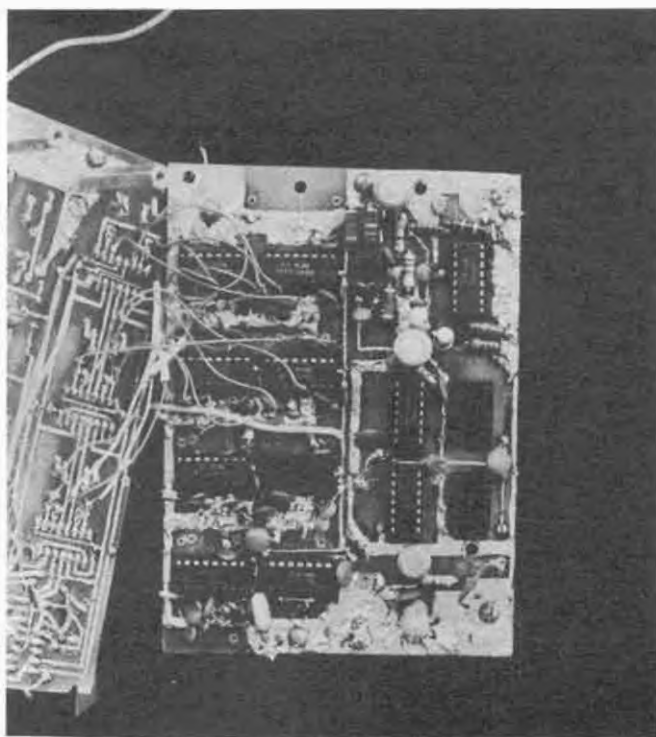


figura 3

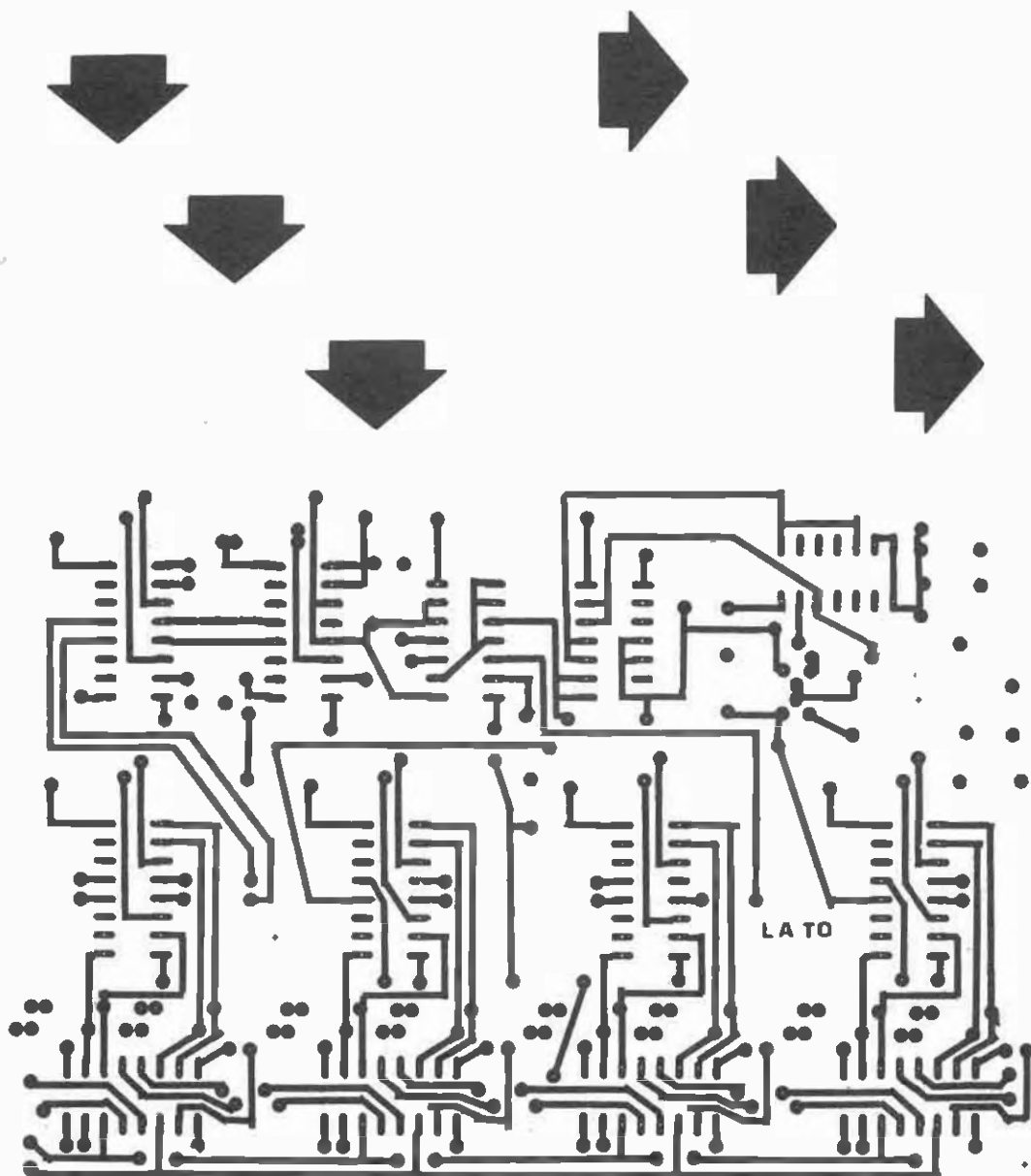
Nella foto si intravede, sulla sinistra, il circuito di codifica dei divisori che può essere realizzato come meglio si crede. Come appare dallo schema di figura 2, mandando alto il piedino 14 di X_0 il divisore divide per numeri di 5 cifre e può essere usato, quindi, con la stessa uscita a 1 kHz, per esempio fra 50 e 99 MHz.

Riferimenti

- 1) U.L. Rohde DJ2LR, *ham radio*, luglio 1976, pagina 10.
- 2) A. D'Altan, *cq elettronica*, maggio 1976, pagina 784.
- 3) P. Battrick, *Elettronica Oggi*, settembre 1977, pagina 1533.
ottobre 1977, pagina 1811.
- 4) U.L. Rohde DJ2LR, *ham radio*, novembre 1977, pagina 34.
- 5) R.C. Petit W7GHM, *ham radio*, ottobre 1978, pagina 60.
- 6) N. Calvin, *73 Magazine*, settembre 1975, pagina 145.
ottobre 1975, pagina 50.

In figura 4 è rappresentato in scala 1 : 1 il tracciato di entrambe le facce di una ulteriore realizzazione nella quale X₁ non compare: infatti ho trovato più conveniente montarlo sul telaio del VCO stesso con lo scopo di portare in giro segnali a frequenza più bassa possibile.

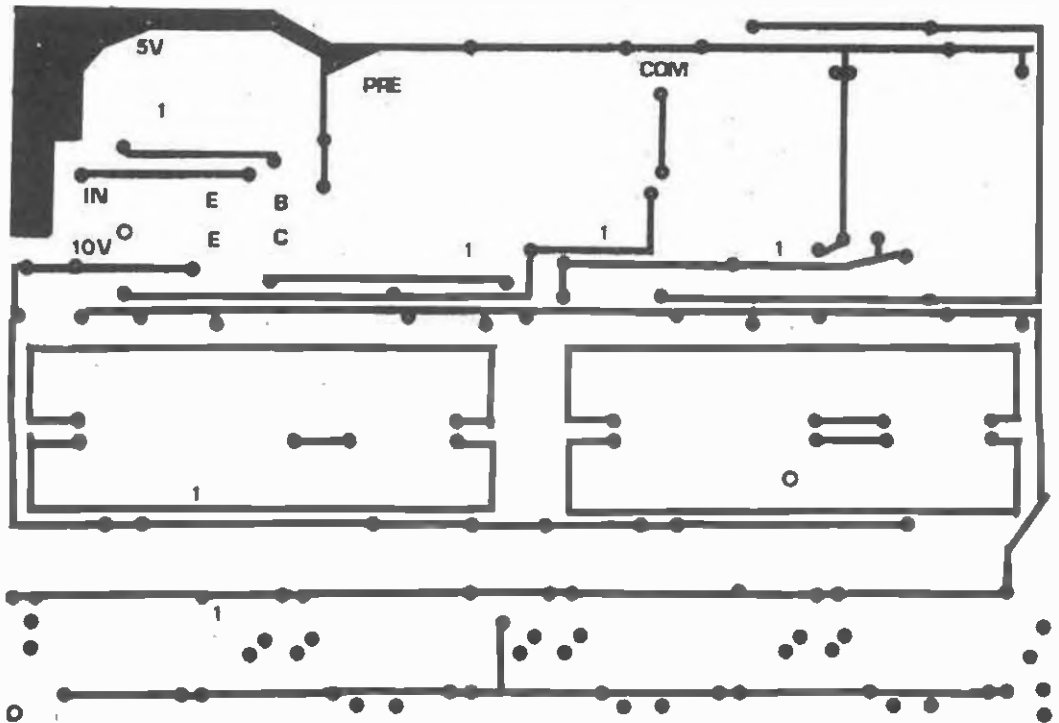
In compenso compaiono sul tracciato le decadi usate per la programmazione di X₄, X₅, X₆, X₇, ossia delle cifre meno significative del divisore. E' infatti impensabile programmare manualmente con commutatori queste cifre che, per esempio in un ricevitore, sono oggetto di continuo ritocco e manipolazione.



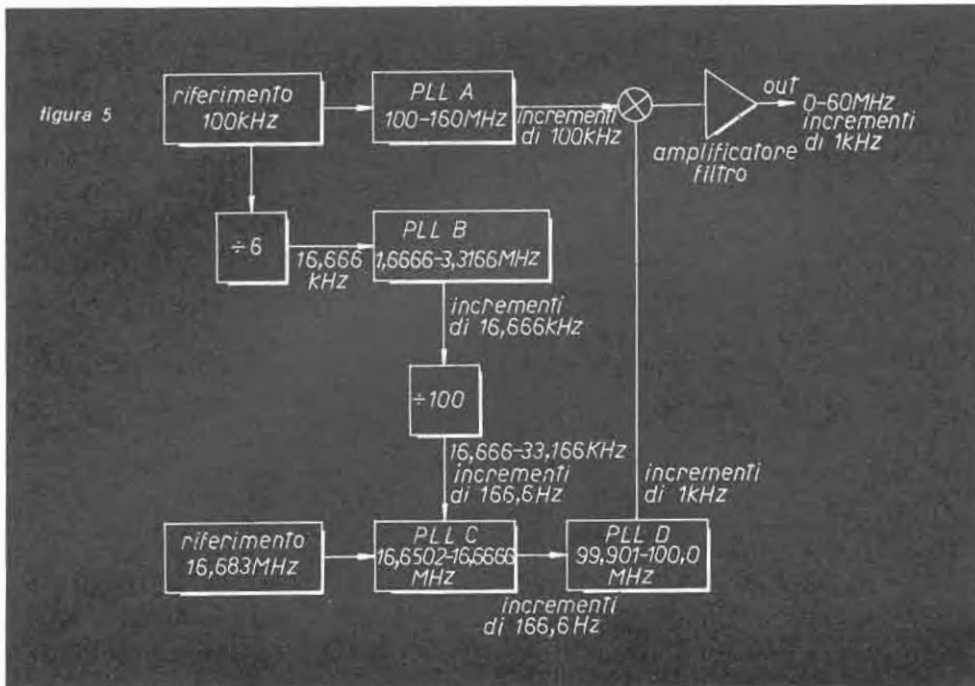
Possibilità e limiti d'impiego

L'applicazione del divisore descritto che appare più immediata è quella di elemento di un PLL per un oscillatore locale di un RX. Attenzione, però: un PLL che lavori con una frequenza di riferimento di solo 1 kHz è rumoroso, almeno in rapporto alla moderna esigenza di sfruttare adeguatamente i vantaggi offerti dagli attuali mixer doppio-bilanciati (a diodi o a fet). Non mi dilungo sul problema specifico sul quale eventualmente tornerò in un futuro articolo riguardante il PLL completo utilizzando il divisore descritto, tuttavia per chiarimenti sulla questione del rumore negli oscillatori e sul problema del « reciprocal mixing » possono essere consultati i riferimenti (4) e (5).

figura 4



Per una applicazione diretta in RX di pregio il circuito descritto potrebbe essere usato in un sistema a PLL multipli, come quello schematizzato in forma semplificata in figura 5, realizzato da N. Calvin (6). Esso è, comunque, assai complicato.



Una soluzione che mi sembra molto buona, semplice e, in definitiva, realizzabile è quella descritta da W7.GHM (5) che consiste nel dividere per 10 o 100 l'uscita del VCO che va al RX, con conseguente riduzione della banda di rumore.

Si realizzano così oscillatori locali di qualità con scatti di avanzamento di 100 e 10 Hz rispettivamente che possono essere programmati elettronicamente in modo da simulare una variazione di sintonia quasi continua. Ne riparleremo prossimamente. *****

RX: "il mondo in tasca"

Ubaldo Mazzoncini

(segue dal n. 1/80)

ULTIMA PUNTATA

Questo progetto è iniziato sul n. 9/78 e si è sviluppato nei mesi successivi: 10/78, 11/78, 12/78, 1/79, 2/79, 3/79, 4/79, 10/79, 11/79, 12/79, 1/80.

Gruppo alimentazione

Durante questi mesi in cui abbiamo percorso insieme le tappe nella costruzione del nostro ricevitore pluriuso, ho ricevuto parecchie lettere riguardanti soprattutto due argomenti particolari: i filtri a quarzo e il gruppo alimentatore. Del secondo argomento, in particolare, mi veniva chiesta la ragione di una tale confusione di tensioni d'alimentazione. Non si può infatti dire che tali critiche non abbiano ragione d'essere.

Non era più semplice dimensionare ogni gruppo per i 12 o per i 15 V? Certamente, ma anche così facendo sarebbero nati altri inconvenienti di ordine tecnico. Innanzitutto premetto che quando mi sono accinto alla costruzione del ricevitore possedevo un ottimo alimentatore stabilizzato autocostruito dalle seguenti caratteristiche: tensione variabile tra 3 e 34 V, amperaggio fino a 3 A con limitazione continua della corrente erogata. Non intendendo costruire un alimentatore autonomo da inserire direttamente entro il ricevitore era logico che nascesse il problema del rapporto tra scala e sintonia del ricevitore. La sintonia del ricevitore è effettuata infatti tramite diodi varicap (dipende quindi dalla tensione). Variando anche di poco tale tensione, varia la sintonia e quindi non sono più valide le scale di taratura.

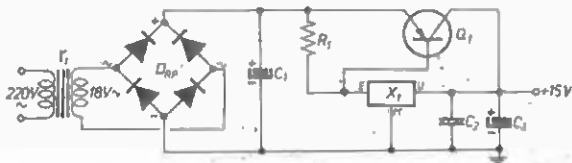
Sebbene l'alimentatore in questione fosse eccezionalmente stabile, non potevo essere certo, ogni volta che lo taravo sui 15 V, che questa fosse la tensione esatta (poteva essere 14,8 o 15,3). Inoltre, la stabilità di un alimentatore è tanto maggiore quanto minore è la sua erogazione di corrente.

Quindi è sempre vantaggioso dividere l'alimentazione in due sezioni: una di potenza e una di bassissima potenza e altissima precisione, specialmente quando si debbano alimentare apparati sensibili al decimo o centesimo di volt (oscillatori).

* * *

Incominciamo quindi con il primo gruppo di alimentazione da 15 V, 1 ÷ 2 A. Inizialmente volevo proporvi l'alimentatore autocostruito dal sottoscritto, ma ho pensato poi che non era certo il più adatto allo scopo in quanto eccessivamente sofisticato e con un sacco di regolazioni che esulano dai nostri reali bisogni. Molto meglio quindi il seguente circuito!

- C_1 condensatore elettrolitico 1.000 μ F, 35 V
- C_2 100 nF, poliestere
- C_3 100 μ F, 25 V
- R_1 4,7 Ω , 5 W, a filo
- Q_1 AD149 (PNP)
- X_1 L037 o TBA625C SGS
- D_{RP} diodi in ponte raddrizzatore da 40 V, 2 A
- T_1 trasformatore, primario 220 V, secondario 18 V, 2 A



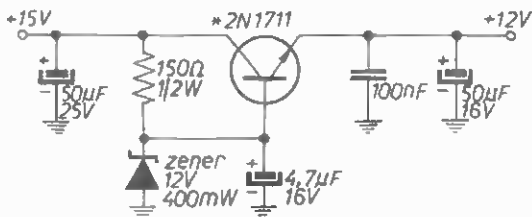
Note

- Predisponete una aletta di raffreddamento sia per X_1 che per Q_1 .
- Dato l'esiguo numero di componenti è possibile anche effettuare un cablaggio volante.

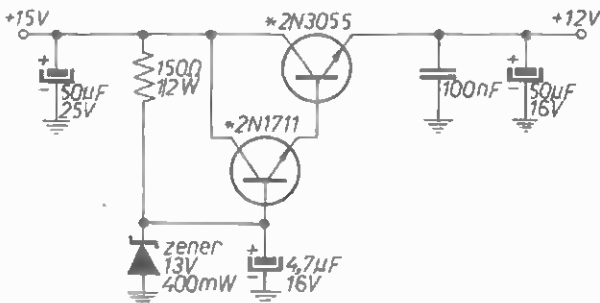
Nel caso siate già forniti di un alimentatore stabilizzato, potete usare tranquillamente il vostro a condizione che la sua stabilizzazione sia ottima e la sua tensione si aggiri sui 15 V con uno scarto (nel suo valore fisso, non nella stabilizzazione) di 0,5 V massimo.

Per quanto concerne l'ottenimento dei 12 V, potete procedere a un abbassamento della tensione di 15 V come mostrato nell'ottava puntata (4/79) con zener e transistor (non si tratterebbe quindi di un alimentatore stabilizzato vero e proprio ma se l'alimentatore da 15 V è ottimo, il risultato sarà comunque perfetto), oppure potete procedere alla sua costruzione separatamente.

Fino a 250 + 300 mA



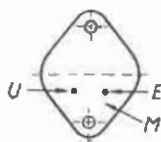
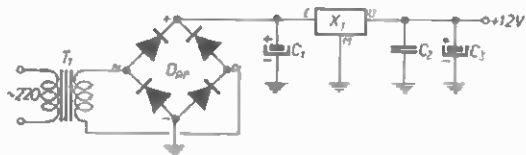
Fino a 2 A



* Aletta di raffreddamento

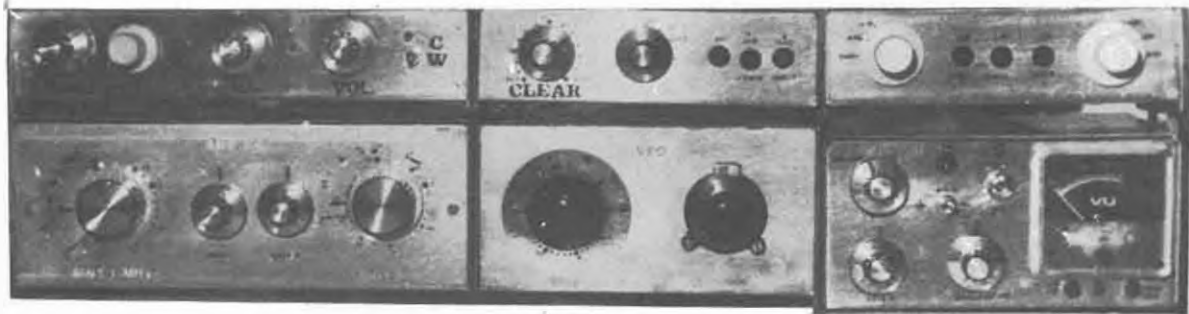
Nel caso tuttavia vogliate avere un alimentatore da 12 V completamente autonomo potete eseguire il medesimo circuito proposto per l'alimentatore da 15 V con la differenza di sostituire il circuito integrato TBA625C con il tipo TBA625B che dà un'uscita appunto di 12 V.

Data poi la bassa corrente assorbita dai circuiti RF e oscillatori potete anche semplificare lo schema nel modo seguente:



(integrato visto da sotto)

- T₁ trasformatore con secondario 18 V, 500 mA
- C₁ 1.000 µF, 35 V
- C₂ 100 nF
- C₃ 200 µF, 16 V
- D_{RR} diodi a ponte raddrizzatore 40 V, 500 mA
- X₁ L036 (fino a 400 mA)
- TBA625B (fino a 140 mA)



Credo con questo di aver terminato la mia fatica con la speranza di essere stato sufficientemente chiaro. Coloro che avranno bisogno di ulteriori delucidazioni potranno comunque sempre rivolgersi al sottoscritto. Buon ascolto a tutti!

Ubaldo Mazzoncini - via Mantova 92 - Brescia

FINE

Gadget n. 2

Apparecchiatura inutile per pescatori pigri

Sergio Cattò

Il termine inglese « Gadget » identifica un oggetto assolutamente inutile ma che però è un divertimento fine a se stesso.

L'aggeggio presentato è destinato a tutti i pescatori che ritengono faticoso il dover reggere la canna nell'attesa che un pesce abocchi all'amo.

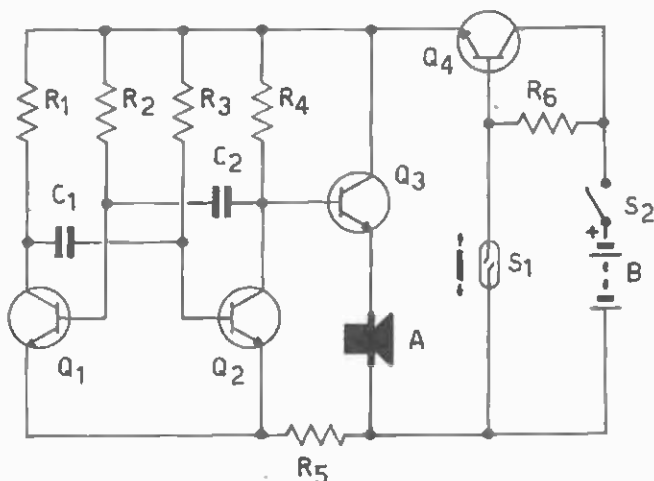
E' la versione moderna del classico campanellino attaccato alla cima della canna.

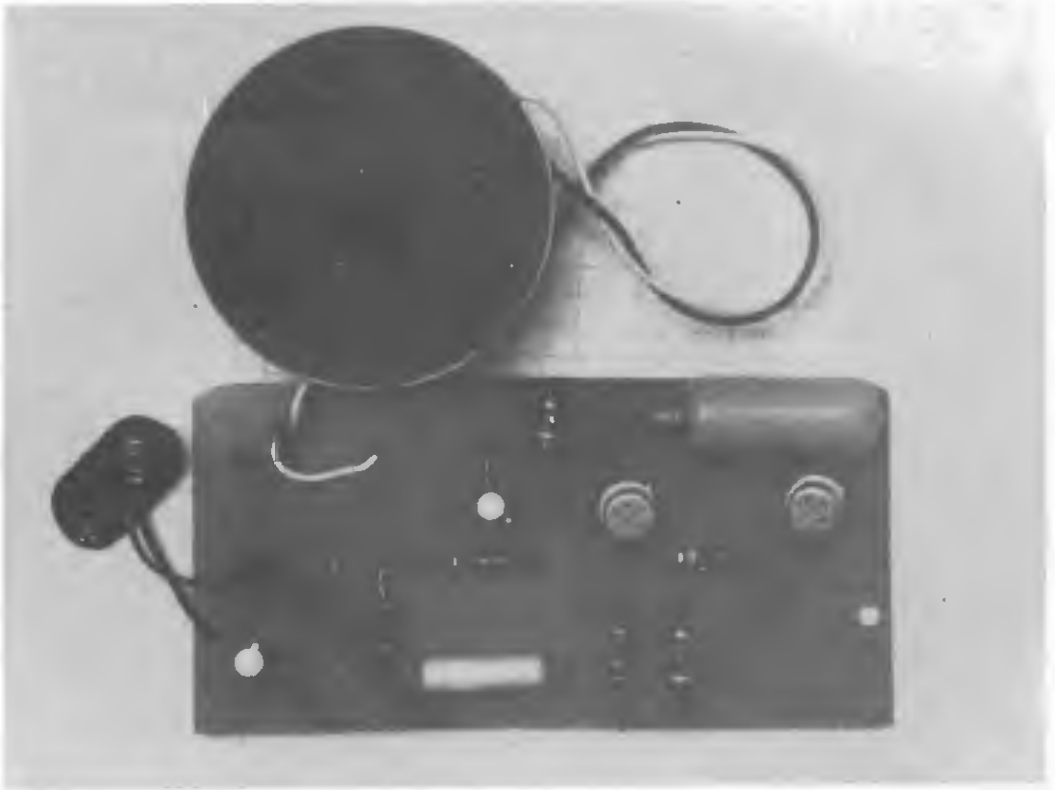
Il circuito si presenta di facile realizzazione: in particolare si è curato di evitare l'uso di relay i cui contatti, dato l'ambiente umido, possono facilmente deteriorarsi ossidandosi.

Analizzando il circuito possiamo notare che esistono due interruttori: S_2 è l'interruttore principale, S_1 è un contatto reed mantenuto chiuso da un piccolo magnete. In queste condizioni Q_4 non è in conduzione impedendo l'alimentazione del circuito multivibratore di allarme. Il filo di nylon della canna viene fatto passare tra il reed e il magnete, quest'ultimo fissato su di un supporto libero di muoversi.

Lo schema essenzialmente è quello di un multivibratore la cui frequenza è determinata dalle coppie $C_1 R_3$ e $C_2 R_2$.

Q_1, Q_2 transistori tipo BC107 o similari
 C_1, C_2 220.000 pF, condensatori poliestere
 R_1 5.600 Ω , resistore
 R_2 10.000 Ω , resistore
 R_3 10.000 Ω , resistore
 R_4 10.000 Ω , resistore
 R_5 5.600 Ω , resistore
 R_6 150 Ω , resistore
 R_7 12.000 Ω , resistore
 tutti da 1/2 W
 A altoparlante 80 Ω (capsula telefonica)
 S_1 contatto reed (interruttore magnetico)
 S_2 interruttore accensione
 B batteria 15 V (tipo flash)
 vedi testo





Contatti tipo antiturto in sostituzione del reed.



Le onde quadre così prodotte vengono inviate a Q_3 , che in circuito Emitter Follower accoppia l'alta impedenza d'uscita del multivibratore a quella bassa dell'altoparlante.

La frequenza scelta è di 1.000 Hz ma può esserne desiderabile un'altra vuoi per problemi di insensibilità personale, vuoi per mascheramento da parte di altri rumori ambientali.

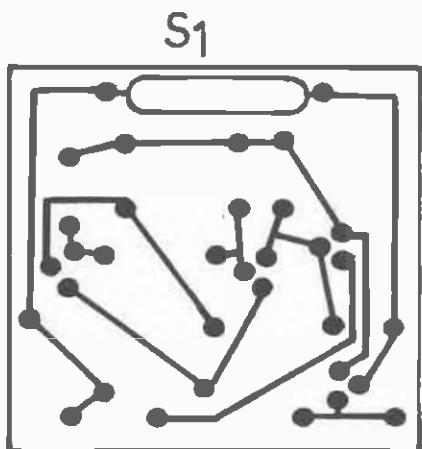
Normalmente il 1.000 Hz non presenta inconvenienti tuttavia potete cambiare le coppie di valori consigliati fino a ottenere quello più soddisfacente.

La batteria consigliata è di 15 V, tuttavia qualsiasi alimentazione con tensioni comprese tra i 6 V e i 18 V vanno bene: naturalmente la frequenza cambierà aumentando con l'aumento della tensione di alimentazione oppure diminuendo con essa. Anche l'altoparlante consigliato è tutt'altro che critico.

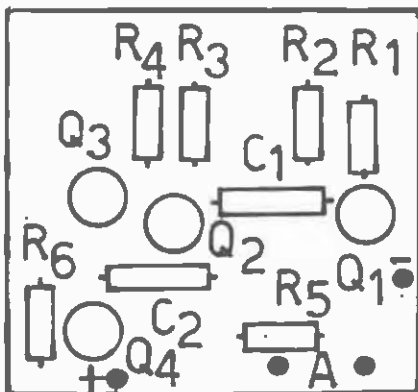
Se non trovate la capsula microfonica adatta potete utilizzare un comune altoparlantino miniatura la cui impedenza però non sia inferiore agli 8Ω . Potete benissimo recuperarne uno da un rottame di radiolina. L'unico inconveniente che si ha utilizzando un altoparlante a impedenza più bassa di quella consigliata sta nella diminuzione di volume. Come già detto, Q_4 è posto in serie alla linea di alimentazione: quando il magnete è posizionato davanti al reed, la base di Q_4 è negativa per cui il transistor è bloccato (non conduce). Quando il magnete viene mosso dal filo di nylon, il reed si apre, la base di Q_4 è polarizzata attraverso R_6 , passando in conduzione. Questo sistema permette un notevole risparmio di corrente in quanto in posizione di attesa l'unica corrente circolante è quella di fuga di Q_4 , che essendo dell'ordine di pochi microampere può essere considerata nulla.

Il circuito per sua intima essenza può essere strapazzato ampiamente in quanto tollera larghissime sostituzioni dei valori di resistenze, condensatori e tipi di transistori: basta solo che siano NPN.

Circuito stampato. Scala 1 : 1.
Notate S, saldato sul lato rame.



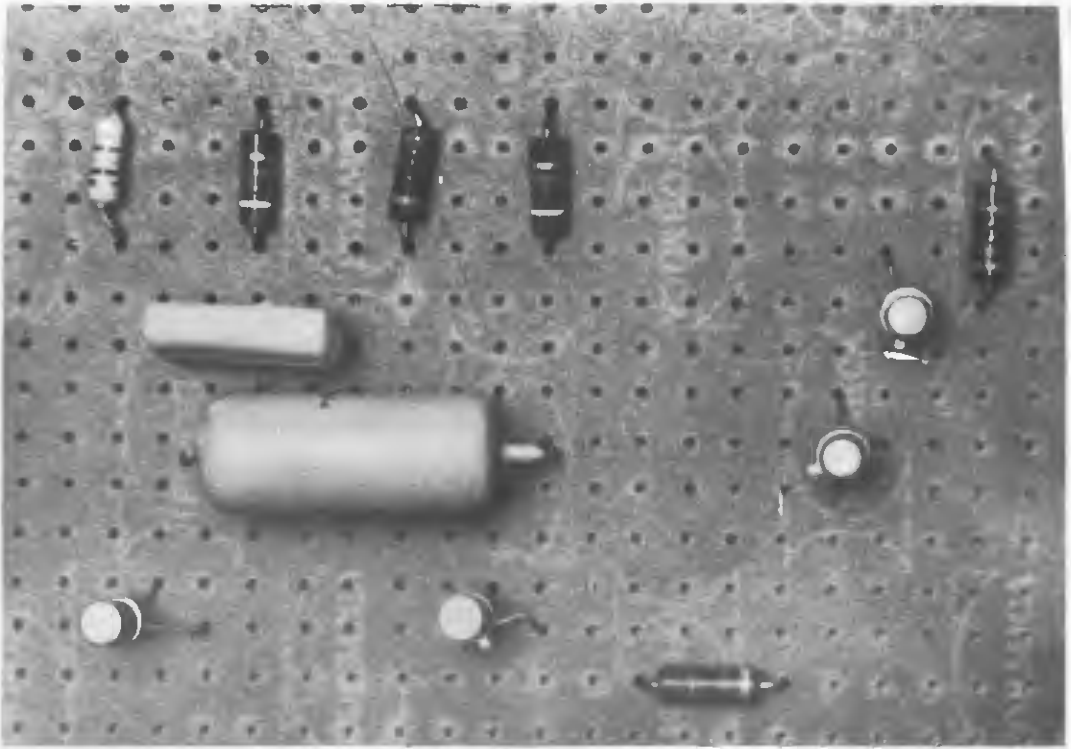
Lato rame.



Lato componenti.

1 cm

Malgrado vi venga proposto il circuito stampato il prototipo è stato realizzato su una delle solite piastrine perforate VEROBOARD acquistabili presso ogni rivenditore di componenti, magari con nomi commerciali diversi.



Montaggio su piastra tipo VEROBOARD o TEYSTONE



Montaggio sperimentale su circuito stampato.

Nella realizzazione su circuito stampato si è partiti dal presupposto di realizzare un contenitore in cui alloggiare batteria, altoparlante e circuito stampato, su cui poi appoggiare la canna (con il magnete fissato su un supporto elastico fissato alla canna in posizione tale da non intralciare la pesca). In questo caso il reed può essere saldato direttamente sul circuito stampato, lato rame e sporgere da una fessura del contenitore.

Le fotografie mostrano invece una soluzione meno critica, in quanto non esistono posizionamenti della canna ma anche meno comoda. Infatti il reed è fissato sull'asta della canna vicino al supporto flessibile del magnete. La scomodità sta nel fatto che dalla canna partono due fili che vanno a raggiungere l'insieme che potremmo definire la « centralina » del gadget.

Questi sono solo consigli in quanto poi ciascuno adatterà la parte meccanica dell'aggeggio in modo più adatto a se stesso e alle proprie abitudini.

Arrivederci al GADGET 3!

Il precedente articolo della serie gadget, pubblicato nel mese di agosto 1979, ha determinato l'interessamento della LOCTITE ITALIA che si è premurata di fare alcune precisazioni della cui cosa ringrazio.

« ... 1. Il nuovo numero di catalogo dell'IS12 è IS496.

2. Per quanto riguarda il costo (L. 4.500 la confezione da 20 gr.) non riteniamo che la cifra sia esosa, e l'ing. Cattò ce lo dimostra avendo una confezione vecchia, basta una goccia di prodotto per ottenere un incollaggio perfetto, ne consegue che la confezione permette moltissime applicazioni senza spreco di prodotto.

3. Passiamo ora al problema dell'incollaggio delle dita. E' senz'altro vero che la forza di adesione è tale che si possa verificare l'incollaggio delle dita ma è altrettanto vero che basta usare acqua calda, sapone e un oggetto levigato, come ad esempio un manico di un cucchiaino per far separare i due lembi di pelle incollata.

Pertanto ricusiamo decisamente la necessità di ricorrere al bisturi del pronto soccorso ».

generatore di SUONI ELETTRONICI con un solo integrato

Emilio Ficara

La grande semplicità di questo microsintetizzatore è dovuta all'uso di un integrato studiato per generare i suoni elettronici nei « video games » più sofisticati.

- Piedino collegato a condensatore
- Piedino collegato a resistenza
- △ Piedino collegato a livello logico
- ◇ Piedino collegato a livello analogico

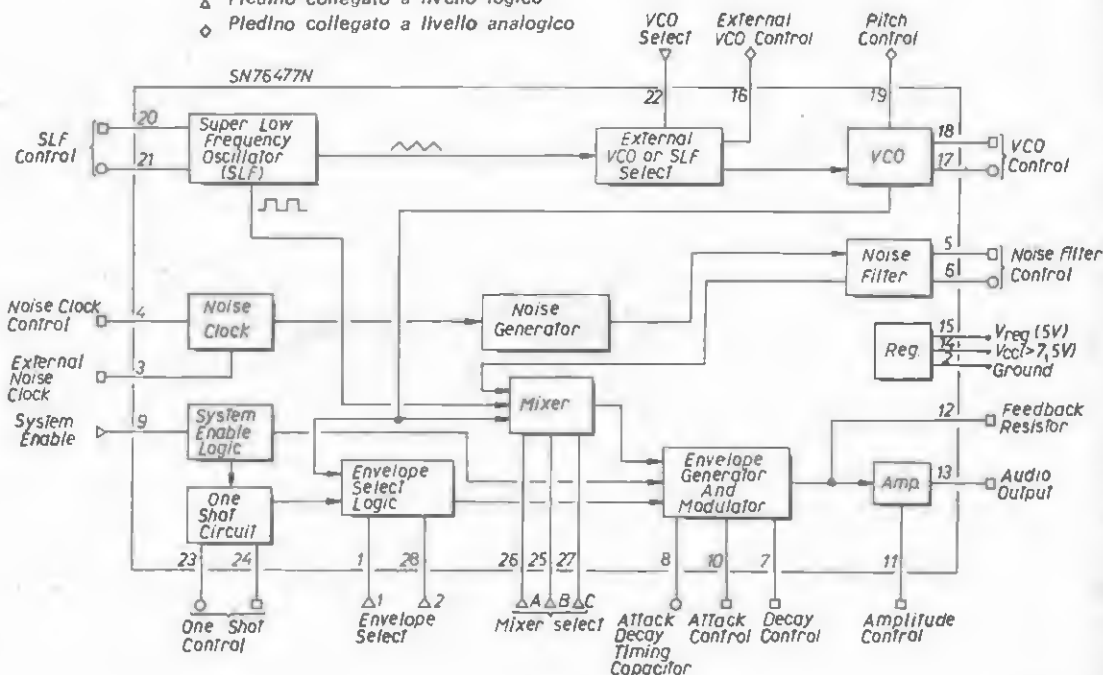


figura 1

La struttura interna di questo integrato è visibile in figura 1; il blocco SLF (Super Low Frequency Oscillator) fornisce un'onda quadra che può essere prelevata direttamente in uscita e un'onda triangolare che può essere invece usata per pilotare il VCO; il range di frequenza dello SLF è da 0,2 a 30 Hz; il VCO ha un range che va da 30 a 15.000 Hz e può essere pilotato dallo SLF o da una tensione di riferimento esterna (nel nostro caso il potenziometro di controllo frequenza VCO) e ha inoltre un controllo di Pitch e cioè un controllo del Duty Cycle, fornendo così la possibilità di ottenere un suono metallico o pastoso a seconda di come regolato; c'è anche un generatore di rumore (Noise) e un filtro attivo con pendenza di 30 dB che permettono la generazione di suoni del tipo temporale o pioggia o risacca o vento, ecc. ecc.; Il mixer è di tipo un po' particolare, dovendo essere controllato da livelli logici (vedi figura 2).

figura 2

Mixer Select			Mixer Output
C (pin 27)	B (pin 25)	A (pin 26)	
0	0	0	VCO
0	0	1	SLF
0	1	0	Noise
0	1	1	VCO/Noise
1	0	0	SLF/Noise
1	0	1	SLF/VCO/Noise
1	1	0	SLF/VCO
1	1	1	Inhibit

Envelope Select 1	Envelope Select 2	Selected Function
(pin 1)	(pin 28)	
0	1	Mixer only
1	0	One Shot



Foto « fatta in casa » (« alla vergognosa ») dall'Autore, che ha l'ardire di presentarla ai Lettori! Il trabiccolo funziona proprio bene, ma non è una sciccheria estetica (né l'originale, né la foto!). Contenitore Teko 362.

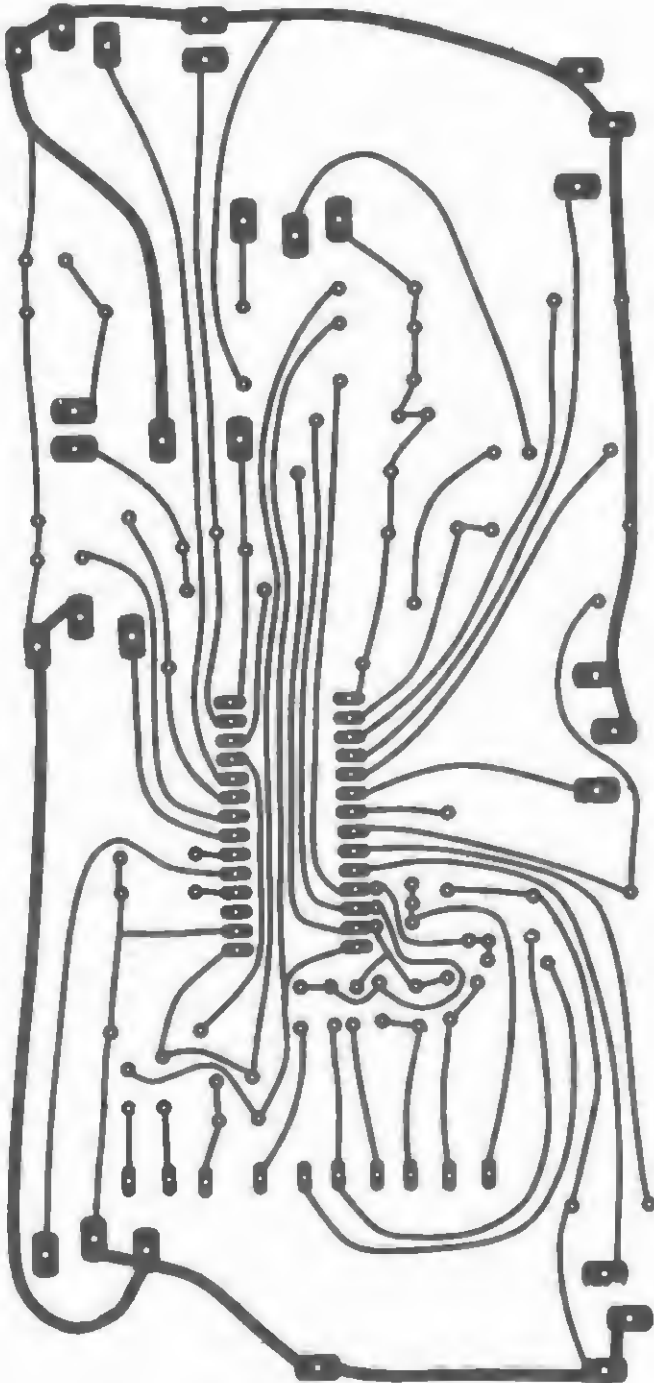


figura 3
(scala 1 : 1)

*Il disegno
del circuito stampato
prevede
il montaggio
dei potenziometri
direttamente
sulla piastra
e semplifica
il montaggio
dell'apparecchio.*

**è utile
ed
è facile**

DISPOSIZIONE COMPONENTI
E CABLAGGIO

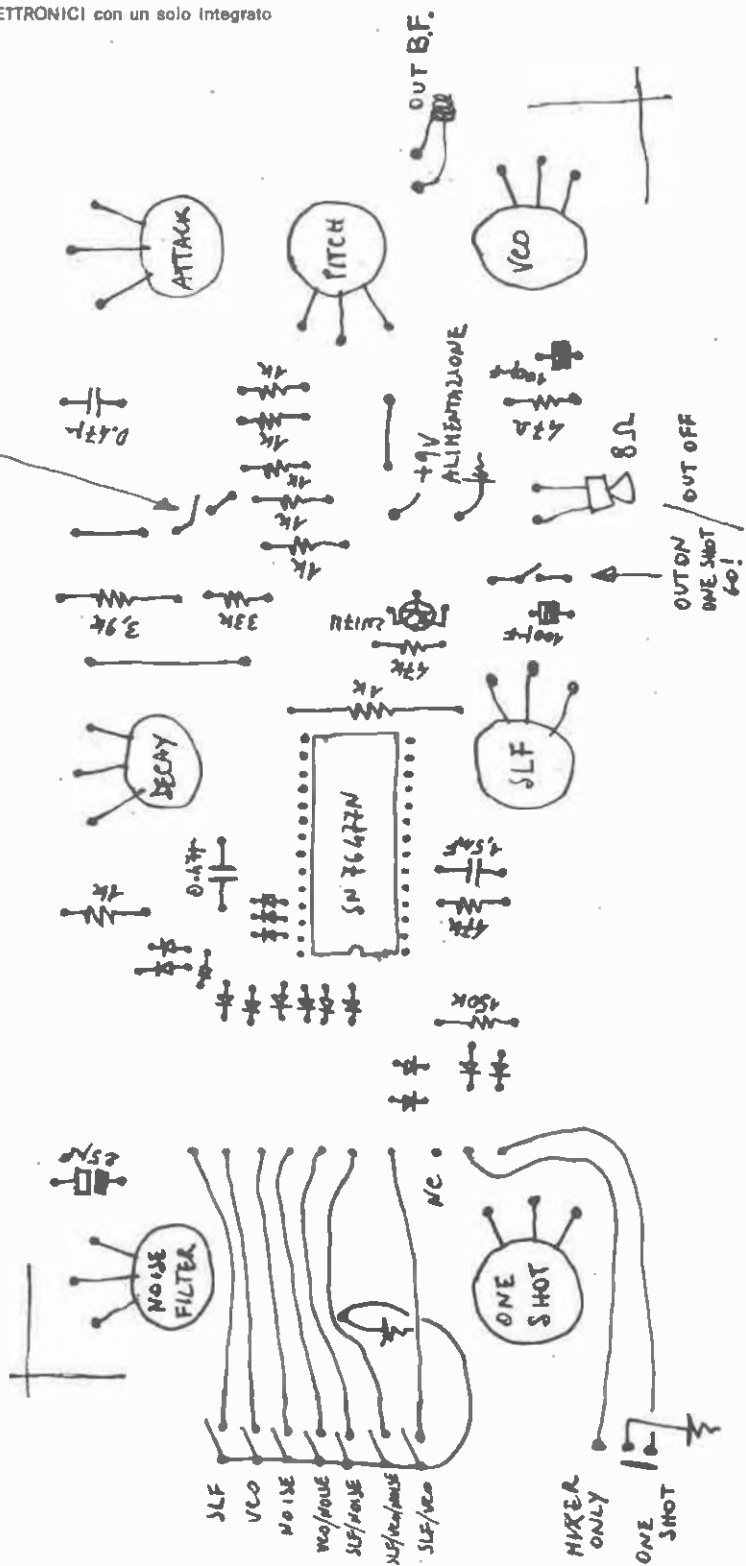
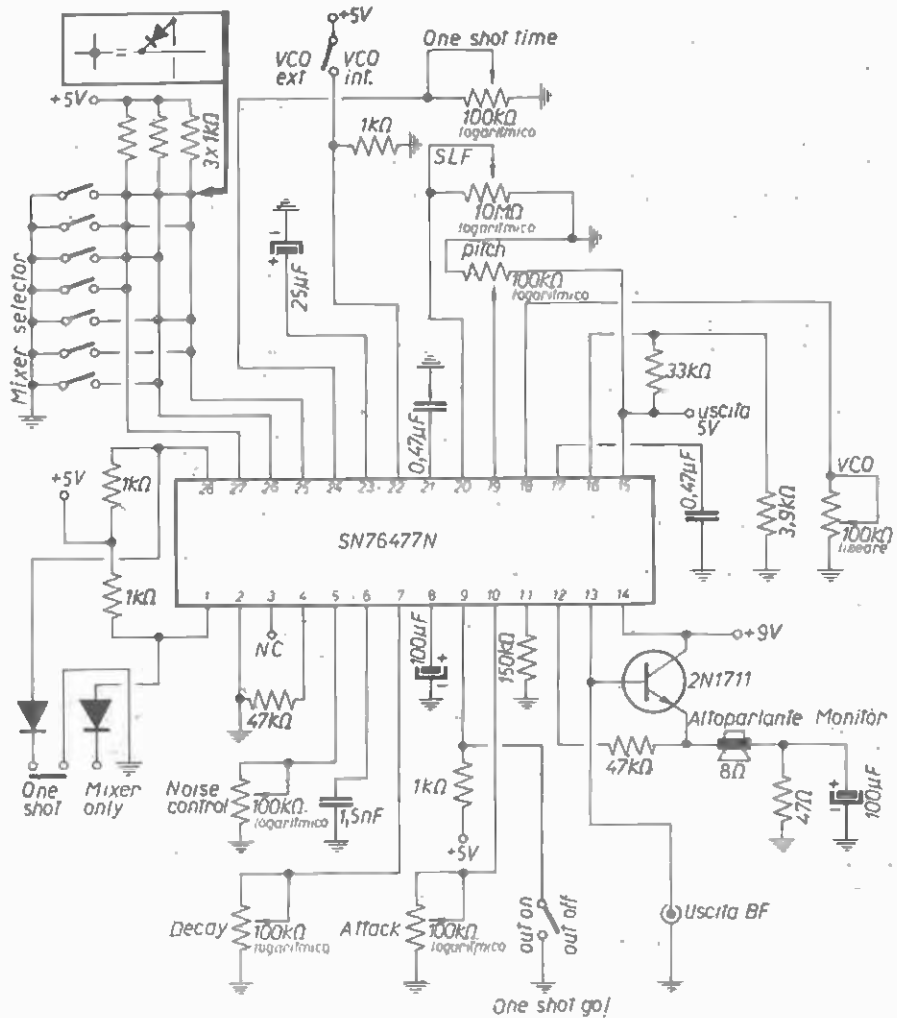


figura 3

(lato componenti)

Dopo la sezione di generazione dei suoni c'è la parte che gestisce l'involuppo dei suoni stessi e cioè: One Shot Circuit che permette il passaggio del suono solo per un determinato periodo di tempo (regolabile); l'Attack e Decay Circuit che permette di regolare il tempo di salita e di discesa del suono (in termini di volume sonoro) nel tempo prefissato dall'One Shot Control.

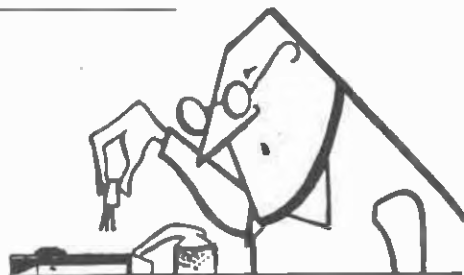
Come ultima parte c'è un regolatore di tensione incorporato che fornisce una uscita stabilizzata di 5 V con un ingresso variabile da 7,5 a 9 V e uno stadio preamplificatore che fornisce una uscita di 2,5 V picco-picco.



Il costo dell'integrato si aggira intorno alle 7.000 lire e il costo totale dell'apparecchio non dovrebbe superare le 20.000 lire.

Concludo ricordandovi che se aveste qualunque difficoltà, potete rivolgervi direttamente a me scrivendo al seguente indirizzo: Emilio Ficara contrada Castelletta 26 - 62012 Fontespina di Civitanova Marche (MC).

I8YZC, Antonio Ugliano
corso De Gasperi 70
CASTELLAMMARE DI STABIA



In questo numero:

QUATTRO PROGETTI

- Giovanni ODINO: Fotocolorimetro
- Marco GALEAZZI: Fonocomando multiuso
- Evangelista ZURCHER: Convertitore 144→28 MHz (e CB)
- Giovanni BRUNETTI: Trasmettitore FM

E QUESTI SONO I PREMI PER I COLLABORATORI:

Ogni mese, le seguenti Ditte

Gianni VECCHIETTI, componenti elettronici professionali, via Beverara 30, BOLOGNA,

A Z Elettronica, componenti elettronici, via Varesina 205, MILANO offrono ai collaboratori della rubrica un premio consistente in lire 30.000 in materiali elettronici e la Ditta

LAREL, via del Santuario 33, LIMITO - MILANO, una scatola di montaggio di un sintonizzatore per FM mod. SNT 78 FM, di propria produzione.

Logicamente, questi premi andranno attribuiti a tutti i lettori che collaborano inviando un loro progetto. Si aggiungono ad essi, due confezioni di componenti elettronici offerti dal sottoscritto.

Fotocolorimetro per autocostruttori

Giovanni ODINO, via Garibaldi 41, NOVI LIGURE.

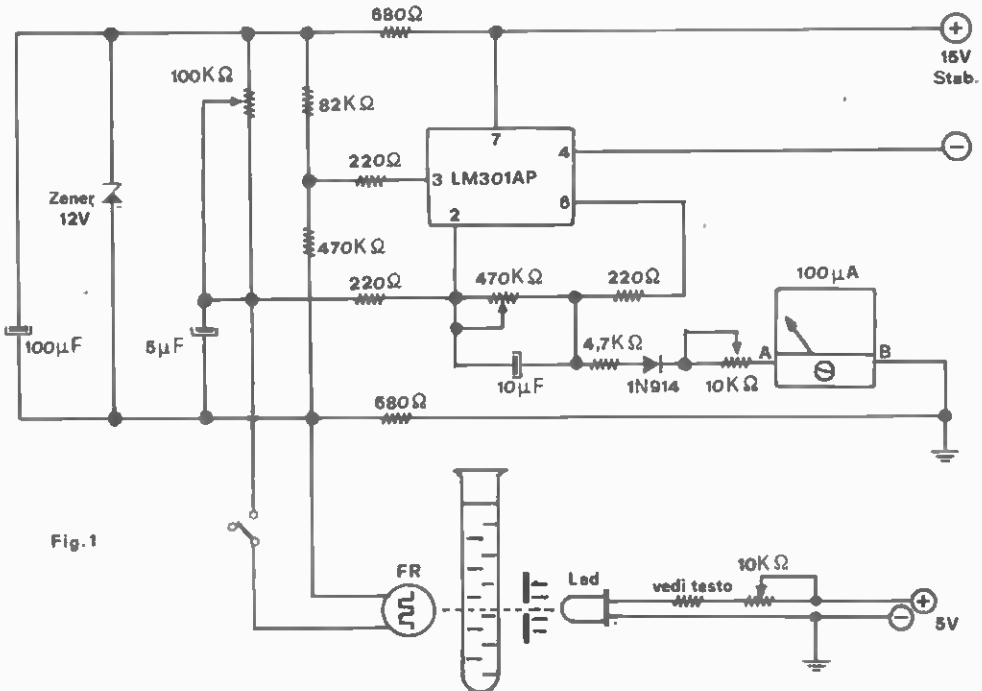
Oggi giorno l'elettronica abbraccia un campo di utilizzazione vastissimo, in tutti i settori della vita umana.

Spesso lo sperimentatore si trova di fronte ad apparecchiature elettroniche il cui funzionamento egli ritiene incomprensibile e non adatto alla sperimentazione dilettantesca. A volte, però, con poca spesa si riesce a costruire strumenti utili, ampliando il proprio campo di conoscenze.

Uno di questi strumenti, usatissimo nei laboratori chimici, è il colorimetro.

Tutti noi sappiamo che quando la luce attraversa l'acqua del mare o quella dei fiumi, si attenua, viene cioè assorbita dall'acqua stessa. Le soluzioni (acqua + sale disciolti in essa), come del resto tutti i corpi che si lasciano attraversare dalla luce, hanno la proprietà di assorbire parte di questa. Soluzioni diverse assorbono quantità diverse di radiazioni luminose e soprattutto lunghezze d'onda diverse, cioè colori diversi. Sapendo che la luce è composta da molti colori diversi, si può, in base alla quantità e al tipo di luce assorbita, risalire alla natura delle soluzioni che ha attraversato. Tutto questo è possibile grazie a uno strumento che prende il nome di

fotocolorimetro.



Il fotocolorimetro è costituito da una sorgente luminosa che emette radiazioni di intensità e lunghezza d'onda variabili, dalla soluzione in esame e da un sistema di misura della quantità di radiazioni che hanno attraversato la soluzione in esame.

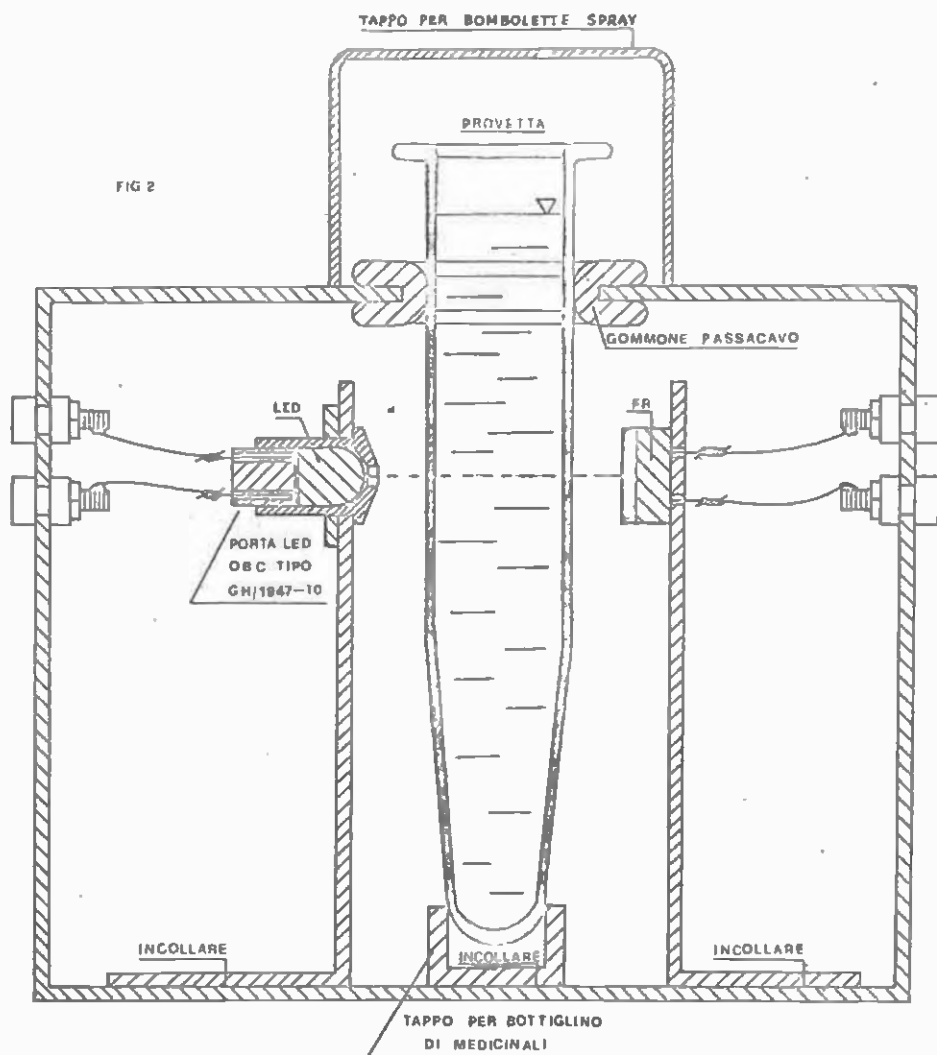
In figura 1 si può vedere lo schema teorico del suddetto apparecchio.

Il sistema di misura è costituito da una fotoresistenza collegata a un amplificatore operazionale mediante un ponte di Wheatstone, si riescono così a registrare minime variazioni di intensità luminosa, mediante un microamperometro.

La soluzione è contenuta in una apposita provetta che deve essere il più possibile pulita e priva di ditate. La sorgente luminosa deve emettere una radiazione di lunghezza d'onda, cioè di colore tale che la soluzione ne assorba la maggior quantità possibile. In genere per soluzioni colorate si usa luce di colore complementare a quello della soluzione, ad esempio, se la soluzione è di colore rosso si userà luce verde e viceversa.

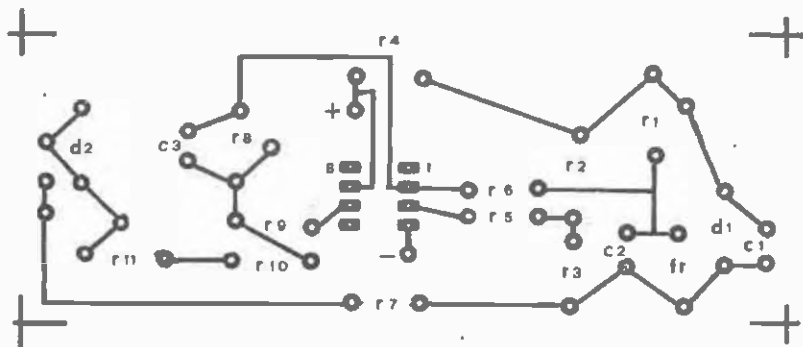
Nel caso di soluzioni incolore si sceglierà il raggio del colore che viene maggiormente assorbito dalla soluzione. In pratica la sorgente luminosa può essere formata da un led di colore appropriato alla soluzione che si vuole esaminare oppure da una lampadina a incandescenza con anteposta una gelatina colorata per uso fotografico. Il complesso (fotoresistenza + sorgente luminosa + provetta) deve essere racchiuso in un contenitore che lo isoli completamente dalla luce esterna.

La figura 2 indica meglio delle parole come si deve procedere alla costruzione dell'apparato.



Una volta completato lo strumento, si introdurrà nello stesso una provetta piena d'acqua e si darà tensione sia alla sorgente luminosa che al circuito di rivelazione, poi si eseguiranno le seguenti operazioni di taratura: 1) portare il trimmer R_1 a circa metà corsa; 2) chiudere l'interruttore « I »; 3) ruotare R_{11} fino al completo spegnimento della sorgente luminosa; 4) ruotare R_1 fino ad azzerare il microamperometro; 5) regolando R_{11} portare la lancetta dello strumento a fondo scala.

La R_{11} viene usata solo se non si riesce a raggiungere il fondo scala. Le regolazioni 2-3-4-5 vengono ripetute per ogni analisi. L'interruttore « I » viene aperto ogni volta si estrae la provetta perché la luce esterna non faccia deviare violentemente a fondo scala l'indice. A questo punto avete tarato il vostro apparecchio, volendo ora constatarne il funzionamento non resta che introdurre al posto della sola acqua una soluzione qualsiasi e subito vedrete l'indice del microamperometro fermarsi a un valore inferiore al 100. La scala del microamperometro è quindi tarata in « trasmittanza » (T), cioè capacità della soluzione di farsi attraversare dalla luce. Volendo controllare la qualità di una certa soluzione, ad esempio un bagno fotografico, ci scriveremo il valore di T per il bagno appena preparato e poi dopo un certo uso controlleremo che il valore di T non sia variato di molto. In questo caso si deve anche rilevare a quale valore di T il bagno non è più utilizzabile.



Circuito stampato
scala 1 : 1.

I campi di utilizzazione di questo strumento sono molto vasti e vanno dal controllo delle soluzioni per uso fotografico, a quelle di percloruro ferrico, alle soluzioni per acquari sia ad acqua salata che dolce.

Chi volesse maggiori dettagli sul progetto o sull'impiego dello strumento non ha che da scrivermi.

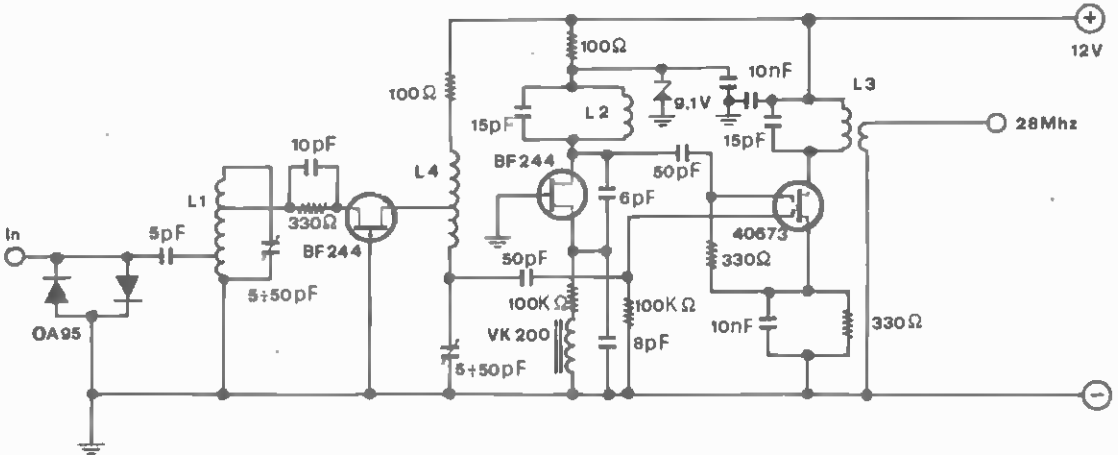
E' MOLTO IMPORTANTE CHE LA PROVETTA USATA PER LA TARATURA SIA LA STESSA USATA PER L'ANALISI E CHE SIA POSSIBILMENTE SELEZIONATA IN MODO CHE FACENDO LA RUOTARE SUL SUO ASSE ALL'INTERNO DELLO STRUMENTO NON SI ABBIANO VARIAZIONI APPREZZABILI DI « T ».

Convertitore 144 → 28 MHz

per
apparecchi HF e CB



Evangelista ZURCHER, Officine di Cittadella, via Rometta dell'Olmo 5, CITTADELLA.



Il progetto consente la ricezione della banda dei due metri con apparecchi per HF, e spostando leggermente la taratura dell'oscillatore locale, anche con apparecchi CB. Lo schema è completo e il montaggio non richiede eccessiva perizia se non un'accorta taratura e collegamenti corti. Montare il 40673 su zoccolo. La bobina L₁ è costituita da 6 spire di filo argentato Ø 1 mm avvolte spaziate di un millimetro su supporto Ø 6 mm con presa alla 2^a e alla 3^a spira lato freddo. L₂ idem, però con presa alla 3^a spira. L₃ è come L₁, senza prese. L₄ è costituita da 22 spire filo su supporto Vogt D21-1551 con nucleo. Il link di uscita è di 2 spire dal lato freddo.

Mi hanno detto che le descrizioni dei progetti sono troppo concise. Secondo Voi è vero? Volete descrizioni più ampie? Scrivetemi.

Antonio Ugliano

il microprocessore

Enzo Giardina

programma
sponsorizzato
da
IATG

IL MICROPROCESSORE N.7

DISTICO:

NEL BEL MEZZO DELL'INCASTRO
TI CI PIAZZO PURE UN NASTRO.

INNANZITUTTO FACCIO NOTARE CHE QUESTO TESTO E' SCRITTO TRAMITE CALCOLATORE COL PROGRAMMA DI "PAGINATION" (SOLO 1K), CHE PERMETTE DI MANOMETTERE TESTI CON INSERIMENTI, CANCELLAZIONI, RICERCA DI PAROLE ED INCOLONNAMENTO AUTOMATICO SECONDO I DESIDERI DELL'UTENTE DA UN MINIMO DI 15 AD UN MASSIMO DI 91 CARATTERI PER RIGA (CHIARAMENTE SENZA SPEZZARE LE PAROLE, PERCHE' ALTRIMENTI AUREI DOVUTO GONFIARE PESANTEMENTE IL PROGRAMMA CON TUTTE LE REGOLE DEL CASO).

BUTTATA LI' LA PREMESA APPARENTEMENTE CON ARIA DISINVOLTA, MA CON LA SUBDOLA INTENZIONE DI SVEGLIARE INSAZIABILI ED OCCULTI APPETITI, VADO AD INCOMINCIARE.

IL SISTEMA PRESCELTO PER LA MEMORIZZAZIONE DI DATI SEGUE IL "KANSAS CITY STANDARD" (COSI' CHIAMATO IN QUANTO NATO DURANTE UN SIMPOSIO SPONSORIZZATO DA "BYTE MAGAZINE" E SVOLTOSI GIUSTAPPUNTO A KANSAS CITY NEL NOVEMBRE DEL '75).

IL "RECORDING FORMAT" HA LE SEGUENTI CARATTERISTICHE:

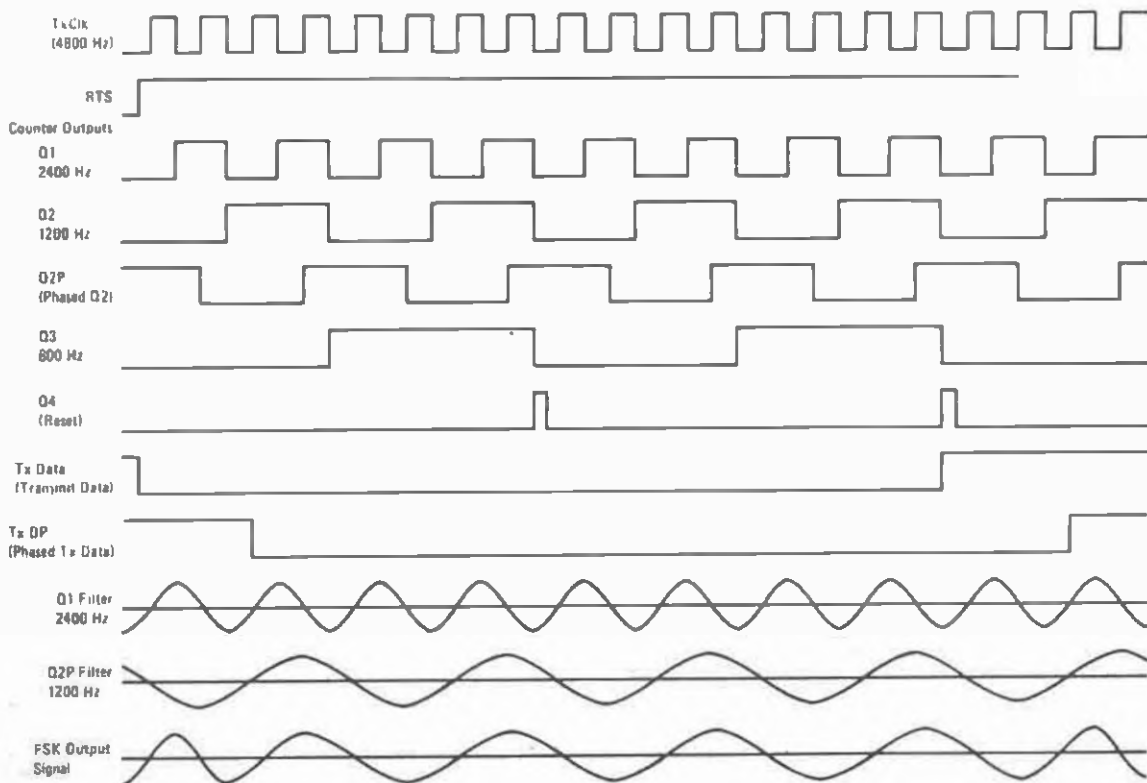
- 1) 300 BAUD (300 CPS)
- 2) IL CIRCUITO PUO' SOPPORTARE VARIAZIONI DI VELOCITA' DEL 25%
- 3) IL MARK (1 LOGICO) E' RAPPRESENTATO CON UNA SEQUENZA DI 8 CICLI A 2400 HZ
- 4) LO SPACE (0 LOGICO) INVECE SONO 4 CICLI A 1200 HZ
- 5) UN CARATTERE REGISTRATO CONSISTE DI UNO SPACE COME START BIT, DI 8 BITS DI DATI E DI 2 O PIU' MARKS (STOP BITS)
- 7) DEGLI 8 BITS DI DATA VIENE TRASMESSE PER PRIMO QUELLO MENO SIGNIFICATIVO (LSB) E PER ULTIMO IL PIU' SIGNIFICATIVO (MSB)
- 8) I DATI SONO ORGANIZZATI IN BLOCCHI VARIABILI DI CARATTERI E PRECEDUTI DA ALMENO 5" DI MARK

IN FIG.1 SI POSSONO AMMIRARE LE FORME D'ONDA IN TRASMISSIONE. NEL MOS (MONITOR IN DOTAZIONE AL SISTEMA) CI SONO GIÀ DUE ROUTINES CHE PROVVEDONO ALLA BISOGNA (READ/WRITE TAPE) E CHE SEGUONO PEDISSEQUAMENTE (PER RISPETTARE LA COMPATIBILITÀ) QUELLE DEL JBUG, MONITOR FORNITO PER LO "EVALUATION KIT" DELLA MOTOROLA. IL COMPORTAMENTO DELLA ROUTINE DI SCRITTURA È IL SEGUENTE:

- A) ALL'INIZIO DEL NASTRO, DOPO UNA SEQUENZA DI 15" DI MARKS INSERISCE LA CONFIGURAZIONE ASCII DELLA LETTERA "B"
- B) IL "B" È SEGUITO DA UN BYTE CHE CONTIENE LA LUNGHEZZA DEL BLOCCO (MAX 256 PER BLOCCO, MA I DATI VENGONO SPEZZATI AUTOMATICAMENTE IN BLOCCHI DA 256 O MENO SECONDO LE NECESSITÀ)
- C) DI POI CI SONO DUE BYTES CHE CONTENGONO L'INDIRIZZO DI PARTENZA IN MEMORIA DA CUI SI INIZIA A LEGGERE O SCRIVERE I DATI
- D) SEGUONO DI POI FINO A 256 CONFIGURAZIONI ESADECIMALI (I DATI VERI E PROPRI)
- E) CHIUDE IL TRENINO DELLE INFORMAZIONI LA CONFIGURAZIONE ASCII DELLA LETTERA "G" (EOT)

A MONTE DELLA CIRCUITERIA DELLA "AUDIO CASSETTE INTERFACE", CHE SI PUÒ AMMIRARE IN FIG.2, C'È UNA ACIA (FIG.3), CHE VA CONSIDERATA COME UN UART OSSIA, STRINGI STRINGI, COME UN CONVERTITORE SERIALE/PARALLELO E VICEVERSA.

figura 1



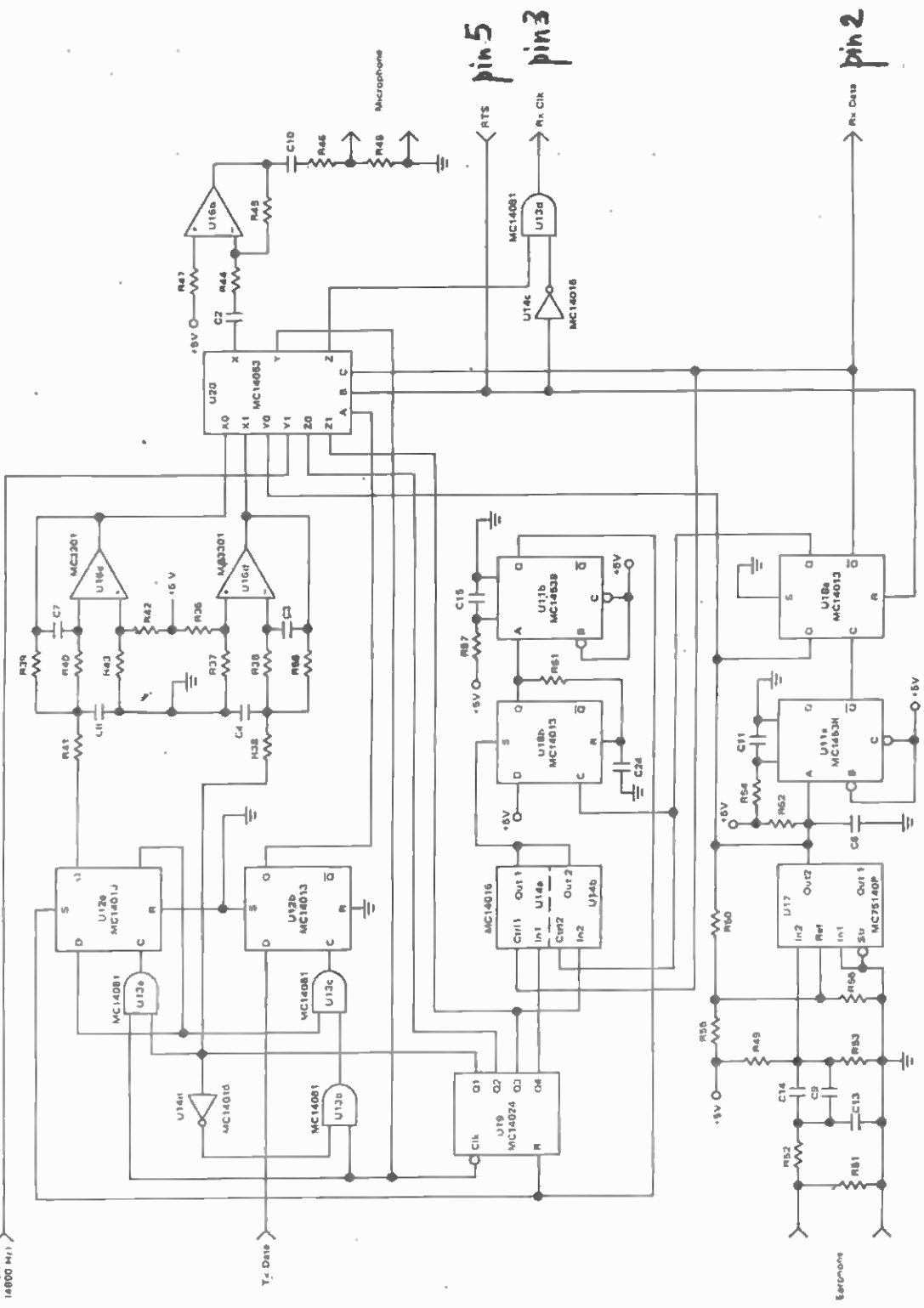
pin 4

2/80

pin 6

pin 5
pin 3

pin 2



Audio Cassette Interface Circuitry

figura 2



MOTOROLA
Semiconductors
 BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036

MC6850
 (0 to 70°C: L or P Suffix)
MC6850C
 (-40 to 85°C: L Suffix only)

EXPANDED BLOCK DIAGRAM

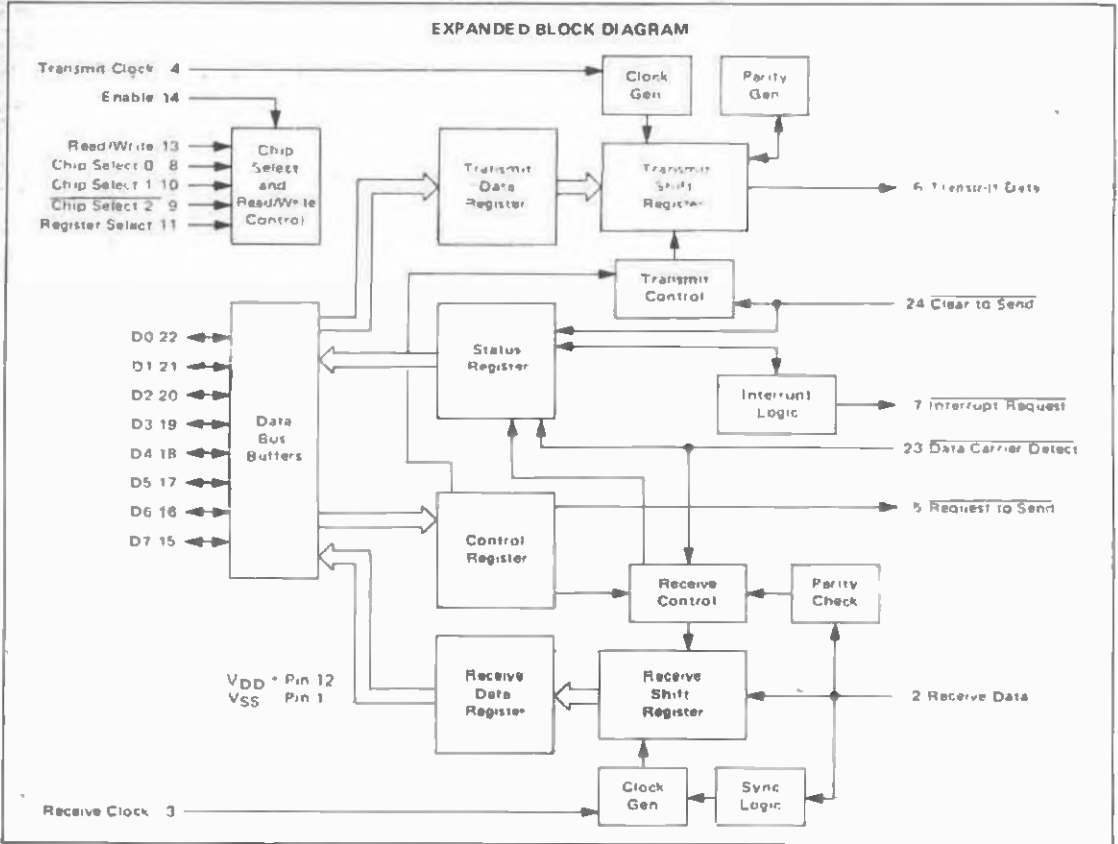


figura 3

IN "RECEIVE MODE" (READ) LA ACIA ACCETTA UNA SEQUENZA SERIALE DI BITS, CHE POI TRASFERIRA' ALLA CPU (SU COMANDO) IN MODO PARALLELO, CON IL PIN RTS CHE AGISCE DA SEGNALE PER COMMUTARE LA CIRCUITERIA DI INTERFACCIA TRA READ E WRITE.

IN "TRANSMIT MODE" (WRITE) AVVENGONO COSE OPPOSITE, OSSIA GLI 8 BITS CHE COMPONGONO IL BYTE DA TRASHETTERE VENGONO DAPPRIMA TRASFERITI IN MODO PARALLELO (COME AVVIENE PER TUTTI GLI SPOSTAMENTI DI DATI ALL'INTERNO DEL SISTEMA) SU UN REGISTRO DELLA ACIA E DI POI SPARATI FUORI AD UNO AD UNO SULL'INTERFACCIA, CHE PROVVUDE A TRASFORMARLI COME SOPRA DESCRITTO.

SULLA SCHEDA CPU GIA' COMPARE UNA ACIA CHE PUO' PILOTARE IL NECESSARIO PER GOVERNARE UN NASTRO, MA E' POSSIBILE AGGIUNGERE SCHEDE NASTRO A PIACERE OGNAUNA CON UNA PROPRIA ACIA E SUSSEGUENTE CIRCUITERIA. INFATTI LO STAMPATO CHE S. LUIVO VI PROPONE PER L'OCCASIONE E' AMBIVALENTE, OSSIA VA BENE SIA SE L'ACIA STA SULLA SCHEDA CPU, SIA SE L'ACIA STA SULLA SCHEDA NASTRO.

COME VEDETE STIAMO ANDANDO SUL TELEGRAFICO, MA, A CHI INTERESSA, POSSIAMO PROPINARE FIUMI DI PAROLE, FOTOCOPIE, PROGRAMMI E QUANT' ALTRO NECESSITA PER APPROFONDIRE LA CONOSCENZA SULLE OCCULTE QUALITA' DELLA SIGNORA ACIA.

CHIEDETE E VI SARA' DATO, COME DICEVA QUALCUNO.

PRIMA DI CONCLUDERE VORREI PERO' TRANQUILLIZZARVI SUL FATTO CHE NON E' CHE MI SIA PASSATA LA VOGLIA DI SCRIVERE, MA HO SCELTO LA STRADA DEL MIO ARTICOLO INFORMATIVO IN QUANTO, A MIO AVVISO, E' LA MIGLIORE, SE IL PROBLEMA SUPERA UNA CERTA COMPLESSITA', PER MANTENERE UNA VISIONE GENERALE DELL'ARGOMENTO, SENZA PERDERSI NEI DETTAGLI (CHE CONTINUERO' COMUNQUE A PROPINARE, COME HO GIA' DETTO, A CHIUNQUE LI VOGLIA).

SUPERSALUTONI DAL

MICROPROCESSATORE

DIZIONARIETTO DELLE PAROLACCIE

ACIA	ASYNCHRONOUS INTERFACE ADAPTER	
BOT	BEGINNING OF TAPE	INIZIO NASTRO
CPS	CHARACTERS PER SECOND	CARATTERI PER SECONDO
EOT	END OF TAPE	FINE NASTRO
LSB	LEASTSIGNIFICANT BIT	BIT MENO SIGNIFICATIVO
MSB	MOST SIGNIFICANT BIT	IL BIT PIU' SIGNIFICATIVO
RTS	REQUEST TO SEND	RICHIESTA DI INVIO
UART	UNIVERSAL ASYNCHRONOUS RECEIVER/TRANSMITTER	

Prova-diodi, SCR, triac

*Francesco Paolo Caracausi
con la collaborazione di Donato Saeli*

La prima volta che due circuiti del genere sono apparsi sulla rivista fu nel novembre 1965 ad opera dell'ing. A. Prizzi.

Si trattava di un prova diodi di potenza e di un prova SCR, che facevano parte di una serie di circuiti che l'Autore descriveva in più puntate.

Da allora gli SCR sono entrati di prepotenza nell'elettronica di controllo, e insieme ad essi i triac, grazie anche al miglioramento delle tecnologie e alla diminuzione dei costi.

Chi ha costruito accensioni elettroniche, alimentatori protetti, luci psichedeliche, lampade rotanti, regolatori di luce, ecc. sa bene di che si parla. Altri magari no, ed è per questi che diamo un breve cenno sul loro comportamento.

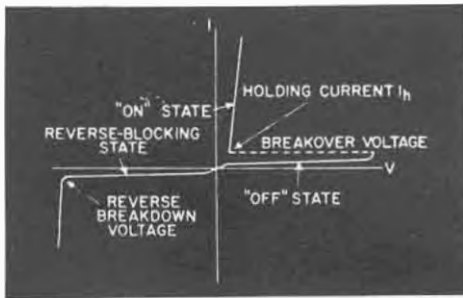
Assodato che cosa è un diodo a semiconduttore, supponiamo di avere a disposizione su questo stesso diodo un terminale che ci permetta di controllare il momento in cui il diodo comincia a condurre.



Lo SCR (Silicon Controlled Rectifier, rettificatore controllato al silicio) è un dispositivo del genere, e il terminale di controllo si chiama Gate (porta). La sua caratteristica anodica la si può vedere in figura 1a.

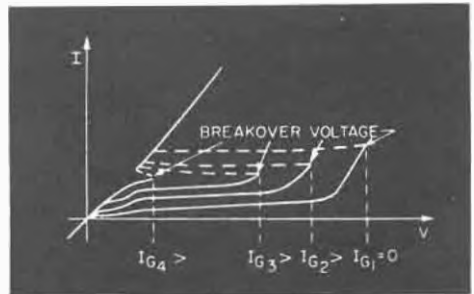
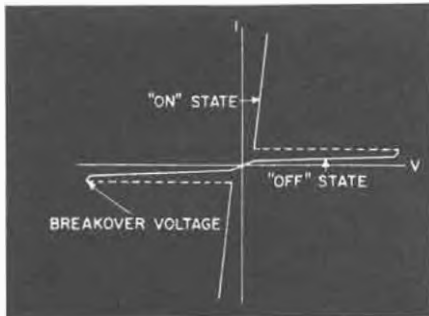
Aumentando la tensione anodica V lo SCR non conduce (o meglio conduce livelli bassissimi di corrente) finché, seguendo il tratto OFF della caratteristica, non si raggiunge il livello in cui avviene l'innesco (Breakover Vol-

tage, tensione di rottura). Raggiunta la tensione di innesco, lo SCR comincia a condurre, la tensione anodo-catodo, seguendo il tratto ON della caratteristica, scende a valori dipendenti dalla resistenza di carico posta in serie all'anodo.



a) Caratteristica tensione-corrente per SCR.

b) Dipendenza della tensione di innesco dalla corrente di Gate per SCR.



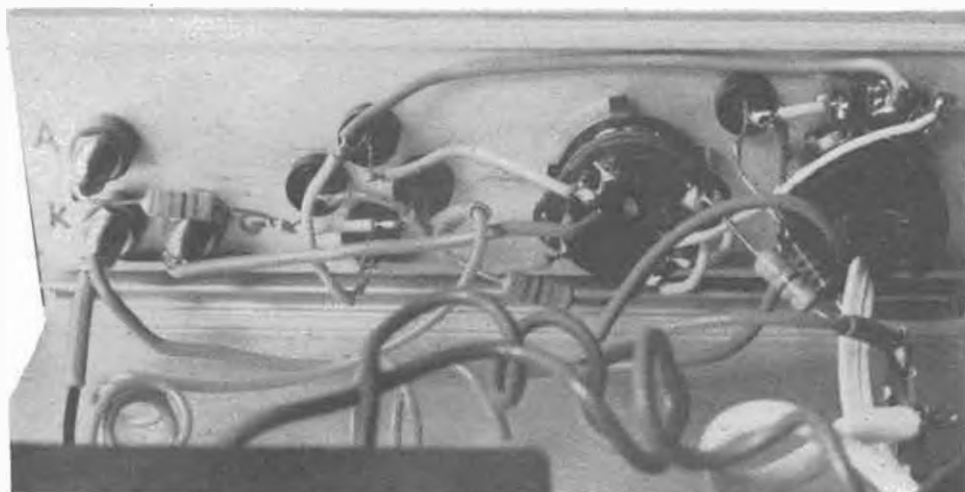
c) Caratteristica tensione-corrente per triac.

figura 1

Aumentando la corrente di gate, e qui sta il concetto del controllo del punto di innesco, il tratto OFF della caratteristica si sposta verso sinistra (figura 1b) permettendo così di determinare a piacimento il momento in cui il dispositivo deve iniziare la conduzione. La caratteristica inversa è tipica di un diodo polarizzato inversamente.

Riassumendo, lo SCR conduce (lato anodo) per tensioni anodiche superiori alla tensione di innesco ma positive rispetto al catodo oppure, questa è la norma, per opportune tensioni positive sul gate e sull'anodo (figura 2).

In un triac, ferma restando la possibilità di controllo del punto di innesco, le cose sono un po' diverse poiché i triac conducono in tutti e due i sensi, ovvero sono utilizzabili per controllare ambedue le semionde della corrente alternata (figura 1c). I modi di innesco di un triac sono schematizzati in figura 3, ove i segni + e - si riferiscono alla polarità delle tensioni rispetto al catodo.



Interno dello strumento.

Sia per gli SCR che per i triac, comunque, una volta avvenuto l'innesco, l'unico modo per interrompere la corrente anodica, ovvero farla scendere al di sotto del valore di mantenimento (Holding Current) è quello di annullare la tensione anodica (interruttore classico o alimentazione in corrente pulsante o ancora in corrente alternata).

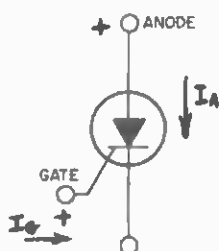


figura 2

Modo di innesco di un SCR.

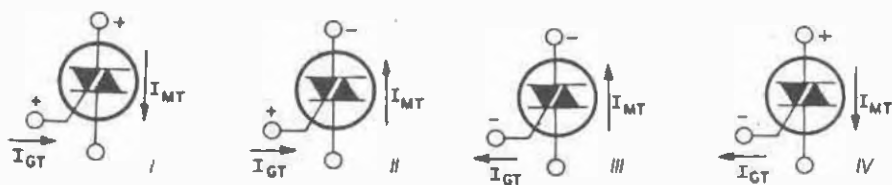


figura 3

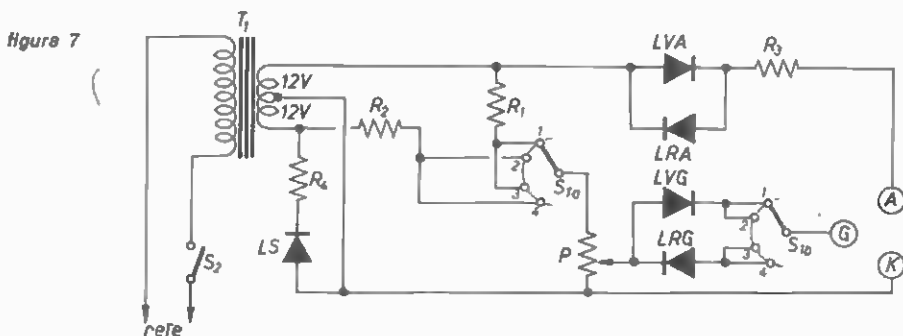
Modi di innesco di un triac.

A questo punto, se tracciamo un sistema di assi cartesiani in cui in ascisse mettiamo la tensione fra anodo e catodo (V_a) e sull'ordinata la tensione fra gate e catodo (V_g), possiamo rappresentare in modo semplice i quattro modi in cui si possono disporre le tensioni ai capi dei triac o degli SCR (figura 4).

Per quanto riguarda il circuito di figura 6, dopo avere collegato lo SCR da provare, ambedue le lampade dovranno risultare spente, ma alla pressione del pulsante corrisponderà l'innescò e la conseguente accensione della sola lampada rossa, se lo SCR funziona correttamente.

Come potete notare, sono dei circuiti semplici ed efficaci che permettono di provare rapidamente i semiconduttori indicati. Ci siamo prefissi allora di modificare i circuiti originari in modo tale da realizzare un unico circuito che, mantenendo le doti di semplicità, fosse in grado di provare rapidamente e più completamente diodi, SCR e anche triac.

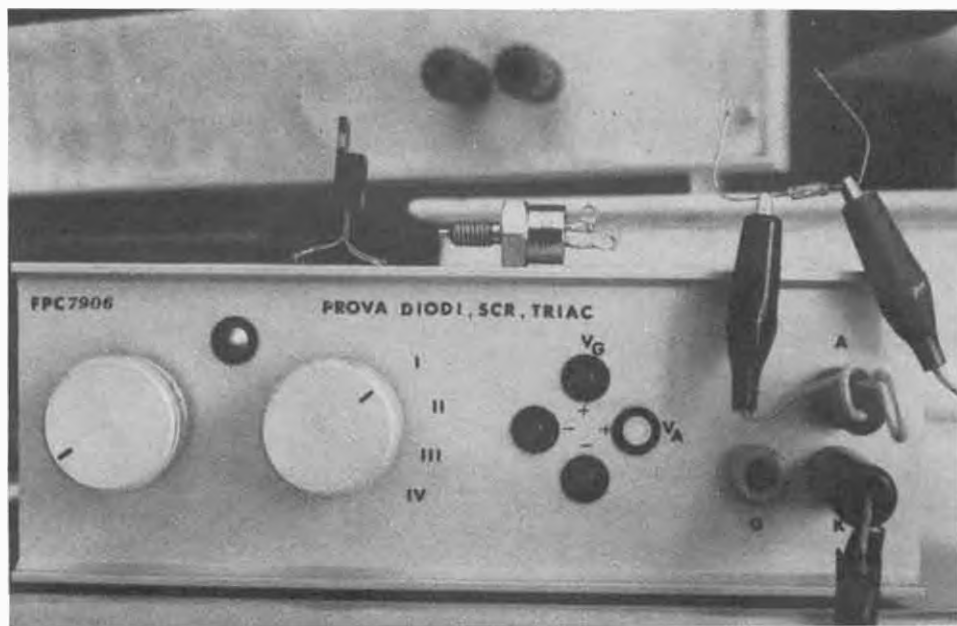
E' nato allora il circuito di figura 7.



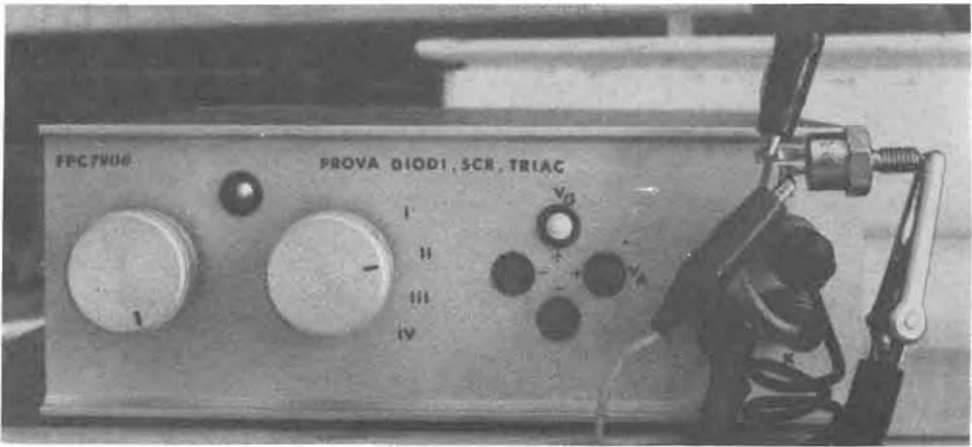
LS led di qualunque colore (- lampadina - spia)
 LRA led rosso
 LRG led rosso
 LVA led verde
 LVG led verde
 P+S₁ potenziometro lineare 1 kΩ con interruttore

R₁ 470 Ω. 0.5 W
 R₂ 470 Ω. 0.5 W
 R₃ 470 Ω. 0.5 W
 R₄ 820 Ω. 0.5 W
 S₁ commutatore 2 vie, 4 posizioni
 T₁ trasformatore 12+12 V; 6 W o più

3 bocche possibilmente di colori diversi - contenitore - minuterie varie



0A95 in prova.



SCR in prova nel secondo quadrante.



SCR in prova nel terzo quadrante.

Esso permette un controllo rapido su tutti i quattro quadranti, per SCR e triac, mentre per i diodi oltre che controllarne la bontà consente anche di riconoscerne la polarità; permette anche di distinguere un SCR da un triac. Abbiamo già visto come devono essere disposte le polarità delle tensioni ai terminali dei triac o SCR nei vari casi di funzionamento, o più in generale in quanti modi queste tensioni in realtà si possono presentare.

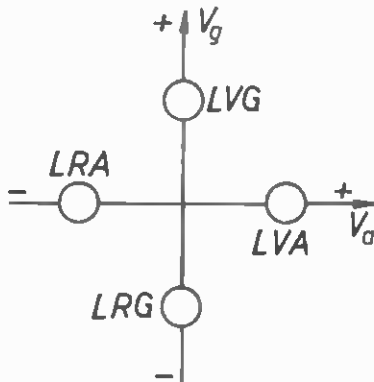
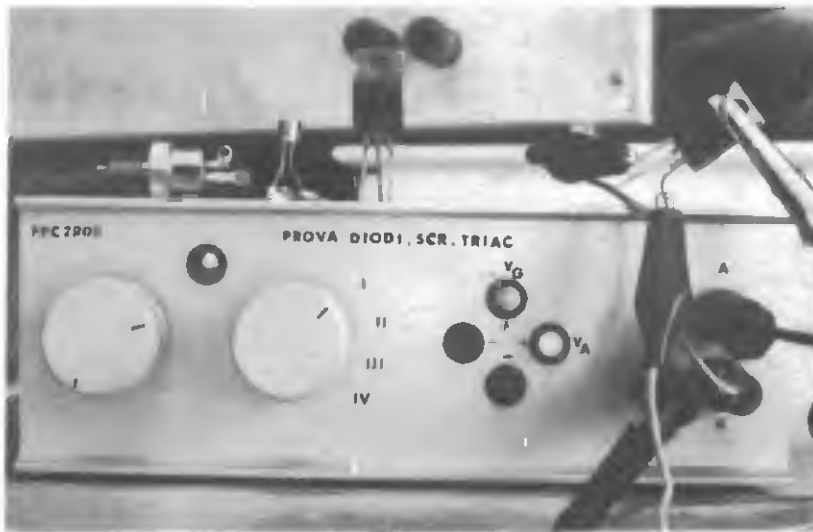


figura 8

Disposizione dei led.



Triac in prova:

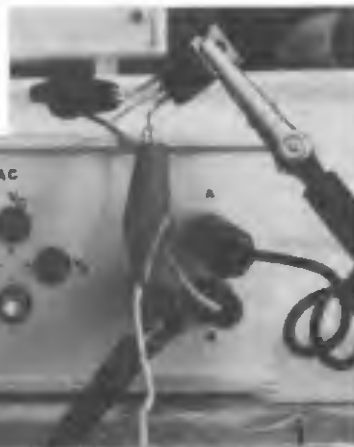
nel primo...



... nel secondo...



... nel terzo...



... e nel quarto quadrante.



Useremo allora quattro led che disposti anche sul pannello come in figura 8 ci diranno in quale senso circola la corrente entro l'anodo o dentro il gate ovvero come sono polarizzati questi terminali rispetto al catodo.

Con il doppio commutatore S_1 faremo in modo che il semiconduttore in prova funzioni nel I, nel II, III o IV quadrante, mentre con il potenziometro P varieremo la tensione ai capi del gate ovvero il punto di innesco.

Alle boccole opportunamente etichettate e servendoci di banane e cocodrilli, collegheremo i semiconduttori come in figura 9, dopo avere azzerato il potenziometro P.

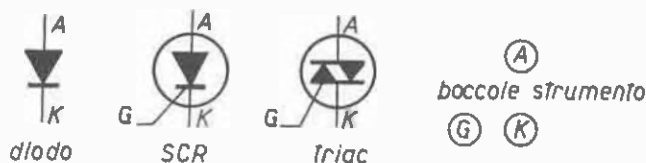


figura 9

Identificazione dei terminali

Caso DIODO

Se funziona ed è collegato correttamente, si accenderà il led come in figura 10a; se si accende quello opposto (figura 10c) vuol dire che il diodo funziona ma è connesso alla rovescia; se si accendono ambedue (figura 10d) è in cortocircuito; se non si accende alcun led vuol dire che è interrotto (figura 10b).

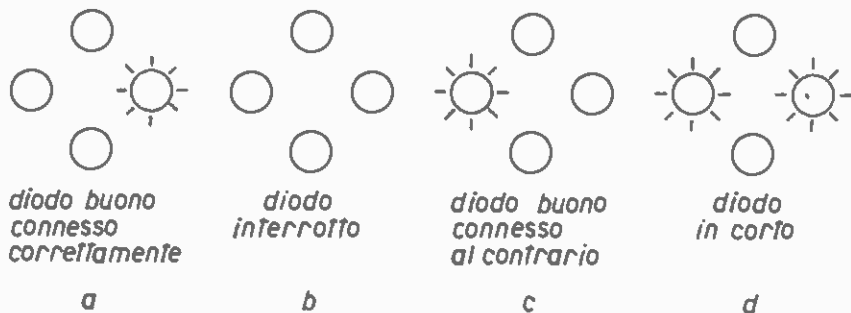


figura 10

Accensione dei led nei vari casi del diodo.

Con la stessa metodologia possiamo provare dei led che dei diodi son dei luminosi esemplari!

Caso SCR

Mettere S_1 sul primo quadrante, girare lentamente P nel senso di incrementare la tensione di gate, se lo SCR è buono, a un certo punto avverrà l'innesco e oltre che LVG si accenderà LVA. Posizionandosi con S_1 su tutti i quadranti e se necessario ritoccando P, si dovranno accendere i led come indicato in figura 11.

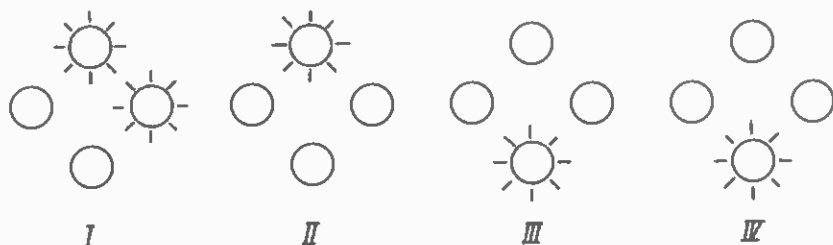


figura 11

Accensione dei led nei vari quadranti per SCR .

Si ricordi che quello che « innesca » è la corrente anodica, quindi non vi allarmate se si accendono i led corrispondenti alla corrente di gate (LVG e LRG) nei quadranti diversi dal primo; è giusto che sia così perché i gate conducono in ogni caso (esistono delle caratteristiche di gate così come abbiamo visto in figura 1 la caratteristica anodica); l'importante è che l'anodo conduca solo nel primo quadrante.

Caso TRIAC

Procedere come per lo SCR, solo che il modo di accendersi dei led, se il triac è buono, è quello di figura 12.

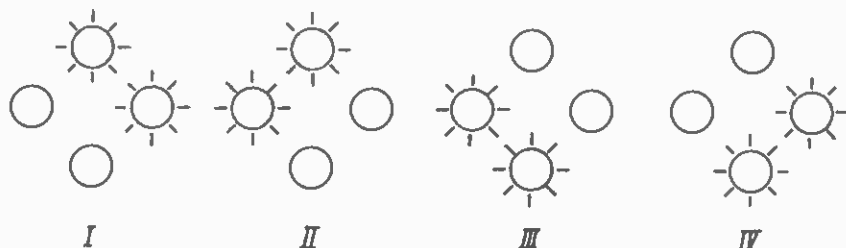


figura 12

Accensione dei led nei vari quadranti per triac

Con SCR e triac di piccola potenza i led di gate si accendono poco o affatto in quanto la piccolissima corrente necessaria a provocare l'innesco del dispositivo non è sufficiente a fare accendere accettabilmente il led. Con questi dispositivi di piccola potenza bisogna anche prestare attenzione all'entità del « ritocco » di P nel passare da un quadrante all'altro, perché si potrebbe danneggiare la giunzione di gate a causa del superamento della massima potenza di gate dissipabile o si potrebbero creare dei falsi inneschi o funzionamenti impropri che provocano nel dispositivo mutazioni irreversibili. Questa quindi la limitazione dell'apparecchio e occorre contentarsi di percepire l'innesco con la sola accensione dei led di anodo.

Per amore della cronaca diciamo che il problema del ritocco e/o della accensione dei led di gate non si pone per dispositivi con corrente anodica nominale superiore a 3 A, mentre per quanto riguarda la funzionalità dell'apparecchio abbiamo provato dispositivi solo fino a 16 A in quanto al momento delle prove non siamo riusciti a reperire dispositivi più potenti.

Si era prima detto che lo strumento in oggetto è in grado di distinguere un SCR da un triac: è più banale di quanto si pensi. Se il modo di accendersi dei led è quello di figura 11 allora il dispositivo è un SCR, se il modo di accendersi dei led è quello di figura 12 allora il dispositivo è un triac. Se i led non si accendono né come in figura 11 né come in figura 12, che vi importa sapere di che dispositivo si tratta, anzi si trattava, visto che è rotto?

In figura 13 troverete disegnate, ad opera dell'amico Pippo Pappalardo, le effigi dei più comuni tipi di SCR e triac.

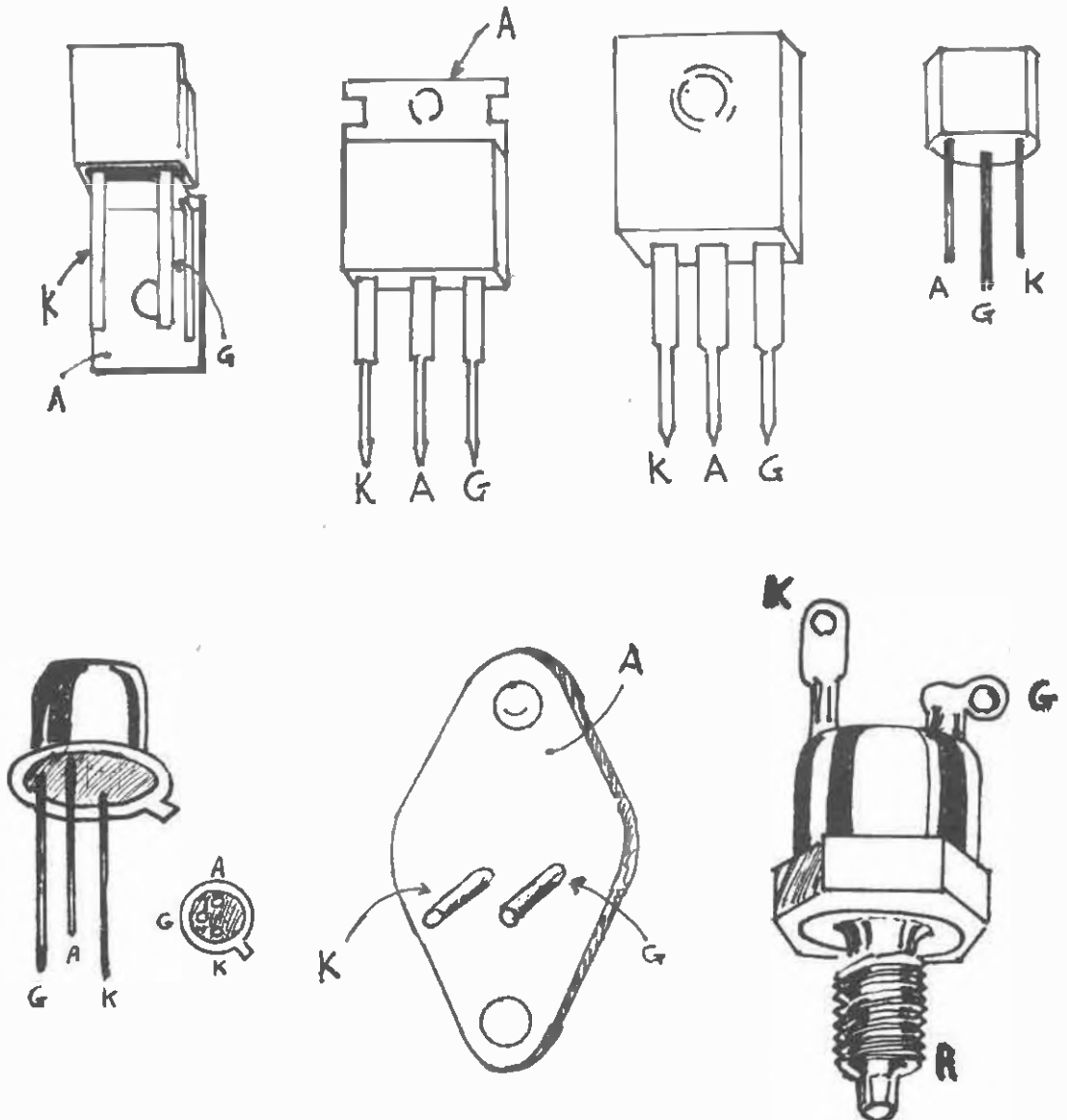


figura 13

Disposizioni dei terminali nei più comuni tipi di SCR e triac.

A volte nei triac l'anodo viene chiamato A2 (anodo 2) o anche MT2 (Main Terminal 2, terminale principale 2) o ancora Main Electrode 2 (elettrodo principale 2) mentre il catodo A1, MT1 o Main Electrode 1. In figura 14, per chi ne volesse sapere di più, la struttura interna di SCR e triac.

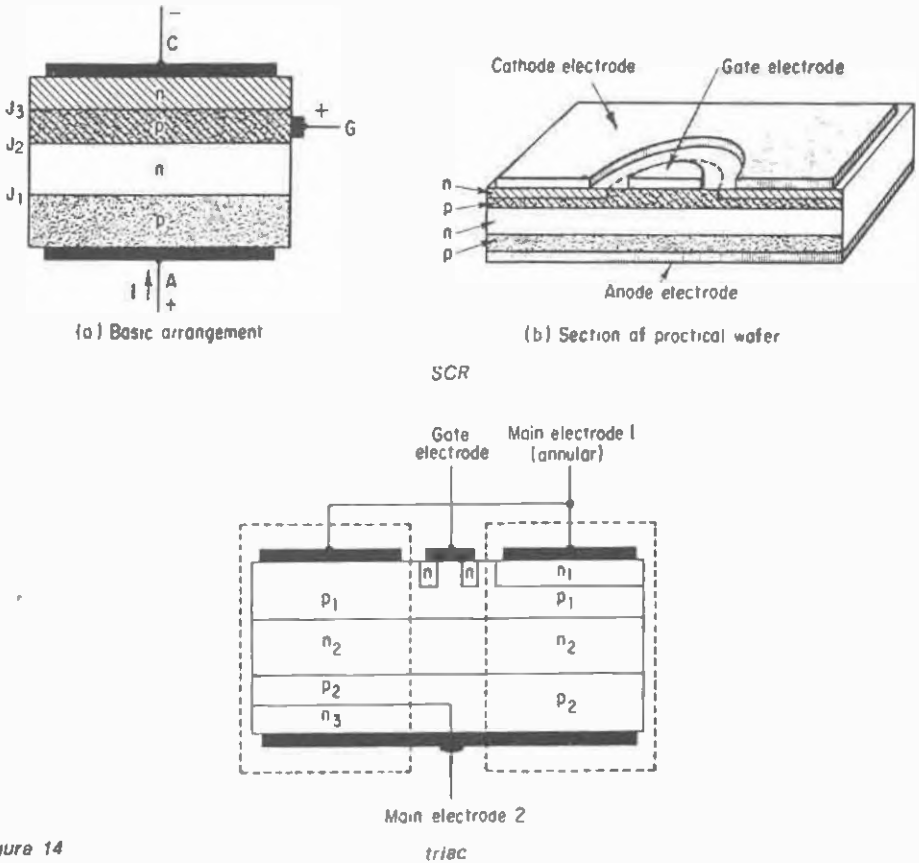


figura 14
Esempi di strutture interne.

Il montaggio non presenta difficoltà degne di rilievo e non è indispensabile un circuito stampato; l'unica accortezza è quella di disporre i led come in figura 8.

Grazie per averci seguito fin qui.

Bibliografia

- Serie di strumenti per provare semiconduttori, per alimentarli, per ricavarne le curve caratteristiche. A. Prizzi, CD 11/65, pagina 692.
- Un po' di teoria sui rettificatori controllati al silicio (SCR). Rinaldo Laurentani, cq 10/68, pagina 784.
- SCR quick test. Aldo Prizzi, cq 9/76, pagina 1463.
- Solid state device manual - RCA.
- Il circuitiere. Vito Rogianti (alias G.V. Pallottino), cq 11/68, pagina 881.
- Solid state electronics. R.G. Hibberd, McGraw-Hill.