

SELEZIONE RADIO - TV

di
tecnica

12

DICEMBRE 76

RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA, ALTA FEDELTA
E RADIOCOMUNICAZIONI

L. 1000

IN QUESTO NUMERO:

NUOVO CORSO PRATICO DI TELEVISIONE A COLORI

2° Inserto Speciale

Trasmettitore per Radio Locale



MIXER PROFESSIONALE

FINALE STEREO 100 + 100 W



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

NUOVA

combinazione stereo 10+10w



1 CAMBIADISCHI "Collaro" MOD. 610

Velocità: 16 - 33 - 45 - 78 giri/ min.
Pressione d'appoggio: regolabile.
Completo di cartuccia, base in legno e coperchio in plexiglass.
Dimensioni: 390x350x170
RA/0334-00

2 SINTONIZZATORE STEREO HI-FI AMTRON

Gamma di freq.: 88 - 108MHz
Sensibilità: 1,5 μ V (s/n 30dB)
Distorsione: 0,5 %
Separazione: 30 dB (a 1 kHz)
Risposta in freq.: 25 - 20000Hz
Mobile in alluminio nero.
Dimensioni: 260x150x78
SM/1541-07

3 DIFFUSORI ACUSTICI HI-FI GBC

Potenza nominale: 20W
Impedenza: 8 ohm
Altoparlanti impiegati:
1 woofer diametro 210 mm
1 tweeter diametro 100 mm
Mobile in noce, tela nera
Dimensioni: 390x235x180
AD/0720-00

4 AMPLIFICATORE STEREO HI-FI AMTRON

Potenza musicale: 10+10W
Potenza continua: 5+5W
Impedenza: 4 - 8 ohm
Risposta in freq.: 40 - 20000Hz
Sensibilità ingressi: 250mV
Mobile in alluminio nero
Dimensioni: 260x150x78
SM/1535-07



€ 175'000 (I.V.A. inclusa)

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI

G.B.C.
Italiana

4



O

ANNI

Selezione di Tecnica Radio TV, la prima rivista della JCE, apparve nel 1957, per lo scopo di valorizzare l'aspetto pratico dell'elettronica al servizio dei tecnici. Quaranta pagine in tutto, al principio, in cui si faceva un gran parlare di valvole, come la rivelatrice 6AL5 video e l'amplificatrice 6BQ7A, oppure di transistor come OC7, 2N168, 2G10. Sigle che oggi fanno pensare all'antichità classica ma a quell'epoca erano di attualità. Fu proprio l'attualità, prerogativa conservata nel tempo, che

fece della nostra rivista la voce dell'informazione utile. Progredendo di pari passo con la tecnica, e dispensando notizie sempre interessanti e sovente in anteprima, Selezione Radio TV ebbe enorme successo e prolificò altre riviste per la ripartizione organica della materia a seconda dei livelli: Sperimentare, Elettronica Oggi, Millecanali. La Casa editrice possiede attestazioni di lettori che seguono le pubblica-

zioni fin dal loro apparire e ne conservano gelosamente i fascicoli. Sono fonti di consultazione tecnica e, col tempo, storica. Siamo ormai una realtà consolidata, e dicendo "noi siamo" non parliamo soltanto di noi ma di noi più i lettori, ai quali rivolgiamo i nostri voti per i prossimi venti anni ed oltre. Confidiamo nel loro costante appoggio con gli abbonamenti, cui corrisponderà il nostro non interrotto servizio.

SELEZIONE di
RADIO - TV di tecnica

Sei rimasto alle valvole ai transistori o sei già arrivato ai microprocessori?

A qualunque
punto sei
il resto
te lo diciamo
noi.

ABBONATI!



NATA CON L'ELETTRONICA

SOMMARIO

realizzazioni pratiche	1391	mixer professionale: costruzione e impieghi - I parte
	1395	radar antifurto - I parte
i nostri kit	1401	amplificatore stereofonico da 100 + 100 W
	1407	alimentatore a doppia polarità per amplificatori operazionali
alta frequenza	1413	trasmettitore FM a "larga banda" per emittenti locali
	1417	progetto e costruzione di un pianoforte elettronico - I parte
	1427	alcune precisazioni sul sintetizzatore elettronico
	1429	un'accensione elettronica semplice ed efficace
radioamatori	1433	il mattone che divenne una meraviglia
	1437	stazioni terrestri per satelliti meteorologici - II parte
televisione	1449	corso pratico di televisione a colori - II parte
	1461	le storiche controversie legali della radiotelevisione
	1465	amplificatore per la banda "quarta" UHF/TV
QTC	1471	radionautica, radiodiffusione, radiocomunicazioni
	1487	l'elettronica nelle apparecchiature di impianti elettrici civili - IV parte
note per il tecnico	1493	un moderno ed efficiente provatransistori
dalla stampa estera	1497	
i lettori ci scrivono	1509	

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

© TUTTI I DIRITTI DI RIPRODUZIONE E TRADUZIONE DEGLI ARTICOLI PUBBLICATI SONO RISERVATI

INSERZIONISTI:

AUDAX	1519	FIDELITY RADIO	1523	PASTORELLI	1394	SCUOLA RADIO EL.	1520
BOSCH	1384	FORMENTI	1448	PHILIPS	1385-1432-1521	SINCLAIR	1388-1411
BRITISH	1428	GBC	1387-1389-1522	PIEZO	1496	SOMMERKAMP	1443
CASSINELLI	1436	GED	1515	PIGINO	1464	STOLLE	1425
COMEX	1428	GRUNDIG	1460	PRESTEL	1390	TENKJ	1521
DE CAROLIS	1518	HARRISON	1406	RO.CO.	1491	TES	1469
FACON	1508	MIESA	1516-1517	SONY	1525	UNAOH/M	1386
AMTRON	1380						
ARI	1463						
ART'G. ROMANO	1412						

BOSCH

- TELEVISIONE
VIA CAVO
- TVCC
TELEVISIONE
A CIRCUITO CHIUSO
- ANTENNE
E IMPIANTI
DI ANTENNE
CENTRALIZZATE

Ristow

- IMPIANTI D'ALLARME
E ANTIFURTO

ROBOT

- IMPIANTI FOTOGRAFICI
DI SORVEGLIANZA

Società per la vendita in Italia:

EL-FAU S.r.l.

Via Ostiglia, 6 - 20133 Milano
Tel. 7490221/720301

**SELEZIONE
RADIO - TV**

di **tecnica**

Rivista mensile di tecnica elettronica,
alta fedeltà e radiocomunicazioni

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Vice capo redattore
ROBERTO SANTINI

Redazione

GIANNI DE TOMASI
MASSIMO PALTRINIERI
IVANA MENEGARDO
FRANCESCA DI FIORE

Grafica e impaginazione
MARCELLO LONGHINI
DINO BORTOLOSSI

Laboratorio

ANGELO CATTANEO

Contabilità

FRANCO MANCINI
MARIELLA LUCIANO

Diffusione e abbonamenti
M. GRAZIA SEBASTIANI
PATRIZIA GHIONI

Pubblicità

Concessionario per l'Italia e l'Estero
REINA & C. S.r.l. - P.zza Borromeo, 10
20121 MILANO - Tel. (02) 803.101

Collaboratori

Lucio Biancoli - Gianni Brazioli
Federico Cancarini

Ludovico Cascianini - Mauro Ceri
Giuseppe Contardi

Italo Mason - Aldo Prizzi

Arturo Recla - Gloriano Rossi
Domenico Serafini - Franco Simonini
Edoardo Tonazzi - Lucio Visintini

Direzione, Redazione:

Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:

Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17-11-73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo

per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.000

Numero arretrato L. 2.000

Abbonamento annuo L. 10.800

Per l'Estero L. 15.000

I versamenti vanno indirizzati a:

Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione

di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

INVISIWALL LHD 1130 PHILIPS

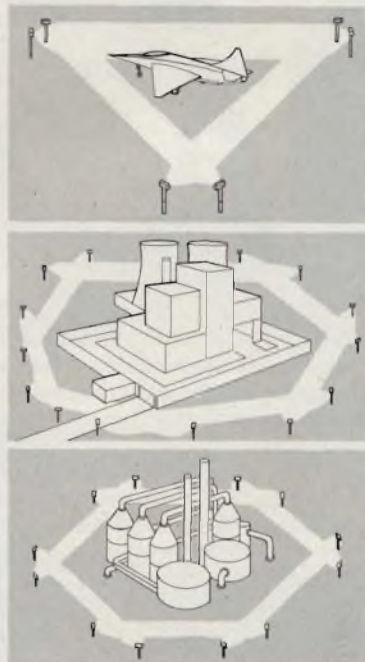
barriera a microonde per la protezione perimetrale di edifici industriali ed aree di sicurezza.

INVISIWALL LHD 1130 PHILIPS

è un sistema a microonde
antiterrorismo e
antisabotaggio per la
protezione delle aree "di
sicurezza", come raffinerie,
centrali elettriche e
termonucleari, impianti
industriali, aeroporti civili e
militari, depositi, ecc.
La protezione perimetrale
consente di ridurre i costi,
dato che rende superflue
guardie e pattuglie di
sorveglianza. I rivelatori a
microonde garantiscono il
funzionamento del sistema
anche nelle condizioni
atmosferiche più avverse
(forti piogge, neve, fitte
nebbie). L'immunità da
interferenze elettriche, la
possibilità di differenziare i
soggetti umani da altri oggetti
in movimento, l'autoprotezione,
l'esclusione di falsi allarmi,
fanno dell'INVISIWALL
PHILIPS un sistema di
assoluta sicurezza.

Caratteristiche di base

Portata del fascio:
da 30 a 300 metri (per coppia)
Altezza del fascio:
tre metri
Larghezza del fascio:
variabile fino a 10 metri



Desideriamo maggiori informazioni sull'INVISIWALL LHD 1130
PHILIPS

INDUSTRIA ENTE PUBBLICO

Nome _____

Indirizzo completo _____



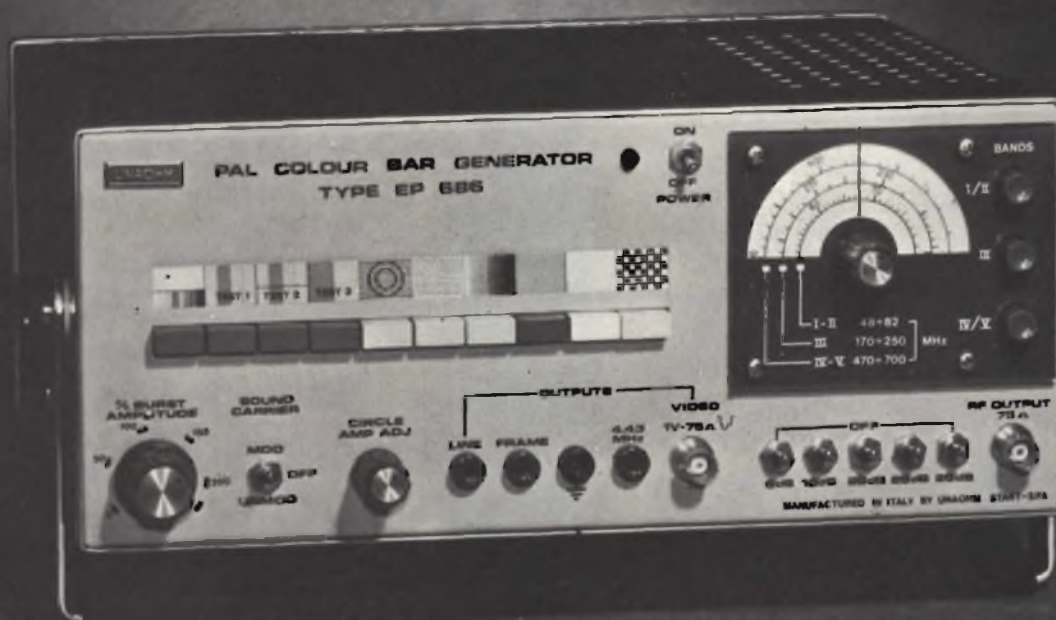
Sistemi
Audio Video

PHILIPS

PHILIPS S.p.A. - SISTEMI AUDIO VIDEO
viale F. Testi, 327 - 20182 Milano - Tel. 64.36.541

GENERATORE DI BARRE A COLORI

EP 686 B



Fornisce segnali TV in bianco e nero ed a colori con prestabilite figure geometriche particolarmente studiate per la messa a punto di un televisore senza dover ricorrere ad altri strumenti.

FIGURE GEOMETRICHE: Scacchiera - Bianco - Rosso - Scala dei grigi - Punti - Reticolo con cerchio - 8 barre colorate normalizzate - 3 tasti di prova per la messa a punto del decodificatore PAL.

CAMPO DI FREQUENZA: $48 \div 82$; $175 \div 250$; $470 \div 700$ MHz in tre bande a regolazione continua.

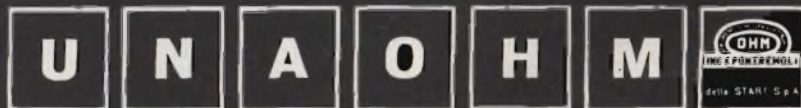
PORTANTE AUDIO: 5,5 MHz dalla portante video, modulato in frequenza.

STANDARD TV: PAL B e G (a richiesta standard I). USCITE AUSILIARIE: Video - sincronismi riga e quadro - 4, 43 MHz.

TENSIONE DI USCITA: $>$ di 10 mV su 75 Ω regolabile con continuit .

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE

UFFICI COMM. E AMMINISTR.: 20137 MILANO
Via Piranesi, 34/A - Tel. 73.83.655-73.82.831-74.04.91
STABILIMENTO: 20068 PESCHIERA BORROMEO
Via Di Vittorio, 45



LA SICUREZZA, in un antifurto

Rivelatore a microonde

- Rivelatore a microonde con media portata e fascio largo: 15 metri e 150°.
- Frequenza di lavoro: 10,525 GHz
- Filtro incorporato per eliminare le interferenze dovute a lampade al neon
- Regolazione della sensibilità a controllo visivo
- Regolazione del ritardo di intervento legato alla effettiva permanenza del segnale di allarme tramite conteggio di impulsi.
- Alimentazione a 12 Vc.c. ottenibile per mezzo del centralino o alimentazione esterna.
- Consumo: 150 mA circa
- Supporto a snodo omnidirezionale
- Dimensioni: 100x73x85 mm
- Il rivelatore a microonde è disponibile anche nella versione da incasso.

ZA/0479-18



Centralino a circuiti integrati

- Consente la realizzazione di impianti con un numero illimitato di contatti e con un radar
- Ingressi separati per allarme ritardato e per allarme istantaneo.
- I contatti a vibrazione possono essere collegati senza alcun circuito adattatore.
- Commutatore a chiave per l'inserzione, la disinserzione e la prova. La prova avviene con l'esclusione automatica delle segnalazioni sonore.
- Il centralino è predisposto per il collegamento di una chiave elettronica o elettromeccanica esterna per comandare l'eliminazione o il ripristino del ritardo all'ingresso.
- Ritardo dell'intervento di 60 sec. all'uscita dai locali protetti e regolabile da 1 a 60 sec. per il rientro.
- Temporizzazione dell'allarme di circa 5 minuti, con possibilità di predisporre l'allarme continuo nel caso di apertura permanente dei contatti
- Relè di allarme con predisposizione per il contatto in chiusura o in apertura, portata 5 A
- Il consumo del centralino in caso di caduta di rete è di 10mA
- Il centralino può caricare automaticamente e alloggiare all'interno una batteria da 12V 0,9 A
- Alimentazione stabilizzata con un circuito integrato e autoprotetta con portata di 1A di picco e 0,5A continui.

ZA/0479-10

ACCESSORI CONSIGLIATI

Contatto magnetico REED normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Completo di magnete. GR/4946-00



Contatto magnetico REED, da incasso, normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Completo di magnete. GR/4955-00



Contatto a leva normalmente chiuso. Per la protezione di tapparelle e saracinesche. GR/4974-00



Contatto a molla normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Costruito in faesite. GR/4967-00



Contatto a vibrazione normalmente chiuso. Per la protezione di pareti, soffitti e vetrate. GR/4961-00



Contatto magnetico normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Completo di magnete. GR/4950-00



Minisirena elettromeccanica costruita in acciaio e alluminio. Potenza: 15W Resa acustica: 90 dB Dimensioni: ø 67x70 AC/5200-00



Sirena elettromeccanica ad alta potenza costruita in acciaio e alluminio Potenza: 60 W Resa acustica: 110 dB Alimentazione: 12 Vc.c. Dimensioni: ø 105x125 AC/5210-00



Sinclair Sovereign

l'evoluzione del regolo calcolatore

Sinclair Sovereign

è la naturale evoluzione del regolo calcolatore. È comoda da tenere nel taschino e praticissima da usare anche con una sola mano.

Il display è a otto cifre che risultano ben visibili anche in condizioni di luce critica.

L'astuccio rigido e la custodia da tasca sono in panno vellutato.



CARATTERISTICHE

Display a otto cifre.

Esegue le quattro operazioni fondamentali, il calcolo delle percentuali, le elevazioni al quadrato, le radici quadre e i reciproci. Ha una memoria e la costante automatica.

Tasto per cancellare l'ultima cifra impostata. Alimentazione con due pile al mercurio da 1,35 V. Dimensioni: 143 x 37 x 12
Codice: ZZ/9965-20

sinclair
Radionics limited

Tutti i prodotti Sinclair sono distribuiti dalla GBC



2 novità dalla Germania

Funkschau



MINI CONTASECONDI

Quattro operazioni
Utilizzabile come contasecondi
e come orologio digitale
Possibilità di alimentazione
esterna.

Il kit è composto da:

- 1 ICM 7045
 - 1 Quarzo 6,5536MHz
 - 1 CD 4011
 - 1 Display 5082
 - 1 C.S.
 - 1 Commutatore
 - 1 Interruttore
 - 1 Foglio di dati tecnici per ICM 7045
 - 1 Istruzioni
- SM/7300-00

L. 72.700



MICRO FREQUENZIMETRO

Per misure di frequenze.
Con circuiti integrati MOS-LSI

Il kit è composto da:

- 1 ICM 7208
 - 1 ICM 7209
 - 1 ICM 7207
 - 1 CD 4013AE
 - 1 CD 4049AE
 - 3 CD 4011AE
 - 1 Quarzo 6,5536MHz
 - 1 Quarzo 8,0000MHz
 - 2 C.S.
 - 1 Libretto istruzioni
 - 3 Dati tecnici per 7207-7208-7209
 - 1 Display
- SM/7200-00

L. 75.700



LA VISIONE DI UN NUOVO CANALE

con elementi modulari della
serie

“STEL”



LA SERIE “STEL”
PERMETTE
LA RICEZIONE
DI QUALSIASI
NUOVO CANALE
CON LA SEMPLICE
AGGIUNTA DI
ELEMENTI
MODULARI



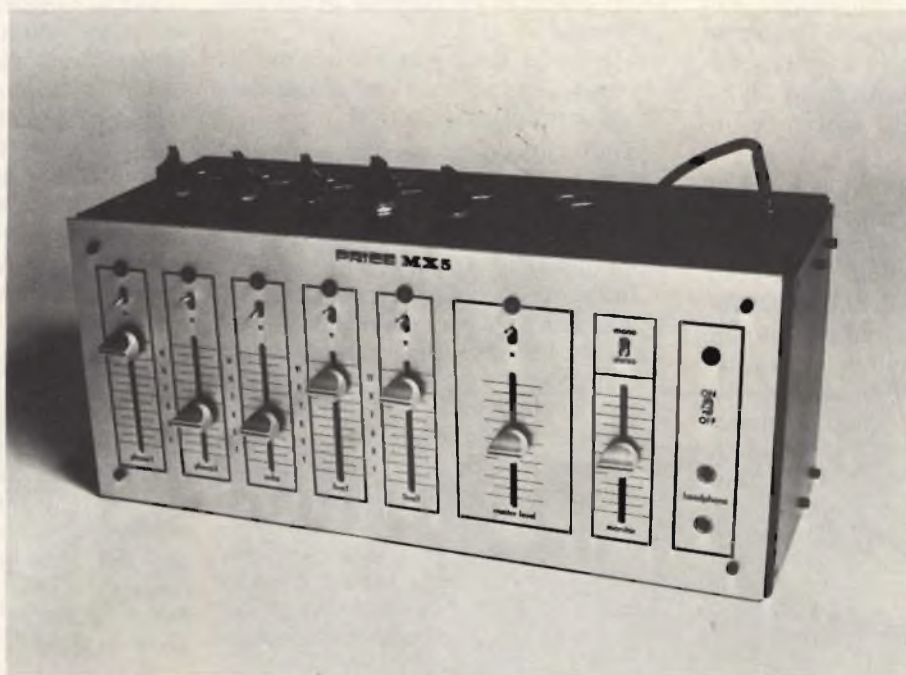
PRESTEL

PRESTEL s.r.l. - 20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48

ALIMENTATORI - AMPLIFICATORI
CONVERTITORI - FILTRI
MODULI AUTOMISCELANTI COMPONENTI COASSIALI

IN VENDITA PRESSO LE SEDI

G.B.C.
ITALIA



MIXER PROFESSIONALE: costruzione e impieghi

prima parte di Federico CANCARINI

Io spero che il lettore di queste puntate non ci segua solo per lo sfizio di dire: «Mi serve un circuito, boh...! vediamo come è questo...».

Sia consentito affermare che la serie di articoli merita attenzione. Infatti l'argomento che stiamo per affrontare è, direi, senz'altro molto importante, e, se appunto ci seguirete fino in fondo, giustificherete l'abbondanza di particolari e di schemi illustrativi.

Insomma il mixer, se professionale, è una cosa seria (non ridacchiamo): occorrono tecniche ben precise di montaggio, collegamenti obbligatori, ritorni forzati, masse «schermate» e, quindi, tutta una meccanica a prova di ronzio: basti pensare che in una stazione radio, seppur locale, come il mixer deve funzionare 20 ore su 24 accettando i più svariati segnali in input, dal giradischi professiona-

le con cartuccia magnetodinamica ad alta impedenza fino al microfono a condensatore, al 4 piste stereo, e chissà che cosa altro ancora.

Versatilità, poi, significa complessità, e là dove le cose devono essere complicate cominciano i guai: se poi è difficile risolverli per il progettista, anche se esperto e smaliziato.

Ecco dunque le difficoltà (non tutte!) che abbiamo dovuto superare prima di deciderci a stendere queste note: e, sinceramente la difficoltà maggiore era «autoconvincerci» che potevamo, seppur a costo di minuziose e particolareggiate descrizioni, riuscire a darvi un articolo completo e veramente istruttivo, senza buchi, dimenticanze o incompletezze.

Io che scrivo, quindi, mi preoccupò di non trascurare nulla, e se ci sarà qualche ridondanza vorrei pregarvi già fin d'ora di scusarmi.

Se avete già seguito le nostre riviste, avrete notato che sono apparsi (Selezione R-TV, dal dicembre 75) numerosi articoli sul nostro sintetizzatore in scatola di montaggio, alla portata di tutti. Ebbene vorremmo che accettaste anche per questo lungo articolo lo stesso spirito di pignoleria e, credetemi, alla fine i risultati saranno piacevolmente interessanti! (Se poi non volete costruire nulla, per lo meno sarete sicuri di saperne un po' di più).

Allora... sto giusto ascoltando i Pink Floyd e giustappunto, parliamo del mixer.

Oh, Waters e compagni suonano secondo uno schema ben preciso: non per niente il mixage (e solo quello audio!) è seguito da ben 4 ingegneri! Ma la particolarità più interessante di «quel» mixer è che i 48 canali sono stereofonici e miscelabili contempora-

neamente fra di loro, con Fader e pre-Fader, ascolto e pre-ascolto singolo su mono e stereo, eccetera eccetera. Capirete meglio a che cosa serva, in tal caso, un mixer, dallo schema di figura 1.

I Pink Floyd, infatti, smistano il suono in due punti diversi: altoparlanti a fronte platea e intorno alla platea, creando allucinanti effetti quadrifonici (oh, perlomeno a Parigi hanno fatto così) e, in più, quando sembra loro di dover dare la definitiva «zampata» al pubblico già in delirio, eccoti «venire sù a poco a poco» l'effetto «ombra» (shadow) dei loro stessi ampli dietro al palco, con un impressionante risultato di sound-on-sound. E chi effettua tutto ciò se non il mixer? (Ovviamente sotto le mani esperte di chi lo sappia adoperare).

Ma vedo già che qualcuno si mette a piangere pensando alle sue disgraziate sorti di elettronico in bolletta, per cui rincuorerò tali anime in pena assicurandoli che questo era solo l'esempio di ciò che un mixer discreto può operare; il nostro, rallegratevi, pur essendo professionale, di certo non è così mostruoso e (forse), nessuno però vi proibisce, fra un poco, di costruirvi la copia del mixer di Waters e C.

Ad ogni modo, il problema di base è sempre lo stesso: fondare in un giusto «unicum» tutte le fonti (se in mono o stereo non è un problema) e potete contemporaneamente ascoltare in cuffia il risultato, conoscendo al medesimo tempo due cose:

- Il grado di saturazione di ciascun canale
- Il livello del segnale miscelato in uscita, che poi sarà amplificato dalle unità di potenza.

* Tutto ciò condito con una salsa importante: cioè che non ci deve essere (Oddio, diciamo che meno c'è meglio è!) alcuna distorsione e neanche rumore di fondo.

Insomma, dobbiamo trattare i vari segnali con i... guanti, fondendoli giustamente tra loro senza guastarli reciprocamente, come farebbe un buon cuoco francese

Quindi nessuna interferenza deve esserci tra le varie inputs, e la separazione dei canali (se stereo) deve essere assoluta.

Poi c'è l'estetica, e quella è facile a dirsi ma non a farsi... subito: bisogna tenere infatti conto del sistema di cablaggio del mixer, e certamente un accumulo di circuitacci in un angolino non è igienico né ammissibile in ogni caso.

Ecco allora la logica ferrea: se, in pratica ogni canale è una cosa a sé, viene spontaneo pensare a montaggi «rack»: insomma, si va a costruire un complesso modulare!

Tutto è così semplificato, pur di accettare pochi compromessi in fatto di razionalità e di ordine.

Come potete vedere infatti nelle figure che corredano l'articolo il nostro mixer è strutturato elettronicamente, a moduli e disposti in maniera ben precisa, studiati per evitare scomode connessioni e inutili giri di cavo.

Per tale modello, però, si è preferita, nei nostri prototipi, una struttura a contenitore singolo, in quanto il modello è piccolo e compatto e, almeno esteticamente, una risoluzione modulare avrebbe complicato la faccenda.

Va da sé, comunque, che una risoluzione modulare è obbligatoria, praticamente, per mixer già di poco più grandi (a partire da 10 canali stereo o mono, usualmente).

LA STRUTTURA

Vediamo dunque, un po' più in particolare, come si idealizzano i mixer modulari. Sia chiaro che tali note sono uno dei tanti metodi possibili: quello, per così dire, che abbiamo trovato per noi più congeniale. Bene: potete osservare le foto esterne e interne del nostro mixer, e quindi, avendole ben presenti, leggere queste righe.

Noterete come difficilmente si possa conciliare una struttura modulare con le esigenze di spazio a meno che non si scelga di riportare giustamente ogni singolo canale su di un opportuno circuito stampato tipo schema: tale dispositivo garantisce ordine e sicurezza, purché (è qui l'unica difficoltà) si sia provveduto, con la opportuna saggezza del disegnatore, a predisporre la scheda stessa in modo che essa combaci perfettamente con le meccaniche esterne.

Nel nostro caso, è evidente come ogni slider (potenziometro doppio) sia da adattare alla relativa scheda; è quindi necessaria una opportuna progettazione dei fori e della mascherina affinché il tutto non si riduca ad una accozzaglia informe di fili, resistenze ed integrati.

Ecco quindi che si è ricorso ad opportuni sostegni a squadra, appositamente progettati e tagliati in serie, per cui le schede si ancorano perfettamente agli sliders.

E' da tenere presente che tale mixer è stato da noi realizzato in vari prototipi, aventi ciascuno dimensioni e misure differenti.

Le foto che vedete, però, si riconducono al prototipo finale-base quello in cui il rapporto spazio-razionalità-estetica è stato ottimizzato, pur questo, lasciando piccoli problemi, del resto facilmente risolvibili. Più che altro, come si può vedere, l'uso delle squadre ha facilitato la messa in opera, soprattutto se si tiene conto che il tocco finale delle «busbars» (o barre di contatto), usate come connettori diretti per alimentazione e c., conferisce

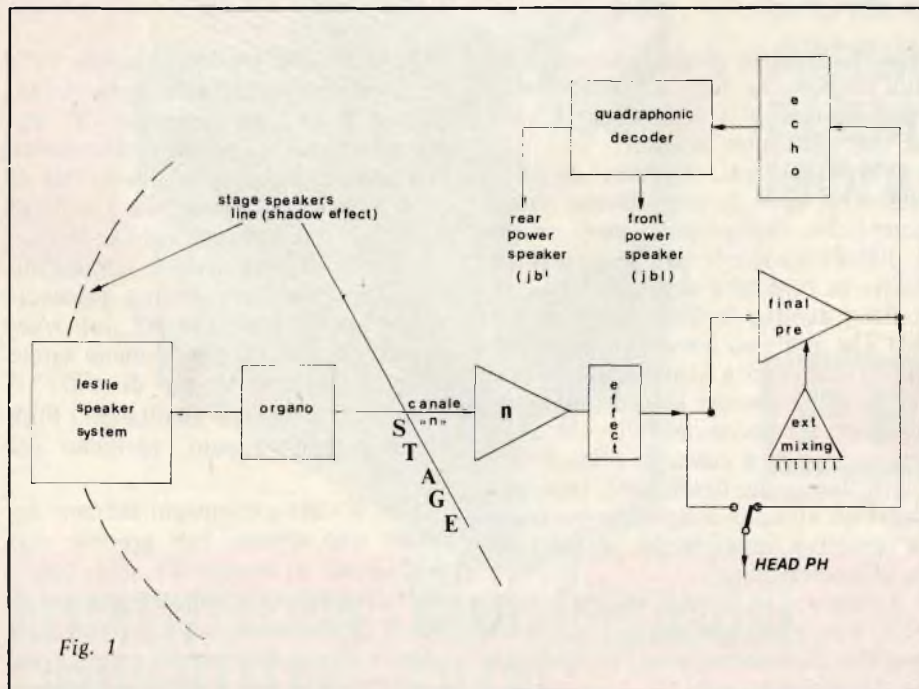


Fig. 1

poi una estrema robustezza all'insieme. E' ovvio che per tali barre sfruttano di per sé opportune locazioni delle piste stampate sulle schede, in modo da essere parallele e facilmente inseribili (e saldabili).

Facendo ora confluire tutto questo cablaggio verso l'estremità del monitor si ha praticamente a disposizione, con facilità, la maniera di cablare VU Meter, monitor etc. con la massima efficienza possibile e, soprattutto, si evitano lunghi fili e giri di masse che, per un mixer professionale (e quindi molto sensibile) non sarebbero altro che un gigantesco e malefico solenoide, procacciante disastrosi ronzii. Come poi si vedrà, resta il c.s. dell'alimentatore, ma la sua semplicità ed il fatto che sia regolato costituiscono buone promesse al fatto di poterlo mettere nel luogo più comodo (purché sia lontano da ingressi ad alta impedenza).

Ritorniamo all'estetica: i mixer modulari sono, a tale proposito, molto allettanti. Vorrei citare, anche per soddisfare le mie vanità di conoscitore, l'impianto dei Deep Purple.

Certamente la questione è molto diversa dalle esigenze di un gruppo metafisico come i Pink Floyd.

Ecco allora che l'orientamento, per un gruppo rock, è quello di insistere sulla facilità manuale delle apparecchiature.

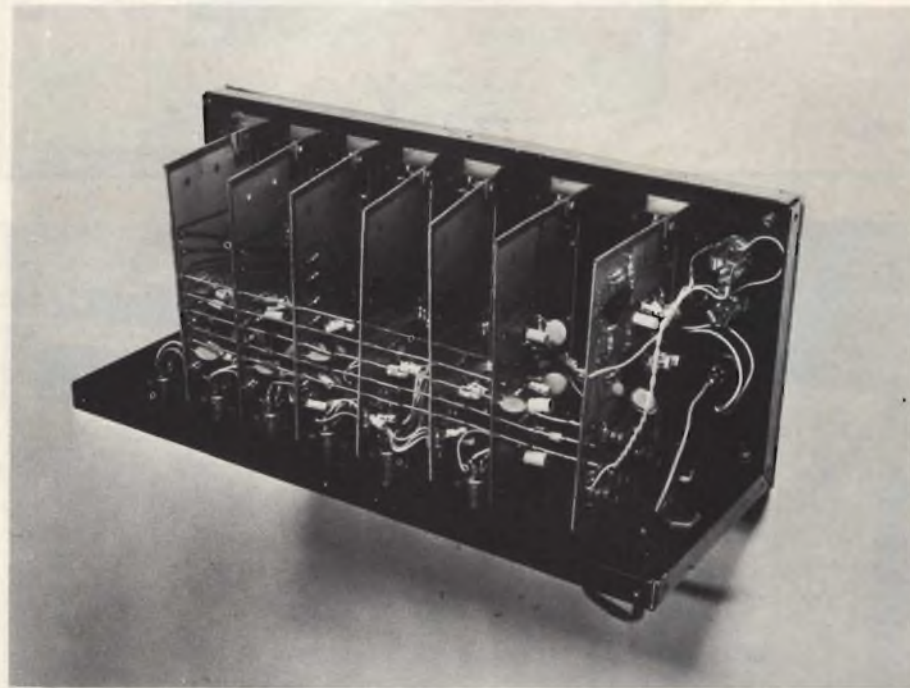
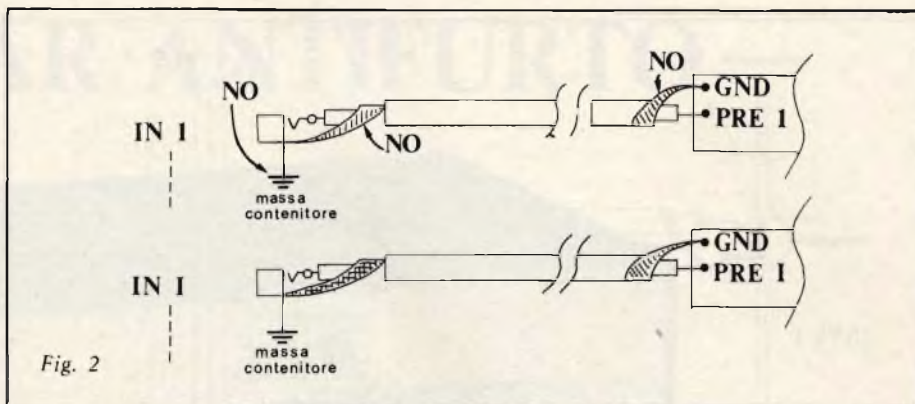
I Deep Purple hanno scelto l'impianto della MARSHALL, che presenta combinazioni espandibili di canali separati, modulari, stereo o mono.

Ciascun canale è un blocco unico, a s'è stante, facile da maneggiare (volume, tono, echo, reverbero, fader, preascolto in cuffia) e richiede solo la dipendenza finale di un master gain, peraltro comune a tutti gli altri canali.

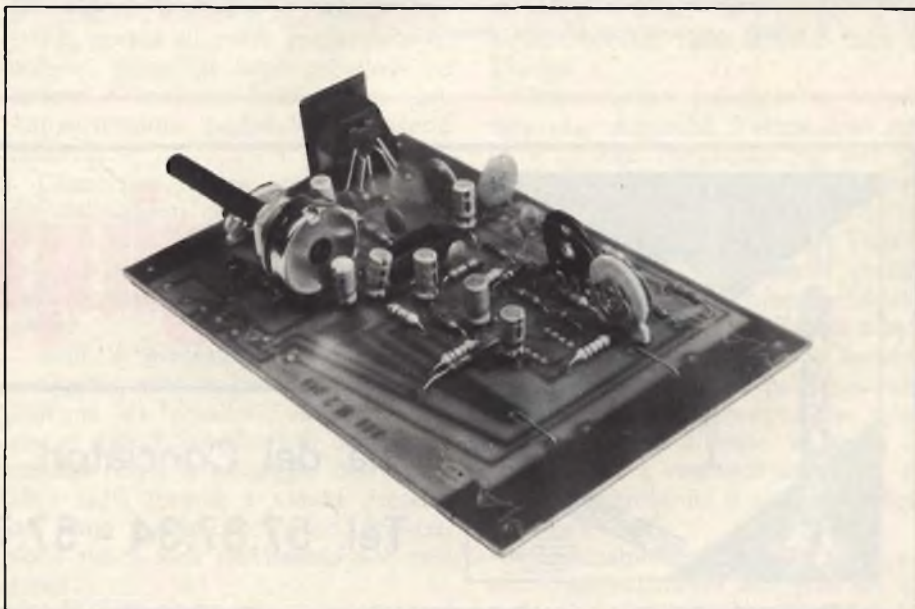
Ma a noi interessa solo il lato tecnico e cioè questo: se, ad esempio, partendo dalle nostre proposte, vorrete realizzare un consacrato mixer gigantesco ma modulare, dovrete tener presente da ogni entrata, ogni connessione, tutto il canale audio, insomma deve essere calcolato come solo quello esistente, e basta. E' questo il solito e triste discorso delle masse e dei giri di massa.

Combinazioni malefiche come quelle di fig. 2, non devono esistere!

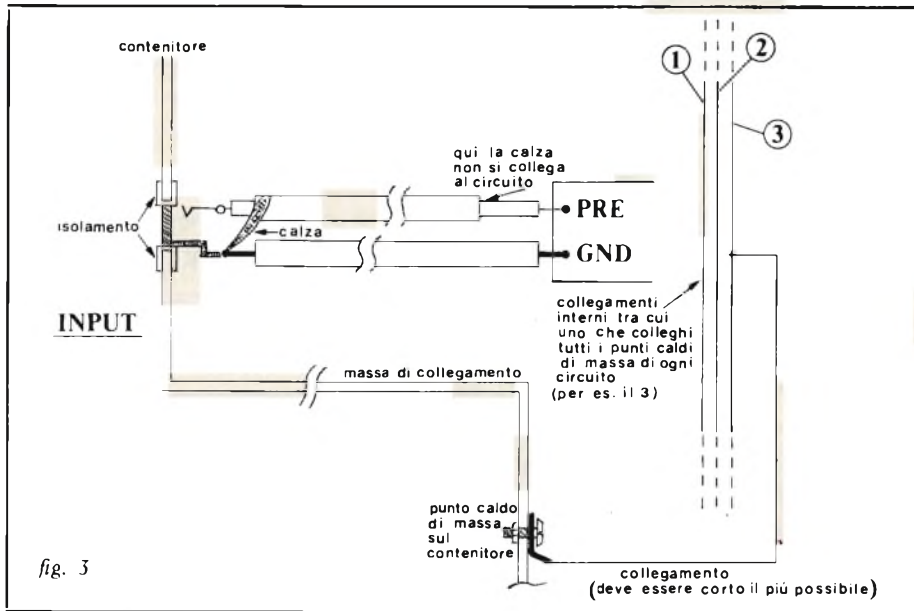
Infatti il contenitore deve essere a massa, ma ogni ingresso deve essere per così dire schermato dal contenitore, ma la sua massa non deve nemmeno sfiorarlo. Poi la cal-



Interno del mixer a 5 canali. Si noti la razionalità del montaggio.



Aspetto di un modulo del mixer a realizzazione quasi ultimata.



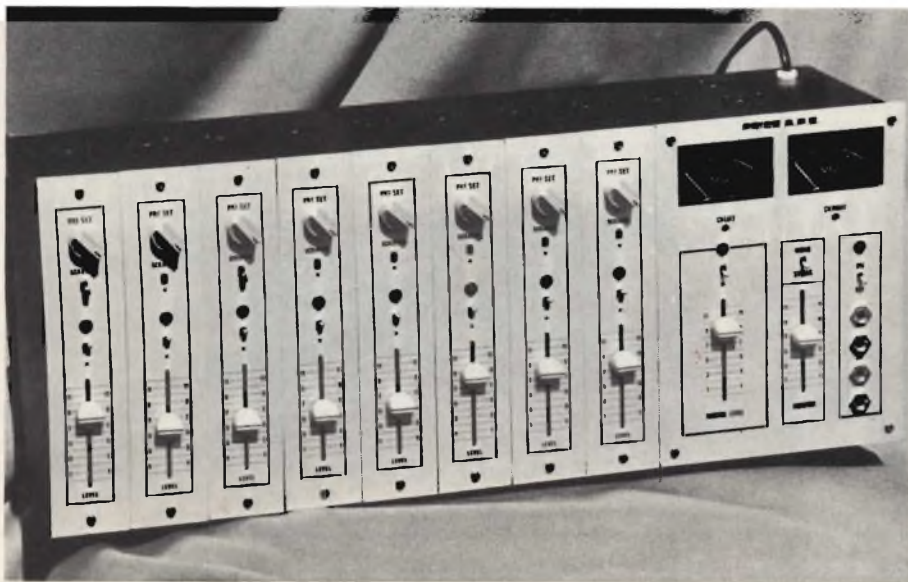
za del coassiale non deve mai fungere anche da massa sostanziale, ma solo da schermo, per cui ogni vero singolo collegamento di massa va fatto con grossi cavi, e separati. Ciò vale anche per connessione fra ingresso e pre, e fra pre e finali, etc., mentre poi si sceglierà un unico opportuno punto del contenitore da collegarsi alla massa del resto del circuito, con cavo di grossa sezione. Vedersi come spunto la fig. 3

Insomma occorre veramente un buon galateo delle masse e delle schermature, ma poi i ronzii saranno sicuramente evitati.

Certo, poi, che questo discorso non vale solo per un mixer generico, ma è quasi un ...dogma da tenere presente nella progettazione di quasi tutti i circuiti, là dove ci siano canali di segnale ad HI IMPEDANCE o cavi audio. Per cui diciamo, è ottima cosa tener presente questo discorsetto come patrimonio culturale dello sperimentatore. E quando costruirete, un amplificatore da 100 W senza un filo di ronzio, magari mi ringrazierete anche.

Ritornando al nostro mixer, dunque, abbiamo per ora soltanto occhieggiato la struttura; insomma, la abbiamo metaforicamente aperta. Ma il nostro discorso non si esaurisce qui, perché vedremo in seguito, le caratteristiche, la funzionalità il modo di usarlo e i risultati ottenuti; quindi dedicheremo ampio spazio al montaggio ed infine concluderemo con la descrizione del suo funzionamento elettrico. Rimandandovi alla prossima volta vi raccomandiamo di non perdervi il seguito!!!

(continua)



Mixer a 8 canali costruito con blocchi modulari.



GIUSEPPE
PASTORELLI
Roma 00154

giupar

Via dei Conciatori, 36 - 40
Tel. 57.87.34 - 57.78.502

Componenti semicond.

PHILIPS	RCA
FAIRCHILD	SOSHIN
S.G.S.	ITT
SEIMART	N.C.I.
MOTOROLA	

Elettronici strument.

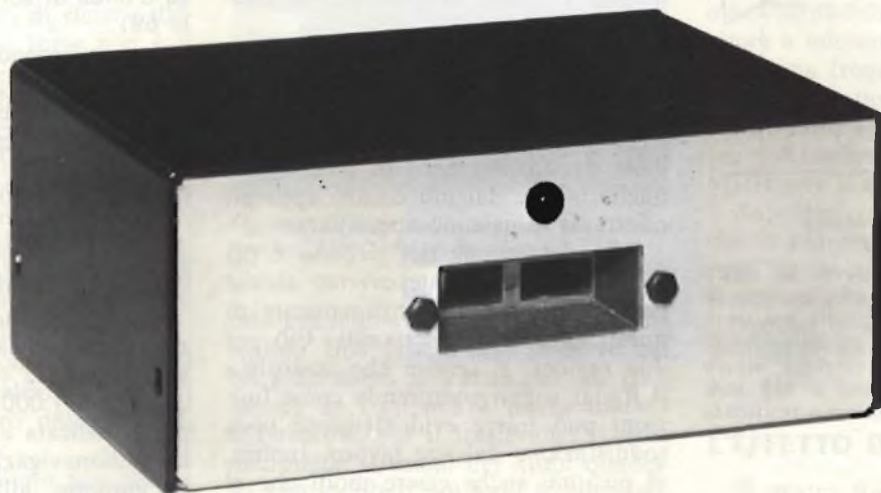
ITT	MISLCO
I.C.F.	CASSINELLI
PHILIPS	TES
ERREPI	STAR - Unacohm.

Professionali comp.

C & K
NATIONAL
SIEMENS
MALLORY
CAVI COASSIALI PROFESSIONALI
ITT

FORNITURE PER ISTITUTI PROFESSIONALI - ELETTRONICI - DISTRIBUTORE AUTORIZZATO PHILIPS

RADAR ANTIFURTO



Iniziamo la descrizione di un apparecchio moderno e sofisticato, che molti lettori ci hanno chiesto di pubblicare. Si tratta di un vero e proprio Radar funzionante a microonde, della specie Doppler, che serve a rivelare gli intrusi; un antifurto in pratica.

Grazie alla sua cavità risonante reperibile già pronta, l'apparecchio non è troppo difficile da costruire, anche se il circuito prevede ogni accorgimento «avanzato» sul profilo tecnico; la prevenzione dai falsi allarmi è particolarmente curata.

parte prima di A. CATTANEO e G. BRAZIOLI

Risulta da innumerevoli studi, che una società tecnicamente sviluppata, densa di popolazione, competitiva, sviluppa immanicabilmente un elevato grado di criminalità.

Meno di cinquant'anni fa, per proteggersi dai ladri, di stampo Dickensiano, bastavano serrature a spranga, porte blindate o cose simili. Oggi non più.

Il progresso produce conoscenza di cui godono, purtroppo, anche i delinquenti.

Si assiste così ad un incremento «qualitativo» immenso, nella delinquenza medio-comune, ed oggi non vi è certamente più spranga o serratura o corazza che tenga contro i furti. E' necessario opporre al fabbro specializzato, o al saldatore, che è divenuto delinquente, sistemi di protezione «fini», ed all'elettricista o tecnico elettronico, convertito al malfare, barriere sempre più efficaci.

Guai a chi non considera gli schemi in cui nasce l'effratore «da città» odierno; sarà soggetto a pessime sorprese. In questo duello tra «guardie-e-ladri», per esempio, il sistema di protezione a fotocellula è già supe-

rato: la «mala» infatti, è il miglior cliente per chi vende visori di raggi infrarossi, e solo i «grattapoli» incappano nei fasci perimetrali «invisibili».

Analogamente, solenoidi a strappo sono usualmente individuati con i cercametalli, e non ci si può fidare degli allarmi telefonici a nastro registrato, perché chi ruba, preparando «il colpo», prima di tutto provvede ad isolare il telefono della villa o dell'appartamento tagliando il cavetto relativo.

Cosa resta, allora, per proteggersi dai delinquenti che hanno competenza in fatto di lance termiche, centralini elettrici, e che posseggono strumentazioni costose ed abbastanza complete?

Solo la **protezione volumetrica**.

Questa, sino a prova contraria, è indenne da possibili violazioni. Di che si tratta? Semplice; di un sistema ce non rivela il passaggio dei potenziali ladri **tramite i varchi** presenti nel vano sorvegliato (porte, finestre, ecc.) ma il **loro movimento** nei vani stessi.

In altre parole, non interessa se i malfattori evitano di aprire ogni in-

fisso o sportello, e preferiscono forare un muro, un pavimento. Non appena si muoveranno nel «volume» sorvegliato, l'allarme scatterà comunque.

Questa funzione, inizialmente (solo pochi anni fa: come procede la tecnica!) era ottenuta con un trasmettitore-ricevitore ultrasonico. Perturbando il «campo» stabilito, la sezione ricevente passava nello stato di allarme.

Ottimo come principio di funzionamento, senonché l'ultrasuono soffriva di forti limitazioni per sua natura. Ad esempio, un semplice movimento di aria calda, prodotto da un termosifone, poteva innescare l'ululio delle sirene, ed altrettanto il «bang» causato da un aereo supersonico che produceva la vibrazione intensa e prolungata dei vetri di tutte le finestre.

La nota favola del pastorello che gridava «Al lupo» insegna che qualsivoglia tipo di allarme, se scatta ripetutamente a vuoto, si squalifica, ed i sistemi ultrasonici si sono squalificati proprio così.

Conosciamo casi di negozi e magazzini tranquillamente svaligiati da lestofanti... «lesti», che hanno compiuto la razzia mentre le sirene suonava-

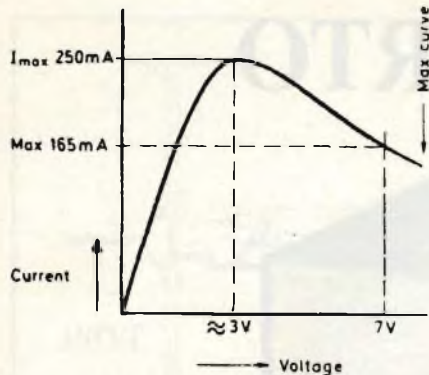


Fig. 1 - Curva di funzionamento del diodo Gunn; come si nota, ad una tensione di circa 3 V l'intensità che circola nel semiconduttore vale 250 mA, ed aumentando tale valore sino a 7 V la corrente, invece di aumentare, decresce sino a 165 mA. Si ha quindi un tratto di curva a resistenza negativa.

no a distesa, ma nessuno dei vicini si sognava di telefonare al 113. Anzi, essendo convinti che fosse in atto un ennesimo e disturbantissimo falso allarme, brontolavano in meneghino «Oh signur, anca mô!?».

O in romanesco «Ariecchilo, ce risemo co st'accrocchio!». Essendo però valido il sistema, chi si interessa della progettazione di apparati anticrimine, pur avendo esclusa la ricerca ulteriore nel campo ultrasonico, ha trovato modo di riutilizzarlo con l'ausilio di niente di meno che le microonde, realizzando dei piccoli Radar, veri capolavori d'ingegno che risultano micidiali per i razziatori, funzionando con implacabile precisione.

I nostri lettori sono evidentemente ben documentati sui progressi del-

l'elettronica in ogni campo; difatti già dallo scorso anno sono iniziate le richieste intese ad ottenere la pubblicazione di un progetto per genere, per quanto possibile di stampo «professionale».

Convinti dell'utilità del dispositivo, abbiamo avviato una ricerca in questo senso, e siamo ora in grado di esporre i risultati, che consistono in un Radar dalle prestazioni pari (o migliori) a quelle offerte dai più costosi apparati offerti dalle aziende specializzate.

Alla descrizione del circuito e del montaggio, però, anteporremo alcune generali relative al funzionamento di questi apparati a microonde. Ciò per due ragioni; il lettore che costruisca il Radar e non comprenda come funzioni può trarre evidentemente poca soddisfazione dal suo lavoro. Inoltre, vi possono anche essere molti che al momento non intendono affrontare l'impegno di costruzione relativo, ma vorrebbero essere a conoscenza del modus operandi di questi interessantissimi apparati.

LE MICROONDE

Iniziamo quindi a trattare la materia dalle nozioni fondamentali; da alcuni cenni sulle microonde.

Com'è noto, le onde elettromagnetiche hanno una loro «lunghezza» che le caratterizza; abbiamo valori di centinaia di metri sulle onde medie, di decine sulle onde corte, e si arriva a pochi metri sulle VHF (Very High Frequency) ove, ad esempio, si irradiano i segnali FM e TV (Bande I - III).

La «rete seconda» TV, occupa già una regione che, se non è proprio compresa nelle microonde, ne è ai confini, infatti giunge ad una lunghezza d'onda di soli 35 centimetri (canale 69).

Le «microonde» propriamente dette, iniziano a 30 centimetri di lunghezza d'onda e continuano sino a 3 millimetri, ovvero, in frequenza, corrono da 1.000 MHz (1 GHz, pronuncia) a 100.000 MHz (100 GHz).

Al momento, risulta assai difficile produrre onde elettromagnetiche dalla lunghezza d'onda ancora inferiore.

Comunque, in questa gamma, la sezione più «bassa» (per così dire) ovvero la banda che comprende le frequenze di 1.000 MHz - 40 GHz, è in parte dedicata all'impiego Radar, dalla radionavigazione all'uso militare, ed appunto, all'antifurto.

Le sottogamme Radar, che ricadono all'inizio della gamma, sono le seguenti:

- L : 1.000-2.000 MHz.
- S : 2.000-4.000 MHz.
- C : 4.000-8.000 MHz.
- X : 8.000-12.500 MHz.
- K (II) : 12.500-18.000 MHz.

Gli antifurti, per essere in regola con le leggi internazionali, devono lavorare sulla banda X.

Il lettore che abbia pratica di Radar, notando che gli antifurti non sono più grandi di tre pacchetti di sigarette ravvicinati, si chiederà quale tipo di Magnetron usino mai; ne è stato realizzato uno incredibilmente piccolo?

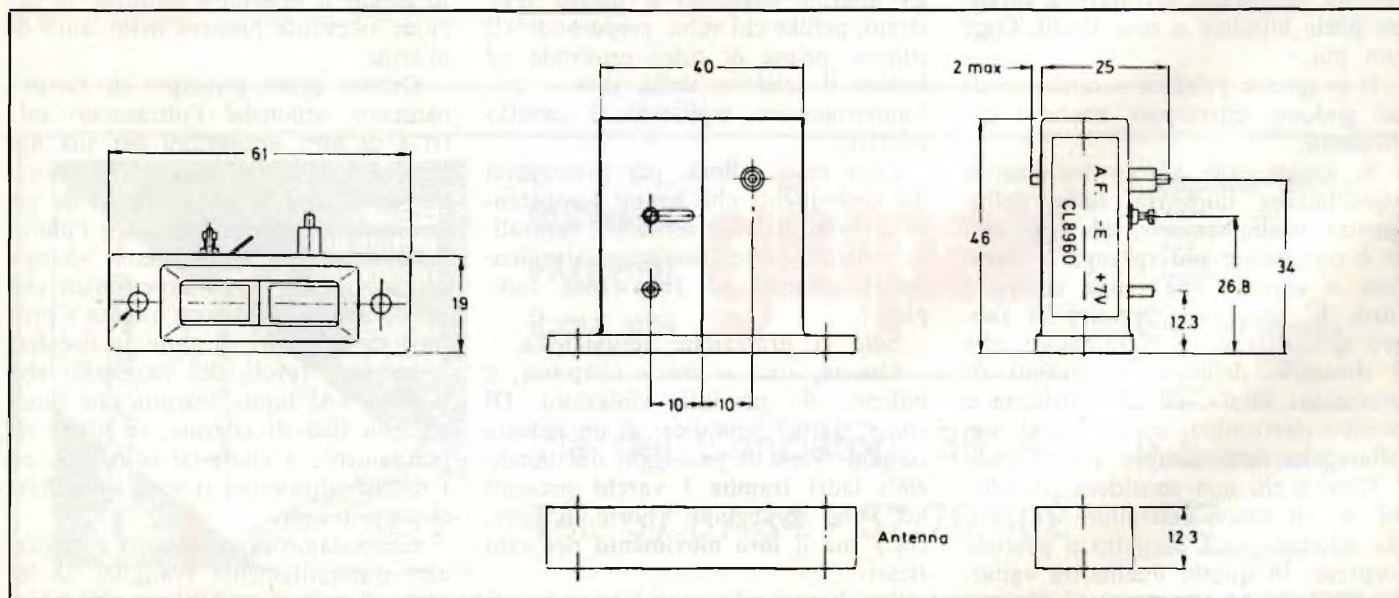


Fig. 2 - Pianta della doppia cavità risonante «CL8960», che oltre al generatore Gunn comprende anche il diodo rivelatore-mixer.

No, l'elemento attivo di questi... «sorveglianti» non è più un tubo, bensì un semiconduttore: **diode di Gunn**.

Si tratta di un dispositivo relativamente «nuovo» scoperto dal Dott. J. B. Gunn nei laboratori di ricerca della nota IBM. «Diode» forse non è il termine più esatto per identificare questo ritrovato, perché il termine implicherebbe la presenza di una **giunzione**, che invece nel Gunn non esiste. Comunque, ciò che conta, è che il Gunn, opportunamente polarizzato, presenta un tratto di curva a «resistenza negativa» similmente al «vero» diode di Esaki, o «Tunnel», come è comunemente definito: fig. 1.

Questa caratteristica gli permette di oscillare, e, fatto notevole, i segnali generati sono per loro natura a microonde ed **impulsi**.

In altre parole, il Gunn non genera un segnale continuo, ma «puls» rapidissimamente. Ovviamente queste «pulsazioni» possono essere trasformate in un segnale a forma di sinusoidale accoppiando al generatore un circuito oscillante.

Circuito oscillante; ecco un dettaglio da chiarire.

Nelle microonde non si può certo pensare all'impiego di un avvolgimento munito di capacità risonante. Il lettore, avrà senza dubbio presente che già i Tuner TV per le bande IV e V, ovvero UHF, impiegano per la sintonia delle barrette rigide in bandella di rame, ovvero degli elementi, che potremmo definire «spire distese». Infatti, anche una sola spira tradizionale avrebbe già un valore di induttanza troppo grande per potersi accordare su queste frequenze.

Ed allora, come è possibile «scendere» oltre i 30 centimetri? Raccorciando gli accordi? No, perché oltre certi valori l'efficienza si annulla. Si passa alla «scatola risonante», che poi è detta comunemente «cavità». Negli anni antecedenti alla seconda guerra mondiale, allorché la tecnica delle microonde era agli albori, questo dispositivo aveva l'allegro nome di «rhumatron»; non ne conosciamo i motivi, ma ci piacerebbe che qualcuno scoprisse il Zenertango.

LA CAVITÀ

La cavità, in sostanza, «risuona» come un dipolo o una linea di Lecher; ovvero ha una altezza, una larghezza ed una profondità calcolate per accordarsi alla frequenza che si vuole ottenere. La «scatola» può essere trafo-

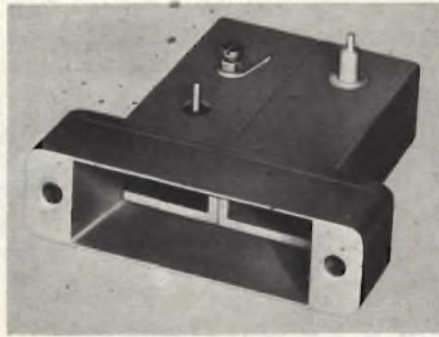


Fig. 5 - Aspetto della doppia cavità risuonante CL8960 della Britelec.

rata per il prelievo o l'immissione dei segnali (nel primo caso se serve per un generatore, nell'altro per un rivelatore) se l'antenna è molto lontana dal sistema, per il trasferimento delle microonde si usano dei «tubi quadrati» che in effetti poi sono rettangolari, detti «guide d'onda». Tali guide, hanno una funzione esattamente paragonabile a quella dei cavi coassiali impiegati su frequenze più basse.

Nel nostro Radar, la cavità che comprende il generatore Gunn può essere tutt'uno con l'antenna, quindi non servono raccordi ed il radiatore è una semplice bocchetta sagomata con un leggero angolo, detta comunemente «a tromba».

La sagoma di questa bocchetta è calcolata a sua volta in base a rigide formule per servire da adattatore di impedenza, da quello della cavità, ai

377 Ω dell'aria. Il lettore che osservi la figura 2, noterà però che le bocchette-antenna sono due: come mai?

Semplice, il Radar utilizza il sistema di emissione che abbiamo trattato, ma evidentemente serve anche un **ricevitore** a microonde, che funzioni sulla medesima frequenza. Questo, impiega un diode piuttosto convenzionale, sebbene adatto al lavoro nella banda X, più precisamente a 10,7 GHz (10.700 MHz) ove si ha l'accordo.

Tale diode, detto «mixer» (il perché lo vedremo in seguito) ha la propria cavità adiacente a quella del Gunn, quindi il «plumbing» (termine scherzoso americano per definire il complesso metallico risonante) è unico.

L'EFFETTO DOPPLER

Il nostro Radar, per la rivelazione degli intrusi impiega il sistema Doppler.

Di che si tratta? Lo vedremo subito. Il lettore ha mai sostato sul marciapiede di una stazione mentre passa un treno rapido che non ferma?

Avrà notato che, mentre il treno passa, il macchinista aziona la sirena, ad evitare che un — sia pur improbabile — ostacolo, gli si pari davanti nell'intrico dei binari.

E come sembra il suono di avviso? Sembra **mutante**. Man mano che il convoglio si avvicina, pare più acuto, poi mentre il treno passa sferragliando

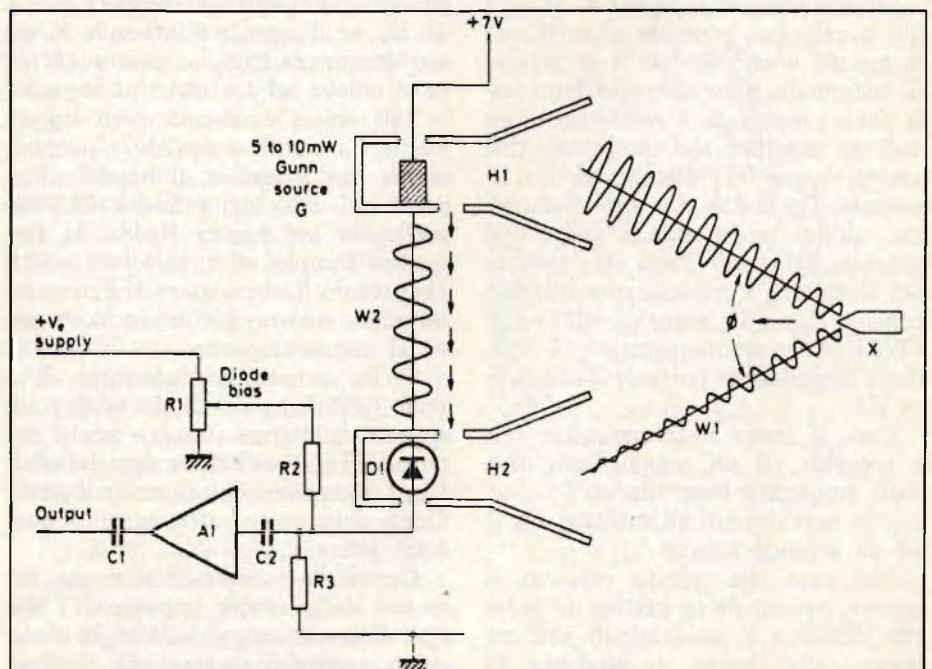


Fig. 4 - Principio di funzionamento del Radar. Si notano i «blocchi» riceventi (H2) e trasmettenti (H1). I segnali che circolano sono siglati «W2» (portante direttamente applicata) e «W1» (portante riflessa).

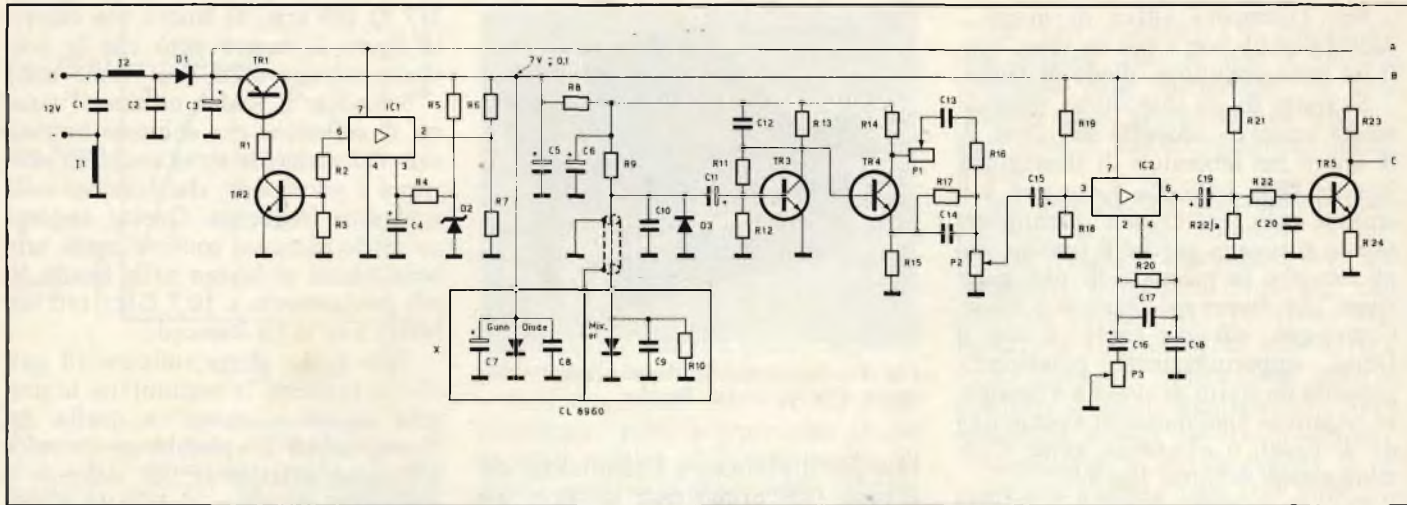


Fig. 5 - Circuito elettrico del Radar.

grave, poi ancora acuto mentre si allontana.

Strano, perché la sirena è **monotonale**; irradia una frequenza fissa. Il fenomeno di percezione osservato, si chiama appunto «Doppler» ed avviene sia che rimanga ferma la sorgente di segnale, e si sposti l'osservatore, sia che resti immobile l'osservatore e trascorra il mezzo che emana il segnale. E' stato descritto per la prima volta dal matematico e fisico Christian Doppler (di qui la definizione) uno scienziato germanico attivo nel secolo diciannovesimo.

Tale «slittamento» in frequenza, avviene per ogni tipo di segnale, con il movimento.

Osserviamo ora la figura 4. Si vede qui il principio generale di funzionamento del nostro Radar. Il generatore di microonde, come abbiamo detto nella parte precedente, è racchiuso in un assieme metallico che comprende due «cavità»; una trasmittente, ed una ricevente. Tra le due vi è una «finestrella», quindi la portante a microonde generata dal diodo Gunn «G» penetra nel rivelatore a miscelazione indicato come «H2». Il segnale relativo è «W2». Contemporaneamente, è irradiata la medesima portante dall'antenna H1.

Così, il diodo rivelatore-mixer D1, è soggetto ad un segnale continuo, dalla frequenza fissa, ma se un ostacolo si para davanti all'antenna, anche ad un secondo segnale.

Nel caso che questo ostacolo si muova, ovvero sia in pratica un ladro che cammina a passi felpati nell'ambiente, alla ricerca di qualcosa da asportare, H2, l'ingresso del ricevitore, è soggetto alla portante riflessa W1, che non ha la frequenza eguale a W2,

ma proprio per l'effetto Doppler, se ne discosta, sia pure minimamente.

Supponendo che il bersaglio X si **allontani** da H1, si ha:

$W1 < W2$, ovvero una risultante, comunemente detta «frequenza di Doppler» che nel nostro caso vale: $Fd = W2 - W1$.

Crediamo inutile riportare qui le formule matematiche che possono servire per il calcolo della Fd, diremo solo che dal volume VII, numero 11 del periodico «Applicazioni componenti elettronici» edito dalla Philips, si può trarre una serie di esperienze pratiche, le quali dimostrano che un «bersaglio» («ostacolo», cioè **ladro**) che si muova a 0,6 metri al secondo, genera una frequenza Doppler pari a 42 Hz, se il segnale è in banda X, ed una frequenza Doppler pari a 88 Hz se si muove ad 1,4 metri al secondo.

Tali valori cambiano però leggermente da cavità a cavità, e naturalmente con il settore di banda utilizzata: nel caso della cavità CL8960 impiegata nel nostro Radar, la frequenza Doppler effettiva è pari a 31,8 Hz quando il «bersaglio» si muove ad un miglio all'ora; dividendo, 0,45 metri al minuto secondo.

Si ha quindi, praticamente, all'uscita (all'anodo del diodo mixer) un segnale di allarme che vale poche decine di Hz, e per evitare ogni falso allarme la tensione che alimenta il diodo Gunn deve essere estremamente precisa: 7V.

Queste due caratteristiche che derivano dalla cavità impiegata, e dal tipo di lavoro, suggeriscono già il circuito «complementare» alla sezione operante nelle microonde; occorre un alimentatore **molto ben stabilizzato**, addirittura munito di una tolleranza

dell'ordine di $\pm 0,1$ V sul valore previsto, nonché un amplificatore che non risponda altro che a segnali bassi (a banda stretta quindi).

L'amplificatore, ovviamente piloterà una logica temporizzata, in grado di non tener conto di brevissime perturbazioni del segnale che «rimbalza», ma di operare l'allarme se queste sono rispettive.

Appunto, le dette sono le sezioni che compongono il nostro apparecchio.

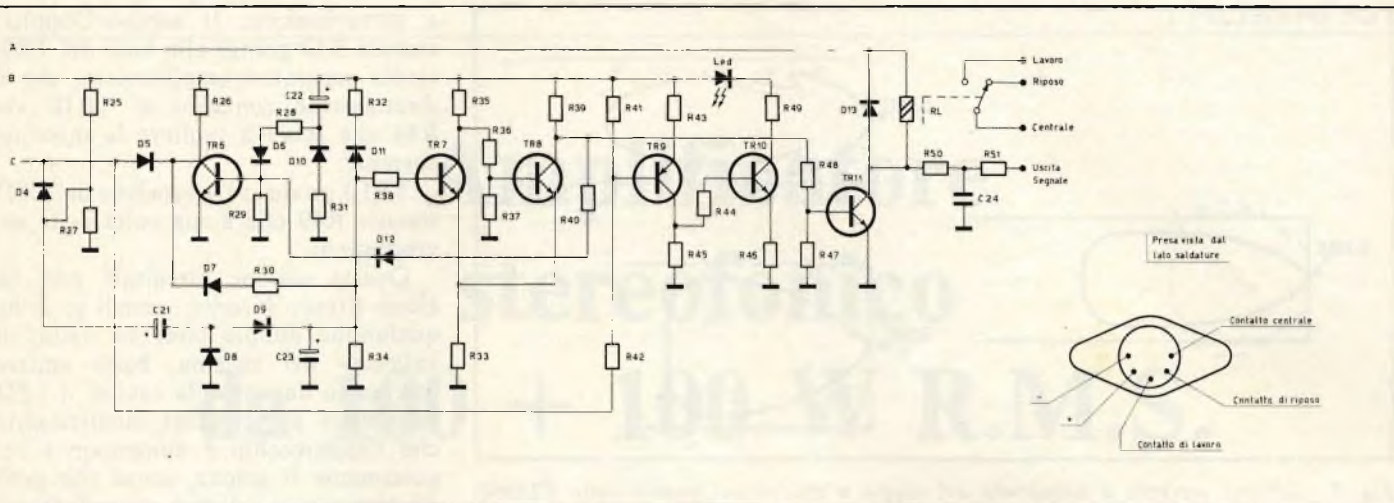
A questo punto possiamo analizzare il circuito elettrico del Radar: figura 5.

Il blocco principale è ovviamente la doppia cavità premontata che comprende i due diodi; il Gunn è bipassato da C7 e C8, mentre il Mixer dal C9 (R10 fa parte del circuito di polarizzazione).

Per l'alimentazione di tale sistema, e di tutto il resto del circuito, ad esclusione dello stadio finale servorelais TR11, si impiega un elaboratore stabilizzatore.

La sorgente di riferimento di questo, è il diodo «DZ» che ha una tensione di 5,1 V e può essere un BZY88C5V1 o altri equivalenti.

Il diodo, pilota la conduzione dell'IC1 (un amplificatore operazionale L141, simile al più noto 741) e l'integrato valuta la tensione presente sulla linea di uscita, la compara a quella presente ai capi del diodo, ed all'uscita (terminale 6) eroga una tensione-differenza che tramite R2 giunge al transistor «buffer» TR2. Ovviamente, se per qualunque ragione, la «linea» che reca i $7V \pm 0,1$ V, assume un valore più grande dello stabilito, la polarizzazione del TR2 è aggiustata in modo da produrre la minor conduzione del TR1 che risulta essere il vero regolatore dell'assieme; nel con-



trario avviene il contrario a... «velocità elettronica» sicché, calcolato anche il ritardo minimo inserito nel sistema di allarme, nessuna fluttuazione nella VB può dar luogo a segnali di allarme causali.

La VB, come si vede, ha il valore di 12 V, e può essere ricavata da un qualunque rettificatore che eroghi 1 A o valori del genere. Evidentemente è preteso un buon filtro, all'uscita, ma nulla più.

Una nota la meritano J1 e J2, con C1, C2. Le impedenze (tipo VK200 Philips, cilindretti in ferrite da «riempire di filo» completando le quattro spire previste dai fori longitudinali) con i condensatori formano un sistema antiparassitario che arresta eventuali impulsi a frequenza alta che siano presenti sulla rete-luce.

Tali impulsi, data la frequenza piuttosto alta dei transistori impiegati nello stabilizzatore, ed alle varie capacità parassitarie, se non fossero eliminati, andrebbero senz'altro a perturbare il lavoro del «diodo» Gunn.

Il lettore si chiederà: ma come mai, gli impulsi possono giungere all'ingresso? Da cosa sono generati? La risposta è semplice; si pensi a quanti apparati CB sono in uso odiernamente!

Molti di questi, se non prevedono un accurato schermo sulla linea di alimentazione (come abbiamo sin troppo spesso raccomandato in altri articoli!) inviano robusti campi elettromagnetici alla rete-luce, che in tal modo circolano anche a distanza notevole.

Ora, il «goal» dell'apparecchio, è proprio non dare mai ed in alcun caso falsi allarmi, quindi, questa precauzione, come altre, tende a prevedere

anche l'imprevedibile. Seguiamo ora la linea di alimentazione, oltre alla connessione del Gunn, che essendo diretta non merita particolari commenti (la teoria di funzionamento del semiconduttore è stata tratteggiata nella prima parte della nostra descrizione).

Il diodo Mixer ha una rete di polarizzazione formata dal partitore R8-R9-R10. C6 serve per bypassare la prima resistenza, visto che serve anche per parzializzare l'alimentazione dei primi stadi dell'amplificatore a banda stretta.

Il Mixer lavora a corrente molto bassa: meno di 40 μ A, che deriva dalla somma del segnale RF rettificato e dalla tensione fissa. Questo punto di lavoro è molto importante, perché evita la produzione di rumore, quel rumore, che in certi Radar «della prima generazione» dà purtroppo margine ad errori di funzionamento.

Ci riferiamo in particolare ai Radar basati sull'impiego del solo Gunn «in autodina», cioè posto nella funzione di mixer (rivelatore Doppler) autooscillante, oggi praticamente disusati, ma che hanno dato varie delusioni ai loro utenti-pionieri.

Il carico del rivelatore-mixer è R9; C10 filtra i residui segnali SHF, mentre il suo valore non è tale da poter influire in alcun modo sulla frequenza Doppler, che, come sappiamo, è molto bassa.

D3 è un comune limitatore, ed il C11 passa le fluttuazioni al primo stadio TR3. Questo, equipaggiato con un comune BC109, lavora ad emettitore comune. La sua base è polarizzata da R11 ed R12; come si vede, la prima giunge dal carico R13, ed allora la stabilità dell'insieme è più che certa.

Il successivo TR4, è direttamente accoppiato al TR3 via collettore-base; in tal modo, R13 funge da elemento di polarizzazione per questo stadio.

Il TR4 è un amplificatore-filtro, più filtro che amplificatore, visto che lavora a basso guadagno.

Contrariamente a quel che potrebbe parere, il transistor ha il **collettore** comune, e la rete di resistenze e capacità formata da C14-R17, R16-C13-P1 serve proprio per limitare la banda passante ai valori che interessano. Il tutto funziona in controreazione sui segnali, e «P1» è l'elemento variabile

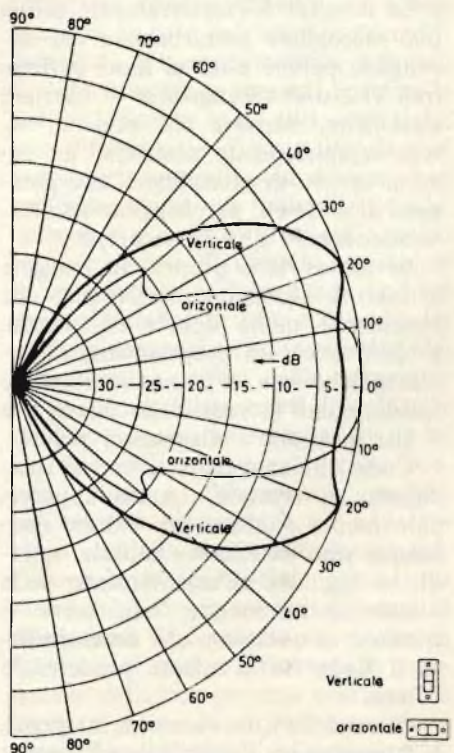


Fig. 6 - Diagramma polare della Cavità CL8960 con una antenna a 5 dB.

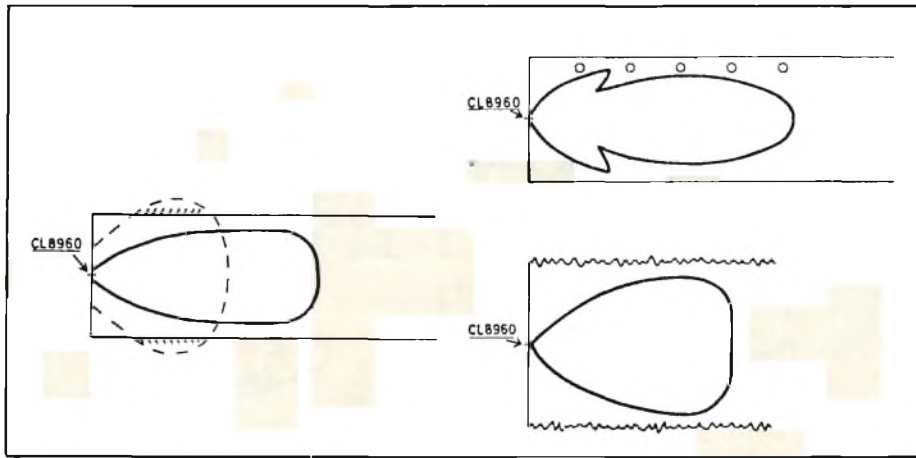


Fig. 7 - Sezione verticale e trasversale del raggio a microonde emesso dalla CL8960.

che va regolato in sede di messa di punto per ottenere la rielezione ai disturbi.

P2, è il controllo di sensibilità generale del Radar. Si tratta di un comando semifisso **assai importante**, perché spesso, l'apparecchio può risultare eccessivamente «attivo».

Per esempio, mettiamo il caso tipico che l'antifurto che lo impiega sia installato in un capannone che contenga merci, come quello di un corriere, o analoghi.

Questo genere di costruzione, di solito, si basa su muri di «foratoni» messi uno sull'altro, quindi sottili, quasi trasparenti, e particolarmente trasparenti per le microonde.

Se il radar è eccessivamente **attivo** può raccogliere perturbazioni che avvengono perché **oltre ai muri perimetrali** vi è uno spostamento di barriere metalliche; barriere che possono essere semplicemente costituite da camion carichi di macchinari, che giungano di notte e si parcheggino nei pressi attendono l'alba per scaricare.

Se ciò avviene proprio in margine al lobo di radiazione, il Doppler che rimbalza è molto debole ed incerto, e basta orientare propriamente la cavità perché non vi siano interferenze spurie, come si vede nelle figure 6 e 7 che mostrano i diagrammi polari.

Come abbiamo detto, e non ci stanchiamo di ripetere, questo apparecchio però è studiato per evitare **qualsunque tipo** di allarme causale, quindi, in aggiunta all'orientamento della «testa» a microonde, ben serve il trimmer in questione che **desensibilizza** il Radar nella misura prudenziale voluta.

Oltre al C15, troviamo un integrato, IC2, ancora un flessibile amplificatore operativo «L141» identico all'IC1, ma utilizzato non più per incremen-

tare la differenza tra due tensioni continue, bensì per lavorare linearmente sui segnali.

Com'è noto, tale IC può essere agevolmente compensato relativamente alla banda passante per mezzo di una rete di reazione negativa. Nel nostro caso, la rete si basa su C18, R20, C17, ed il controllo P3 situa un preciso punto di intervento.

L'uscita dell'IC, al terminale 6, tramite C19 è connessa allo stadio servito dal TR5, ulteriore amplificatore «intermedio».

Anche questo è tipicissimo: R21 e R22/a forniscono la polarizzazione alla base, R23 è il carico, ed R24 assicura la massima stabilità nel funzionamento, indipendentemente dalla ambientale temperatura che per un Radar ha buona importanza, dovendo lavorare 24 ore su 24, o **almeno durante il periodo notturno**, 365 giorni all'anno.

In tutta evidenza, malgrado ogni tipo di climatizzazione, riscaldamento a pannelli, o eventualmente aria condizionata, l'apparecchio deve sopportare sbalzi di temperatura «durissimi», specie notando che allorché gli impiegati se ne vanno, negli uffici e stabilimenti, per evidenti cause economiche, si riduce la climatizzazione. Quindi un dato ambiente **non ha mai** la medesima temperatura, d'estate o d'inverno.

Il nostro Radar, tiene conto di questa situazione instabile, ed è opportunamente compensato.

Oltre al TR5, inizia la «logica» **servoallarme** che merita un commento dettagliato.

Al collettore di TR5, vi sono due «rami» di distribuzione degli impulsi. Il primo serve per l'indicazione continua del funzionamento; si eccita quando l'eco è **minimamente** soggetto

a perturbazione. Il segnale-Doppler, tramite R42 giunge alla base del TR9, stadio separatore-amplificatore, che è direttamente connesso al TR10 via R44 che serve a limitare la massima corrente.

TR10 produce l'accensione del LED tramite R49 che a sua volta evita sovraccarichi.

Questa sezione circuitale non ha alcun ritardo inserito, quindi se si ha qualunque dubbio circa lo stadio di «allerta» del sistema, basta agitare una mano davanti alla cavità; il LED balugnerà prontamente manifestando che l'apparecchio è alimentato e regolarmente in azione, senza che però scattino sirene ed altri sistemi di avviso.

Il «tandem» di transistori, è accuratamente stabilizzato; R46 introduce una notevole controreazione CC che non permette il minimo spostamento del punto di lavoro del TR10, ed altrettanto assicura R43 per il TR9.

Torniamo ora al TR5 per osservare l'altro ramo di elaborazione dei segnali. R25 ed R27 costituiscono un partitore che applica al C21 una polarizzazione fissa. Gli impulsi Doppler attraversano il D4 e se hanno un'ampiezza sufficiente per superare il piedistallo antidisturbo situato dalla tensione detta, giungono al rettificatore-duplicatore formato da C21, D8, D9, C23. In parallelo a quest'ultimo notiamo il resistore R34 che funge da carico. Se la tensione che si sviluppa ai suoi capi ha un valore importante, il trigger di Schmitt formato da TR7-TR8 «commuta». Questo circuito, com'è noto è bistabile; o conduce un transistoro o l'altro. Conducendo il TR7, TR8 è bloccato, quindi il TR11 può passare in conduzione a sua volta tramite R39 ed R48. Non appena ciò avviene, il relais si chiude azionando i sistemi di allarme. Per facilitare prove ed eventuali riparazioni, gli impulsi sono anche portati ad un punto di prova tramite R50 ed R51.

Resta da dire a cosa serve TR6. Questo stadio, comandato dal trigger per via di R40 e D12 è un ennesimo antidisturbo temporizzato dal C22 che evita l'innescò dell'allarme a causa di fenomeni elettrostatici o altri parassiti similari. Quando il tutto funziona con il controllo della sensibilità portato verso il massimo, se non fossero previsti i vari accorgimenti che abbiamo descritti, il radar sarebbe viziato da una certa mancanza di stabilità, che, come abbiamo detto e ripetuto, non si confà a questo genere di apparecchio.

(continua)

Amplificatore stereofonico da 100 + 100 W R.M.S.

di F. CANCARINI

Tempo fa era stato presentato uno stadio finale da 60 W che, per le sue elevate caratteristiche, pensiamo sia riuscito a soddisfare molti appassionati dell'Hi-Fi. La potenza erogata era da noi ritenuta più che sufficiente per le normali esigenze di sonorizzazione, anche se la continua corsa alle alte potenze che da qualche tempo caratterizza il mercato dell'Hi-Fi porta molti a ritenere 60 W scarsi per una sonorizzazione adeguata. Tale convinzione può essere considerata valida solo se tali si dimostrano i principi che la sostengono. Ritenere pochi 60 W perché non riescono a far tremare una stanza di 3 m x 5 o perché non riescono a far sobbalzare sulla poltrona l'inquilino del piano di sopra, ci sembra decisamente eccessivo.

Tuttavia anche noi conveniamo che molti sono i motivi che ci possono far sentire la necessità di 100 o più watt a disposizione. Vediamone alcuni: innanzitutto, come è ovvio, l'esigenza di sonorizzare locali di ampie dimensioni quali saloni d'albergo, discoteche, sale per conferenze; inoltre bisogna aggiungere, cosa troppo spesso dimenticata, le caratteristiche minime di pilotaggio delle casse acustiche a cui l'amplificatore va collegato. Cerchiamo di spiegarci meglio: in genere chi compra una cassa ne valuta l'impedenza, il numero di vie, la banda passante e la potenza massima, magari distinguendo tra potenza di lavoro e potenza di picco, ma nessuno si preoccupa di valutare la cosiddetta «potenza minima di pilotaggio», che spesso non è neppure inserita nei dati forniti dai fabbricanti, ma che rappresenta un

fattore importantissimo nella scelta dell'amplificatore a cui la cassa deve essere accoppiata. Si tratta della potenza minima al di sotto della quale non è consigliabile far lavorare la cassa per non incorrere in una resa acustica (un suono, per parlar chiaro) mediocre se non pessima.

Facciamo un esempio. Alcuni tipi di cassa da 100 W cominciano a fornire un suono piatto, privo di caratteristiche, paragonabile a quello di una comune radiolina a transistori al di sotto dei 20-25 W. Ecco un'altra occasione in cui un amplificatore di alta potenza risulta indispensabile. Consideriamo un altro fattore. La risposta del nostro orecchio non è lineare, ma logaritmica, in altre parole: sentendo 100 W non percepiamo un suono 10 volte più potente di 10 W ma, almeno teoricamente, tale suono è solamente doppio (in pratica ha un valore leggermente superiore ma in rapporto di 1 a 10). Bisogna considerare anche chi deve sonorizzare luoghi all'aperto dove il suono viene inevitabilmente disperso e dove 100 W sono veramente indispensabili. Pensiamo agli amplificatori usati nei Luna park, alle piste «autoscontro» dove si hanno potenze medie di 500 W per canale. Pensiamo ai festival pop-rock svoltisi all'aperto in USA o in Inghilterra, quando si parlava di potenze spaventose, di amplificatori raffreddati ad acqua per un totale di 15-20000 W.

Se questi sono i vantaggi (molti) e gli inconvenienti (pochi) delle alte potenze sonore, vediamo ora nei dettagli la descrizione e la realizzazione di questo complesso stereofonico da 100 + 100 W RMS.

SCHEMA ELETTRICO

Ogni assiduo lettore avrà potuto osservare come circuitalmente questo 100 W si presenti identico al 60 W indistruttibile riportato sul numero di Gennaio della rivista a cui rimandiamo chi volesse studiarne i principi base, il funzionamento o alcune soluzioni circuitali.

E' tuttavia opportuno riassumere brevemente i principi che governano il funzionamento dello stadio finale. Il segnale applicato in ingresso, attraversato l'elettrolitico C1 va a raggiungere la base dell'amplificatore differenziale T1 che amplifica appunto la differenza tra le tensioni poste sulle sue basi. Spesso in circuiti equivalenti tale differenziale è costituito da due transistori separati; qui invece si è preferito usare un transistor duale, ossia due transistori posti sullo stesso chip (piastrina di silicio) e racchiusi in un unico contenitore ciò per evitare che a differenze di beta o di variazioni delle caratteristiche intrinseche dei transistori al variare della temperatura, potessero sbilanciare il differenziale nel suo comportamento in continua. Un tale sbilanciamento avrebbe portato (come è diffusamente spiegato nell'articolo precedente) ad una tensione continua non nulla ai capi dell'altoparlante, cosa che, come tutti sanno, ne provoca immediatamente la distruzione. Si è voluta così evitare la presenza di quel trimmer per la regolazione della componente continua tra uscita e massa la cui taratura mette spesso in difficoltà il principiante.

Sempre riferendoci a circuiti equivalenti si può notare come qui manchi

il generatore di corrente costante a transistor che pilota entrambi gli emettitori del differenziale. Nel nostro caso è stato ritenuto uno spreco e quindi lo si è sostituito con uno stabilizzatore a zener in cui R6 costituisce la resistenza di caduta e DZ1 provvede a stabilizzare la tensione al valore di 10 V indipendentemente dalle fluttuazioni della tensione di alimentazione (non come in certi circuiti ove tale funzione viene svolta semplicemente da un partitore resistivo che non è certo portatore di stabilità). Il segnale di BF opportunamente amplificato (vedremo poi di quanto) lo ritroviamo sul collettore di T1 che è accoppiato in continua a T4. Anche T4 svolge la funzione di amplificatore in tensione come del resto T5 il cui compito è pure quello di generare una corrente costante indispensabile per il perfetto funzionamento di T4. T5 viene spesso sostituito da un partitore resistivo che anche qui però non è in grado di supplire alle variazioni che vengono a crearsi nei parametri di T4 durante il suo funzionamento e precisamente tale resistore dovrebbe essere di valore basso per permettere a T7 di condurre completamente durante i picchi negativi del segnale e contemporaneamente dover essere di valore

alto per non far passare in T4 una corrente eccessiva durante i picchi positivi, per questi motivi si è ricorso all'uso di un generatore di corrente costante. Fin qui T1 T4 T5 hanno provveduto alla necessaria amplificazione in tensione; ora T6 T7 T8 T9 disposti nella classica configurazione a simmetria complementare. Esaminando questo stadio si potrà notare come le coppie T6-T8 e T7-T9 costituiscono due circuiti darlington in cui il guadagno in corrente è dato dal prodotto dei guadagni dei singoli transistori risultando quindi altissimo.

Più precisamente T6 e T8 conducono e quindi amplificano durante le semionde positive del segnale mentre T7 e T9 restano interdetti. Al contrario durante i picchi negativi saranno T7 e T9 a condurre e ad amplificare mentre T6 e T8 resteranno interdetti. Prima di passare alla protezione contro i sovraccarichi vogliamo soffermarci sulla stabilizzazione della corrente di riposo. Per far sì che al passaggio per lo zero del segnale d'ingresso non vi sia un periodo di tempo in cui nessuno dei due finali è in conduzione con conseguente formazione della cosiddetta distorsione di crossover è necessario che una certa corrente scorra sempre in T8 T9 (lo stadio fun-

ziona in classe AB). Ciò si ottiene introducendo una differenza di potenziale fra le basi dei piloti a mezzo del doppio diodo MZ2361 che introduce una caduta di circa 1,4V; comunemente tali diodi sono posti a contatto delle alette di raffreddamento dei finali perché è necessario compensino l'aumentare della corrente di riposo all'aumentare della temperatura dei finali. Qui questo problema non esiste perché il circuito di stabilizzazione è connesso alle basi dei piloti e questi se adeguatamente alettati non scaldano minimamente. Uno dei particolari più interessanti di tutto il circuito è la protezione contro i sovraccarichi. A differenza di quanto avviene comunemente la protezione costituita dai transistori T2 T3 T10 T11 non interviene solo limitando la corrente in uscita lasciando cioè passare quei picchi di tensione pericolosissimi per la vita dei finali ma interviene anche su quest'ultimi tosandoli al valore massimo ammissibile; è una protezione che quindi interviene sia sulla tensione che sulla corrente d'uscita, in pratica quindi è realmente in funzione della potenza RMS erogata prima di passare alla realizzazione pratica vediamo le caratteristiche dei componenti impiegati confrontandoli con i valori u-

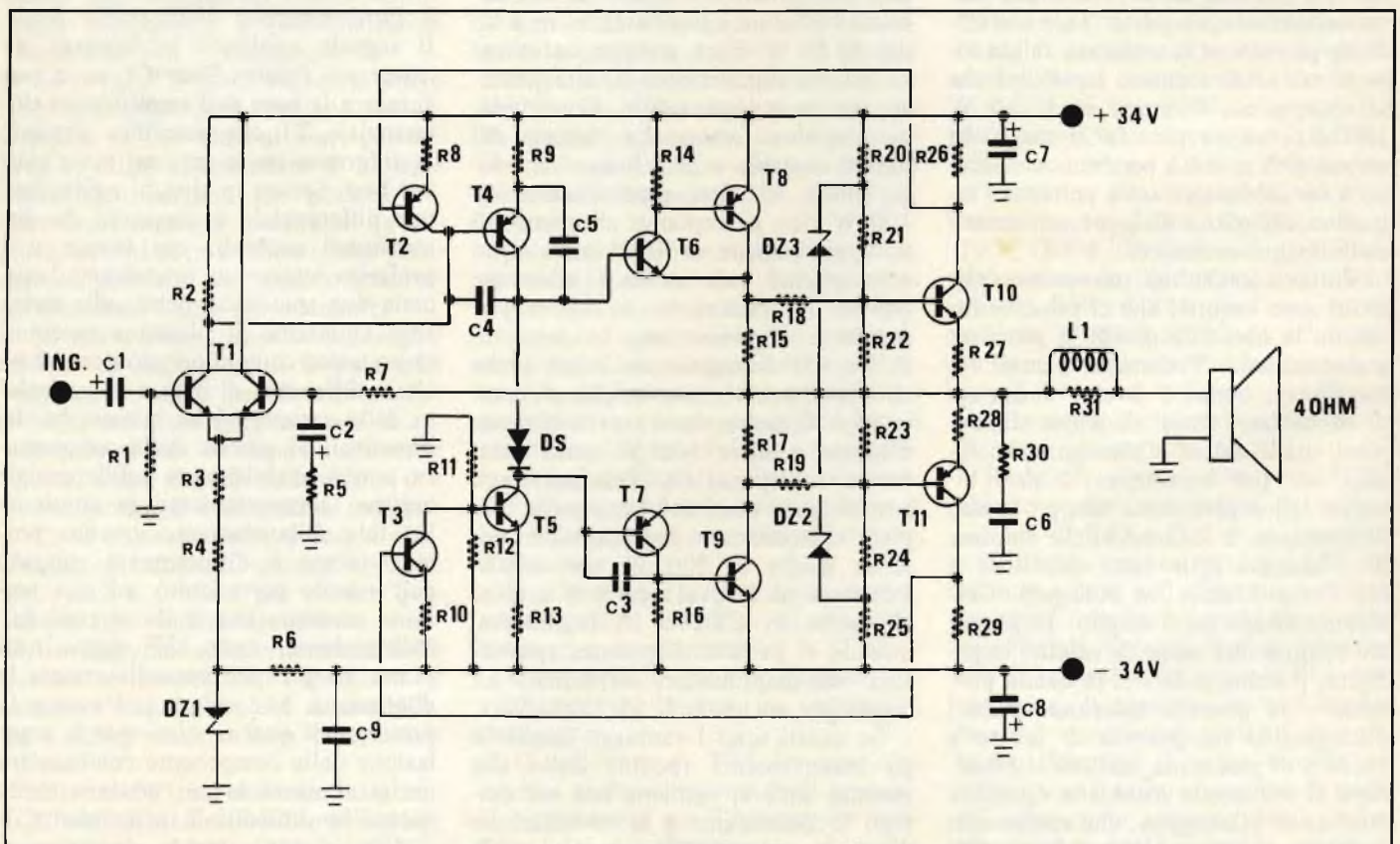


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore finale di potenza da 100 W. Per la versione stereo bisogna duplicare il circuito.

sati sul 60 W vedendone anche le eventuali possibilità di sostituzione. E' necessario innanzitutto una precisazione sulle tensioni e sulle correnti di uscita; utilizzando le formule in cui

$$V_{out} = \sqrt{\frac{p}{R}} \text{ e } I_{out} = \sqrt{\frac{p}{R}}$$

Dove **p** è la potenza di uscita in watt; **R** l'impedenza del carico in ohm; **V_{out}** la tensione ai capi dell'altoparlante; **I_{out}** la corrente erogata si può facilmente calcolare che 60 W su 8 Ω corrispondono a 22 V su 3 A mentre 100 W su 4 Ω corrispondono a 20 V su 5 A.

Premesso questo ci appaiono logiche le differenze fra i due modelli R5 che determina il guadagno in tensione assieme a R7 è stata leggermente aumentata (da 270 a 470 Ω) diminuendo così tale guadagno facilmente cal-

colabile attraverso la formula $\frac{R7 + R5}{R5}$

in quanto come precedentemente detto a parità di tensione d'ingresso sono necessari sul carico non più 22 V ma solo 20. E' stata pure diminuita R13 passata da 120 a 68 Ω per ottenere una maggiore corrente erogata dal generatore aumentata è invece la potenza di dissipazione di R15 e R17 utili per compensare le differenze di beta dei finali che ora non vengono più attraversati da 3 A ma da 5 A a parità di tensione V ai capi la potenza dissipata $p = V \cdot I$ viene a essere maggiore. Modificate sono pure le resistenze che hanno il compito di determinare la soglia di protezione il circuito infatti non deve più intervenire oltre i 22 V 3 A ma oltre i 20 V 5 A tutto il resto rimane invariato prima di passare alle possibili sostituzioni occupiamoci di L1. Tale induttanza posta in serie all'altoparlante ha il compito di migliorare la risposta di tutto l'amplificatore diminuendo il tempo di risposta ai transistori, cioè il tempo di salita di tutto il complesso. Nel precedente articolo forse non ne erano state sufficientemente precisate le caratteristiche che comunque si potevano arguire dalle numerose fotografie.

L1 va comunque costruita con 10 spire di filo di rame da 1 mm isolata in plastica avvolte compatte attorno R31 (resistenza da 10 Ω 2 W) e saldate ai reperi della resistenza.

Poche sono le possibilità di sostituzione, anzi per ottenere i migliori risultati non bisognerebbe sostituire nulla. Comunque T2 e T3 possono essere

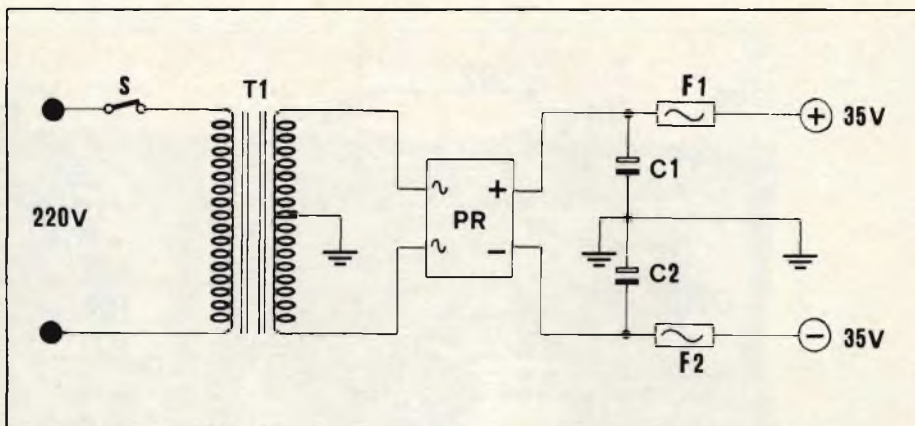


Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore per il finale di potenza da 100+100 W.

ELENCO COMPONENTI DI UN CANALE

R1 = resistore da 10 kΩ	L1 = vedi testo
R2 = resistore da 680 Ω	10 spire di filo da Ø 1 mm
R3 = resistore da 4,7 kΩ	C1 = condensatore elettr. 10 µF 12 V
R4 = resistore da 390 Ω	C2 = condensatore elettr. 50 µF 12 V
R5 = resistore da 470 Ω	C3 = condensatore 47 pF
R6 = resistore da 5,6 kΩ	C4 = condensatore 47 pF
R7 = resistore da 10 kΩ	C5 = condensatore 1500 pF (facoltativo)
R8 = resistore da 100 Ω	C6 = condensatore 0,1 µF
R9 = resistore da 10 Ω	C7 = condensatore elettr. 10 µF 50 V
R10 = resistore da 100 Ω	C8 = condensatore elettr. 10 µF 50 V
R11 = resistore da 33 kΩ	C9 = condensatore 0,1 µF
R12 = resistore da 1,2 kΩ	DS = MZ2361 Motorola
R13 = resistore da 68 Ω	DZ = zener 10 V 1 W
R14 = resistore da 100 Ω	DZ2 = zener 7,5 V 1 W
R15 = resistore da 0,47 Ω - 7 W	DZ3 = zener 7,5 V 1 W
R16 = resistore da 100 Ω	T1 = MD8003 Motorola
R17 = resistore da 0,47 Ω - 7 W	T2 = MPS A70 (BC178)
R18 = resistore da 1,2 kΩ	T3 = MPS A20 (BC108)
R19 = resistore da 1,2 kΩ	T4 = MPS U56
R20 = resistore da 10 kΩ	T5 = MPS U06
R21 = resistore da 2,2 kΩ	T6 = MPS U06
R22 = resistore da 470 Ω	T7 = MPS U56
R23 = resistore da 470 Ω	T8 = MJ4502
R24 = resistore da 2,2 kΩ	T9 = MJ 802
R25 = resistore da 10 kΩ	T10 = MPS L01
R26 = resistore da 330 Ω	T11 = MPS L51
R27 = resistore da 330 Ω	
R28 = resistore da 330 Ω	
R29 = resistore da 330 Ω	
R30 = resistore da 10 Ω - 2 W	
R31 = resistore da 10 Ω - 2 W	

ELENCO COMPONENTI ALIMENTATORE

C1-C2 = cond. elett. 5000 µF - 50 V
F1-F2 = fusibili semiritardati da 3 A
PR = ponte raddrizzatore B 80 C 7500
S1 = interruttore
T1 = trasformatore primario 220 V - sec. 25+25 V - 300 W

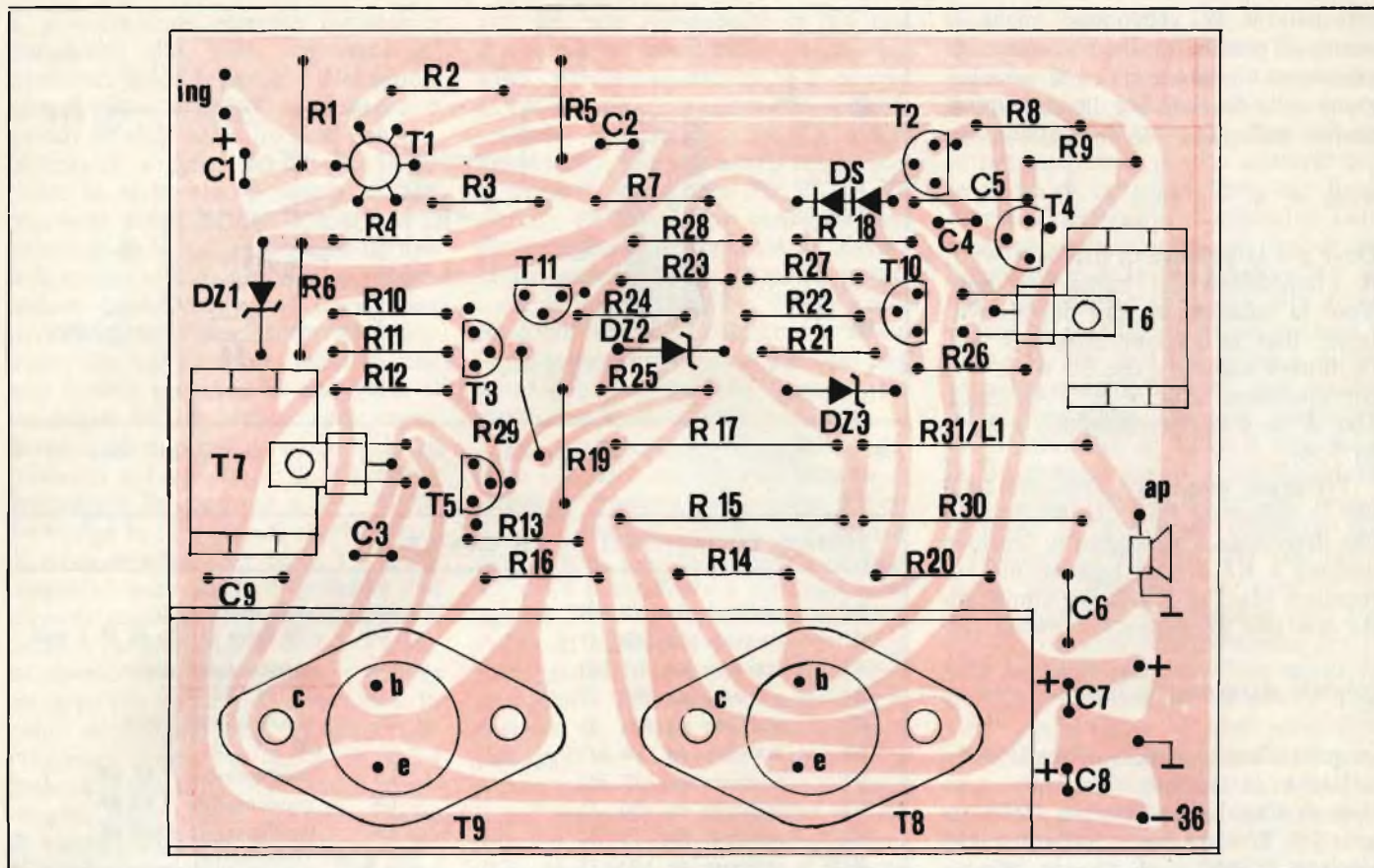


Fig. 3 - Circuito stampato di un canale dell'amplificatore finale da 100 W. Per la versione stereo bisogna duplicare il circuito.

sostituiti rispettivamente con un BC 178 e un BC 108 mentre T8 e T9 sono sostituibili, come si vede anche in uno dei nostri prototipi dal 2N6030 e dal 2N5630 che comunque sono di difficile reperibilità.

Tutto il resto è meglio lasciarlo inalterato.

Non abbiamo ancora esaminato il circuito d'alimentazione e vediamo di farlo subito: T1 è il trasformatore di alimentazione con primario da 220 V e secondario da 25 + 25 V, con una potenza di almeno 300 W. L'ideale sarebbe di disporre di un trasformatore schermato, comunque la cosa non è poi problematica, dato che lo schermo con un po di pazienza potete sempre costruirvelo voi. Si tratta in pratica di preparare una scatola con cui coprire il trasformatore, ma attenzione, non in ferro ma in alluminio. Il ferro infatti è permeabile e non fermerebbe certo il ronzio che si crea attorno al trasformatore e che va a influenzare in modo deleterio i piloti. Tanto per esemplificare vi diciamo che da prove condotte in laboratorio su questo stesso finale schermato con del ferro si otteneva un rapporto segnale/disturbo di circa 70 dB, buono forse per un preamplificatore,

ma indegno di un finale Hi-Fi. Sostituendo lo schermo in ferro con uno di alluminio il rapporto segnale/disturbo è salito a 96 dB, valore più che soddisfacente.

Il rimanente dell'alimentazione è convenzionale: un ponte B80 C 7500 provvede a raddrizzare l'alternata che prima di passare attraverso ai due fusibili semiritardati F1 e F2 da 3 A viene filtrata da C1 e C2 onde provvedere a una certa stabilizzazione ed ad una riduzione del ripple. Vi sconsigliamo di sostituire PR con due ponti in parallelo: vi potrebbe capitare infatti, ed è tutt'altro che raro, di vedere bruciare uno dei due ponti. Spesso infatti le caratteristiche intrinseche dei raddrizzatori li portano ad essere attraversati da correnti diverse, quello attraversato da una corrente maggiore potrebbe surriscaldarsi o addirittura se tale corrente è superiore alle sue caratteristiche limite, bruciarsi. Altro consiglio che vi diamo è di non diminuire il valore delle capacità di C1 e C2, se mai aumentatelo.

Incorrereste in aumenti di ripple. Vogliamo farvi notare che i migliori amplificatori commerciali lavorano con capacità di filtro dell'ordine di 10.000 μ F ed oltre. Ne ricordiamo ad esem-

pio uno che opera il filtraggio con due condensatori da 34.000 μ F. E veniamo ora alla realizzazione pratica.

REALIZZAZIONE PRATICA

Come per il precedente anche per questo finale è stato adottato ovviamente il montaggio su circuito stampato. Per la disposizione dei componenti rifatevi a fig. 3 dove sono illustrati componenti per un solo canale; per la versione stereo, come da foto del prototipo, il circuito va raddoppiato.

Per il montaggio non vi è quasi nulla da osservare: di prammatica comunque la raccomandazione di non scambiare un componente con un altro, di non invertire la polarità degli elettrolitici e degli zener nonché di DS e di stare molto attenti alla disposizione dei piedini dei transistori e in particolare del differenziale d'ingresso. Attenzione pure alle saldature fredde causa di insuccessi più frequentemente di quanto si pensi.

Una volta effettuato il montaggio di resistenze controllatele attentamente, quindi passate a montare i condensatori. Provvedete a munire di alettatura T6-T7-T8-T9. Per T6 e T7 sarà suf-

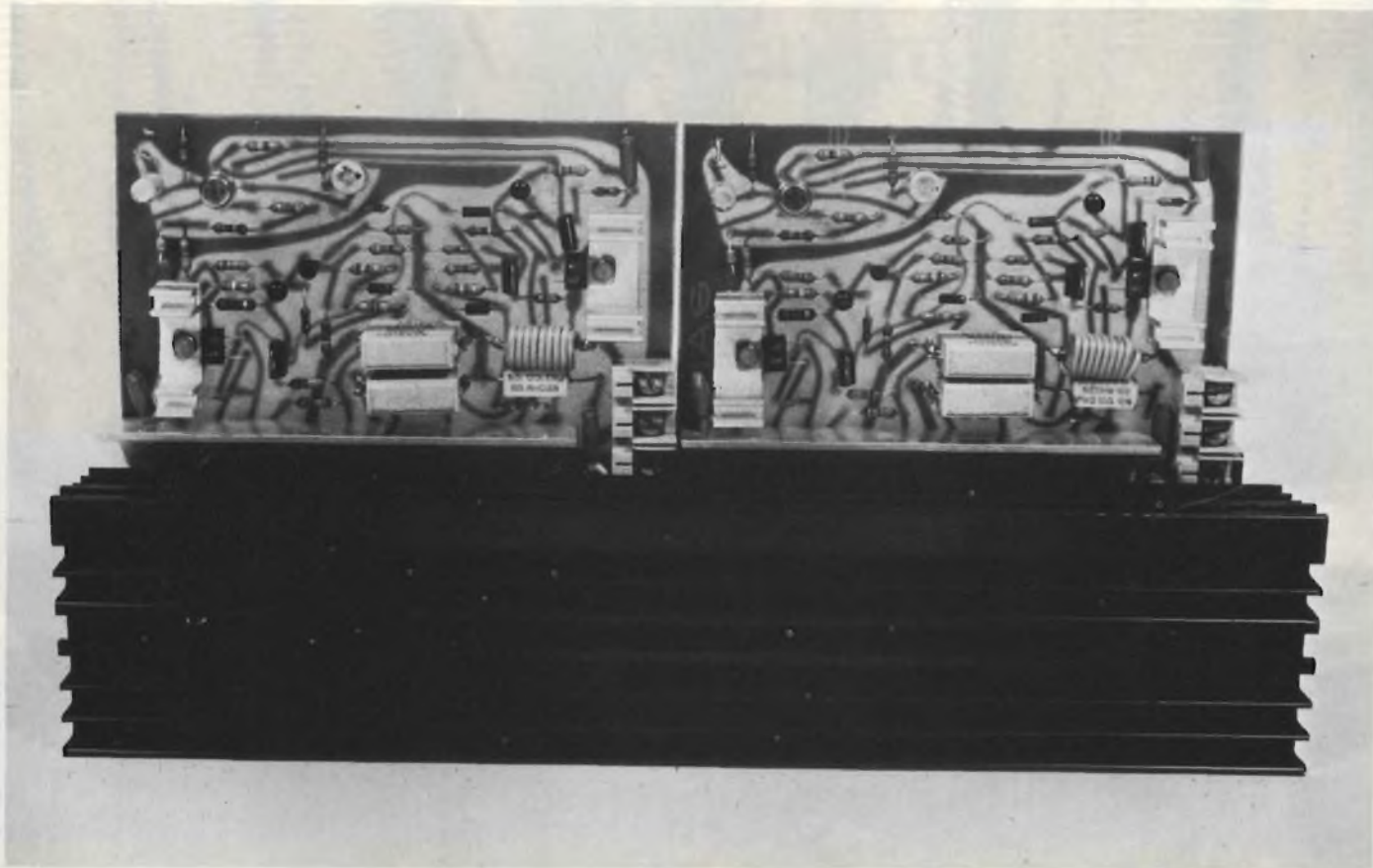


Fig. 4 - Prototipo a realizzazione ultimata dell'amplificatore finale nella versione stereo da 100+100 W.

ficiente un ritaglio di alluminio piegato ad U visibile dalle foto, delle dimensioni di circa 18 x 26 x 14 mm. Nessuna particolare precauzione dovrà essere presa per isolare la linguetta metallica dei piloti dall'aletta, avendo però cura che quest'ultima non vada a toccare né i terminali del transistor ad essa relativo né tantomeno i reofori degli altri componenti disposti sullo stampato. Per T8 e T9 il discorso è leggermente diverso. Anche qui una alettatura ad U delle dimensioni di 36 x 114 x 20 mm. In questo caso i transistori andranno isolati completamente dall'aletta. A questo potete provvedere con le solite miche e le rondelle isolate ricontrollando più volte che l'isolamento sia perfetto e cioè che non solo i transistori non siano in contatto tra loro, ma anche che nessuna parte metallica di uno solo venga in contatto con l'aletta.

Non commettete l'errore, abbastanza comune, di isolare un solo transistor. In questo caso infatti le alette del canale destro e del canale sinistro vanno ad unirsi ad un grande dissipatore, visibile nelle fotografie. Vi capiterebbe quindi che il transistor non isolato del canale sinistro si collegherebbe attraverso l'aletta generale a quello non

isolato del canale destro con danni ovviamente irreparabili per tutto il complesso.

Grande importanza nell'ambito della dissipazione del calore ha il dissipatore grande visibile nella figura 4. Per procurarvelo sarà opportuno rivolgersi più che a rivenditori di materiale elettronico a coloro che impiegano o vendono profilati di alluminio.

Nella scelta tenete presente che la massima importanza è data alla superficie della aletta più che al suo spessore. Per quanto riguarda le dimensioni esse dovranno essere le più grandi possibili compatibilmente con le vostre esigenze. Sempre la fotografia vi può dare un'idea abbastanza chiara a riguardo. Una volta che ne sarete in possesso, prima del montaggio, è bene se possibile annerirla con un processo di ossidazione.

Una volta collegato e montato il tutto non resta che collegare l'alimentazione. Non utilizzate assolutamente i soliti cavetti, ma del robusto filo di rame di almeno 2 mm di diametro, ovviamente isolato, cercando di mantenere i collegamenti il più corti possibile. Le alte correnti che circolano, possono determinare, se si fa uso di fili lunghi, rumore di fondo e tenden-

ze ad inneschi, oltre all'introduzione di ronzio. E' questo uno dei motivi che in sede di progetto, oltre alla solidità meccanica, ci ha indotto a disporre i transistori finali direttamente sul circuito stampato.

Tornando per un attimo alla dissipazione di calore ricordiamo che è opportuno inserire tutto il complesso in un contenitore munito di fessure per il ciclo dell'aria calda. **Usate un contenitore di alluminio**, mai di materiale ferroso.

Il kit di questo amplificatore può essere richiesto a:
Selezione di Tecnica Radio TV
 Via Pelizza da Volpedo, 1
 20092 Cinisello Balsamo
 al prezzo di L. 39.000
 per la versione mono,
 e L. 67.000 per la versione stereo.
 Nel kit sono esclusi i dissipatori
 L'alimentatore stereo è disponibile
 al prezzo di L. 39.000
 Ai prezzi elencati bisogna aggiungere
 L. 1000 per spese di spedizione contro assegno.



Harrison

ST200 Sintonizzatore AM-FM stereo

-Sezione AM-

Gamma di sintonia: 550-1650 kHz
 Sensibilità: 0,1 mV
 Rapporto segnale/disturbo: -65 dB

-Sezione FM-

Gamma di sintonia: 87,5 - 108 MHz

Sensibilità: 1 μ V

Risposta di frequenza: 20-15000 Hz
 Distorsione armonica: 0,2% a 1 kHz
 C.A.F. sia in AM che in FM
 Livello di uscita: 110 mV DIN
 Visualizzazione digitale delle

frequenze e della relativa intensità del segnale.

Cinque tasti sensoriali per la selezione dei programmi.

Dimensioni: 428x267x85

Codice: ZA/0854-00

S200 Amplificatore integrato stereo

Potenza di uscita: 2x100 W RMS su 4 Ω
 2x75 W RMS su 7,5 Ω

Frequenza: 20-20.000 Hz \pm 0,25 dB
 Distorsione armonica: 0,1%

-Sensibilità ingressi-

Giradischi magnetico: 2,5 mV su 47 Ω

Sintonizzatori 1 e 2: 110 mV su 50 Ω
 Microfono: 110 mV su 68 Ω

-Uscite-

Due coppie di casse acustiche: 4-16 Ω
 Cuffia: 8 Ω . Registratore
 Presa per decodificatore quadrifonico.

Controllo di volume, bilanciamento e dei toni alti e bassi: \pm 18 dB

Controllo dei toni medi: \pm 12 dB

Alimentazione: universale c.a.

Dimensioni: 428x267x85

Codice: ZA/0842-00

Alimentatore a doppia polarità per amplificatori operazionali

La comparsa e la diffusione sul mercato industriale e amatoriale degli integrati complessi ha posto non pochi problemi al progettista riguardo alle sorgenti di alimentazione necessarie per un loro corretto funzionamento. Altrove, Selezione ha già cercato di dare delle possibili soluzioni per la corretta alimentazione di circuiti logici della famiglia TTL (vedi n. 3/'76); affrontiamo questa volta i problemi posti dagli amplificatori operazionali integrati.

di ALEPH

Caratteristica comune a quasi tutti gli amplificatori operazionali integrati (amplificatori differenziali di tensione), è quella di richiedere una doppia sorgente di alimentazione. Si tratta, per la maggior parte dei tipi, di una coppia di tensioni di uguale valore assoluto e di polarità opposta (si pensi agli ormai famosissimi 709 e 741); altre volte di tensioni disuguali, di cui quella negativa è in valore assoluto inferiore rispetto alla positiva (cfr. molti integrati per strumentazione; ad esempio il vecchio μ A702 della Fairchild).

A problemi posti da integrati le Case costruttrici hanno cercato (ovviamente) una soluzione integrata; ne è nata una piccola serie di regolatori duali integrati, cioè di circuiti complessi che racchiudono dentro lo stesso contenitore una sorgente di tensione positiva e una sorgente di tensione negativa. Qualche esempio: la serie 844 della Beckmann, che risale ad un paio di anni fa; oppure diversi modelli prodotti dalla Motorola (MC-1468R e similari).

Purtroppo finora le soluzioni «integrate» comparse sul mercato dell'elettronica hanno avuto un prezzo proibitivo per il portafoglio dello sperimentatore. Il loro costo (apparentemente eccessivo) può essere giustificato prendendo in considerazione le difficoltà insite nella progettazione e nella realizzazione di circuiti del genere; difficoltà connesse essenzialmente con la necessità di realizzare

con la tecnologia planare e sullo stesso CIP di supporto transistori PNP ed NPN di pari caratteristiche.

La soluzione che presentiamo in questo articolo è una via intermedia fra i normali alimentatori a transistori (la cui complessità diviene eccessiva qualora si voglia un alto grado di stabilizzazione) e gli alimentatori totalmente integrati. Soluzione intermedia permessa dalla possibilità di utilizzare un amplificatore operazionale come sorgente di tensione costante. In fig. 1 abbiamo la tipica configurazione di una sorgente di tensione costante «integrata».

Fondamentalmente, un alimentatore stabilizzato (o una sorgente di tensione costante, che è poi la stessa cosa), può essere considerato come un particolare amplificatore caratterizzato dall'aver l'ingresso collegato perennemente ad una tensione costante (riferimento) e l'uscita a bassa impedenza, in modo da poter alimentare carichi diversi senza variazioni della tensione d'uscita.

Poiché proprietà fondamentale di un amplificatore operazionale è amplificare esclusivamente la differenza delle tensioni presentate ai suoi due ingressi, possiamo sfruttare tale proprietà per realizzare sorgenti di tensione semplicemente collegando un ingresso al riferimento e l'altro ingresso all'uscita dell'operazionale stesso (fig. 2): l'operazionale confronta le due tensioni ed agisce (con una azione di «feedback») in modo tale da mante-

nerle di pari valore. I lettori esperti leggeranno nello schema di fig. 2 la disposizione detta «ripetitore di tensione» (voltage follower), dove il compito fondamentale dell'integrato è quello di trasformare l'elevata resistenza equivalente della sorgente di riferimento nella bassa resistenza di uscita richiesta.

La configurazione di fig. 1 rappresenta un'evoluzione rispetto a quella elementare sopra descritta. Innanzitutto, l'introduzione del partitore R_B e R_C permette di ottenere in uscita tensioni diverse da quelle di riferimento.

La stabilità della tensione in uscita dipende ovviamente dalla precisione e dalla costanza della tensione di riferimento; nel caso vengano impie-

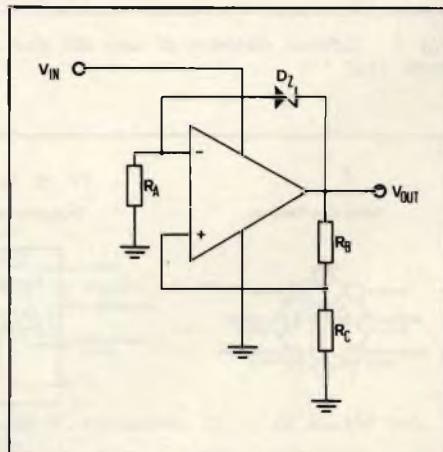


Fig. 1 - Tipica sorgente di tensione costante ottenuta con un amplificatore operazionale.

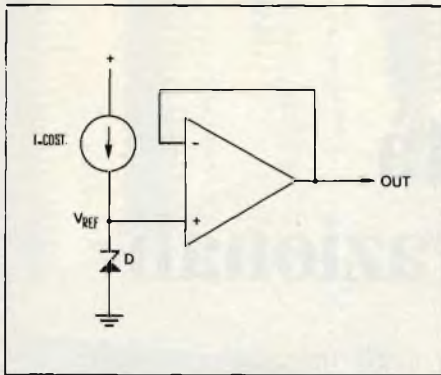


Fig. 2 - Schema di principio di una sorgente di tensione costante. L'operazionale è montato a ripetitore di tensione.

gati diodi zener nella generazione del riferimento, è bene far sì che il diodo veda una impedenza elevata, che cioè sia poco caricato: cosa che è garanzia della sua stabilità in tensione.

Nella configurazione di fig. 1, il diodo è inserito fra l'uscita e l'ingresso invertente dell'operazionale; poiché

l'ingresso dell'operazionale assorbe una corrente trascurabile, è possibile «caricare» il diodo con una resistenza di valore elevata, dell'ordine delle decine di kilohm (R_A).

Grazie alla particolare disposizione del diodo di riferimento ed al guadagno estremamente elevato dell'operazionale, è possibile, con la configurazione di fig. 1, ottenere sorgenti di tensione estremamente costanti; un esemplare da noi realizzato impiegante un operazionale del tipo 741 fornisce una tensione di 12 V con variazioni massime di 1 mV nel passare da carico zero a carico massimo (fattore di stabilizzazione migliore di 10.000); a ciò si aggiunge una elevatissima reiezione del ripple presente sulla tensione di ingresso (la soppressione del ripple è infatti migliore di 100 dB) e un'ottima stabilità termica (variazioni inferiori all'uno per mille su una estesa gamma di temperatura). Mica male, no?, per un circuito di 5 componenti...

L'INTEGRATO

Poiché era nostra intenzione realizzare una sorgente doppia, era ovvio che il circuito base per il progetto contenesse due operazionali, uno per sorgente.

La scelta è caduta sul doppio operazionale 1458. In effetti, il doppio operazionale più diffuso è l'L147 della SGS (o l'equivalente μA 747 della Fairchild), che contiene due circuiti equivalenti al 741. Purtroppo però (questione di flessioni sul mercato internazionale...), ultimamente il 747 è apparso sul mercato a prezzi proibitivi per l'amatore, cosa che ha fatto orientare la scelta verso il più economico 1458.

Il 1458 contiene anch'esso due amplificatori operazionali internamente compensati e protetti; è realizzato con la tecnica planare epitassiale («Fairchild Planar epitaxial process»). Simili al 741, tali amplificatori sono progettati per il più ampio campo d'applicazioni analogiche, dal «voltage follower» all'integratore, dall'amplificatore sommatore alle più comuni configurazioni a «feedback».

Un'occhiata allo schema elettrico interno di ciascun amplificatore (figura 3) ci permette di osservare soluzioni circuitali tipiche della generazione che ha seguito l'apparizione del più vecchio 709: la comparsa di condensatori, permessa dallo sviluppo della tecnica planare, che ha reso possibile la compensazione interna; la presenza di numerosi sorgenti a corrente costante, che rende più ampia la gamma di funzionamento lineare; le protezioni sugli ingressi (nei confronti di tensioni eccessive) e la limitazione della corrente in uscita (rispetto ad accidentali cortocircuiti), che aumentano l'affidabilità dell'insieme e semplificano i circuiti esterni.

Le caratteristiche principali, ricavate dai data sheet della Fairchild, sono: tensione di alimentazione massima ± 18 V; massima dissipazione 500 mW; guadagno ad anello aperto 200.000; buon responso ai transistori ($0,8$ V/ μs). Il 1458 è prodotto in contenitore metallico e in contenitore plastico mini-dip a otto terminali; la zoccolatura è in fig. 4.

L'unico svantaggio insito nella sorgente di tensione di fig. 1 è il limitato carico applicabile, che dipende (ovviamente) dall'operazionale scelto.

La media degli operazionali integrati presenti sul mercato fornisce in uscita una corrente massima compresa fra i 10 e i 20 mA; valore sufficiente se

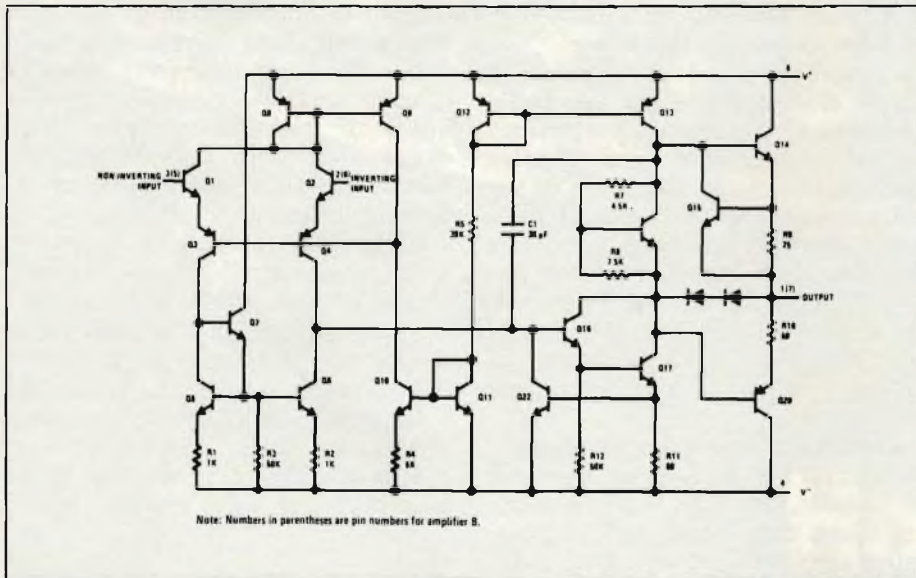


Fig. 3 - Schema elettrico di uno dei due amplificatori differenziali contenuti nell'integrato 1458.

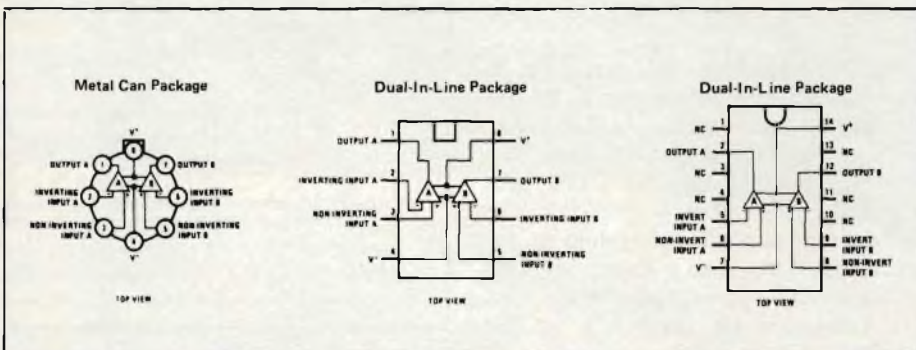


Fig. 4 - Zoccolatura dell'integrato 1458.

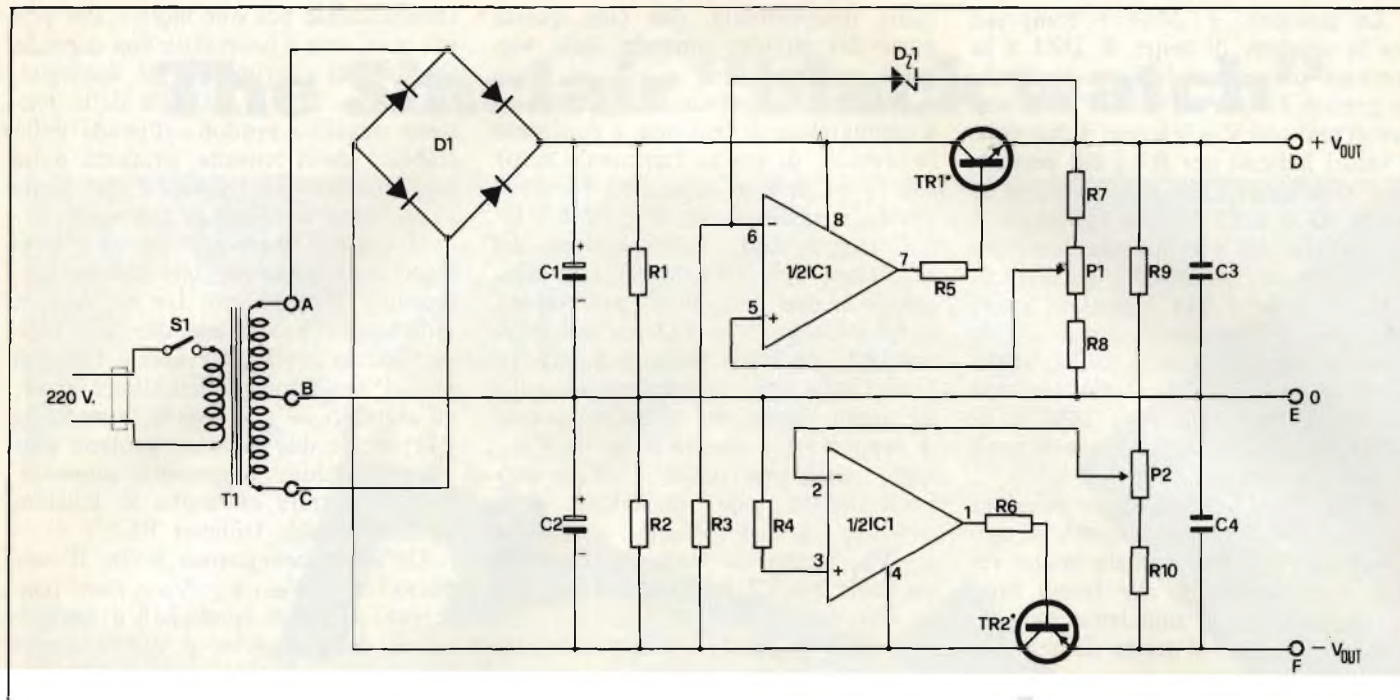


Fig. 5 - Schema elettrico completo dell'alimentatore duale.

la sorgente è usata come riferimento in apparecchiature più complesse o se il numero di integrati da alimentare è limitato. Il più delle volte però le esigenze di alimentazione superano le possibilità di un operazionale.

L'ostacolo può essere facilmente superato montando, esternamente all'operazionale, uno stadio di potenza che possa controllare correnti superiori; poiché si prevede che la corrente scorra in un solo senso (cioè dalla sorgente verso massa tramite il carico), è sufficiente un unico transistor posto fra la tensione instabile di ingresso ed il carico. Nella terminologia tipica degli alimentatori stabilizzati, tale transistor prende il nome di «regolatore serie», e si comporta come una resistenza che assume valori diversi al variare della tensione d'ingresso allo scopo di mantenere costante la tensione d'uscita.

LO SCHEMA ELETTRICO

Lo schema definitivo e completo dell'alimentatore duale qui presentato è illustrato in figura 5.

Il trasformatore T1 ed il ponte di diodi D1 forniscono le due tensioni di polarità opposta, che vengono poi sommariamente filtrate da C1 e C2; i due resistori R1 e R2 provocano la scarica completa degli elettrolitici non appena l'alimentatore viene spento agendo su S1.

Prendiamo in considerazione per il

momento solo la parte superiore dello schema, cioè la sorgente di tensione positiva. TR1 è il transistor regolatore serie aggiunto esternamente all'integrato allo scopo di ottenere correnti d'uscita più intense, come abbiamo detto sopra.

La similitudine con la sorgente di fig. 1 è immediata: DZ1 costituisce il riferimento, ed è caricato da R3; il

partitore d'uscita è modificato aggiungendo il trimmer P1, che permette di ottenere rapporti diversi e quindi diverse tensioni d'uscita.

La stabilità della tensione $+V_{OUT}$ dipende dalla qualità di DZ1; il prototipo monta un 1N752A, scelto per la deriva di tensione, rispetto alle variazioni della temperatura, prossima a zero.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1-R2	: resistori da 4,7 k Ω - 1/4 W
R3	: resistore da 100 k Ω - 1/4 W
R4	: resistore da 10 k Ω - 1/4 W
R5-R6	: resistori da 100 Ω - 1/4 W
R7	: resistore da 6,8 k Ω - 1/4 W
R8	: resistore da 3,9 k Ω - 1/4 W
R9	: resistore da 15 k Ω - 1/4 W
R10	: resistore da 4,7 k Ω - 1/4 W
P1-P2	: trimpot da 10 k Ω
C1-C2	: condensatori elettrolitici 470 μ F 25 V
C3-C4	: condensatori 0,1 μ F 50 V
DZ1	: diodo zener 1N752A (vedi testo)
D1	: ponte formato da 4 diodi 1N4001 o equiv.
TR1	: transistor BC141
TR2	: transistor BC161
IC1	: integrato 1458 o MC1458
T1	: trasformatore 5 VA; primario 220 V, secondario 12 + 12 V, 150 mA (ad esempio: GBC HT/3731-02)
S1	: interruttore unipolare

La tensione $+V_{OUT}$ è compresa fra la tensione di zener di DZ1 e la tensione presente sul ponte di diodi; in pratica è bene far sì che TR1 non lavori mai con V_{CE} inferiori a due volt. I valori indicati per R7 e R8 permettono una escursione della tensione di uscita da 6 a 13 V; per abbassare il limite inferiore è sufficiente sostituire l'1N752A con un diodo a tensione di zener inferiore; per alzare il limite superiore è necessario aumentare la tensione alternata fornita da T1; attenzione però che la massima tensione sopportata per ramo dal 1458 è di 18 V, limite da non superare pena la sua distruzione.

E passiamo ora alla parte inferiore dello schema, cioè alla sorgente di tensione negativa. Un'occhiata anche veloce ai collegamenti che fanno capo all'operazionale è sufficiente per accorgersi che non si tratta di una sor-

gente indipendente, che cioè questa parte del circuito dipende dalla sorgente positiva.

In effetti, l'operazionale è montato a comparatore di tensione, e confronta la tensione di massa (terminale zero) con la tensione al centro del partitore variabile costituito da R9, P2 e R10. Esso agisce sulla polarizzazione del regolatore serie TR2 in modo da mantenere le due tensioni di pari valore.

Ne consegue che l'azione sul trimmer P2 non varia tanto il valore assoluto della tensione presente all'uscita di questa parte del circuito, quanto il rapporto fra questa e la $+V_{OUT}$. Ogni variazione della $+V_{OUT}$ provoca infatti una variazione della $-V_{OUT}$; $\Delta(+V_{OUT})$ sta a $\Delta(-V_{OUT})$ come la parte superiore del partitore R9/P2/R10 sta alla sua parte inferiore.

Si è scelta questa configurazione so-

stanzialmente per due motivi. Per prima cosa, non è necessaria una seconda sorgente di riferimento; ne consegue, tra l'altro, che la stabilità della tensione negativa prodotta dipende dalla stabilità della tensione prodotta dalla sorgente positiva, tensione che viene presa come tensione di confronto.

Il secondo motivo è che ci è sembrato utile poter regolare indipendentemente il rapporto fra $-V_{OUT}$ e $+V_{OUT}$ e il valore assoluto delle stesse. Questo porta ad evidenti vantaggi pratici nell'impiego dell'alimentatore; ad esempio, se si è fissato (agendo su P2) che le due tensioni abbiano pari valore assoluto, è possibile aumentare o diminuire entrambe le tensioni agendo sul solo trimmer P1.

Un'altra conseguenza è che il rapporto fra $+V_{OUT}$ e $-V_{OUT}$ viene conservato anche in condizioni di sovraccarico della sorgente positiva; questo

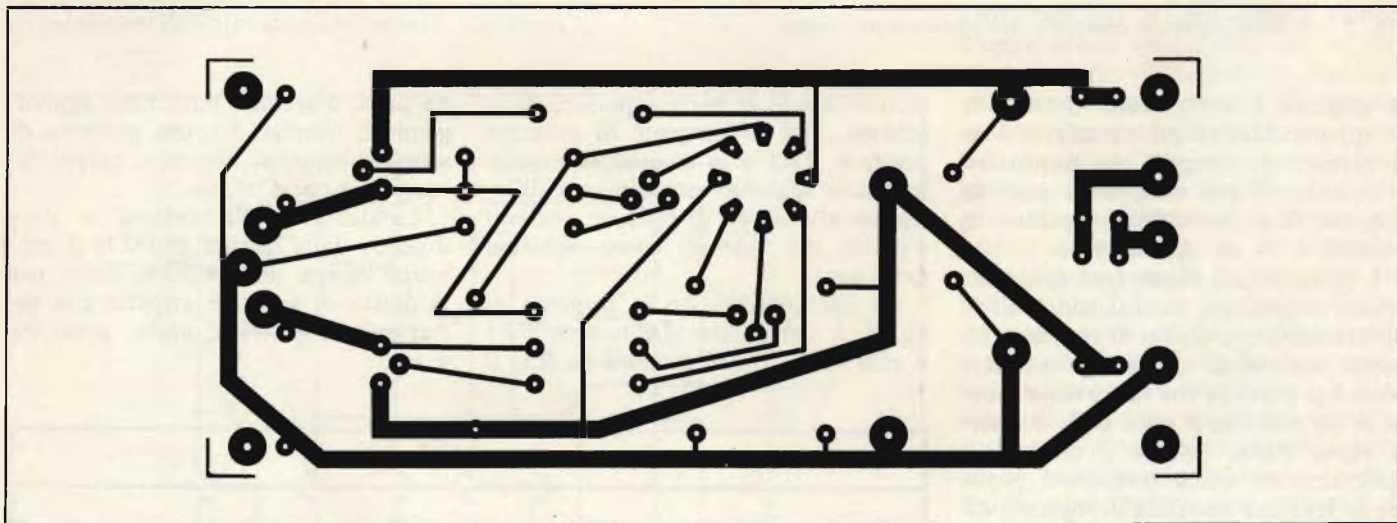


Fig. 6 - Disegno delle piste ramate della basetta su cui è montato l'alimentatore.

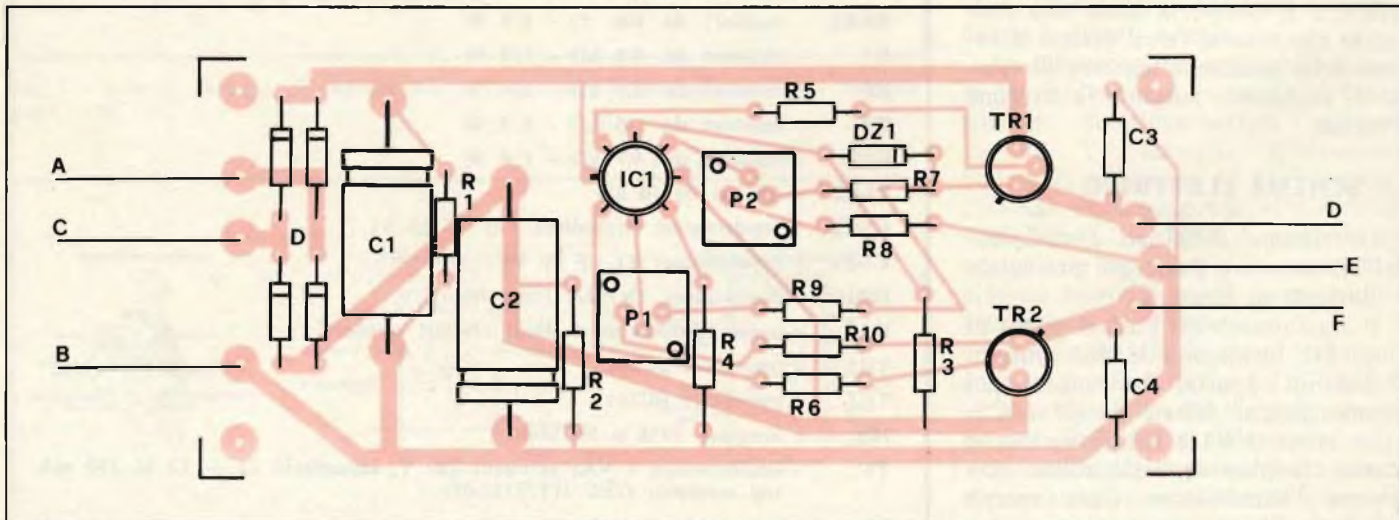


Fig. 7 - Disposizione dei componenti sulla basetta di fig. 6.

The Sinclair "black watch"



L'orologio Sinclair, dalla linea rivoluzionaria, è quanto di più moderno possa esistere nel campo della misura elettronica del tempo.

La sua precisione è garantita da un oscillatore al quarzo e dallo speciale circuito integrato, che racchiude oltre duemila transistori.

Funziona con normali batterie al mercurio che si possono sostituire facilmente.

È disponibile in tre versioni: standard, con datario e con datario in kit.

Il kit è semplicissimo da realizzare, grazie al ridotto numero di componenti e alle dettagliate istruzioni di montaggio.

Orologio nero standard: ZA/3400-00 **L. 29.500**
Orologio nero datario: ZA/3410-00 **L. 39.500**
Orologio nero datario kit: SM/7001-00 **L. 35.900**



sinclair

in vendita presso le sedi GBC

AR

ARTIGIANATO ROMANO

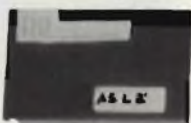
Costruzioni Elettroniche

VIA G. PRATI, 9 TEL. 06/5891673
costruisce tutti i prodotti con marchio

AR electronic



Centralino 40 \pm 900 MHz
Entrate n. 5
2 x Banda V
1 x Banda IV
1 x Banda III
1 x Banda I - II
Uscita n. 1 316 mV (110 dB μ V)



Amplificatore Separatore
di Linea ASL2
Entrate n. 1 Freq.
600 \pm 900 MHz
Uscita n. 2 Vu
max 300 mV



Amplificatore A4
Banda V miscelato
Entrata n. 1 Freq.
600 \pm 900 MHz
Entrata n. 1 miscel.
Banda I - III - IV
Uscita n. 1 Amplif.
Z di 40 dB



Amplificatore A3
Banda V miscelato
Entrata n. 1 Freq.
500 x 900 MHz
Entrata n. 1 miscel.
Banda I - III - IV
Uscita n. 1 Amplif.
30 dB



Alimentatore
Az 75 M/ST
Entrata: 220 V~
Uscita: 15 Vcc
Stabilizz.

Convertitori, miscelatori, demiscelatori
separatori di linea, filtri, antenne, cavi.
I nostri prodotti sono presso tutti i
migliori rivenditori, ne elenchiamo
alcuni di Roma:

G.B.C. Via R. Fucini, 290
Viale Quattro Venti, 152 F
R.E.R. S.r.l. P.zza I Nievo, 32/36
RIEME S.r.l.
Via Conca d'Oro, 86
GAMA S.r.l.
Via Casilina, 1240/42
G.B. Elettronica,
Via Prenestina, 248

**IL MIGLIORE RAPPORTO
QUALITÀ PREZZO**

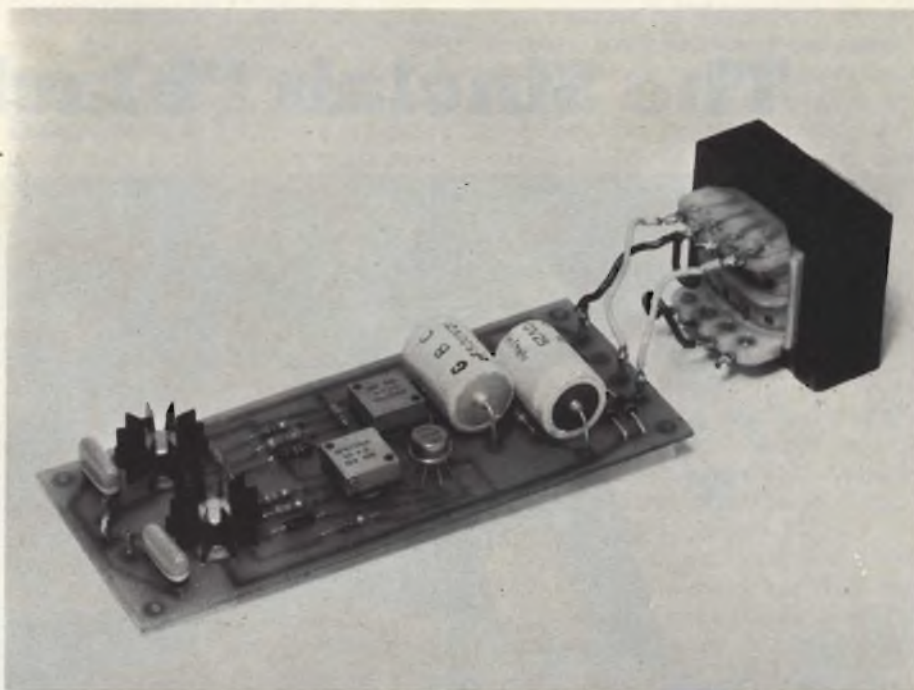


Fig. 8 - Prototipo dell'alimentatore descritto nell'articolo a realizzazione ultimata.

fatto è importante se si tiene presente che gli amplificatori operazionali sono relativamente poco sensibili alle variazioni della tensione di alimentazione, mentre risentono di una modificazione del rapporto fra le due tensioni stesse.

Con i valori indicati per R9 e R10, è possibile agendo su P2, ottenere rapporti variabili da un minimo di 1/5 ($| -V_{OUT} | = 1/5 | + V_{OUT} |$) ad un massimo di 1 ($| -V_{OUT} | = | + V_{OUT} |$).

I limiti minimo e massimo della tensione negativa risultano quindi (in valore assoluto) rispettivamente uguali ad 1/5 della minima $+ V_{OUT}$ e alla massima $+ V_{OUT}$; cioè; montando l'1N752A, avremo circa 1,2 V minimi e 13 V massimi; per l'eventuale innalzamento del limite superiore vale quanto detto per la sorgente positiva.

La massima corrente che è possibile ottenere da ciascun ramo dipende dal dimensionamento di T1 e dai transistori regolatori scelti. Il nostro prototipo garantisce una corrente utile di 100 mA per ramo, per qualsiasi tensione d'uscita.

Nel caso siano necessarie correnti superiori (1A o più), occorre ridimensionare T1 e D1, aumentare la capacità di C1 e C2, sostituire TR1 e TR2 con una coppia NPN/PNP di transistori di potenza adeguata (ad esempio la coppia 2N3055/BDX18; oppure TIP31/TIP32), che verranno pilotati dall'integrato tramite opportuni circuiti Darlington.

IL MONTAGGIO

Il nostro prototipo monta tutti i componenti dello schema di fig. 5 (ad eccezione di T1 e S1) su una basetta di vetronite delle dimensioni di 130 x 55 mm circa; dato che non si avevano particolari esigenze di spazio non si è badato ad una eventuale miniaturizzazione dell'insieme; un montaggio più compatto è perciò possibile, se necessario.

In fig. 6 riportiamo il disegno delle piste ramate e in fig. 7 la disposizione dei componenti, sperando che possano essere utili a qualche lettore. Nella realizzazione della basetta e nella saldatura dei componenti prendere le abituali precauzioni comuni a montaggi del genere. Il circuito non ha comunque critiche esigenze di montaggio, e funziona subito e bene.

La scelta di resistenze a bassa tolleranza ed elevata stabilità garantisce la costanza della tensione rispetto al tempo di funzionamento e alla temperatura (le normali resistenze ad impatto variano di valore dopo qualche centinaio di ore di funzionamento). Per lo stesso motivo sconsigliamo l'uso dei normali trimmer a grafite, per orientare la scelta verso TRIMPOT a più giri: hanno oggi un costo accessibile e permettono una regolazione molto accurata delle tensioni in uscita.

Per evitare un surriscaldamento delle giunzioni, è bene infilare su TR1 e TR2 un paio di dissipatori a stella.

Trasmittitore FM a "larga banda" per emittenti locali

Descriviamo in una serie di articoli il progetto e la realizzazione di un trasmettitore FM e di alcuni circuiti accessori, che ne consentono l'uso in una emittente privata radiofonica.

prima parte di G. ROLLA e M. ALBERTI

Per quanto il termine FM ricorra sulla bocca di tutti gli ascoltatori radio da un tempo relativamente breve, questo sistema di trasmissione risale ai primordi della radio. Tanto per non arretrare troppo negli anni, facciamo presente che numerose apparecchiature, usate nell'ultima guerra, dotate nel fatidico 44, funzionavano, sebbene a banda stretta, in modulazione di frequenza.

Dobbiamo, però, arrivare agli anni 50, e cioè all'introduzione anche in Italia della TV, per constatare l'effettivo sviluppo, accanto ai servizi preesistenti in onde medie e corte in AM (modulazione di ampiezza), delle radiocomunicazioni a breve raggio in FM.

Consideriamo ora, prima di passare alla descrizione del trasmettitore, i due sistemi di emissione e i pregi e i difetti dell'uno rispetto all'altro.

AM

Si chiama modulazione di ampiezza quel processo per cui l'ampiezza di un'onda portante risulta variata in funzione dei valori di un'onda modulante a frequenza più bassa della prima. Questo sistema è usato nelle radiodiffusioni ed anche nei sistemi di trasmissione con portante e banda laterale soppressa o parzialmente soppressa. Mostriamo nella figura 1 lo spettro di un'onda sinusoidale, per es. di 900 kHz, modulata da un segnale

di BF di 5 kHz. Notare la presenza delle due bande laterali (LSB e USB).

Nella figura 2 vediamo invece come si presenta lo spettro di un segnale a banda laterale singola con portante soppressa (SSB); sistema usatissimo, fra l'altro, dai radioamatori di tutto il mondo.

Come si osserva nella figura 1 la portante non trasporta alcuna informazione, tuttavia questa viene doppiamente emessa dalle bande laterali. Ne risulta quindi uno spreco di potenza, dato che nel sistema con portante e banda laterale soppressa (vedi fig. 2), tutto il segnale viene convogliato nella banda laterale restante (il compito di rigenerare la portante e la banda soppressa avviene poi nel ricevitore).

FM

La modulazione di frequenza è il processo con cui la frequenza di un'onda portante viene fatta variare proporzionalmente all'ampiezza di un segnale modulante. Esaminiamo nella figura 3 lo spettro di un'onda portante modulata in frequenza da un segnale sinusoidale.

Si vede subito che l'ampiezza della portante si riduce per effetto della modulazione del segnale di BF e nascono nel contempo, simmetricamente alla portante, bande laterali di ampiezza decrescenti, distanziate regolarmente una dall'altra. La figura 4 mostra meglio il fenomeno per un segnale modulante di 1 kHz.

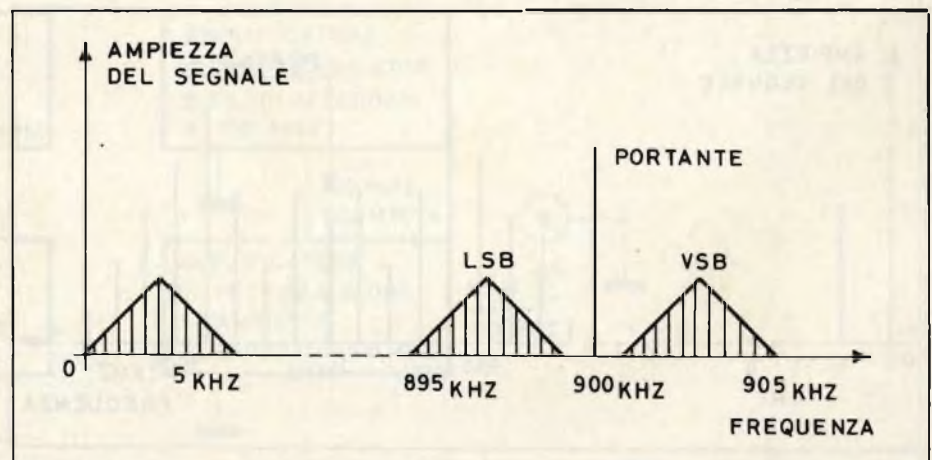


Fig. 1 - Spettro di un segnale AM.

Aumentando il segnale modulante aumentano, teoricamente all'infinito, le bande laterali e quindi la larghezza di banda totale occupata. Per esempio un segnale modulante a 1 kHz con 10 bande laterali più significative richiede una larghezza di banda di 20 kHz; un segnale di 100 Hz, con ugual numero di bande laterali, una larghezza di banda di soli 2 kHz.

La larghezza di banda occupata da un segnale dipende quindi da:

- 1) Ampiezza del segnale modulante
- 2) Frequenza del segnale modulante.

Si vuole definire come indice di modulazione il rapporto tra la massima deviazione della portante in FM e la frequenza audio che produce una simile deviazione.

$$\text{INDICE DI MODULAZIONE } M = \frac{\text{Max } \Delta F}{\text{Max } F \text{ segnale mod.}}$$

Nel caso di trasmissione di voce e musica (frequenze coperte: da 20 Hz a 15 kHz) l'indice di modulazione è

$$5, \text{ difatti: } 5 = \frac{\Delta F \text{ 75 kHz}}{15 \text{ kHz}}$$

Rispetto quindi alla modulazione di ampiezza si nota lo svantaggio di occupare una porzione più ampia della frequenza e perciò un numero minore di emittenti in un medesimo campo di frequenze, la spaziatura tra un'emittente FM ed un'altra (min 10 kHz) peggiora la situazione. I vantaggi più evidenti, però, dell'FM rispetto all'AM si possono così elencare:

- 1) Massima fedeltà del segnale riprodotto con possibilità di trasmissioni multiplex in stereofonia.
- 2) Rendimento eccellente del trasmettitore in quanto tutti gli stadi, siano essi a valvole o a transistori, lavorano in classe C.
- 3) Assenza di un modulatore di potenza di BF per generare l'informazione
- 4) Possibilità di uso di frequenze discretamente elevate di emissione (es. 88 - 108 MHz), con miglio-

ramento della portata del segnale e adozione di antenne di piccole dimensioni ad alto guadagno (non dimentichiamoci che la portante audio di un segnale televisivo è modulata in frequenza con una deviazione di ± 50 kHz).

BOOM DEI TRASMETTITORI IN FM

Negli ultimi 18 mesi in Italia si è visto il fiorire di emittenti libere in FM, con un maggiore indice di espansione dopo la sentenza della Corte Costituzionale di giugno. Ultimamente sono arrivate alla rivista numerose richieste di lettori riguardo ai trasmettitori in FM, sia a titolo di curiosità che per fini di sperimentazione, cosicché è stata decisa la pubblicazione di questa interessante realizzazione. Il perché dell'uso della modulazione di frequenza e non di ampiezza nella radio privata è dato essenzialmente da questo problema: potenza e portata del trasmettitore, qualità di emissione, frequenze ancor libere da occupare nell'ambito delle radiodiffusioni commerciali, ingombro delle apparecchiature e, non ultimi, il costo e l'installazione delle medesime. Le prime emittenti private, giova ricordarlo, iniziarono le trasmissioni da soffitte o piccoli locali con attrezzature di fortuna. Vi era infatti la ricerca più affannosa di un trasmettitore surplus (residuo bellico) che con opportune modifiche poteva essere trasformato però (con molti difetti) in un emettitore FM a banda larga (ma non troppo!). Passarono fra le nostre mani numerosi rottami fra i quali i Collins TRC-1; i Bendix BC-625, i Delco BC1237 ed altri ancora.

Ci si accorgeva però che tali apparecchi, nati per funzionamento a banda stretta, mal si adattavano; si aggiunga poi il fatto che, nella modifica, la costruzione di un VFO deviato in frequenza, accoppiato ad un TX a valvole creava problemi di deriva termica e di instabilità di frequenze.

Si volle quindi progettare un trasmettitore a stato solido che avesse questi requisiti:

- 1) Potenza in uscita adeguata ai capi specifici
- 2) Deviazione ottenibile ± 75 kHz
- 3) Ottima banda passante in BF
- 4) Stabilità in frequenza buona, ma migliorabile con aggiunta di un circuito AFC (controllo automatico di frequenza)

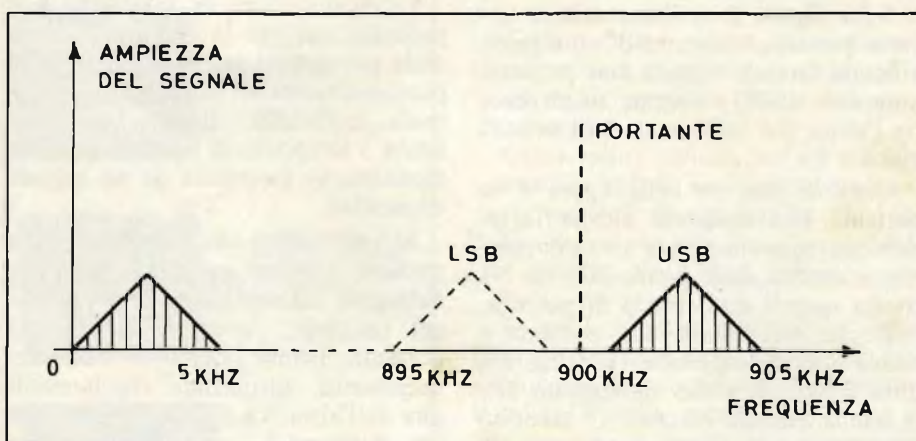


Fig. 2 - Spettro di un segnale AM in SSB.

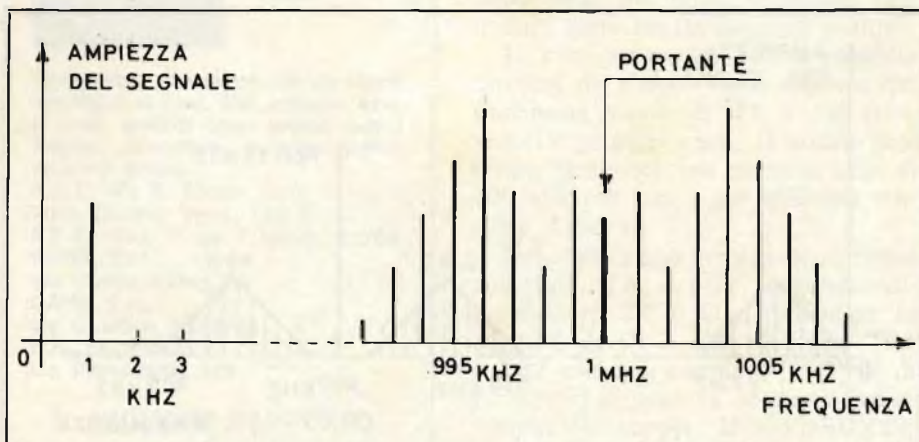


Fig. 3 - Spettro di un segnale centrato sulla portante di 1 MHz modulato in frequenza da un segnale di 1 kHz.

- 5) Basso contenuto di armoniche e spurie
- 6) Consumo ridotto e quindi buon rendimento del complesso
- 7) Facile realizzazione e taratura del circuito.

Poiché l'argomento trattato è abbastanza vasto abbiamo pensato di suddividerlo in alcune puntate. Nella prima parte, che ora mostriamo, esaminiamo lo schema a blocchi di tutto lo stadio modulatore FM a basso livello.

La seconda parte riguarderà, invece, la realizzazione pratica del TX: il circuito elettrico, lo stampato, il cablaggio e i materiali usati nella costruzione della scatola di montaggio.

La terza parte completerà il trasmettitore con l'aggiunta di vari stadi finali per accrescerne la potenza da circa 0,8 W a 5, 25 o 50 W RF; ed inoltre presenteremo il sistema di taratura e messa a punto finale.

Concluderà la realizzazione la costruzione a taratura dei circuiti accessori quali: il controllo automatico di frequenza (C.A.F.) con discriminatore a quadratura, il wattmetro-riflettometro, il misuratore di deviazione l'alimentatore stabilizzato generale, il codificatore stereofonico e le antenne.

Dobbiamo però avvertire i lettori che questa realizzazione non è adatta ai principianti, sia per una certa complessità costruttiva, sia per il fatto che per la sua taratura si richiede un minimo di attrezzatura di laboratorio.

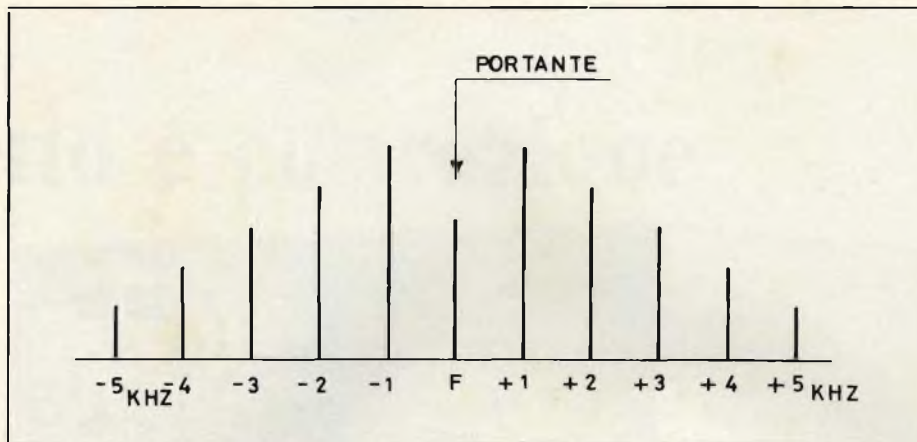


Fig. 4 - Altro spettro di un segnale modulante di 1 kHz.

Difatti è indispensabile per l'accordo dei circuiti oscillanti un voltmetro elettronico munito di probe RF fino a 200 MHz, un wattmetro RF con carico fitto a 50 Ω o 75 Ω , un frequenzimetro con lettura almeno di 200 MHz (50 mV di sensibilità).

E' chiaro che disponendo di un analizzatore di spettro (cosa improbabile!) la taratura risulta più precisa e nel contempo si corre meno il rischio di ottenere in uscita del TX un segnale ricco di armoniche o di prodotti di intermodulazione causati dal MIXER. Mostreremo ad ogni modo, nella puntata riguardante la taratura, come si possa, con l'ausilio di un oscilloscopio RF non modulato a sopprimere alla mancanza di questo costosissimo stru-

mento.

Dopo questa lunga e forse prolissa trattazione, spieghiamo il principio di funzionamento a blocchi del TX in FM. Abbiamo dunque scartato a priori il sistema di moltiplicazione diretta, partendo da un VFO funzionante a una frequenza relativamente bassa, in quanto, se da un lato permette di ottenere una sufficiente ΔF in uscita a causa delle moltiplicazioni (6X-12X-18X) dall'altro peggiora la stabilità del complesso (l'errore del VFO è moltiplicato N volte) e aumenta il contenuto armonico del segnale d'uscita.

La fig. 5 mostra quindi lo schema a blocchi del TX a conversione di frequenze.

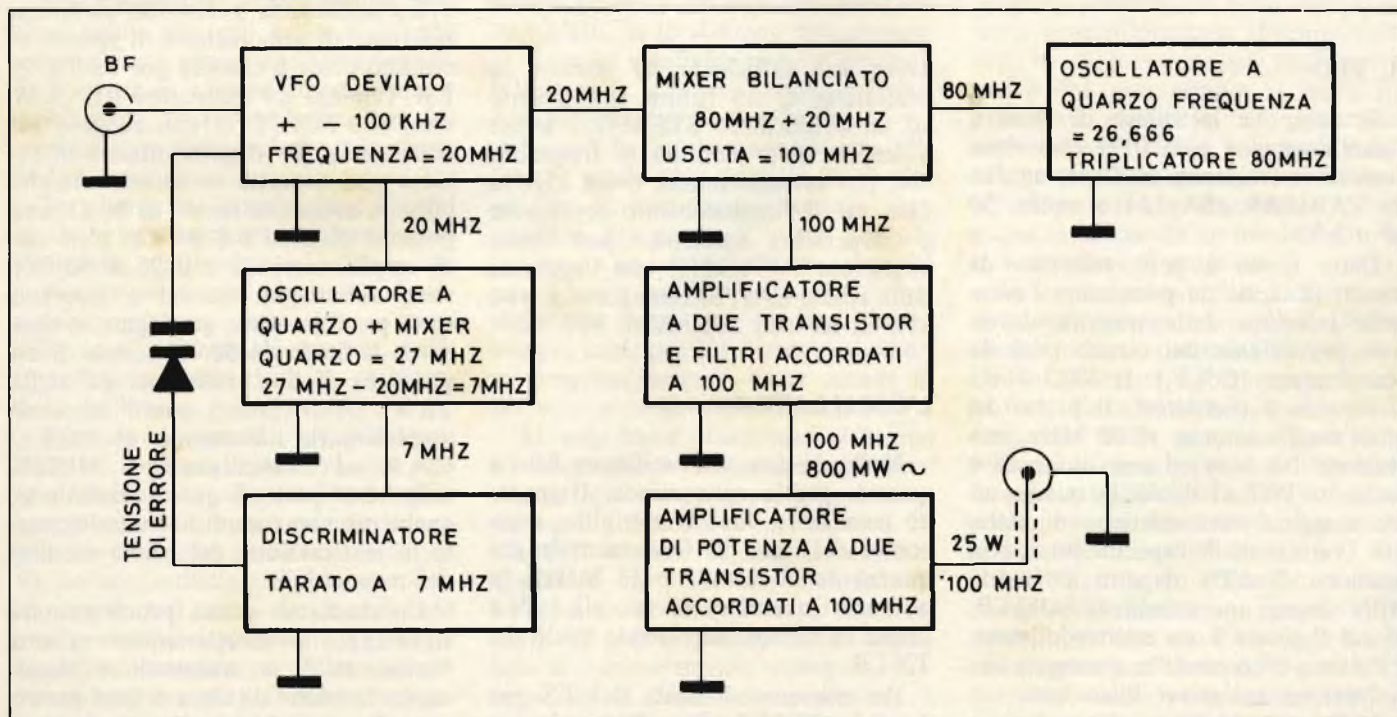
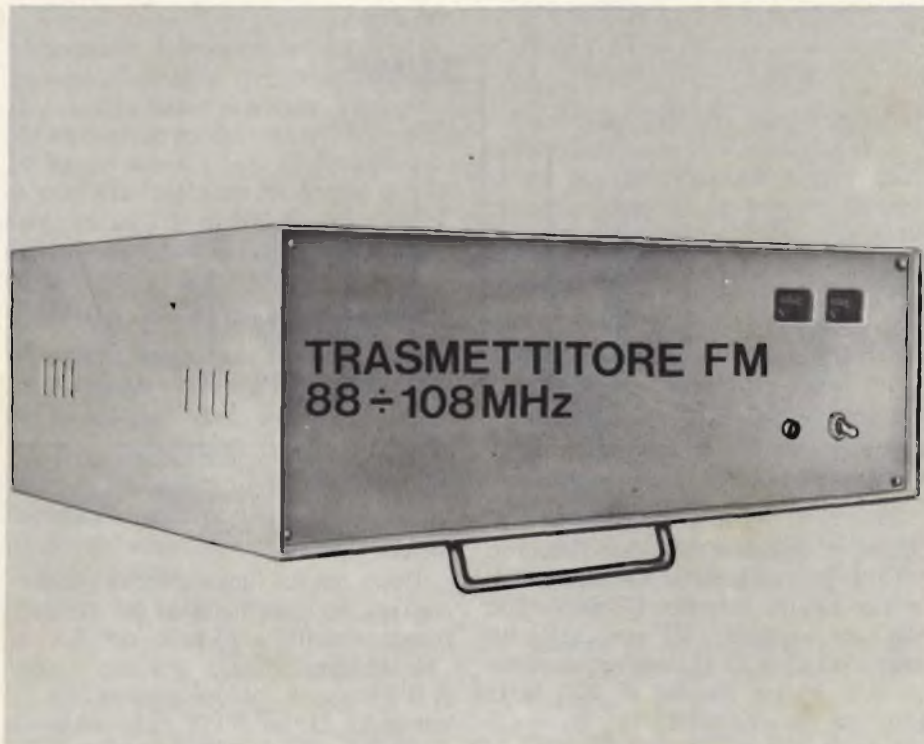


Fig. 5 - Schema a blocchi del trasmettitore FM.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza di uscita:	0,8 W - 5 W - 25 W - 50 W
Impedenza di uscita:	50 o 75 Ω
Risposta in frequenza (in lineare)	20 Hz ÷ 100 kHz
Risposta in frequenza (preenfasi 50 μs)	20 Hz ÷ 15 kHz
Sensibilità:	200 mV su 47 kΩ per ΔF ± 75 kHz
Deviazione in frequenza:	± 100 kHz
Stabilità in frequenza a 25°:	7 kHz per 180 ore di funzionamento 1 kHz con circuito C.A.F.

IL VFO

Si nota che la chiave di tutto il «marchingegno» è il VFO che viene derivato in frequenza mediante un diodo VARICAP (BA 124 o equiv. 50 pF a 2 V).

Detto diodo è però sollevato da massa, in modo da permettere l'eventuale iniezione della tensione di errore proveniente dal circuito del discriminatore (C.A.F.) Il VFO è costituito da 4 transistori. Il primo dei quali oscilla attorno ai 20 MHz, con reazione fra base ed emettitore. Si è scelto un PNP al silicio, in quanto offre maggiori caratteristiche di stabilità (variazioni di capacità interna in funzione di ΔT°) rispetto ai fratelli NPN. Segue una catena di BUFFER, di cui il primo è un emitter-follower, e l'ultimo è un emettitore comune che si inserisce nel mixer bilanciato.

Nell'oscillatore libero si è scelta una frequenza così alta (~ 20 MHz), per

avere una sufficiente ΔF (anche in proiezione di un futuro adattamento ad un codificatore STEREO); anche a scapito della stabilità in frequenza che, pur essendo buona (~ 7 kHz in 180 ore di funzionamento continuato a temperatura ambiente) può essere migliorata (~ 1 kHz) con l'aggiunta dello stadio CAF. Si ottengono ± 100 kHz di ΔF con 200 mV di BF.

L'OSCILLATORE

Nulla da dire sull'oscillatore fisso a quarzo, per la conversione; il secondo transistor duplica o triplica, a seconda dei casi, la fondamentale del quarzo (o 26,5 o 27 o 33 MHz). Si noti che i quarzi si trovano già belli e pronti in commercio essendo quelli dei TX-CB.

Per ottenere all'uscita del TX per esempio 88 MHz, l'oscillatore ha un quarzo da 33 MHz e il VFO una fre-

quenza di 22 MHz ($33 \times 2 = 66$; $66 + 22 = 88$ MHz); per ottenere 100 MHz si ha: $XTAL 26,666 \times 3 = 80$ VFO 20 MHz; $80 + 20 = 100$ MHz);

Con queste combinazioni, variando entro pochi MHz il VFO e scegliendo opportunamente il quarzo (fra i vari CB), si può ottenere tutta la copertura FM (87,5 - 104).

IL MIXER

Questo è un organo altrettanto importante in un apparato a conversione, e nel nostro caso è del tipo bilanciato a push-pull. Usa due transistori a bassa reattanza (1 GHz di frequenza di taglio). Il segnale del VFO è inserito nel MIXER come in un push-pull, mentre il segnale dell'oscillatore a XTAL come in un push-push. L'attenuazione delle due frequenze, in uscita, è molto buona. Lo schema è di uso corrente presso gli OM tedeschi, soprattutto nei circuiti transverter. Vi è un potenziometro semifisso per il bilanciamento in continua dei due transistori.

GLI AMPLIFICATORI RF

Seguono al MIXER due amplificatori in cascata che ne elevano la potenza a 800 mW. Il primo è costituito da un transistor NPN (500 mW e 16 Hz f.T.) ad alto guadagno AF con circuiti di ingresso e uscita accoppiati lascamente al MIXER e al finale, per avere una buona selettività, un'ottima reiezione di armoniche e di spurie. Il circuito finale è classico per un TX in FM. Impiega un transistor RF (5 W diss. 800 MHz f.T.) con accordo sul collettore a T (due induttanze in serie e una capacità verso massa), che offre in uscita, su carico di 50 Ω, una potenza di circa 0,8 W. Gli altri stadi amplificatori (il 5 o 25 o 50 W) sono abbastanza classici e lavorano tutti, per il massimo guadagno, in classe C. Il finale da 50 W consta di un parallelo di due transistori RF della TRW. Descriveremo questi tre stadi amplificatori, unitamente al circuito C.A.F. ed all'oscillatore + MIXER nella terza parte di questa trattazione, anche per non complicare ulteriormente la realizzazione del primo modulo del trasmettitore.

Concludiamo questa prima puntata riportando le caratteristiche salienti rilevate su di un trasmettitore identico, in funzione da circa 6 mesi presso un'emittente privata milanese.

(continua)

Progetto e costruzione di un pianoforte elettronico

prima parte di LUBI

Lo strumento presentato in questa serie di articoli è un pianoforte elettronico piccolo e portatile. Il circuito, descritto in origine da Wireless World, è stato progettato su base modulare, usando per quanto possibile i circuiti integrati, e non è quindi di difficile realizzazione. Lo strumento produce le diverse note sfruttando un sistema di divisione della frequenza prodotta dagli oscillatori, e le diverse note sono prodotte con circuiti a tasto di tipo molto sensibile. Il costo globale è abbastanza limitato, in relazione al risultato ottenibile.

Questo studio è stato compiuto per soddisfare una vera e propria necessità; se fosse stato in vendita uno strumento di questo tipo ed accettabile sotto il profilo economico, probabilmente l'Autore lo avrebbe acquistato, anziché lavorare tre mesi per la sua costruzione.

L'Autore dell'articolo originale precisa inoltre che egli stava studiando un pianoforte adatto alle sue esigenze. Egli viveva in camera ammobiliata, e spostandosi frequentemente, per lui sarebbe stato disagiata un pianoforte di tipo normale.

Le alternative consistevano quindi in un mini-pianoforte, oppure in un pianoforte elettronico.

Purtroppo, i mini-pianoforti di seconda mano sono assai cari, a causa della forte richiesta di mercato. Inoltre, nessuno di essi risultava veramente portatile.

Rimanevano quindi i soli pianoforti elettronici, ed una rapida indagine permise di stabilire che anch'essi erano piuttosto cari. L'inconveniente principale sta nel loro funzionamento con un sistema artificiale di contatto della tastiera, nel senso che, esercitando una pressione leggermente superiore a quella necessaria, si ottiene immediatamente una nota di intensità fissa.

Negli strumenti più economici — inoltre — non è possibile mantenere

la produzione della nota dopo aver liberato il tasto.

In pratica, l'Autore desiderava uno strumento che si comportasse come un pianoforte e corde, anche se non funzionava esattamente con le medesime prestazioni.

Il prototipo realizzato risultò abbastanza fedele a ciò che egli desiderava: infatti, se lo si suona delicatamente, i suoni risultano appena percettibili, mentre con una certa violenza, i suoni risultano forti e brillanti.

Suonando un accordo, è possibile fare in modo che alcune note risultino forti e, contemporaneamente altre risultino più tenui. E' stato previsto inoltre un pedale del «forte», che può essere usato per prolungare la durata delle note dopo aver lasciato liberi i relativi tasti, per cui il suono si smorza progressivamente, come accade in un vero e proprio pianoforte.

Le note basse presentano un tempo di attenuazione abbastanza costante, mentre le acute sono prodotte con un tempo di attenuazione molto breve. In realtà, il timbro assomiglia molto a quello di un pianoforte elettrico, di un'arpa, o di una chitarra elettrica. Molti di coloro che ne hanno ascoltato il funzionamento ritengono tuttavia che il timbro sia piacevole; è infatti molto meno aspro di quello di un pianoforte convenzionale.

In ogni caso, l'imitazione di un pianoforte del tipo a coda è sempre molto difficile: cosa più importante — infine — lo strumento presenta le dimensioni approssimative di una grossa valigia, ed è abbastanza leggero per essere trasportato da una sola persona.

La caratteristica più interessante del progetto consiste nel fatto che il volume sonoro prodotto dipende dalla velocità di pressione sui tasti, prerogativa che non sempre si trova nei pianoforti elettronici di produzione commerciale. Questa è la caratteristica che rende un pianoforte ciò che è in realtà, e la sua importanza è stata messa in rilievo da un musicista invitato a discutere il progetto.

In termini più semplici, l'effetto consiste nell'aggiungere una nuova dimensione al suono, costituita proprio dall'intensità sonora. Sebbene non sia stato fatto alcun tentativo per variare la frequenza delle note unitamente al volume, la caratteristica dell'orecchio umano e quella dell'amplificatore di potenza permettono di ottenere anche questo effetto particolare.

In definitiva, lo strumento è stato riscontrato abbastanza piacevole da usare, tanto che non è risultato necessario aggiungere circuiti di correzione del tono, anche se tale eventuale aggiunta può risultare abbastanza facile.

L'unica aggiunta straordinaria è un

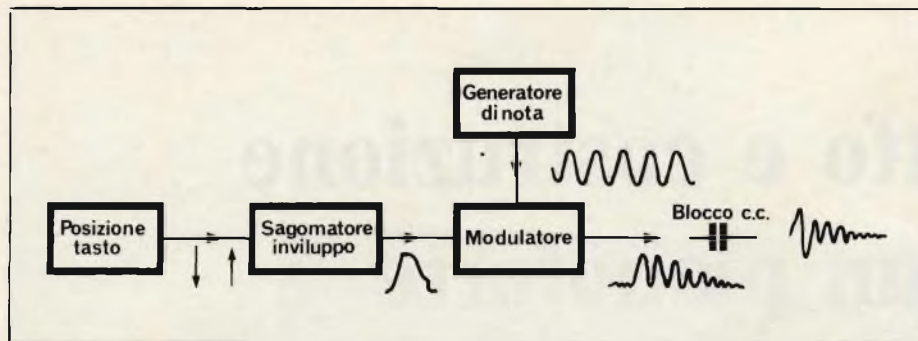


Fig. 1 - Schema a blocchi del sistema di commutazione e del metodo di trasferimento delle informazioni elettriche per costituire un inviluppo che modula i segnali provenienti da un generatore principale.

altro pedale per aumentare ulteriormente la gamma dinamica. Dal punto di vista funzionale, lo strumento assomiglia molto ad un pianoforte a corde, ad eccezione del fatto che non esiste il pedale di smorzamento.

Gli esigenti possono naturalmente obiettare che l'effetto dei tasti non è esattamente identico a quello di un vero pianoforte. A rigor di termini ciò è esatto, ma l'abilità pianistica dell'esecutore è un dato costante, per cui non esiste alcuna difficoltà nel passaggio dal tipo normale all'elettronico.

Per realizzare l'imitazione elettronica di un pianoforte occorre affrontare diversi problemi che — per la maggior parte — sono di tipo economico. Se l'imitazione deve essere utile sotto il profilo delle dimensioni e del costo, è indispensabile ricorrere a qualche compromesso.

Il suono prodotto da un pianoforte ha un contenuto armonico assai complesso. Ciò non costituisce però una difficoltà insuperabile, anche se il contenuto armonico varia a seconda dell'intensità con la quale le diverse note vengono premute, e col variare del tempo durante il quale si agisce su ogni singolo tasto. Risulta inoltre differente col variare della frequenza delle note.

Anche l'intensità varia col variare del tempo, a seconda che la pressione esercitata sul tasto sia rapida o lenta. In aggiunta, occorre rammentare che nel pianoforte diverse note sono prodotte battendo i martelletti contemporaneamente su due o più corde, che spesso non vibrano all'unisono.

Occorre ancora considerare che i tasti di un pianoforte oppongono una certa resistenza meccanica tipica quando vengono premuti con un dito: esiste infatti una forza di resistenza costante, dovuta al peso delle parti mobili che si trovano all'interno della struttura meccanica (ossia ad una

componente reattiva che dipende dall'inerzia del martelletto) e ad un certo fattore di attrito. Più delicato è il modo di suonare, maggiore è la resistenza che si incontra nella meccanica dei tasti.

Dal punto di vista del musicista, questa caratteristica del pianoforte è la più auspicabile, in quanto permette di sviluppare meglio il «tocco sensibile» rispetto all'intensità, cosa nota a chiunque suoni il pianoforte.

Più rapido è l'abbassamento del tasto, più rapidamente il martelletto si muove, e maggiore è la forza con la quale esso colpisce le corde, provocando quindi suoni più intensi.

I docenti in campo musicale esortano sempre gli allievi a pensare in funzione delle velocità del tasto, anziché in funzione della pressione esercitata su di esso. Tecnicamente, ciò ha senso in quanto il problema risiede esclusivamente nella velocità effettiva del movimento del martelletto, con un risultato che può essere più gradevole con una minima pressione, che non premendo il tasto violentemente. Ciò, notoriamente, oltre al fatto che la musica risulta più gradevole.

Nella tastiera di questo pianoforte, ogni tasto viene collegato ai relativi circuiti di temporizzazione, per cui le caratteristiche del suono prodotto dipendono dalla velocità media con la quale il tasto viene premuto.

Sul mercato sono disponibili diversi modelli di questo strumento: quelli che presentano prezzi competitivi rispetto ai pianoforti verticali di tipo convenzionale sembrano adottare soluzioni analoghe per quanto riguarda i problemi ai quali abbiamo accennato. Le tastiere sono simili a quelle usate negli organi elettronici, col medesimo «tocco», ed inoltre per la maggior parte gli strumenti non consentono l'esecuzione di brani con un tocco molto delicato.

C'è chi sostiene che la forma d'onda prevalente è quella ad onde rettangolari, trattata con filtri del tipo «passa-basso», con l'aggiunta di filtri del tipo «passa-alto» per ottenere effetti speciali. Tutti presentano più o meno le medesime caratteristiche di funzionamento, una lenta attenuazione, ecc, in quanto si tratta di risultati facili da ottenere con segnali ad onde rettangolari.

In ogni caso, si fa sempre uso di generatori di frequenza funzionanti con appositi oscillatori, e di divisori di frequenza, così come accade nei normali organi elettronici.

CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

Dopo le considerazioni e le discussioni preliminari, l'Autore decise dunque che il suo pianoforte elettronico sarebbe stato del tipo molto sensibile al tocco, che avrebbe avuto un pedale del «forte», che sarebbe stato munito di generatori di segnali ad onde rettangolari e che avrebbe comportato un totale di dodici oscillatori principali, impieganti unità logiche del tipo «TTL 7493» come divisori di frequenza, per ottenere i segnali di frequenza più bassa.

Osservando le tastiere degli organi di produzione commerciale, è stato facile deciderne la scelta, procurandone un esemplare che comportava in totale cinque ottave in dimensioni standard, rinunciando all'ottava più bassa ed a quella più alta di un pianoforte convenzionale da 88 note, che non erano assolutamente indispensabili. Ciò ha permesso di semplificare considerevolmente il lavoro, ed ha reso lo strumento completo molto più piccolo e leggero.

La figura 1 sintetizza le prestazioni essenziali del circuito di un tasto per pianoforte elettronico: la posizione del tasto può essere determinata elettricamente, per controllare la forma d'onda di massima del segnale, la cui uscita viene sfruttata per modulare l'ampiezza di un segnale a frequenza costante. La frequenza della nota vera e propria è determinata dalla forma d'onda principale, mentre i tempi di inizio e di fine di ciascun suono vengono determinati dall'andamento dell'inviluppo.

La figura 2 illustra un certo numero di forme d'onda dell'inviluppo stesso: esse comprendono il caso di un tasto che viene premuto e liberato immediatamente, quello di un tasto ab-

bassato e tenuto in tale posizione, ed il caso di una nota suonata ripetutamente, con l'aggiunta del prolungamento del suono.

In genere, per segnalare gli stati «su» «giù» e «movimento» si usano tasti con contatti elettrici, che possono essere costituiti da un unico contatto che si muove tra due linee comuni. Tuttavia, l'Autore ha potuto riscontrare che il metodo più semplice e più economico consisteva nell'usare diversi contatti per semplificare il circuito elettronico.

In sostanza, un pianoforte elettrico deve essere munito di un commutatore elettronico per bloccare il segnale quando la sua presenza non è necessaria; in questo circuito si ricorre ad un diodo per ottenere questo risultato.

Dodici oscillatori producono i dodici semitoni di un'ottava, e le frequenze per le ottave inferiori vengono ottenute dividendo il valore per 2, 4, 8 e 16, secondo quanto è sintetizzato nella **Tabella 1**.

Per realizzare gli oscillatori si impiegano amplificatori operazionali anziché circuiti ad induttanza e capacità: questo sistema è infatti più economico di quello basato sull'impiego di bobine di tipo speciale.

Inoltre, i circuiti impieganti amplificatori operazionali sono di più facile progettazione, e possono essere accordati mediante un potenziometro di tipo molto economico.

Attualmente i microcircuiti complessi della categoria MOS sono disponibili in vari modelli, in grado di produrre le dodici frequenze principali dell'ottava superiore, quando sono pilotati attraverso un oscillatore princi-

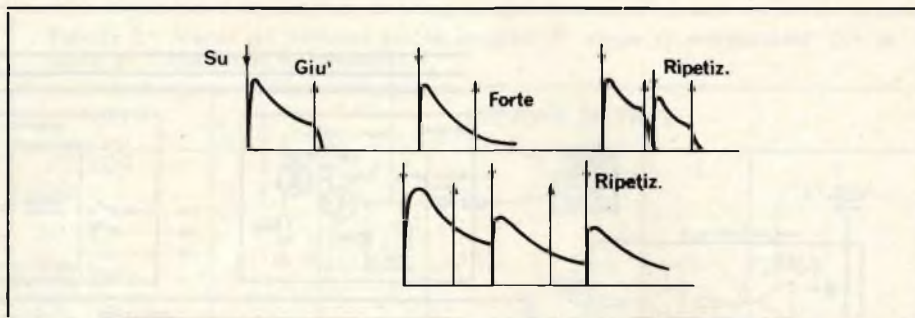


Fig. 2 - Queste forme d'onda dell'involucro vengono determinate mediante interruttori azionati dai tasti e dal pedale del «forte», che aumenta la durata di ciascuna nota. I disegni sono riferiti a note singole e ripetute, con o senza l'aggiunta del pedale del «forte».

pale a radiofrequenza. Perciò, tutti i toni principali vengono sincronizzati rispetto a questo oscillatore principale, il che rende assolutamente superflua la successiva ri-sintonizzazione dell'organo e del pianoforte.

Un dispositivo di questo genere aumenterebbe il costo globale dello strumento di circa sei o sette mila lire, e — in seguito — descriveremo dettagliatamente un modulo facoltativo in grado di svolgere appunto tale funzione.

In questo pianoforte elettronico sono state previste le sorgenti di alimentazione di +5 e di -5 V rispetto a massa, in quanto una sorgente regolata di 5 V era necessaria in ogni caso per il funzionamento dei circuiti divisori del tipo TTL. I vantaggi dei divisori di frequenza a circuito integrato rispetto ai divisori con componenti discreti, per quanto riguarda il costo, il tempo, lo spazio, ecc, sono tali da rendere il C.I. praticamente l'unica scelta possibile. Approssimativamente la metà del circuito del pia-

noforte si trova infatti all'interno delle unità che costituiscono i divisori a circuito integrato.

L'Autore ha fatto del suo meglio per rendere l'intero circuito il più semplice possibile: dal momento che esistono in totale sessantun circuiti per i tasti, l'eliminazione anche di un solo componente avrebbe permesso di risparmiare ore di lavoro ed una parte del costo. Naturalmente, il legno ha costituito la scelta ovvia per la realizzazione dell'involucro, esterno. La struttura del mobile che egli concepì secondo il suo concetto fondamentale di come un pianoforte elettrico avrebbe dovuto presentarsi era privo di coferchio, e ciò semplificava ulteriormente la costruzione.

Sul retro dell'involucro è disponibile uno spazio maggiore di quello necessario: ciò comunque è stato fatto deliberatamente, in quanto la costruzione di un involucro un po' grande avrebbe comportato le stesse difficoltà dovute alla costruzione di un involucro molto più piccolo.

Tabella 1 - Frequenze fondamentali per la tastiera DO - DO

Sezione ottave	DO	SI	LA #	LA	SOL #	SOL	FA #	FA	MI	RE #	RE	DO #
1 (Freq. osc.)	2.093	1.975	1.865	1.760	1.661	1.568	1.480	1.397	1.318	1.244,4	1.174	1.108
2 (1° div.)	1.046,4	987,7	923,3	880,0	830,6	783,8	739,8	698,4	659,2	622,2	587,2	554,2
3 (2° div.)	523,2	493,8	466,2	440,0	415,3	391,9	369,9	349,2	329,6	311,1	293,6	277,1
4 (3° div.)	261,6	246,9	233,1	220,0	207,6	196,0	185,0	174,6	164,8	155,6	146,8	138,6
5 (4° div.)	130,8	123,4	116,5	110,0	103,8	98,0	92,5	87,3	82,4	77,8	73,4	69,3
6 (5° div.)	65,4	61,7	58,2	55,0	51,9	49,0	46,2	43,6				

N.B. Consultare il testo se la tastiera è di tipo modificato, con gamma compresa tra 43,6 e 1.397 Hz.

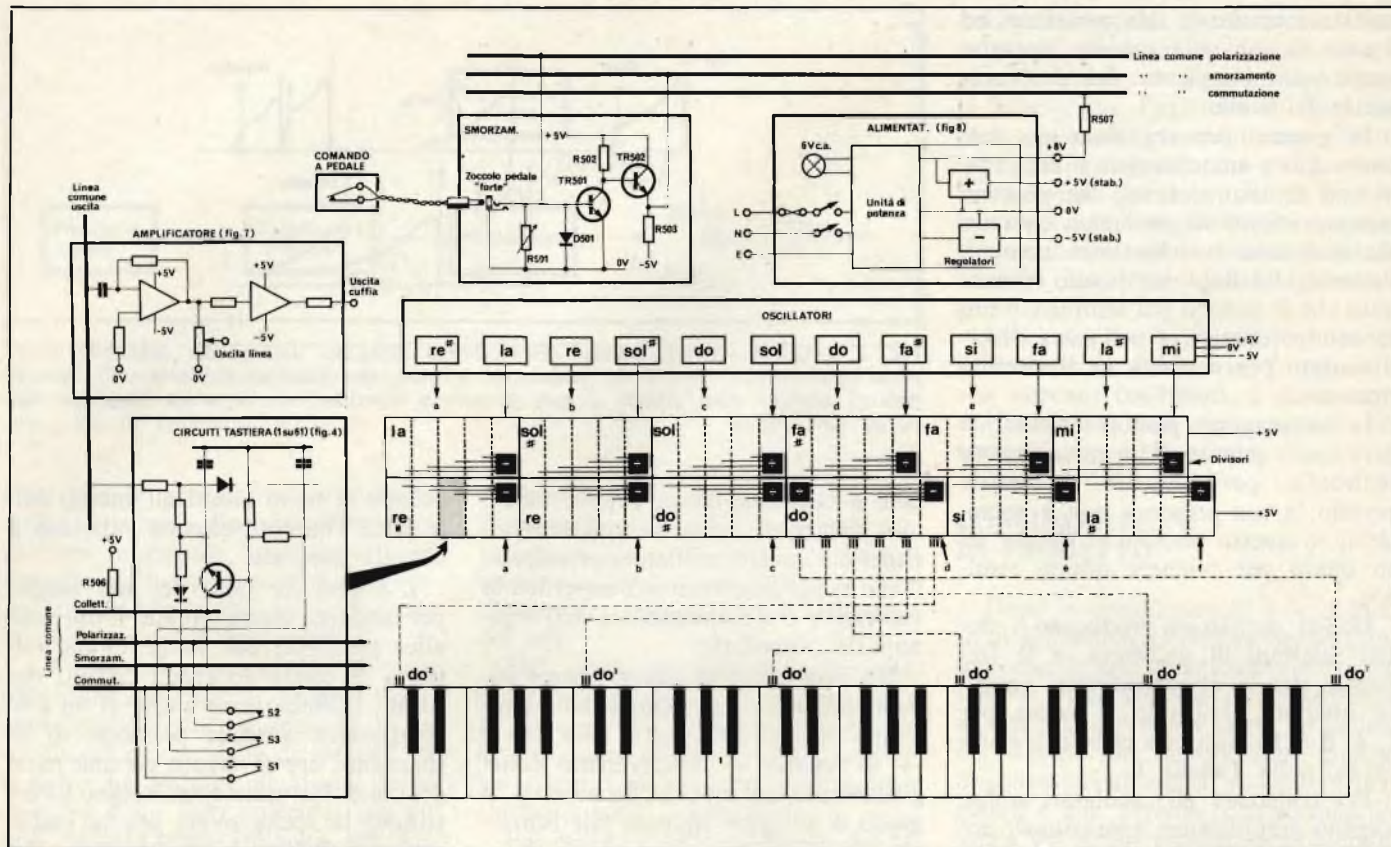


Fig. 3 - Il tempo che intercorre tra l'apertura di S2, di S1 e di S3, ogni volta che un tasto è premuto, determina l'intensità del suono, che viene quindi controllato direttamente attraverso la tastiera. Dodici oscillatori a resistori e capacità alimentano dodici divisori (il cui schema è illustrato nella parte superiore), fornendo in totale sessanta delle sessantuno note per la modulazione attraverso i tasti indipendenti. Per una tastiera di cinque ottave sono necessarie in pratica sessantuno note in quanto la nota supplementare (DO²) viene fornita dal tredicesimo divisore, poiché i circuiti integrati possono dividere con un fattore massimo pari a 16. Le uscite dei circuiti dei tasti vengono miscelate nell'amplificatore attraverso la linea comune di uscita. Tre linee comuni corrono lungo la tastiera, per cui a ciascun tasto devono essere collegati in totale tre conduttori.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La figura 3 rappresenta uno schema sintetizzato dell'intero circuito, che è in realtà troppo complesso per poterlo disegnare in tutti i suoi dettagli.

Sotto la tastiera vi sono sessantun serie di interruttori, ciascuno munito di tre contatti normalmente chiusi, laminati in oro, uno solo dei quali è stato illustrato nel particolare visibile a sinistra. Un polo di ciascun interruttore è collegato ad una delle tre linee comuni che scorrono sotto la tastiera. Gli altri poli sono collegati ad un circuito «chiave», che appartiene a un gruppo di cinque lettere, in quanto esistono in totale cinque ottave; vi è inoltre un altro gruppo di dodici lettere. E' stato prevista una sesta nota «C» (DO), per la quale si è dovuto aggiungere un circuito supplementare per il tasto, con relativo divisore, in modo da fornire il rapporto «: 32».

Ogni gruppo di lettere dei circuiti relativi ai tasti viene alimentato con segnali provenienti da un oscillatore e da un divisore di frequenza. Il circuito del tasto relativo ad una sola

nota è stato tracciato in tutti i dettagli, per chiarire le connessioni interne.

Nei confronti di ciascuno dei sessantun commutatori dei tasti, sono state previste in totale sei connessioni. Tre di queste sono linee comuni (polarizzazione, smorzamento e interruzione), mentre le altre tre rappresentano i relativi lati «caldi»: tutti questi circuiti fanno dunque capo alla tastiera, e la collegano al circuito elettronico propriamente detto.

La sorgente di alimentazione fornisce il potenziale di +5 V agli oscillatori, ai divisori di frequenza, al preamplificatore ed all'amplificatore di uscita, e — tramite un resistore — alla linea comune di collettore che alimenta i sessantun circuiti dei tasti. La stessa linea fornisce anche una tensione di alimentazione non regolata di +8 V alla linea di commutazione, ed un potenziale di -5 V agli oscillatori ed agli amplificatori.

La linea comune di uscita rappresenta una linea di massa virtuale che viene alimentata attraverso i sessantun circuiti dei tasti. Le linee comuni

di polarizzazione e di smorzamento sono controllate invece dal pedale del «forte».

I circuiti della tastiera

Sebbene i circuiti della tastiera si presentino con una certa semplicità (vedi figura 4), ciascuno di essi comporta tre sezioni, più o meno analoghe alle parti che si presentano in un pianoforte a corde. I componenti C1, R1, R2, S1 ed S2 costituiscono un circuito per la misura della velocità, che permette di raggiungere nello strumento la necessaria sensibilità al tocco.

La carica elettrica che si accumula in C1, ogni volta che il tasto relativo viene premuto, rappresenta la velocità del martelletto. Il transistor Tr1 determina l'isolamento tra l'ingresso e la sezione di uscita del circuito, e la parte equivalente in un pianoforte vero e proprio consiste in un dispositivo che permette al martelletto di tornare indietro.

La carica elettrica del condensatore C2 rappresenta l'energia vibratoria di

una corda. I componenti D2, S3 ed R3 costituiscono il circuito di smorzamento, che può essere disattivato per produrre l'effetto che, nel pianoforte, si ottiene premendo il pedale del «forte».

Il diodo D1 blocca il segnale quando il circuito è in posizione di riposo, e — quando invece il circuito è in funzione — costituisce un limitatore ed il vero e proprio circuito di uscita con R4 ed R5.

I tempi di scarica dei condensatori C2 variano per imitare la caratteristica intrinseca della corda di un pianoforte, nel quale le note basse si attenuano molto più lentamente delle note acute.

Sezione velocità. In riposo, il funzionamento avviene come segue: la corrente scorre dalla linea comune degli interruttori, che ha un potenziale di circa +8 V, attraverso S1, R1 ed S2, fino alla linea comune di polarizzazione, il cui potenziale è circa +0,7 V, in modo che Tr1 si trova esattamente in stato di interdizione.

Il condensatore C2 si carica fino ad assumere tra i suoi elettrodi un potenziale di circa +0,4 V.

Quando il tasto viene parzialmente premuto, i contatti S1 ed S3 si aprono, per cui la capacità C1 si scarica fino a tendere ad assumere la differenza di potenziale di +0,7, con una costante di tempo di 18 ms. (Si tratta di una costante di tempo piuttosto critica, che influenza le caratteristiche dinamiche dello strumento).

Quando il tasto è premuto quasi completamente, S2 si apre, e la carica residua presente nella capacità C1 passa attraverso R1 alla base di Tr1, che diventa in tal caso fortemente conduttore, provocando la comparsa di una carica elettrica corrispondente nel condensatore C2.

Se il resistore R2 non fosse presente nel circuito, essendosi aperto il commutatore S2, un valore capacitivo pari a C1 volte il guadagno di Tr1 verrebbe aggiunto in parallelo a C2; R2 assicura quindi che C1 si scarichi sempre più rapidamente di C2.

Non appena il tasto viene lasciato libero, S2 si chiude per primo, S3 si chiude a sua volta scaricando C2, ed S1 si chiude per ultimo, provocando nuovamente la carica di C1 prelevando la necessaria energia dagli altri sessanta condensatori collegati in parallelo. L'impulso improvviso di corrente che ne deriva non danneggia i contatti, in quanto questi sono in grado di sopportare una corrente dell'in-

Tabella 2 - Valori dei resistori per la costante di tempo di attenuazione (R4 in figura 4) - (necessari 61 resistori)

NOTA	SEZIONE OTTAVE					
	1	2	3	4	5	6 (DO basso)
DO						
SI						
LA diesis	1 k	1,8 k	3,3 k	5,6 k	10 k	18 k
LA						
SOL diesis						
SOL	1,2 k	2,2 k	3,9 k	6,8 k	12 k	18 k
FA diesis	(FA alto)					(FA basso)
FA						
MI						
RE diesis						
RE	1,5 k	2,7 k	4,7 k	8,2 k	15 k	—
DO diesis						

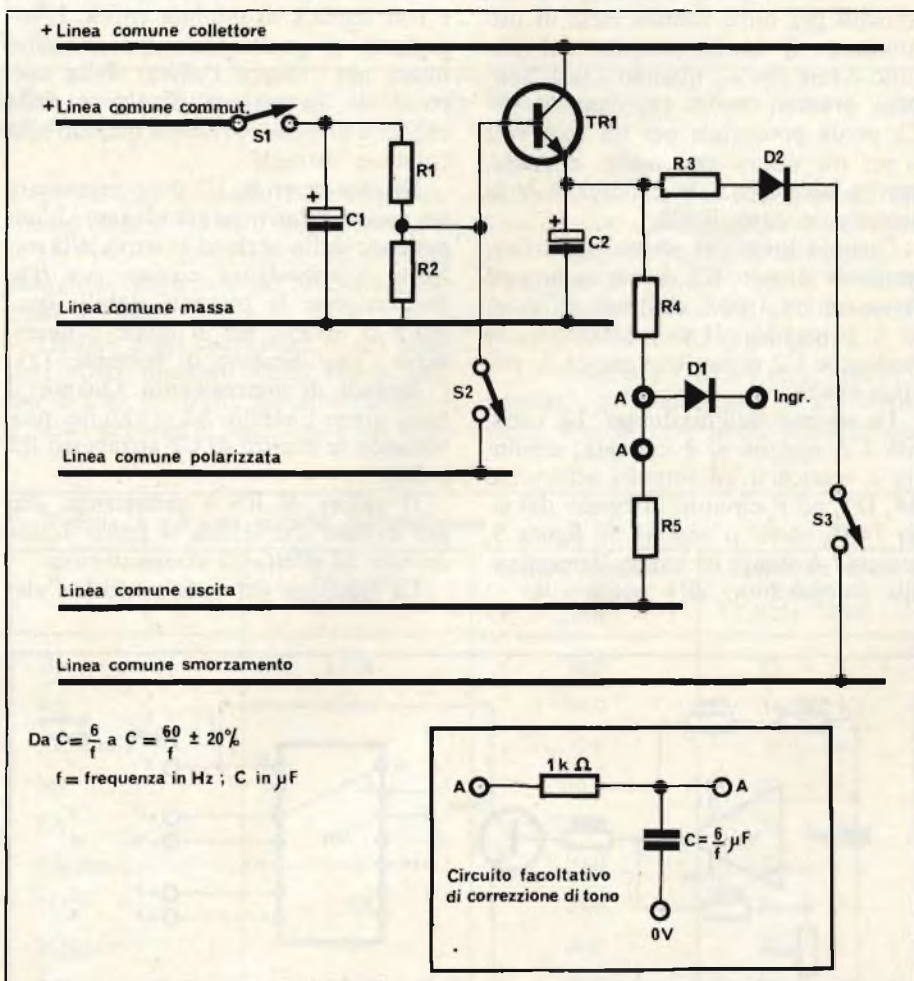


Fig. 4 - Schema di uno dei circuiti dei tasti (uguale per tutti e sessantuno) che agisce come sagomatore dell'involuppo, e modula l'ingresso proveniente dai divisori, per pilotare l'amplificatore attraverso la linea comune. Le tre linee comuni collegate ai tre commutatori corrono lungo la tastiera. Il circuito facoltativo di tono è stato usato sui dodici tasti inferiori nel prototipo realizzato dall'Autore, in modo da rendere più dolci i toni più bassi.

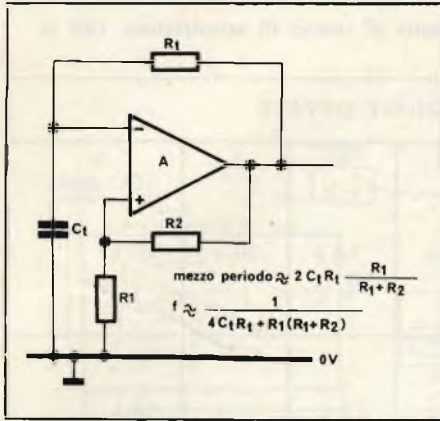


Fig. 5 - Schema dell'oscillatore a rilassamento facente uso di una struttura a ponte per rendere minimi gli effetti di carico e quelli derivanti dalle eventuali variazioni della tensione di alimentazione.

tenosità massima di 2A, con valore basso della tensione, ed inoltre grazie al fatto che il fattore di potenza dei condensatori è molto basso.

Tutti i contatti hanno fino ad ora resistito per oltre ventun mesi di uso continuo. Il funzionamento del circuito è tale che — quando i tasti vengono premuti molto rapidamente — C1 perde potenziale per un solo volt o per un valore non molto discosto, mentre un potenziale di circa 5 V si presenta ai capi di C2.

Quando invece si preme molto leggermente il tasto, C1 si scarica fino ad assumere tra i suoi elettrodi all'incirca il potenziale di polarizzazione, in modo che C2 riceve una carica di minima entità.

La sezione dell'inviluppo. La capacità C2, appena si è caricata, comincia a scaricarsi ad impulsi attraverso R4, D1, ed il circuito integrato del tipo 7493, come si osserva in figura 5, con una costante di tempo determinabile dal prodotto $2R4 \times C2$.

Per effetto di ciò, un segnale di forma d'onda rettangolare si presenta ai capi di R4, e viene prelevato tramite R5. L'ampiezza del segnale corrisponde alla tensione presente ai capi di C2, meno la caduta di tensione che si manifesta ai capi del diodo D1.

L'uscita del divisore costituito dalla unità TTL è munita di due transistori disposti in una specie di circuito funzionante in classe B, per cui quando si trova al potenziale elevato, esso si comporta come una sorgente di corrente; nel circuito del pianoforte si presenta però un segnale parassita che viene bloccato da D1. In corrispondenza dello stato relativo al potenziale basso, esso si comporta invece come un dispersore di corrente verso massa. La tensione applicata all'uscita non deve superare il valore di 5 V.

Questo circuito limitatore a diodo è stato scelto in quanto si tratta del circuito di modulazione più semplice che possa funzionare con una caratteristica di uscita esattamente definibile, e con segnale di minima entità. L'impedenza di questa sezione è di valore basso per ridurre l'effetto della corrente di dispersione di D1 e della capacità che esso presenta quando non conduce corrente.

Di conseguenza, C2 deve presentare un valore relativamente elevato. L'impedenza della sezione relativa alla velocità è abbastanza elevata per rendere minime le correnti stabili: questo è il motivo per il quale è necessario l'amplificatore di corrente Tr1.

Sezione di smorzamento. Quando il tasto viene liberato, S3 si chiude, provocando la scarica di C2 attraverso R3 e D2.

Il valore di R3 è abbastanza alto per evitare che si oda il tipico «clac» dovuto all'effetto di commutazione.

La funzione del pedale «forte» vie-

ne conseguita aumentando il potenziale della linea comune di smorzamento, in modo da evitare che questa linea sia percorsa da una corrente che attraversi D2; in questo modo C2 si scarica, per mezzo del circuito di limitazione, indipendentemente dalla posizione del tasto.

Di norma, R3 e D2 assorbono una certa corrente di dispersione da C2. Il pedale del «forte» permette a tutti i condensatori contrassegnati con la sigla C2 presenti nel circuito di caricarsi in stato di riposo lentamente attraverso Tr1, finché D1 non comincia a condurre corrente.

Per sopprimere questo effetto particolare, viene però ridotto il potenziale della linea comune di polarizzazione.

Infine, il resistore R4 può variare dal valore di 1 kΩ (per il DO a frequenza più elevata) fino a quello di 15 kΩ (per il DO a frequenza più bassa); la Tabella 2 elenca i valori relativi.

I circuiti oscillatori

Per realizzare i diodi oscillatori si impiegano amplificatori operazionali usati in modo da ottenere circuiti a rilassamento, come quello illustrato alla figura 5. L'uscita di ciascun amplificatore operazionale varia tra un potenziale prossimo al massimo positivo ed un altro prossimo a quello negativo.

Non appena il potenziale di uscita ha assunto una polarità positiva, la tensione negativa di ingresso comincia a variare in senso positivo col variare della carica capacitiva. Raggiunto il valore positivo della tensione di ingresso, $V_0 R1 / (R1 + R2)$, l'azione di inversione fa in modo che l'uscita assuma una polarità negativa, quasi istantaneamente.

Il circuito presenta una struttura tipica a ponte che elimina quasi completamente l'effetto di carico nei confronti della tensione di alimentazione.

In corrispondenza dell'istante di commutazione agli ingressi degli amplificatori esiste una tensione differenziale pari a $2V_0 / R1$ ($R1 \approx R2$) che limita il rapporto tra R1 ed R2 usabile con la tensione di alimentazione scelta per gli amplificatori operazionali del tipo 709 (escludendo gli amplificatori del tipo 741). Si tenga presente che gli eventuali impulsi «drift» disponibili nel circuito comprendono le variazioni della tensione «offset» e della corrente di polarizzazione.

I valori di +5 V e di -5 V della tensione di alimentazione sono stati scelti per semplificare le caratteristiche

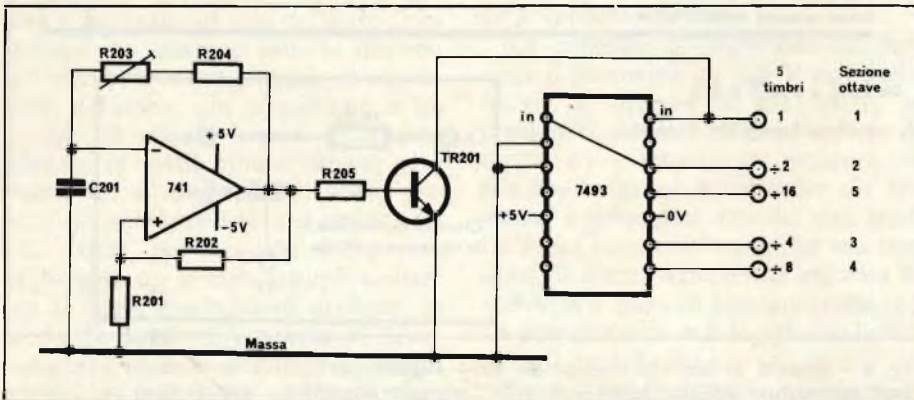


Fig. 6 - Uno dei dodici oscillatori a resistori e capacità, che alimentano altrettanti divisori di frequenza, in modo da ottenere in totale cinque ottave riferite alle note che possono essere prodotte attraverso l'oscillatore principale.

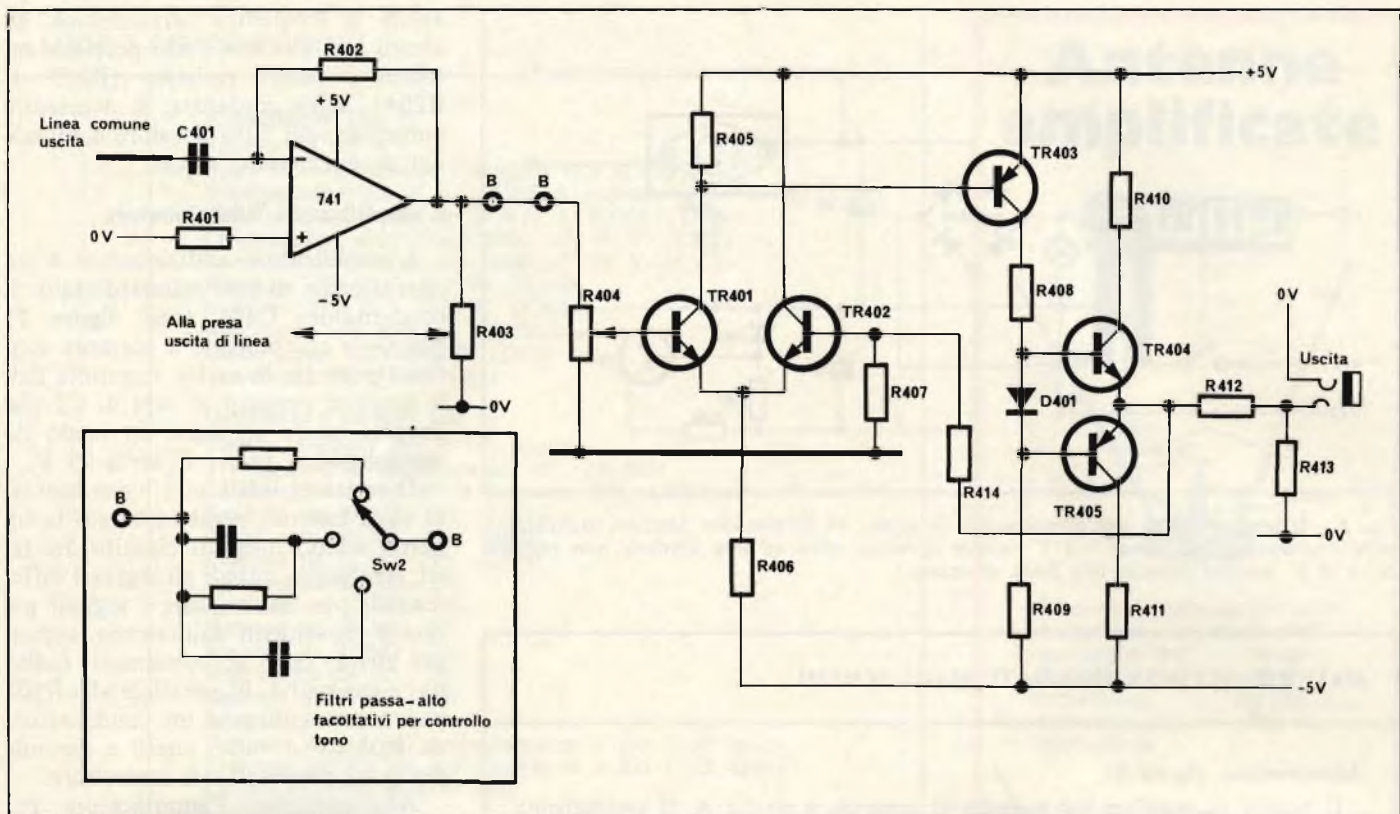


Fig. 7 - L'amplificatore riceve i segnali di ingresso provenienti dai sessantun circuiti della tastiera, attraverso la linea comune. L'amplificatore realizzato con componenti discreti può essere eliminato se si desidera evitare l'ascolto in cuffia.

funzionali dell'alimentatore e dei circuiti di separazione. Ciò ha reso comunque gli oscillatori maggiormente sensibili all'ondulazione residua ed alle variazioni monolaterali della tensione di alimentazione. Il valore della frequenza dipende dai valori di R201, R202, R203, ed R204, nonché dal valore di C201, e viene predisposto attraverso R203, come si osserva nello schema di **figura 6**. Per la realizzazione di questa parte dello strumento è naturalmente necessario usare componenti ad alta stabilità.

Un circuito di separazione, costituito prevalentemente da R205 e da Tr 201 è stato incorporato come carico di ingresso del divisore, per cui la corrente di scarica che proviene dai circuiti dei tasti dell'ottava superiore può raggiungere il valore massimo di 6,6 mA, il che rappresenta un valore maggiore della corrente massima con la quale può funzionare l'amplificatore operazionale.

Il circuito integrato del tipo 7493 divide la frequenza prodotta dall'oscillatore per 16, ed è munito di uscite per altri 2, 4 e 8 divisori. Esso cambia stato per una transizione di ingresso dal livello alto a quello basso, e presenta due ingressi di azzeramento, uno dei quali deve essere collegato

a massa per conseguire il funzionamento come divisore o come contatore.

Le uscite assorbono un'intensità maggiore di 16 mA per pilotare i circuiti dei tasti.

Undici degli oscillatori e dei divisori sono illustrati nella figura, ma per il DO — come già si è detto — è stato necessario aggiungere un altro

divisore globale per 32, in modo che l'uscita con fattore di divisione pari a 16 viene collegata direttamente all'ingresso di un altro stadio divisore, la cui uscita alimenta il circuito per la produzione del DO più basso.

La Tabella 3 elenca i valori resistivi presenti nell'oscillatore, e corrispondenti alle diverse note, precisandone

Tabella 3 - Valori resistivi dell'oscillatore

NOTA	Frequenza (Hz)	Valore nominale di sintonia (kΩ)	Valore da usare (kΩ)	
			R204	R203
Do diesis	1.108	36,5	33	+ 4,7
RE	1.174	34,0	33	+ 4,7
RE diesis	1.244,4	32,0	30	+ 4,7
M1	1.318	30,0	27	+ 4,7
FA	1.397	28,0	27	+ 4,7
FA diesis	1.480	27,0	24	+ 4,7
SOL	1.568	25,0	24	+ 3,3
SOL diesis	1.661	24,0	22	+ 3,3
LA	1.760	23,0	22	+ 3,3
LA diesis	1.865	21,0	20	+ 3,3
SI	1.975	20,0	18	+ 3,3
DO	2.093	19,0	18	+ 3,3

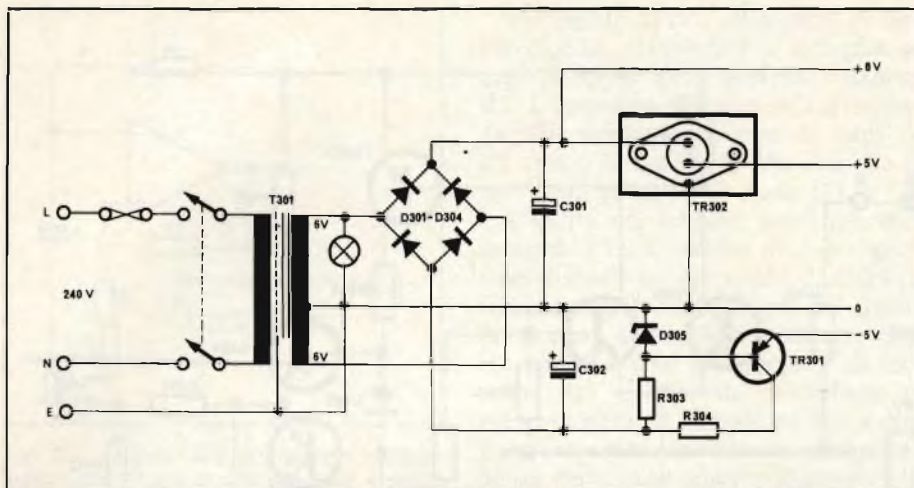


Fig. 8 - Schema elettrico dell'alimentatore, in grado di fornire due tensioni stabilizzate, rispettivamente di + 5 e di - 5 V rispetto a massa, oltre ad una tensione non regolata di + 8 V, sempre rispetto alla linea di massa.

DATI TECNICI NON PRECISATI NEGLI SCHEMI

Alimentazione (figura 8)

Il fusibile da installare sul pannello di comando è da 0,5 A. Il commutatore di accensione del tipo bipolare deve poter funzionare con una corrente di 0,5 A, e con una tensione alternata di 250 V.

Il trasformatore di alimentazione deve fornire una tensione globale di 12,6 V con presa centrale, e con una corrente di 1,5 A, oppure una tensione di 18 V, con presa centrale, e con una corrente di 1 A.

Il rettificatore a ponte deve rettificare una tensione massima di 30 V, con una corrente massima di 2 A. I condensatori elettrolitici devono funzionare con una tensione massima di lavoro di 16 V. I resistori da 10 e da 100 Ω sono da 0,5 W.

Il diodo zener D305 può essere del tipo BZY88-C5V6. Il transistor Tr301 è invece del tipo BCY38.

Oscillatori e divisori (figura 6)

Il transistor BC107 può essere sostituito dal tipo equivalente 2N3708.

I condensatori da 15 nF devono essere del tipo in polistirene, con precisione del 5%. I resistori devono presentare una tolleranza massima del 2%, ed i potenziometri di regolazione da 4,7 k Ω devono essere preferibilmente del tipo a filo.

Preamplicatore (figura 7)

Il condensatore elettrolitico da 50 μ F deve poter funzionare con una tensione nominale di lavoro di 6 V. I resistori devono avere la tolleranza del 10%, ed il potenziometro da 10 k Ω deve essere preferibilmente del tipo a grafite.

Per quanto riguarda invece l'amplificatore per l'ascolto in cuffia, Tr401 e Tr402 possono essere del tipo 2N3708 oppure BC107. Tr403 è del tipo OC203 oppure un 2N3705; Tr404 del tipo 2N3703, e Tr405 può essere del tipo 2N3705. Il diodo al silicio può essere del tipo OA200, oppure un 1N914.

I resistori possono presentare una tolleranza del 10%, e devono essere da 0,5 W. Il potenziometro da 10 k Ω è a grafite.

Linee comuni (figura 3)

R506 presenta un valore di 3 Ω , con una dissipazione di 5 W; R507 può variare tra 3 e 18 Ω , sempre con dissipazione di 5 W. R502 e R503 presentano il valore di 1.000 Ω , mentre R501 è del tipo variabile, da 22 Ω (a filo).

D501 è un diodo rettificatore al silicio da 1 A; Tr501 e Tr502 possono essere del tipo 2N3703 oppure 2N3903.

Circuiti dei tasti (figura 4)

I condensatori elettrolitici possono essere del tipo con tensione nominale di lavoro di 10 V. Il valore di R4 viene precisato nella Tabella 2.

I transistori possono essere dei tipi BFY50, BFY51, BFY52 oppure 2N697. I diodi D1 e D2 sono del tipo OA200 oppure 1N914.

anche la frequenza caratteristica. In alcuni casi ove non fosse possibile ottenere il valore resistivo (R203 + R204) dell'accordatura, è necessario aumentare del 30% il valore nominale del potenziometro stesso.

L'amplificatore addizionale

L'amplificatore addizionale è un operazionale di tipo standardizzato: il condensatore C401 (vedi figura 7) blocca la componente a corrente continua presente in uscita, costituita dalle tensioni presenti ai capi di C2 che devono essere sommate in modo da raggiungere il valore di circa 25 V.

Il resistore R401 non viene montato sulla basetta, bensì installato in un punto adatto lungo il circuito dei tasti, sfruttando quindi gli ingressi differenziali per minimizzare i segnali parassiti provenienti dall'esterno, captati per effetto degli accoppiamenti induttivi e capacitivi. In parallelo alla R402 può essere collegato un condensatore da 0,01 μ F o valori simili a seconda dei gusti personali del costruttore.

Analogamente, l'amplificatore per l'ascolto in cuffia è un amplificatore operazionale anch'esso standardizzato, realizzato con componenti discreti, la cui uscita è del tipo complementare ad accoppiamento di emettitore.

Si tenga comunque presente che questa parte del circuito può essere facilmente modificata per adattarne le caratteristiche ad altri tipi di carichi.

L'alimentatore

La sezione di alimentazione, il cui schema elettrico è riprodotto alla figura 8, fornisce le tensioni regolate di + 5 V con una corrente massima di 600 mA, e di - 5 V con una corrente di 50 mA, oltre al potenziale non regolato di + 8 V rispetto a massa, con una corrente di 250 mA, e ad una tensione alternata di basso valore, per accendere la lampada spia.

Il doppio rettificatore a due semionde produce due tensioni continue di alimentazione, con minima perdita di tensione ai capi dei diodi.

Per la linea negativa si usa un semplice regolatore allestito con componenti discreti, mentre occorre un regolatore del tipo integrato per la linea di alimentazione positiva, allo scopo di rendere massima la sicurezza di funzionamento.

I circuiti divisori del tipo TTL possono subire notevoli danni se l'eventuale mancato funzionamento del regolatore provoca un aumento della tensione di alimentazione oltre il valore

ELENCO DEI COMPONENTI

	Alimentatore (fig. 8)
1	Fusibile da 0,5 A
1	Interruttore a pulsante illuminato (0,5 A 250 V)
1	Trasformatore 6,3 + 6,3 V/1,5 A oppure 9-0-9 V/1 A (T301)
1	Rettificatore a ponte da 30 V/2 A (D301 - D304)
1	Condensatore elettrolitico 5000 μ F 16 V (C301)
1	Condensatore elettrolitico 1000 μ F 16 V (C302)
1	Resistore 10 Ω - 1/2 W (R304)
1	Resistore 100 Ω - 1/2 W (R303)
1	Regolatore 5 V 600 mA (TR302)
1	Diode zener BZY88C5V6 (D305)
1	Transistore BCY38 (TR301)

	Oscillatori e divisori (fig. 6)
12	Circuiti integrati 709 o 741 op-amps.
12	Transistore 2N3708 oppure BC 107 (TR 201)
12	Condensatori da 15 nF in poliestere 5% (C201)
12	Resistori da 10 k Ω - 2% (R201)
12	Resistori da 15 k Ω - 2% (R202)
12	Resistori da 12 k Ω - 5% (R205)
1	Resistore da 20 k Ω - 2%
1	Resistore da 30 k Ω - 2%
2	Resistori da 18 k Ω - 2%
2	Resistori da 22 k Ω - 2%
2	Resistori da 24 k Ω - 2%
2	Resistori da 27 k Ω - 2%
2	Resistori da 33 k Ω - 2%
6	Trimmer da 3,3 k Ω preferibilmente a filo (vedi testo)
6	Trimmer da 4,7 k Ω preferibilmente a filo (vedi testo)
13	Circuiti integrati divisori 7493

	Preamplificatore (fig. 7)
1	Circuito integrato 741 op-amp
1	Condensatore da 50 μ F 6 V (C401)
1	Resistore da 1 k Ω - 5% (R401)
1	Resistore da 5,6 k Ω - 5% (R402)
1	Trimmer da 10 k Ω (R403)

	Amplificatore (fig. 7)
2	Transistori 2N3708 oppure BC107 (TR401 - TR402)
1	Transistori OC203 (TR403)
1	Transistori 2N3703 (TR404)
1	Transistori 2N3705 (TR405)
1	Diode al silicio OA200 o simili (D401)
1	Resistore da 8,2 Ω - 1/2 W - 5% (R413)
2	Resistori da 33 Ω - 1/4 W - 5% (R410 - R411)
1	Resistore da 82 Ω - 1/4 W - 5% (R412)
1	Resistore da 100 Ω - 5% (R408)
1	Resistore da 1 k Ω - 5% (R407)
1	Resistore da 2,2 k Ω - 5% (R409)
1	Resistore da 5,6 k Ω - 5% (R414)
2	Resistori da 10 k Ω - 5% (R405 - R406)
1	Trimmer da 10 k Ω (404)

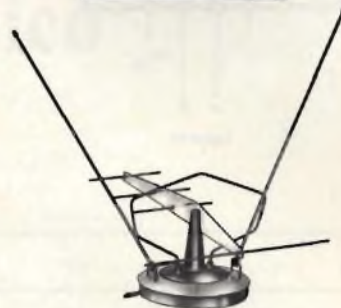
	Barre e smorzamento (fig. 3)
1	Resistore da 3 Ω - 5 W (R506)
1	Resistore da 3 Ω oppure 18 Ω - 5 W (R507)
2	Resistori da 1 k Ω - 1/2 W - 5% (R502 - R503)
1	Trimmer da 22 Ω (R501)
1	Diode al silicio da 1 A es. 30S1 (D501)
2	Transistori 2N3703 oppure 2N3903 (TR501 - TR502)

	Circuiti tastiera (fig. 4)
61	Condensatori elettrolitici da 10 μ F 10 V (C1)
61	Condensatori elettrolitici da 50 μ F 6 V (C2)
61	Resistori da 1,8 k Ω - 1/4 W - 5% (R1)
61	Resistori da 10 k Ω - 1/4 W - 5% (R2)
61	Resistori da 3,3 k Ω - 1/4 W - 5% (R3)
61	Resistori R4 (vedere valori in tabella 2)
61	Resistori da 47 k Ω - 1/4 W - 5% (R5)
61	Transistori BFY50 oppure BFY51 opp. BFY52 opp. 2N697 (TR1)
102	Diode OA200 al silicio (D1 - D2)

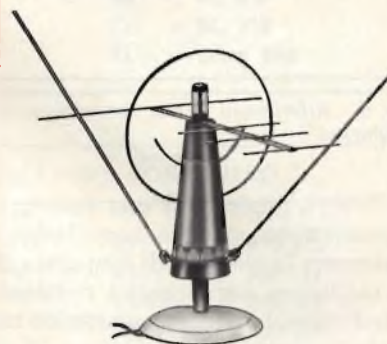
	Varie
62	Contattiere placcate in oro
1	Tastiera (vedi testo).

Antenne amplificate

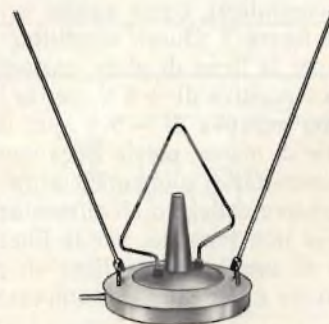
Stolle



Antenna amplificata VHF-UHF
4 elementi UHF, dipolo VHF
Guadagno VHF: 14 dB
Guadagno UHF: 15 dB
Impedenza: 60/75 Ω
Alimentazione: 220 V
NA/0496-04



Antenna amplificata VHF-UHF
4 elementi con riflettore
a cerchio UHF, dipolo VHF
Guadagno VHF: 14 dB
Guadagno UHF: 15 dB
Impedenza: 60/75 Ω
Alimentazione: 220 V
NA/0496-06



Antenna amplificata FM
2 elementi orientabili.
Frequenza: 87-108 MHz
Guadagno: 8 dB
Impedenza: 240-300 Ω
Alimentazione: 220 V c.a.
NA/0496-08

in vendita presso le sedi GBC

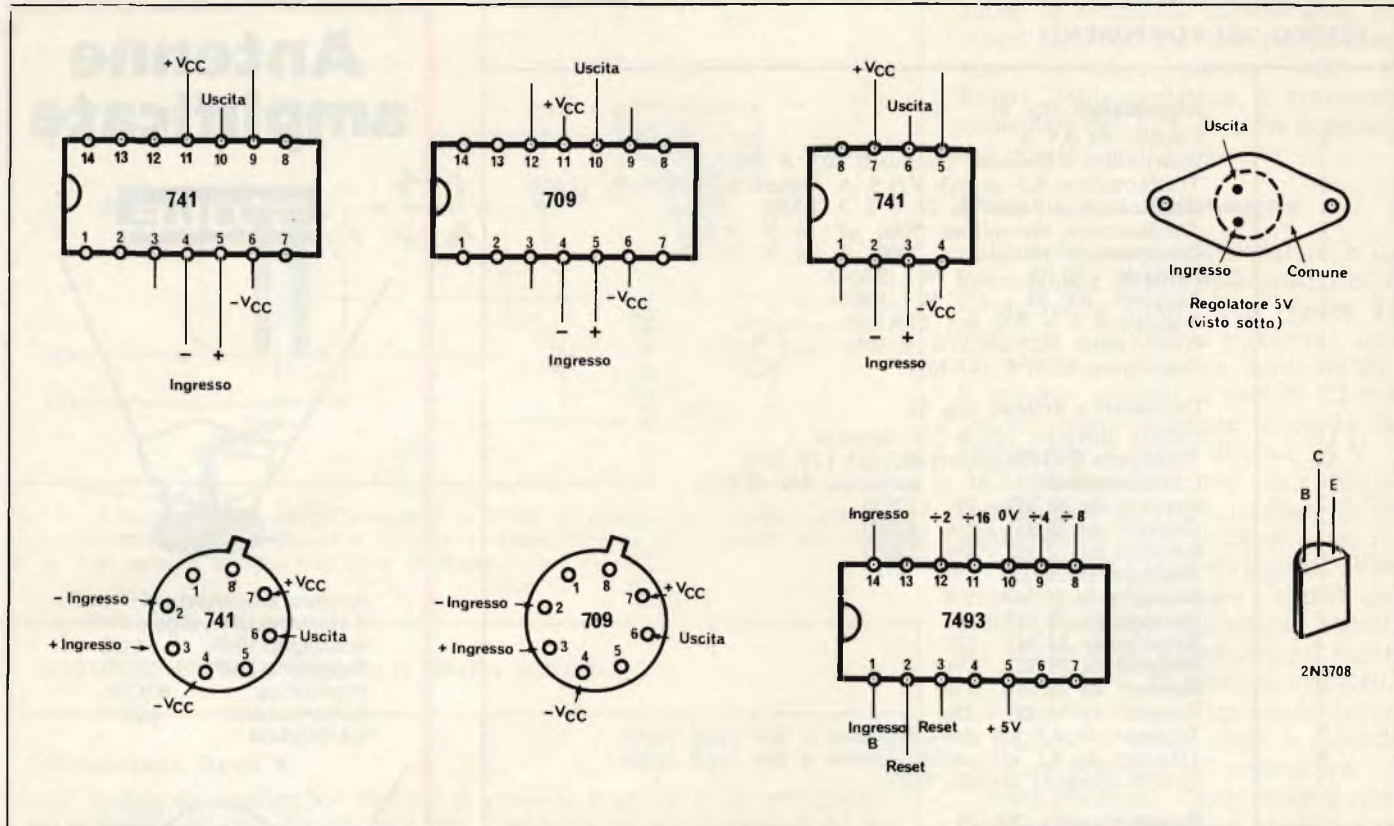


Fig. 9 - Riferimenti per le connessioni ai terminali dei diversi tipi di circuiti e di semiconduttori usati per la realizzazione di questo strumento.

di 7 V. L'impiego di una sezione di alimentazione regolata contribuisce a mantenere la stabilità di frequenza degli oscillatori, caratteristica ovviamente indispensabile in uno strumento musicale.

Le linee comuni

Per fornire i segnali di funzionamento e le tensioni di alimentazione a diverse parti dell'intero circuito del pianoforte elettronico si fa uso di diversi conduttori, come risulta evidente alla figura 3. Questi conduttori servono per la linea di alimentazione regolata e positiva di +5 V, per la linea regolata negativa di -5 V, per il potenziale di massa, per la linea comune dei commutatori alimentata attraverso un resistore collegato all'alimentazione positiva non regolata, per la linea comune di uscita, per la linea di polarizzazione e per quella di smorzamento.

La linea comune di polarizzazione viene rimandata a massa attraverso un diodo rettificatore ed un potenziometro di compensazione collegato in parallelo, in modo da poter regolare con molta precisione la tensione comune.

Quando il pedale del «forte», attraverso il quale si prolunga la durata

della nota, viene azionato, determinando la chiusura di un commutatore distante, si riduce la tensione di polarizzazione, il che porta all'interdizione lo stadio Tr501., la cui base è collegata alla linea comune di polarizzazione.

Si usa uno stadio ad accoppiamento di emittore, Tr502, per controllare il funzionamento della linea di smorzamento, il cui potenziale si trova di 0,7 V al di sotto di quello presente sul collettore di Tr501. Di conseguenza, quando quel pedale viene azionato, il potenziale della linea di smorzamento aumenta di 5 V, fino al potenziale di +4,3 V.

La tastiera

La tastiera usata nel prototipo è del tipo a cinque ottave, con tasti di plastica, che si estende dal DO al DO.

Per motivi musicali, è assai preferibile che la tastiera sia però del tipo compreso tra i due FA attribuendo al FA inferiore la frequenza di 43 Hz.

E' possibile trasformare una tastiera compresa tra i due DO in una che va dal FA al FA, tagliando le cinque note inferiori, ed applicandole alla parte destra della tastiera.

Per effettuare questa modifica, sgan-

ciare le molle dall'estremità inferiore, e spingerle in modo da estrarle dal perno. Mettere quindi i tasti da parte, nell'ordine in cui essi normalmente si trovano.

Tagliare l'intelaiatura a livello col FA più basso, e tagliare anche il supporto di montaggio del DO superiore.

Risistemare quindi la parte DO-MI all'estremità alta della tastiera, col DO più alto (che è diventato un FA) al di sopra, e riparare il taglio eseguito con la sega mediante piastrine metalliche e viti autofilettanti, assicurandosi che lo spazio presente tra i tasti rimanga rigorosamente costante.

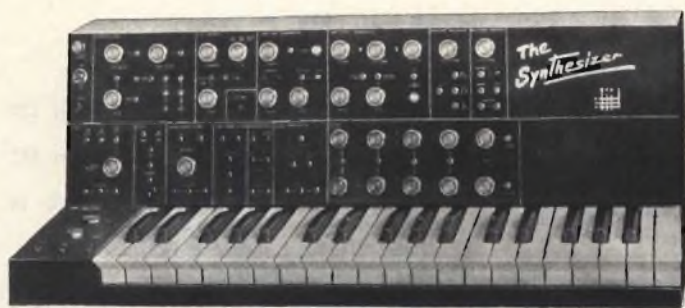
Rimettere quindi a posto i tasti sulla tastiera, infilando le molle di ciascun perno a partire dall'estremità inferiore.

Se non si è più che certi della propria abilità, è preferibile non tentare neppure la modifica della tastiera ma comprarne una compresa tra i due FA.

Dal momento che il passo dei dispositivi di montaggio varia lungo un'ottava, non è purtroppo possibile spostare soltanto i tasti lungo la parte bassa della tastiera.

Nelle parti successive di questo articolo continueremo con la descrizione del metodo costruttivo.

(continua)



alcune precisazioni sul sintetizzatore elettronico

In questo breve articolo riepiloghiamo alcuni punti che non sono risultati chiari a coloro che hanno intrapreso la costruzione del sintetizzatore.

Ricordiamo che la trattazione era iniziata sul fascicolo di dicembre 1975 e si è protratta fino a novembre 1976 per un totale di undici puntate.

La redazione ringrazia i lettori che con le loro segnalazioni hanno contribuito alla stesura di questo elenco.

n° 1 VCO - ALIMENTAZIONE

Pag. 16 - fig. 4: I piedini 4 e 5 di IC1 vanno scollegati
Il C9 (sull'emitter di Q9) è un C6

Pag. 18 - fig. 6: Il secondo dei D3 è un D4

Pag. 19 - fig. 7: Il D2 è un D3 e viceversa

n° 2 VCA - FILTRI P/BASSO E P/BANDA

Pag. 142 - fig. 1: Il piedino di IC1 segnato con «e» è il n. 2
Il resistore sul +9 è R21

elenco VCA: R20 è da 470 Ω e non kΩ

Pag. 143 - fig. 3: Mancano le scritte di IC1 - J4-J5-J6

Pag. 144 - fig. 5: L'alimentazione è +18 V e non +12 V

Pag. 146 - fig. 8: I diodi D1 e D2 del circuito Low vanno invertiti con i D3 e D4

Sul circuito BAND R17 è un R13, R2 è un R5 e viceversa, R3 è un R4 e viceversa

n° 3 - GENERATORE FUNZ. - OSC. CONTROLLO-NOISE

Pag. 274 - fig. 1: Sulla base di Q5 c'è la R14 e non la R4

Pag. 276 - fig. 5: R15 non è un trimmer da montare a c.s. ma un potenziometro (level) a pannello

Pag. 277 - fig. 7: La fig. 7 viene sostituita da quelle sotto riportate

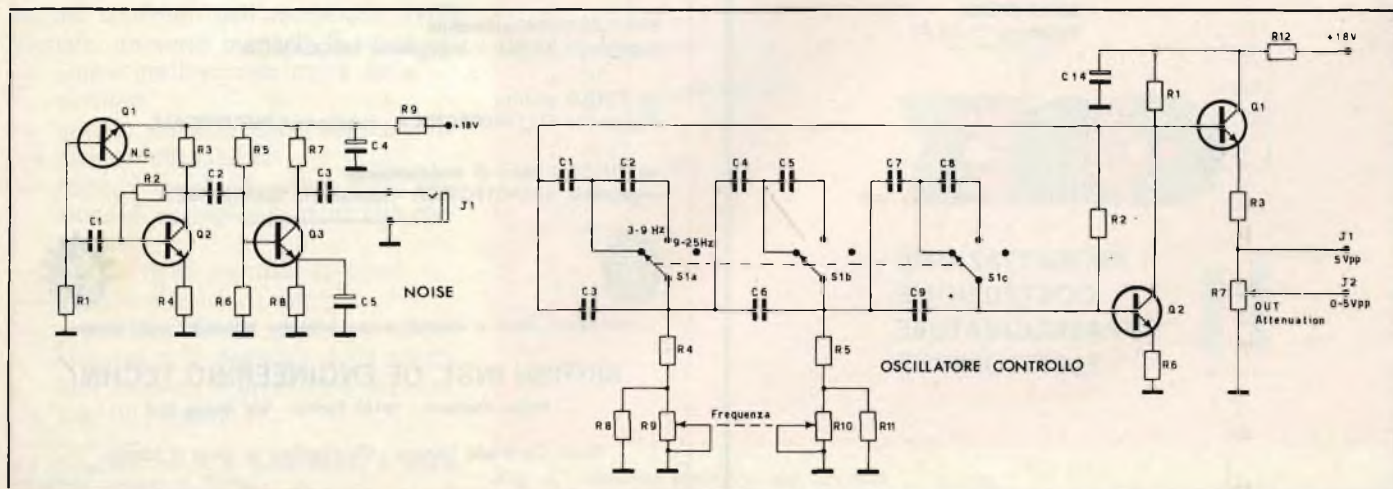
Pag. 278 - elenco: L'elenco componenti viene sostituito da quelli sotto riportati.

COMPONENTI NOISE

R1 = 1 MΩ	C1 = 0,05 μF
R2 = 1 MΩ	C2 = 0,05 μF
R3 = 100 kΩ	C3 = 0,05 μF
R4 = 4,7 kΩ	C4 = 100 μF 16 V elett.
R5 = 150 kΩ	C5 = 32 μF 10 V elett.
R6 = 27 kΩ	Q1 = BC 238
R7 = 6,8 kΩ	Q2 = BC 238
R8 = 2,2 kΩ	Q3 = BC 238
R9 = 150 Ω	J1 = presa jack

COMPONENTI OSCILLATORE CONTROLLO

R1 = 82 kΩ	R11 = 470 kΩ
R2 = 3,9 MΩ	R12 = 560 Ω
R3 = 1 kΩ	C1-C4-C7 = 0,56 μF
R4 = 15 kΩ	C2-C5-C8 = 0,22 μF
R5 = 15 kΩ	C3-C6-C9 = 0,10 μF
R6 = 680 Ω	C14 = 100 μF 16 V elett.
R7 = potenz. 5 kΩ lineare	J1-J2 = prese jack
R8 = 470 kΩ	Q1 = BC 238
R9-R10 = potenz. doppio 100 + 100 kΩ	Q2 = BC 238
	S1a:b:c = commut. 3 pos. 3 vic



PROGRAMMATORE PER **PROM** DI TIPO BIPOLARE A BASSISSIMO COSTO E SEMPLICITÀ D'USO

Da: 1024 BIT (256 x 4)
Da: 2048 BIT (512 x 4)
Da: 4096 BIT (512 x 8)

Con possibilità di
programmazione:

- A) Manuale da tastiera a memoria campione
- B) Automatica da memoria campione

— DUPLICAZIONE —

C) Verifica identità tra due memorie
Alimentazione duale, stabilizzata e
autoprotetta di cui una programmabile
Circuito digitale di controllo a stato
solido CMOS

Ideale per piccole e medie produzioni
o per realizzazioni di prototipi.

Via Machiavelli, 33
00185 ROMA
Telefono 73.03.07



PROGETTAZIONE
COSTRUZIONE
APPARECCHIATURE
ELETTRONICHE

n° 4 - SINE CONVERTER - GLISSATO

- Pag. 405 - elenco: R3 non è da 17 kΩ bensì da 47 kΩ
C1 è da 10 μF
- Pag. 406 - fig. 13: Il D1 è un D3 e viceversa, il D4 è un D5
e viceversa
Tra i piedini 8 e 9 dell'integrato c'è un D7
e non un D2
Tra i piedini 10 e 11 dell'integrato c'è la
R17 e non la R19
Sul + del C1 c'è una R8 e non R3
Il trimmer «sine» è R35
- Pag. 408 - elenco: Il C4 non è da 5000 pF ma da 100 pF

n° 5 TASTIERA E SAMPLE HOLD

- Pag. 544 - fig. 8: La R2 tra le due frecce è una R20
Tra R6 e C1 esce S1
Tra punta D6 e C5 esce J2
Il transistor del -9 V è Q6 e quello del
+9 V è Q5

n° 6 MODULATORE BILANCIATO

- Pag. 676 - elenco: Insieme ad R7-R10-R13 da 27 kΩ aggiungere
anche R16
- Pag. 677 - fig. 10: La R4 va collegata solo al cursore dell'R27
La R26 va collegata solo alle R13, R14 e
piedino 10 di IC2
- fig. 11: Tagliare la pista di rame tra il cursore di
R27 ed il piedino 10, scollegare da quest'ul-
timo la R4 e saldarla al cursore di R27

n° 7/8 ENVELOPE FOLLOWER

- Pag. 805 - fig. 8: Il +V va collegato anche ai piedini 7 di IC1-
IC2-IC3-IC4
Il -V va collegato anche ai piedini 4 di IC1-
IC2-IC3

LE INDUSTRIE ANGLO-AMERICANE IN ITALIA VI ASSICURANO UN AVVENIRE BRILLANTE

LAUREA
DELL'UNIVERSITÀ
DI LONDRA
Matematica - Scienze
Economia - Lingua, ecc.
RICONOSCIMENTO
LEGALE IN ITALIA
in base alla legge
n. 1540 Gazz. Uff. n. 49
del 20-2-1963

c'è un posto da **INGEGNERE** anche per Voi
Corsi **POLITECNICI INGLESI** Vi permetteranno di studiare a casa
Vostra e di conseguire tramite esami, Diplomi e Lauree

INGEGNERE regolarmente iscritto nell'Ordine Britannico.

una **CARRIERA** splendida
ingegneria **CIVILE** - ingegneria **MECCANICA**

un **TITOLO** ambito
ingegneria **ELETTROTECNICA** - ingegneria **INDUSTRIALE**

un **FUTURO** ricco di soddisfazioni
ingegneria **RADIOTECNICA** - ingegneria **ELETTRONICA**



Per informazioni e consigli senza impegno scrivetececi oggi stesso.

BRITISH INST. OF ENGINEERING TECHN.

Italian Division - 10125 Torino - Via Giuria 4/S

Sede Centrade Londra - Delegazioni in tutto il mondo.

Un'accensione elettronica semplice ed efficace

da Note Tecniche Sescosem di J. REDOUTEY

Taccensione convenzionale a interruzione meccanica non permette più di rispondere alle esigenze dei motori moderni. Il punto di accensione, perfettamente regolato al tempo zero, si sposta progressivamente a causa dell'usura dei contatti, generando una riduzione delle caratteristiche di qualità. L'elettronica apporta anche qui una soluzione che permette la realizzazione di circuiti di accensione perfettamente affidabili. Il motore conserva allora le sue «performances» d'origine senza intervento esterno.

Le soluzioni elettroniche sono molteplici e vanno dal semplice «interruttore assistito» al circuito includendo le correzioni di anticipo. Sulle vetture equipaggiate all'origine di una accensione elettronica, si incontra spesso un sistema captatore senza contatti (captatore magnetico, rivelatore di prossimità, captatore opto-elettronico o a effetto Hall....) associato a un circuito elettronico a «DWELL variabile» (x)

Il circuito che descriveremo utilizza questo principio ma conserva l'interruttore meccanico in modo da rendere facile ed immediata l'installazione su qualunque autovettura. Questo presenta, nei confronti dell'accensione tradizionale, un certo numero di vantaggi:

- usura praticamente nulla delle puntine
- grande stabilità delle regolazioni
- elevata affidabilità
- forte velocità di salita della tensione di accensione anche alla partenza
- durata delle scintille costante
- grande riserva di energia
- protezione totale contro il cortocircuito o il distacco della uscita alta tensione e inversione accidentale di polarità.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

All'istante dell'accensione, la camma apre l'interruttore, creando una elevata sovratensione ai capi del primario. Appare così al secondario, una tensione uguale alla tensione primaria

moltiplicata per il rapporto di trasformazione della bobina.

L'alta tensione è applicata alla candela interessata attraverso il distributore.

La corrente che attraversa il primario della bobina ha l'andamento indi-

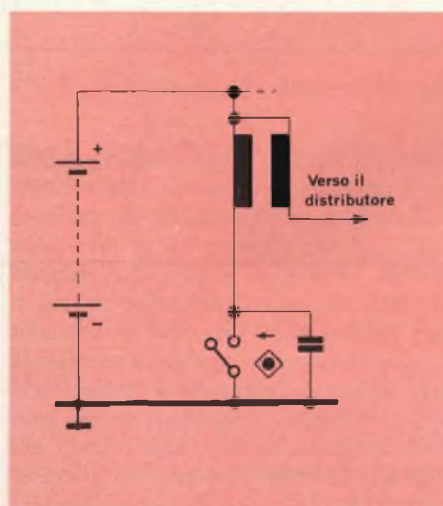


Fig. 1 - Schema di principio di una accensione tradizionale.

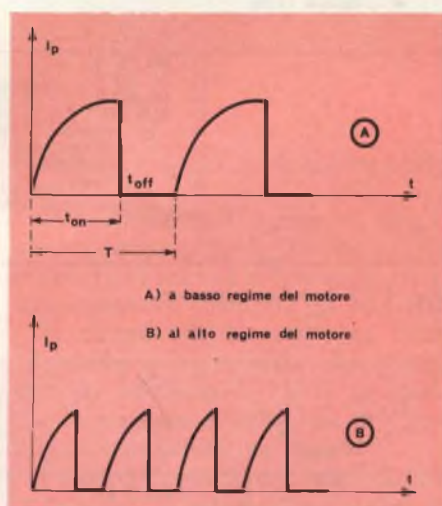


Fig. 2 - Corrente nel primario della bobina.

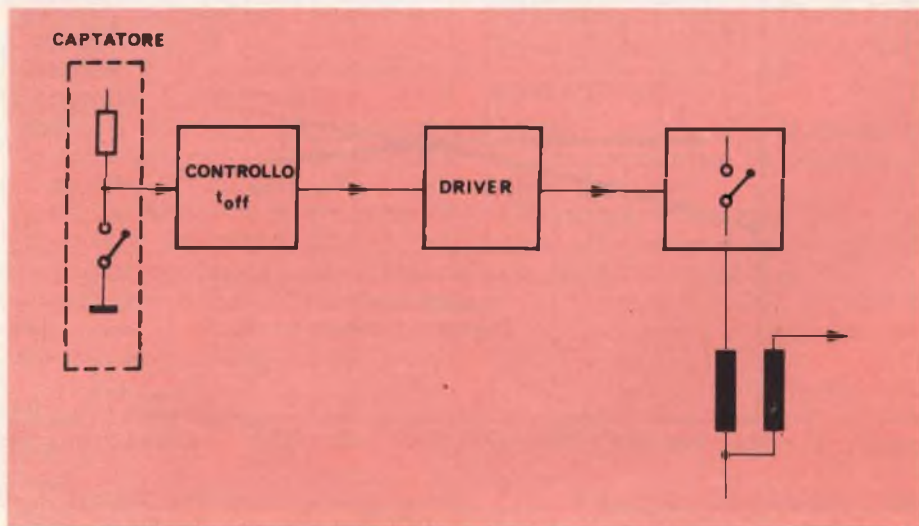


Fig. 3 - Schema sinottico del circuito.

(x) Il rapporto ciclico di funzionamento è spesso chiamato numero di DWELL.

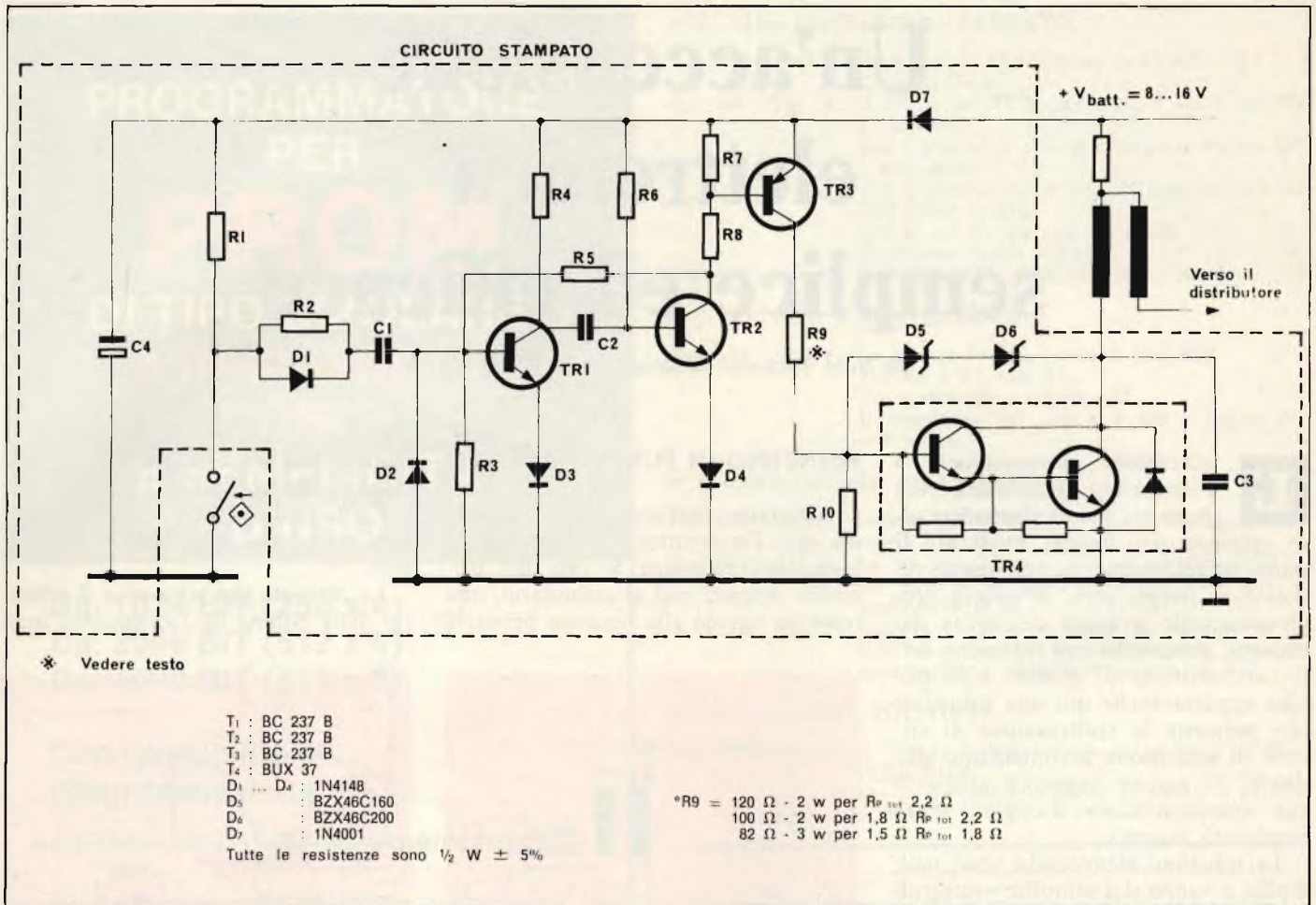


Fig. 4 - Schema del circuito.

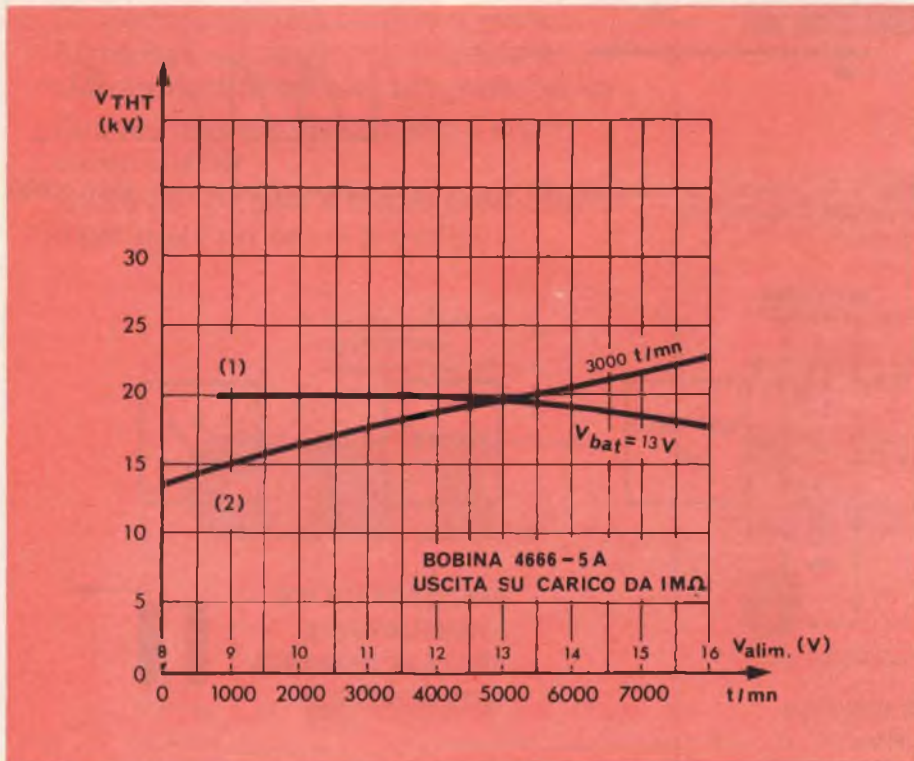


Fig. 5 - Variazione dell'alta tensione disponibile in funzione della velocità del motore (curva 1) e della tensione di alimentazione (curva 2).

cato in fig. 2. Il periodo di funzionamento T dipende dalla velocità di rotazione.

Il rapporto ciclico di funzionamento: Tempo durante il quale l'interuttore è chiuso (ton)
 $\delta = \frac{\text{periodo di funzionamento (T)}}{\text{numero di DWELL}}$
 è nel caso dell'accensione tradizionale, costante e generalmente pari al 63% (numero di DWELL).

Da ciò, quando il motore gira ad alto regime, la corrente nella bobina non ha più il tempo di arrivare al suo valore massimo e, di conseguenza, l'alta tensione disponibile è più debole.

Il circuito che viene proposto permette di controllare la durata t_{off} durante cui la corrente non passa nella bobina. Questa durata è fissata a 1,5 msec (tempo leggermente superiore al tempo di scintilla necessario alla combustione completa della miscela) ciò che permette di migliorare il funzionamento ad alto regime (fino a 7400 giri/minuto).

Ricordiamo brevemente il principio di funzionamento della accensione tradizionale.

La fig. 1 rappresenta lo schema di un tale sistema.

Un interruttore meccanico azionato attraverso una camma solidale al rotore, permette di fornire e di interrompere la corrente nel primario della bobina.

Per esempio, per un motore a quattro cilindri che giri a 5000 giri/mn, il periodo delle scintille è $T = 6$ msec. Con una accensione tradizionale la corrente attraversa la bobina durante $t_{cn} = 0,63 T$, cioè 3,8 msec. Con il sistema proposto, il tempo è portato a $t_{cn} = T - 1,5$ msec = 4,5 msec, cioè un aumento del 12%.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Nello schema sinottico di fig. 3, si distinguono tre funzioni principali:

- 1) generazione degli impulsi calibrati a $t_{off} = 1,5$ msec sincronizzati dall'apertura delle puntine.
- 2) amplificazione degli impulsi di comando
- 3) commutazione di potenza.

Lo schema completo del circuito è riportato in fig. 4. I segnali provenienti dalle puntine, attaccano, attraverso una rete che elimina i rimbalzi del contatto, l'ingresso di un multivibratore monostabile (T1 e T2) triggerato dai fronti di salita. Sul collettore di T2 sono disponibili impulsi di durata di 1,5 msec, i quali sono amplificati dal transistor T3.

Il transistor T4 è un Darlington monolitico specialmente concepito per l'accensione elettronica. Questo costituisce il commutatore di potenza ed è aperto per 1,5 msec; resta chiuso per il rimanente tempo.

I diodi Zener D₅ e D₆ limitano la sovratensione a un valore inferiore alla tensione di rottura del Darlington di potenza. Questi diodi non intervengono se non quando il secondario della bobina è accidentalmente disconnesso dal suo carico. L'insieme diodi-transistor Darlington funziona allora come un stabilizzatore di tensione «shunt».

NOTE SULLE PROTEZIONI

Nell'accensione elettronica, l'affidabilità del circuito dipende in gran parte, dallo stadio di potenza e più precisamente dal transistor Darlington di potenza.

E' dunque primordiale di assicurarsi che questo sia bene utilizzato al di qua dei suoi limiti, anche nei casi estremi. Le condizioni le più sfavore-

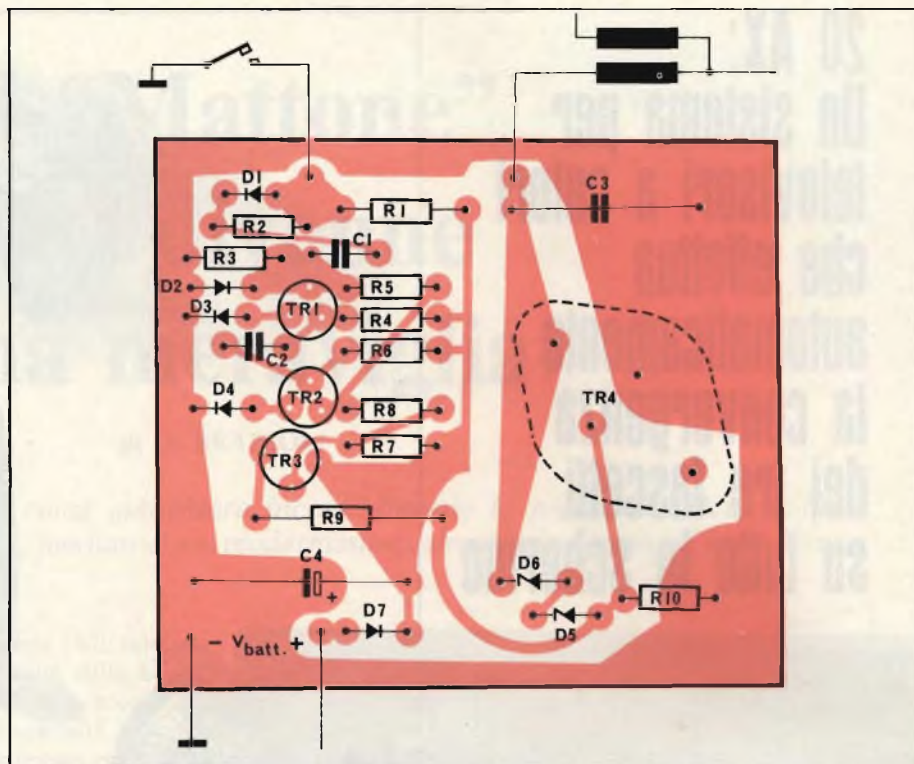


Fig. 6 - Disegno del circuito stampato e cablaggio.

voli per il Darlington si hanno quando l'uscita alta tensione è staccata e la tensione di alimentazione è massima. (Ciò che si ha quando un filo delle candele si stacca e la vettura marcia a grande velocità). In questo caso, la tensione al primario della bobina può raggiungere valori pericolosi per il Darlington. La migliore garanzia consiste nel proteggere il transistor con dei diodi Zener la cui somma delle tensioni sia sempre inferiore alla tensione di rottura V_{CE0sus} del transistor.

Si possono egualmente produrre durante questo funzionamento estremo degli inneschi parassiti tra primario e secondario della bobina i quali creano delle perturbazioni transitorie molto pericolose. E' dunque importante che gli elementi R₁₀ - D₅ - D₆ e C₃ siano cablati in vicinanza del Darlington T₄. La protezione contro l'inversione di polarità dell'alimentazione è assicurata dal diodo D₇ per gli stadi di comando e dal diodo integrato nel Darlington per lo stadio di potenza. Quando tutte queste precauzioni sono state prese, il circuito funziona con una eccellente affidabilità.

CARATTERISTICHE DEL CIRCUITO

Il circuito può funzionare con qualunque bobina di accensione di 12 V, ma i risultati saranno leggermente dif-

ferenti secondo il tipo di bobina utilizzata.

Si raccomanda l'impiego di bobine con resistenza addizionale esterna (migliore dissipazione) e con rapporto di trasformazione compreso tra 80 e 100.

Si curerà che la resistenza totale (primaria + addizionale) del circuito non sia inferiore a 1,6 Ω in modo che la corrente di collettore del Darlington non superi mai 10A.

La fig. 5 mostra le variazioni dell'alta tensione di uscita su un carico resistivo di 1 M Ω , in funzione della velocità di rotazione del motore (quattro cilindri) e della tensione di alimentazione. Il tempo di salita della tensione di uscita è inferiore a 20 μ s.

REALIZZAZIONE

Tutti i componenti sono disposti su un circuito stampato di cui la fig. 6 mostra il disegno.

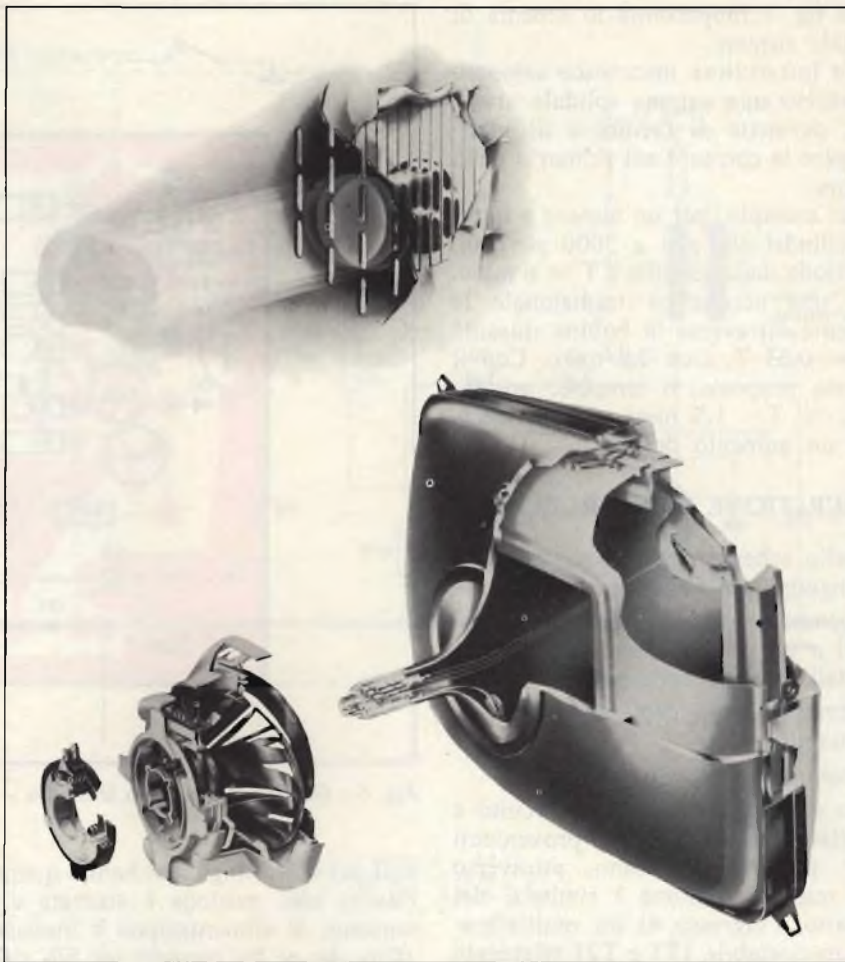
Il transistor Darlington di potenza è montato su un radiatore di resistenza termica di circa 6° C/W.

Il circuito sarà inserito in un ambiente ben aerato, protetto dall'umidità e da agenti inquinanti.

Non si deve effettuare nessuna regolazione ed il circuito deve funzionare una volta data la tensione di alimentazione.

Non dimenticarsi di staccare il condensatore montato originariamente in parallelo alle puntine.

20 AX: Un sistema per televisori a colori che effettua automaticamente la convergenza dei tre fascetti su tutto lo schermo



Per realizzare ciò, esso impiega:

- un nuovo cinescopio con cannoni allineati (in-line)
- un giogo con bobine di deflessione a sella "multisezione", capaci di generare campi magnetici parastigmatici.

Questi due nuovi componenti, realizzando **automaticamente** la convergenza dei tre fascetti sullo schermo eliminano dal collo del cinescopio, l'ingombrante unità per la convergenza dinamica e quella per lo spostamento laterale del blu.

Il nuovo cinescopio possiede inoltre queste altre novità:

- fosfori dei tre colori depositati a strisce verticali e maschera termocompensata, con fessure al posto dei fori; queste due particolarità semplificano la messa a punto della purezza dei colori. I fosfori ad alto rendimento luminoso consentono una maggiore brillantezza dell'immagine.
- sistema di smagnetizzazione più semplice richiedente un minor consumo d'energia.

I principali vantaggi del nuovo sistema possono essere così riassunti:

- minor numero di componenti usati e minor tempo per la messa a punto del televisore in sede di collaudo in produzione e presso l'utente.
- maggior sicurezza di funzionamento
- minore consumo di energia
- colori più stabili e naturali
- visione dell'immagine dopo soli 5 secondi dall'accensione dell'apparecchio.
- minor profondità del mobile
- uno stesso telaio per cinescopi da 18", 20", 22", 26".

La Philips si trova all'avanguardia nello sviluppo di nuove tecnologie per la televisione a colori grazie ai suoi laboratori di sviluppo e all'esperienza che le deriva da una grande produzione di cinescopi e di altri componenti impiegati attualmente nel 50% degli apparecchi TVC costruiti in Europa.

PHILIPS s.p.a. Sez. Elcoma - P.za IV Novembre, 3 - 20124 Milano - T. 6994

PHILIPS



Electronic
Components
and Materials

Il "Mattono" che divenne una meraviglia

di G. BRAZIOLI

In questo articolo spieghiamo come aumentare incredibilmente le prestazioni dei radiotelefonni portatili per i 144 MHz, mediante un modernissimo circuito integrato «Thick film».

Vi sono oggi in commercio moltissimi radiotelefonni «a forma di mattone» che funzionano sulla banda dei «due metri» OM, dal costo non eccessivo: ad esempio i vari «Astro-comm» (sei canali) oppure «HEV», e «Herton» o «Caltronic». Tutti questi ed i similari, pur essendo perfettamente impiegabili in condizioni di emergenza, non valgono certo le corrispondenti stazioni-base; in primo luogo, perché il loro ricevitore è «sordo». Poco, ma pochissimo sensibile nella presunzione che serva solo per collegamenti a breve distanza, ove non importa captare segnali che provengano da lontano, ma evitare i disturbi locali. Questo handicap dei «mattoni» può essere facilmente superato; basta completarli con un preamplificatore integrato «thick-film» del modello recentemente apparso sul mercato, «2036», «2034» o simili.

L'ultimo grido della «moda», nel campo radiantistico, è il «mattone» che aggancia il ponte-radio, e consente sulla banda dei «due metri» il collegamento Nord-Sud e viceversa; cosicché il businessman e radioamatore che si accinge al «salto» Roma/Milano in aereo, lo può brandire e dopo due «CQ» può trovare un corrispondente del punto di arrivo e farsi dire se piove, tira vento o fa freschino, così da regolarsi sull'abbigliamento; un disinvolto Blazer, un leggero Burberry, un eventuale impermeabile impunturato il soprabito tweed che oggi si usa.

O almeno, questo è uno degli intendimenti più diffusi tra chi acquista i «mattoni» VHF, dato che la verità è diversa, ovvero: **in emissione** il walkie-talkie aggancia il ponte, e comunica oltre appennino, ma in **ricezione** non capta nulla e le risposte è come se non vi fossero, perché non c'è sensibilità sufficiente per seguirle e distinguerle dal brusio di fondo.

Naturalmente, questo è solo un esempio di come i «mattoni» e «mattoncini» deludano chi ha impostato determinate previsioni all'acquisto, perché in pratica è sempre la medesima storia; in emissione «si arriva» ma in ricezione non si sentono che vaghi fantasmi di risposta in forma di sibili, borborigmi e gorgoglii incomprensibili.

«Perché» accada ciò, è facile da arguire: è cosa da poco realizzare un TX munito di quel paio di WRF che servono, impiegando un quarzo, due stadi moltiplicatori-driver ed un finale ad alto guadagno «stripline».

E' invece un problema complesso e arduo progettare un ricevitore stabile, selettivo, sensibile ed a basso rumore

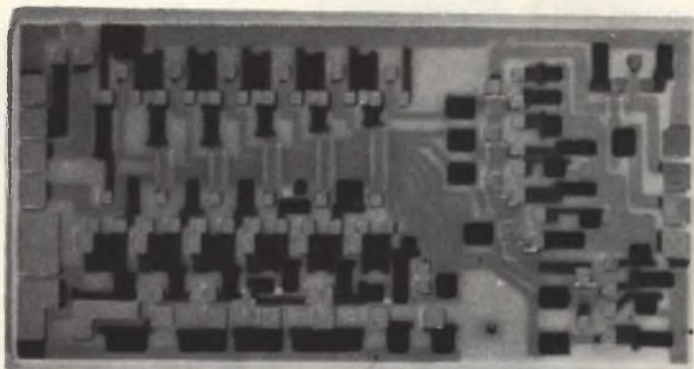


Fig. 1 - Piastra base di un circuito integrato.

per le VHF, specie quando lo spazio è poco, e la spesa da prevedere minuscola.

Quindi i radiotelefonni portatili per VHF continuano a deludere i loro utenti, anche quando hanno un costo non indifferente.

Una situazione senza rimedi?

Dipende dal punto di vista; per chi abbia un pochino di pratica col saldatore, il rapporto di efficienza può essere capovolto. Basta infatti inserire tra il terminale del relais che fa capo all'antenna in ricezione, ed il ricevitore un **VHF Preamplifier** per mutare il comportamento degli apparecchi.

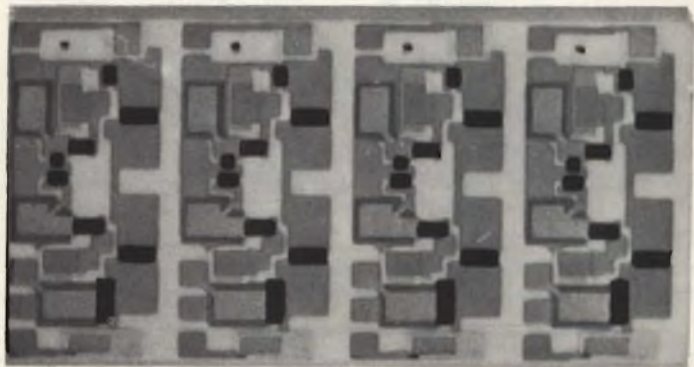


Fig. 2 - Piastra base di un integrato in cui si notano i dispositivi che formano i condensatori.

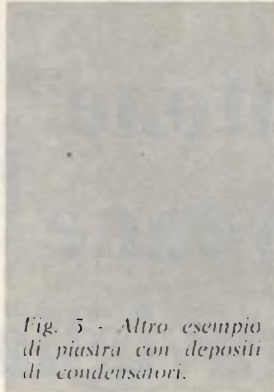


Fig. 5 - Altro esempio di piastra con depositi di condensatori.

Oh, il lettore non pensi che si tratti di un dispositivo completamente da costruire impazzendo-per-poi-verificare-la-povertà-di-prestazioni.

Tutt'altro; il «Preamp» di oggi, è un micromodulo **integrato** che ha l'ingombro esatto di un quarto di una scatola di cerini: 28 per 9 per 15 mm. «Integrato?» Dirà qualcuno, «poveri noi! E chi se la sente di montare dentro un mattone tutti i pezzi che «fanno da contorno» all'IC, resistori, capacità, impedenze?».

Calma. Noi parliamo di un integrato affatto speciale; non di un modello corrente ricavato in una base di Silicio, ma di un «Thick film», e questo ha come caratteristica precipua **l'essere completo in sé**, il non dipendere da accoppiamenti, disaccoppiamenti, limitatori o accordi esterni.

In altre parole, un Booster VHF Thick Film, così come



Fig. 4 - Booster «thick» con e senza involucro di protezione.

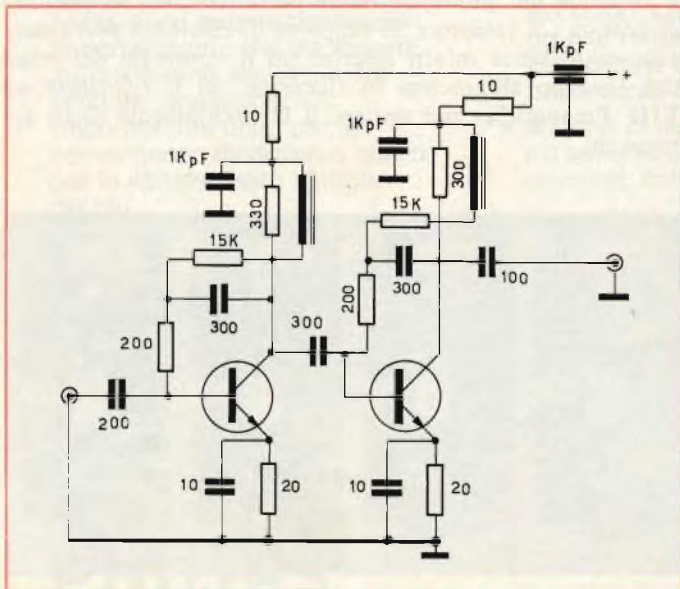


Fig. 5 - Schema elettrico di un Booster da realizzare in «thick film».

altri dispositivi della medesima famiglia, ha come caratteristica principale... quattro terminali; ingresso, uscita, positivo e ritorno generale di massa.

Non serve quindi proprio **nulla** per farlo funzionare, salvo l'alimentazione; niente accessori.

Ciò è possibile perché la relativa tecnologia che si basa su elementi formati su di una base di ceramica (**tutti** gli elementi passivi) e, al limite, elementi **applicati** sulla stessa, supera i limiti imposti agli IC «monolitici» che non possono evidentemente comprendere condensatori dalla capacità importante, avvolgimenti e simili, mentre i «Thick» hanno questa possibilità.

Si veda per esempio il circuito integrato che riportiamo nella figura 1; mediante **più strati**, con particolari maschere del genere serigrafico e dalla precisione elevatissima, sulla base sono riportati centinaia di elementi sia resistivi che capacitivi (i resistori dello strato ultimo, possono essere facilmente scorti, nel complesso: si tratta dei rettangoli neri o più scuri).

Analogamente per la base che, per una migliore comprensione del lettore (noi siamo convinti che questa tecnica sia **in espansione**, quindi è bene saperne qualcosa sin d'ora) riportiamo la figura 2. In questa, si vedono bene i condensatori: depositi metallici brillanti che hanno un sottostante dielettrico isolante di colore beige, che si vede ancor meglio, forse nel successivo esempio di figura 3.

Ma torniamo all'amplificatore RF; certo la sua utilità non può essere messa in discussione, però generalmente il tecnico gradisce poco l'uso di «scatole nere» dal contenuto imperscrutabile. Ecco allora che per compiacere chi legge, siamo ricorsi alla cortesia dei Dirigenti dell'Aur-El di Modigliana (Fo) che hanno acconsentito alle nostre richieste di dettagli maggiori e precisi e ci hanno fornito un esemplare di Booster «Thick» privo dell'involucro: figura 4.

In genere, le fabbriche non rilasciano mai esemplari di prodotti semilavorati o impiegati nelle sperimentazioni pre-serie, ma in nome della nostra vecchia amicizia, abbiamo proprio ottenuto uno di questi prototipi che è di grande interesse perché impiega ancora transistori di tipo **convenzionale** applicati sulla struttura ibrida. In tal modo è ancora più facile comprendere «come sia realizzato» il tutto.

Oggi, l'Aur-El, ovviamente impiega i soli «chips» dei transistori, o degli IC, saldati in circuito e protetti dall'incapsulazione complessiva.

Certo, vedere queste realizzazioni è insolito e interessante, ma certamente vi sarà il «super-scontento», tra i lettori, quello che dice: «Eh, già, ma la cosa più interessante, **i circuiti elettrici**, sono segreti e restano tali!».

No, invece; il Direttore Tecnico del laboratorio sperimentale «High Frequency» della Teko, che collabora con l'Aur-El, ha acconsentito a disegnare per noi due tipici schemi di Booster da realizzare in Thick Film: figura 5 e figura 6. Questi, impiegano «chips» dalla frequenza di taglio grandissima, nell'ordine dei Gigahertz per amplificatori che lavorano non oltre ai 500 MHz, cosicché, grazie alla disposizione ad emettitore comune, il guadagno può essere molto grande; infatti si ottengono 20 dB da due stadi ed anche più, come dire 100 volte tanto, in potenza.

E' interessante notare, che questi «ibridi» possono far impiego di schemi piuttosto convenzionali, dato che non esistono limitazioni nel **genere** delle parti da usare. Ad esempio, nella figura 5, vediamo delle **impedenze** sui collettori dei transistori e numerosi condensatori dal valore non trascurabile.

Questa disponibilità, non impone sacrifici durante la fase di progetto. Così, sui «Thick» il lettore ha già qualche idea

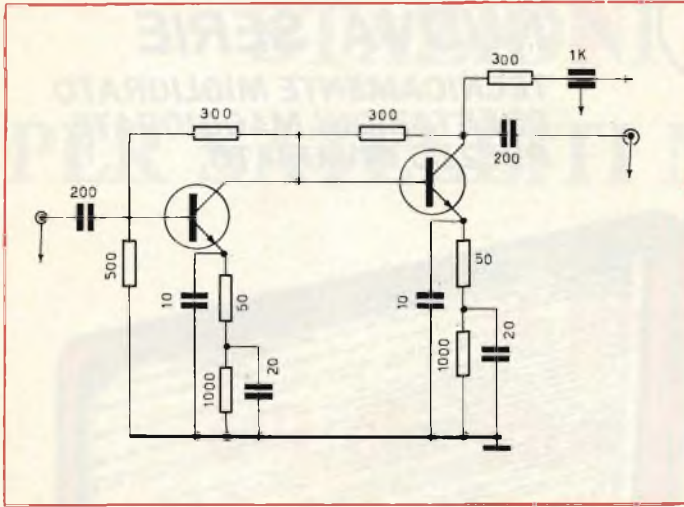


Fig. 6 - Altro schema di booster per la realizzazione in «thick film».

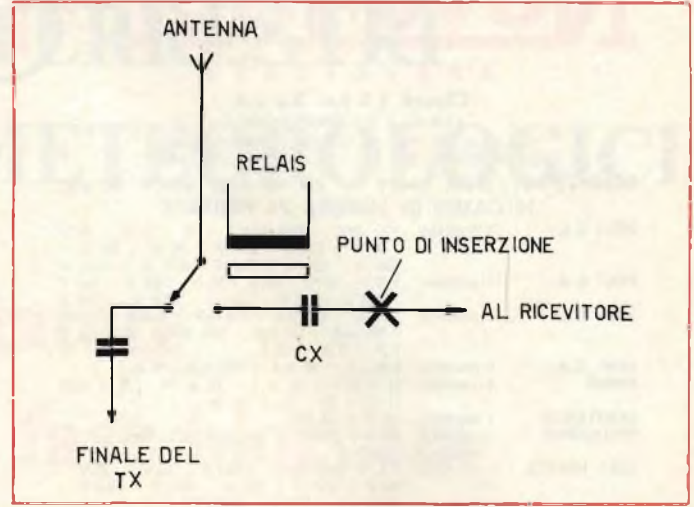


Fig. 8 - Inserzione del booster in un ricetrasmittitore.

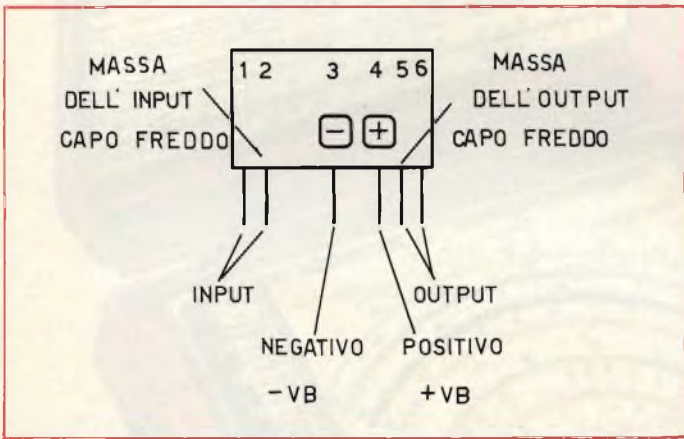


Fig. 7 - Disposizione dei terminali del modulo amplificatore della Tenko.

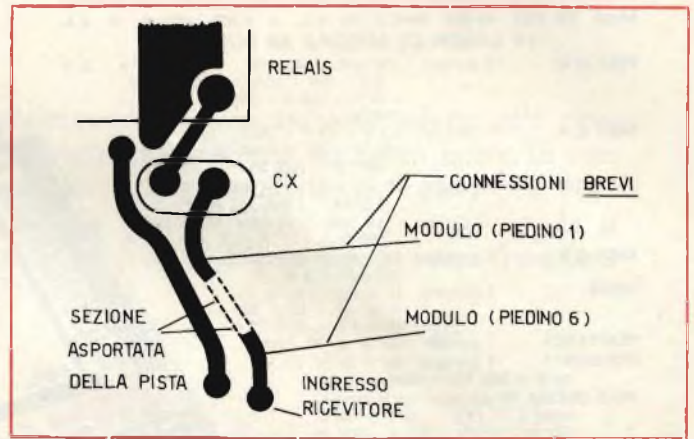


Fig. 9 - Modifica da apportare al circuito stampato di un radiotelefono VHF per l'inserzione del booster.

pratica; i dispositivi hanno perso gran parte del loro mistero.

Torniamo quindi al nostro argomento iniziale.

Tra i vari Booster VHF/UHF realizzati per la Teko dalla Aur-El, vi è il **modello 2036**, che, scelto da noi per le prove, ha trasformato un radiotelefono «sordo tra i sordi» in una storia di «meraviglia» come dice il titolo.

Questo amplificatore è previsto per gli usi più vari: sezione di media nei ricevitori per altissima frequenza, amplificatore AGC, amplificatore generico, ad alte prestazioni.

Funziona infatti tra 40 MHz e 600 MHz, fornendo un guadagno di 15 dB (+/- 1 dB) con un rumore di 7 dB. Non ha problemi di temperatura (può funzionare tra -20 °C e + 70 °C!!) e può essere alimentato sino a 15 V con una tolleranza del 20%, quindi anche a 12 V offre ottime prestazioni.

Della medesima serie, avremmo anche potuto utilizzare il modello 2034 (40/250 MHz con un guadagno di 20 dB ed un rumore di 5 dB, che però ha un costo leggermente più elevato).

Come abbiamo detto, inserire il complesso anche in radiotelefono «mattoncino» è estremamente semplice: basta connettere ai terminali previsti l'alimentazione generale positiva e negativa (non importa quale sia il polo «comune») senza usare disaccoppiamenti o simili perché il «Thick» è già filtrato internamente fig. 7.

Ciò fatto, si **taglia** la pista del circuito stampato che corre tra l'avvolgimento di ingresso del convertitore della sezione ricevente ed il relais asportandone alcuni millimetri perché non rimanga una capacità parassitaria tra gli spezzi, quindi si collega l'ingresso del modulo alla traccia rimasta che corre verso il relais, e l'uscita alla traccia che va al ricevitore fig. 8.

Quindi? Quindi null'altro; il lavoro è ultimato!

Non è necessario regolare nulla, procedere a riallineamenti, sperimentare valori o spostare prese. Quattro connessioni, e «nuova vita» per il radiotelefono, che ovviamente non è **necessario** sia un Walkie-Talkie, ma può essere benissimo una stazione-base, poiché la modifica che abbiamo trattato aumenta la sensibilità di qualunque apparecchio: al limite, persino di un radiorecettore FM!

Dulcis in fundo, corre l'obbligo di dire che malgrado la tecnologia di avanguardia, i transistori SHF e la «modernità», questi moduli non costano molto.

Anzi, costano molto meno di qualunque Booster di tipo convenzionale che ora diviene istantaneamente «vecchio» perché non può certo competere con l'ingombro e la flessibilità del Thick.

Il «thick-film» può essere richiesto direttamente alla Teko, Via dell'Industria, 5 - 40068 S. Lazzaro di Savena Tel. 051-455190.

NovoTest

2

NUOVA SERIE TECNICAMENTE MIGLIORATO PRESTAZIONI MAGGIORATE PREZZO INVARIATO

BREVETTATO

Classe 1,5 c.c. 2,5 c.a.

FUSIBILE DI PROTEZIONE

GALVANOMETRO A NUCLEO MAGNETICO

21 PORTATE IN PIU' DEL MOD. TS 140

Mod. TS 141 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 71 PORTATE

- VOLT C.C.** 15 portate: 100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1000 V
- VOLT C.A.** 11 portate: 1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
- AMP. C.C.** 12 portate: 50 µA - 100 µA - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
- AMP. C.A.** 4 portate: 250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- OHMS** 6 portate: Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
- REATTANZA** 1 portata: da 0 a 10 MΩ
- FREQUENZA** 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
- VOLT USCITA** 11 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
- DECIBEL** 6 portate: da -10 dB a +70 dB
- CAPACITA'** 4 portate: da 0 a 0,5 µF (aliment. rete) - da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF - da 0 a 5000 µF (aliment. batteria)

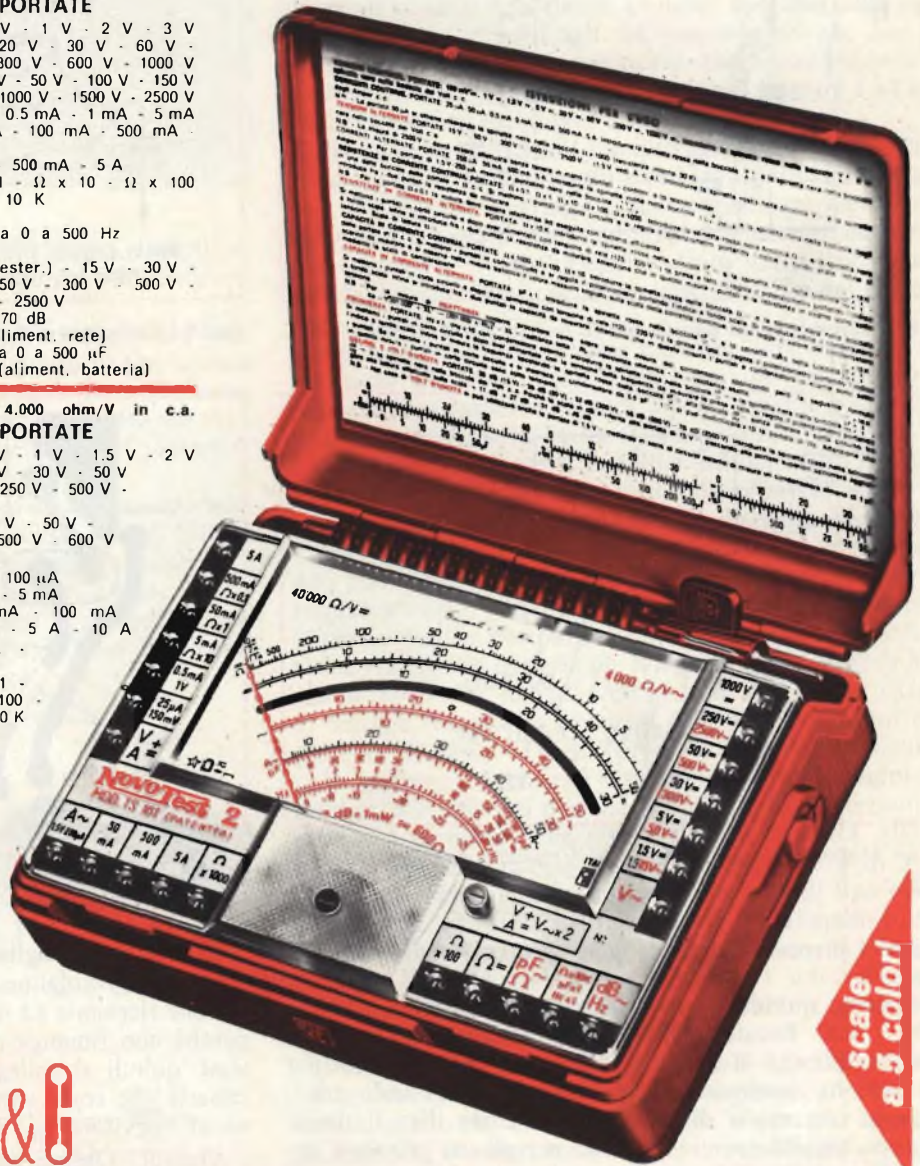
Mod. TS 161 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 69 PORTATE

- VOLT C.C.** 15 portate: 150 mV - 300 mV - 1 V - 1,5 V - 2 V - 3 V - 5 V - 10 V - 30 V - 50 V - 60 V - 100 V - 250 V - 500 V - 1000 V
- VOLT C.A.** 10 portate: 1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
- AMP. C.C.** 13 portate: 25 µA - 50 µA - 100 µA - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
- AMP. C.A.** 4 portate: 250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- OHMS** 6 portate: Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
- REATTANZA** 1 portata: da 0 a 10 MΩ
- FREQUENZA** 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
- VOLT USCITA** 10 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
- DECIBEL** 5 portate: da -10 dB a +70 dB
- CAPACITA'** 4 portate: da 0 a 0,5 µF (aliment. rete) - da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF - da 0 a 5000 µF (alim. batteria)

MISURE DI INGOMBRO

mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600



scale
a 5 colori



Cassinelli & C

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.52.41 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



RIDUTTORE PER
CORRENTE
ALTERNATA

Mod. TA6/N
portata 25 A -
50 A - 100 A -
200 A

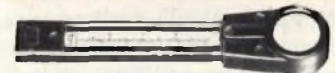


DERIVATORE PER Mod. SH/150 portata 150 A
CORRENTE CONTINUA Mod. SH/30 portata 30 A



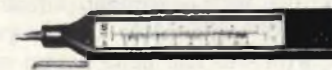
PUNTALE ALTA TENSIONE

Mod. VCS portata 25.000 Vc.c.



CELLULA FOTOELETTRICA

Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX



TERMOMETRO A CONTATTO

Mod. T1/N campo di misura da -25° + 250°

DEPOSITI IN ITALIA:

AGROPOLI (Salerno) - Chiari e Arcuri

Via De Gasperi, 56

BARI - Biagio Grimaldi

Via De Laurentis, 23

BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio

Via Zanardi, 2/10

CATANIA - Elettro Sicula

Via Cadamosto, 18

FALCONARA M. - Carlo Giongo

Via G. Leopardi, 12

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti

Via Frà Bartolomeo, 38

GENOVA - P.I. Conte Luigi

Via P. Salvago, 18

PADOVA-RONCAGLIA - Alberto Righetti

Via Marconi, 165

PESCARA - GE-COM

Via Arrone, 5

ROMA - Dr. Carlo Riccardi

Via Amatrice, 15

TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè

C.so Duca degli Abruzzi, 58 bis

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

STAZIONI TERRESTRI PER SATELLITI METEOROLOGICI

il limitatore e il circuito di fase bloccata

seconda parte a cura di LUBI

Proseguiamo la descrizione della tecnica di allestimento di una stazione adatta alla ricezione dei segnali inviati verso terra dai satelliti meteorologici, che ha avuto inizio in una precedente puntata: in questa occasione vengono descritti gli stadi amplificatori con controllo di frequenza a cristallo, la tecnica realizzativa dell'amplificatore a larga banda a circuiti integrati, ed il circuito del tipo «phase-locked loop». L'argomento verrà concluso — come abbiamo premesso — con un terzo articolo.

In un ricevitore funzionante a modulazione di frequenza, la sezione che provvede a limitare l'ampiezza del segnale in realtà ne aumenta l'ampiezza con lo scopo principale di rendere minime le sue eventuali variazioni, e ciò per fare in modo che il rivelatore possa funzionare con una portante modulata in frequenza, e di ampiezza costante.

In linea di massima, tutti i rivelatori per segnali a modulazione di frequenza reagiscono in un certo grado anche rispetto alle eventuali modulazioni di ampiezza. In sostanza, il principio sul quale si basa il funzionamento della maggior parte degli stadi di limitazione consiste nell'amplificazione ad opera di un amplificatore funzionante in stato di saturazione.

A volte, ci si riferisce a questo procedimento col termine di «clipping», che significa letteralmente «taglio dei picchi», sebbene ciò implichi in uscita la disponibilità di segnali sinusoidali troncati alle estremità, vale a dire di forma d'onda appiattita in corrispondenza dei picchi positivi e negativi.

Teoricamente, i veri e propri limitatori dei ricevitori per modulazione di

frequenza dovrebbero invece produrre segnali sinusoidali indistorti.

Le eventuali variazioni di ampiezza dei segnali di media frequenza possono essere dovute a variazioni relativamente lente di intensità della portante ricevuta, come pure alla presenza di impulsi di rumore di una certa rapidità.

Il segnale di ingresso e l'intensità dei segnali di media frequenza possono variare entro un'ampia gamma di valori, per cui il limitatore deve funzionare con una gamma dinamica piuttosto estesa.

Allo scopo di limitare le variazioni di ampiezza con bassi livelli del segnale di ingresso, come pure quando il segnale di ingresso presenta invece livelli elevati, è necessario che prima del limitatore si verifichi un guadagno considerevole.

Ciò premesso, per ottenere le migliori condizioni di stabilità si ricorre all'impiego di circuiti di amplificazione di media frequenza con filtri a cristallo, del tipo illustrato alla **fig. 12**, e — di conseguenza — uno stadio limitatore impiegante un unico transistor, come quello illustrato alla **fi-**

gura 13 non può essere in grado di funzionare con un'ampia gamma di livelli di limitazione. E' perciò necessario ricorrere all'impiego di diversi stadi collegati tra loro in cascata.

Nel circuito di figura 13, il transistor TR14 viene polarizzato in modo tale che — con un ingresso a basso livello, avente un'ampiezza di poche centinaia di millivolt — lo stadio entra in stato di saturazione. La tensione di saturazione che corrisponde al cosiddetto «ginocchio» della curva può variare modificando opportunamente il valore di R48, entro i limiti imposti dalle variazioni di temperatura.

E' però possibile ottenere un effetto di limitazione molto più efficace usando uno dei circuiti integrati disponibili in commercio, in grado di funzionare appunto come limitatori, prodotti da diverse Fabbriche tra cui la RCA e la Motorola, oppure impiegando un amplificatore a larga banda, sempre a circuito integrato, e procedendo con la limitazione dell'uscita al di sopra della tensione del «ginocchio», con l'aiuto di diodi.

La **figura 14** chiarisce il semplice metodo di collegamento del circuito

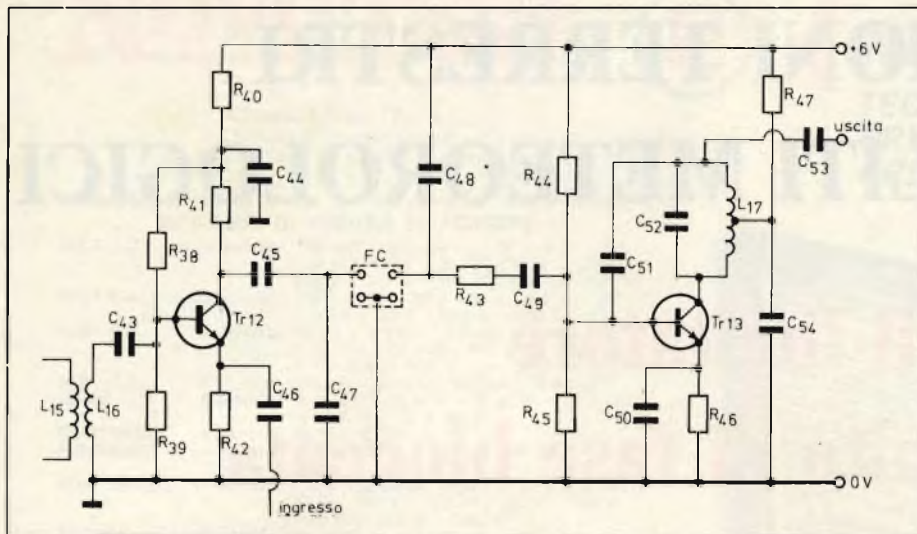


Fig. 12 - Schema elettrico della sezione di filtraggio a cristallo, e dei circuiti associati, descritto nella prima parte dell'articolo.

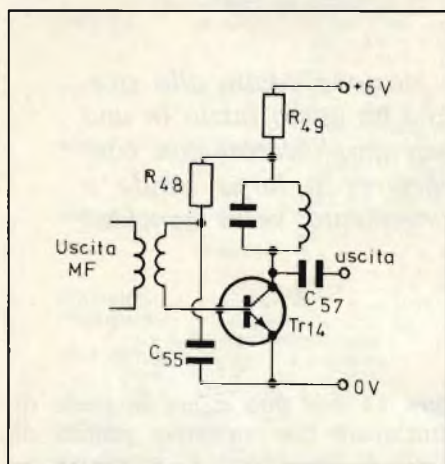


Fig. 15 - Nel limitatore costituito da un unico stadio, il segnale viene applicato alla base tramite il trasformatore di media frequenza, e si sviluppa nel circuito di collettore, ai capi di un circuito accordato.

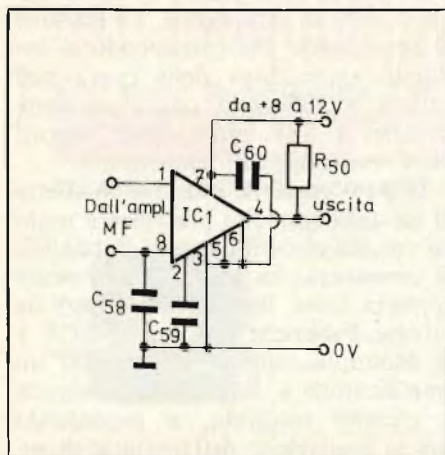


Fig. 14 - Versione della sezione di limitazione di ampiezza del segnale, per eliminare le eventuali modulazioni, realizzata impiegando un unico circuito integrato.

integrato RCA tipo CA3076, in grado di funzionare appunto come dispositivo di limitazione. I collegamenti ai terminali si riferiscono ai numeri dei piedini della versione ad otto contatti, TO-5.

Il circuito integrato CA3076 può funzionare fino alla frequenza massima di 20 MHz, e — alla frequenza di 10,7 MHz — consente un guadagno di tensione di 80 dB, con un «ginocchio» di limitazione al di sopra dell'ampiezza del segnale di ingresso di 50 μ V.

La figura 15 rappresenta invece il metodo di impiego di due amplificatori a larga banda, collegati tra loro per svolgere la funzione di limitazione. Il cortocircuito che si osserva tra i terminali 3 e 4, 6 e 7 ed 8 e 9 di ciascun circuito integrato serve per collegare internamente i diodi che limitano la tensione di uscita al valore approssimativo di 25 mV per qualsiasi valore della tensione di ingresso compresa tra 300 μ V e 3 V efficaci, fino alla frequenza massima di 30 MHz. Il guadagno globale raggiunge il valore approssimativo di 100 dB.

IL RIVELATORE DEL TIPO «PHASE-LOCKED-LOOP»

Per le applicazioni relative alla ricezione dei segnali inviati verso terra dai satelliti meteorologici, il rivelatore di questo tipo offre prestazioni particolarmente accettabili: la reiezione nei confronti della modulazione di ampiezza e la linearità di deviazione sono notevolmente migliori di quelle che si riscontrano nei rivelatori a rapporto di tipo convenzionale.

Sebbene siano stati descritti diversi tipi di limitatori da usarsi con questo tipo di circuito, una unità integrata funzionante come rivelatore del tipo «phase-locked loop» come il modello Signetics NE565 non impone la necessità di farlo precedere da complessi stadi di limitazione, in quanto la reiezione nei confronti delle eventuali modulazioni di ampiezza della portante raggiunge il valore approssimativo di 40 dB. Tuttavia, realizzando questo stesso tipo di rivelatore con l'impiego di componenti discreti, come ad esempio con un ponte Wien di tipo sincronizzato, è molto probabile che non si riesca ad ottenere una reiezione sufficiente nei confronti della modulazione di ampiezza.

La figura 16 illustra lo schema a blocchi fondamentale del rivelatore del tipo citato: il circuito consiste sostanzialmente in un «closed-loop servo», nei confronti del quale l'ingresso è costituito da un segnale di frequenza prestabilita, per cui il sistema di rivelazione dell'errore consiste in un rivelatore sensibile alla fase, ed il percorso della reazione consiste a sua volta in un oscillatore a controllo di tensione, alimentato attraverso un filtro passa-basso, che — dal canto suo — viene invece alimentato dalla tensione di uscita di errore, dopo l'amplificazione.

Il segnale di uscita viene prelevato dal rivelatore sensibile alla fase, sia prima che dopo il filtraggio, a seconda che si renda necessario o meno un ulteriore sistema di filtraggio e di separazione.

Il senso di funzionamento del circuito di reazione è tale che una eventuale differenza di fase (e quindi della frequenza istantanea) tra l'ingresso o il segnale di riferimento e la frequenza di controllo o quella dell'oscillatore con controllo di tensione produce un'uscita che modifica la frequenza prodotta dall'oscillatore a controllo di tensione, in modo da ridurre l'entità dell'errore.

Dal momento che il rivelatore di fase è un dispositivo che funziona sul principio della somma e della differenza, con notevole analogia rispetto al classico miscelatore impiegato nei ricevitori supereterodina, si rendono disponibili segnali-somma e segnali-differenza, all'uscita del rivelatore sensibile alla fase.

Il filtro passa-basso elimina le componenti a frequenza più elevata, e permette ad una tensione di errore di frequenza ridotta di pilotare l'oscillatore a controllo di tensione.

Se il circuito di accoppiamento è

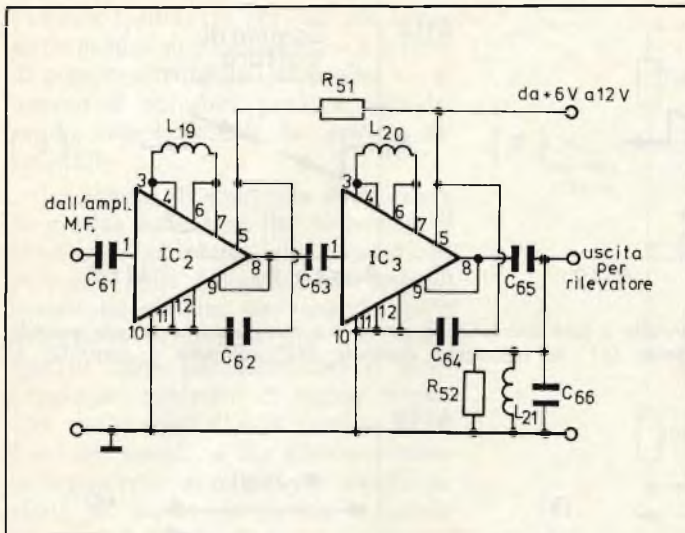


Fig. 15 - Secondo questo schema, risulta possibile realizzare un amplificatore a larga banda funzionante come limitatore.

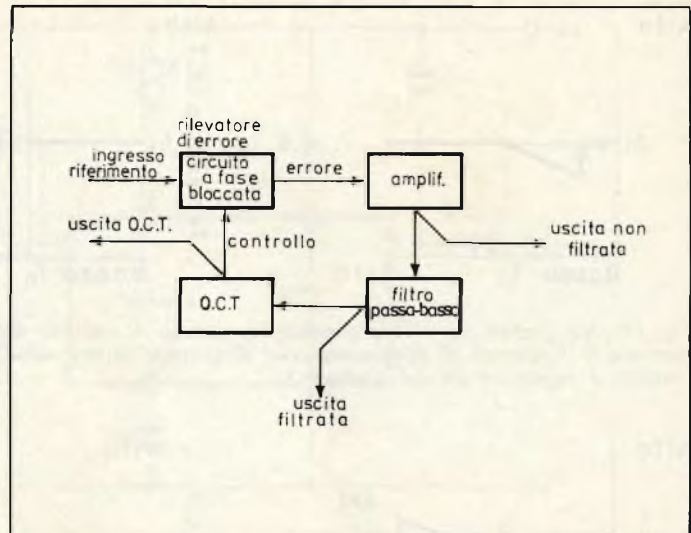


Fig. 16 - Schema a blocchi del dispositivo di elaborazione del segnale a fase bloccata, denominato in inglese «phase-locked loop».

bloccato rispetto ad una frequenza costante di riferimento, e se quest'ultima subisce variazioni di frequenza, è chiaro che l'oscillatore a controllo di tensione subisce variazioni di frequenza in modo corrispondente.

Se poi il segnale di ingresso di riferimento è modulato in frequenza, in tal caso l'uscita del rivelatore sensibile alla fase varia conformemente alla frequenza di modulazione della frequenza di riferimento.

L'uscita del suddetto rivelatore può essere resa estremamente lineare rispetto all'errore, e quindi alle variazioni in modulazione di frequenza, per cui costituisce un segnale di uscita di rivelazione a modulazione di frequen-

ELENCO DEI COMPONENTI

Circuito di figura 12

R38	=	18	kΩ
R39	=	3,3	kΩ
R40	=	330	Ω
R41	=	820	Ω
R42	=	2,2	kΩ
R43	=	680	Ω
R44	=	15	kΩ
R45	=	10	kΩ
R46	=	1	kΩ
R47	=	1,8	kΩ
C43	=	1	nF
C44	=	1	nF
C45	=	1	nF
C46	=	1	nF
C47	=	18	pF
C48	=	18	pF
C49	=	1	nF
C50	=	5	nF
C51	=	5,6	pF
C52	=	20	pF (in relazione all'allineamento)
C53	=	10	nF
C54	=	10	nF
L15	=	0,05	μH (secondo le esigenze dell'accoppiamento)
L16	=	0,5	μH (secondo le esigenze dell'accoppiamento)
L17	=	10	spire avvolte sul supporto del diametro di 6 mm, con rame smaltato da 0,5 mm, con presa alla terza spira verso l'alto
Tr12	=	BSX20	
Tr13	=	BSX20	
FC	=	filtro a cristallo	
FC	=	filtro a cristallo tipo 015AD oppure 901AM, per 10,7 MHz	

Circuito di figura 13

R48	=	82	kΩ
R49	=	1	kΩ
C55	=	10	nF
C56	=	10	nF
Tr14	=	BSX20	

Circuito di figura 14

R50	=	2,7	kΩ
C58	=	10	nF
C59	=	10	nF
C60	=	10	nF
IC1	=	CA3076	

Circuito di figura 15

R51	=	100	Ω
R52	=	5,6	kΩ
C61	=	10	nF
C62	=	10	nF
C63	=	10	nF
C64	=	10	nF
C65	=	10	nF
C66	=	20	pF (secondo le esigenze di accoppiamento)
L19	=	autoinduttanza adatta al valore della media frequenza	
L20	=	autoinduttanza adatta al valore della media frequenza	
L21	=	10	μH (secondo le esigenze di accoppiamento)
IC1-2	=	CA3076	

Circuito di figura 20

R53	=	10	kΩ
R54	=	4,7	kΩ
R55	=	1	kΩ
R56	=	1	kΩ
R57	=	5	kΩ

C67	=	1,5	nF
C68	=	150	pF
C69	=	1	nF
C70	=	10	nF
C71	=	10	nF
C72	=	10	nF
CI	=	NE565A	

Circuito di figura 22

R58	=	680	Ω
R59	=	10	kΩ
R60	=	10	kΩ
R61	=	680	Ω
R62	=	250	kΩ
R63	=	10	kΩ
R64	=	10	kΩ
R65	=	10	kΩ
R66	=	10	kΩ
R67	=	1	kΩ
R68	=	10	kΩ
R69	=	1	kΩ
R70	=	250	kΩ
R71	=	10	kΩ
C73	=	10	nF
C74	=	150	pF
C75	=	22	nF
C76	=	10	nF
C77	=	10	nF
C78	=	100	pF
C79	=	0,1	μF
IC1-2	=	SN72741N	

N.B. - Tutti i resistori sono da 0,5 W, i condensatori devono poter funzionare con una tensione massima di 150 V l se sono di tipo normale, e con una tensione massima di 15 V se sono di tipo elettrolitico.

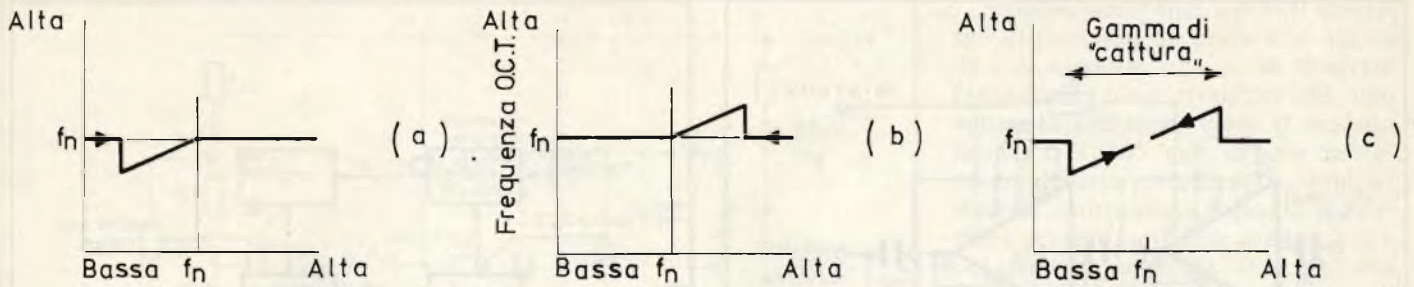


Fig. 17 - Nel grafico (a) è rappresentata la «gamma di cattura» del circuito a fase bloccata; in (b) è illustrato ciò che accade quando aumenta la frequenza di riferimento, che diminuisce invece nella sezione (c): la frequenza naturale dell'oscillatore a controllo di tensione è rappresentata dal simbolo f_n .

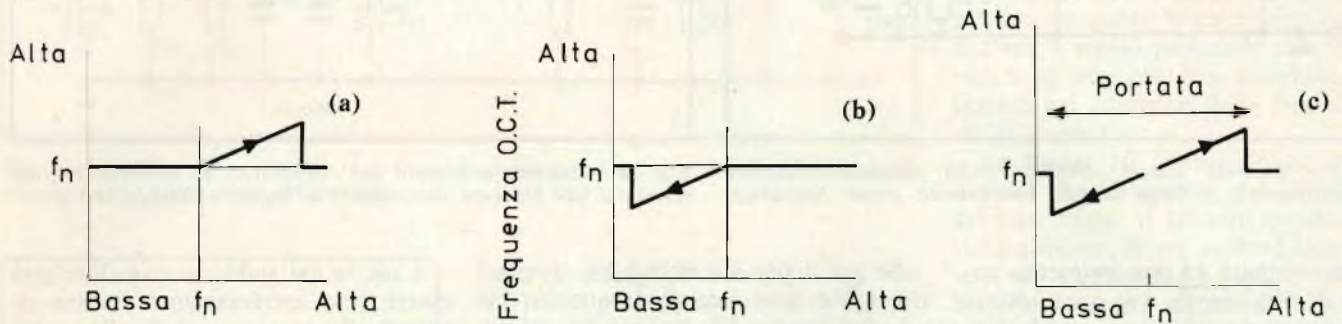


Fig. 18 - Diagramma di variazione della gamma per un circuito a fase bloccata: in (a) la frequenza di riferimento aumenta, in (b) la stessa frequenza diminuisce, ed in (c) è rappresentato graficamente il risultato pratico.

za che presenta caratteristiche molto accurate.

In sostanza, il rivelatore sensibile alla fase non può funzionare con una larghezza di banda infinita: infatti, si raggiunge un valore della frequenza di funzionamento per il quale la frequenza stessa differisce rispetto a quella di riferimento ed a quella del segnale prodotto dall'oscillatore a controllo di tensione, con un'entità tale che l'accoppiamento non risulta più bloccato, per cui l'oscillatore a controllo di tensione comincia a funzionare sulla sua frequenza naturale di funzionamento, rappresentata dal simbolo f_n .

Non appena la frequenza di riferimento si approssima a quella sulla quale funziona l'oscillatore a controllo di tensione, si arriva ad un punto determinato in corrispondenza del quale si

verifica il bloccaggio; l'oscillatore a controllo di tensione ricomincia perciò a funzionare sulla stessa frequenza di ingresso, che costituisce appunto quella di riferimento.

Ciò accade con la medesima differenza di frequenza, più alta o più bassa, rispetto alla frequenza naturale dell'oscillatore a controllo di tensione. La differenza rispetto a questa frequenza prende il nome di «gamma di cattura».

Quanto sopra è illustrato graficamente alla figura 17: in questo grafico si nota un ciclo di isteresi rispetto alla frequenza del circuito di rivelazione, per cui — se la frequenza di riferimento si scosta rispetto al valore di f_n — il dispositivo di accoppiamento rimane in stato di bloccaggio oltre le frequenze relative al punto di «cattura».

La differenza tra il punto per il quale l'accoppiamento perde il bloccaggio con l'aumentare o il diminuire della frequenza rispetto ad f_n costituisce il cosiddetto «tranking», oppure la gamma di bloccaggio.

Anche questo concetto può essere illustrato in forma grafica, come si osserva alla figura 18: ne deriva che non appena la frequenza del segnale di ingresso varia tra il valore più alto e quello più basso, o viceversa, il bloccaggio del sistema di accoppiamento non risulta simmetrico rispetto ad f_n , come risulta evidente alla figura 19.

Il funzionamento apparentemente simmetrico del sistema di accoppiamento è molto importante quando vengono presi in considerazione la larghezza di banda del ricevitore e lo spostamento «Doppler» probabile agli effetti della frequenza ricevuta dal satellite.

Se la larghezza di banda del ricevitore è insufficiente, il funzionamento del circuito di rivelazione può tornare a corrispondere ad una delle estremità delle variazioni della frequenza portante. A causa di ciò, la frequenza dell'oscillatore a controllo di tensione torna ad assumere il valore di f_n , ed il bloccaggio non risulta più necessario finché la suddetta variazione non è tornata a passare attraverso il punto appropriato di «cattura».

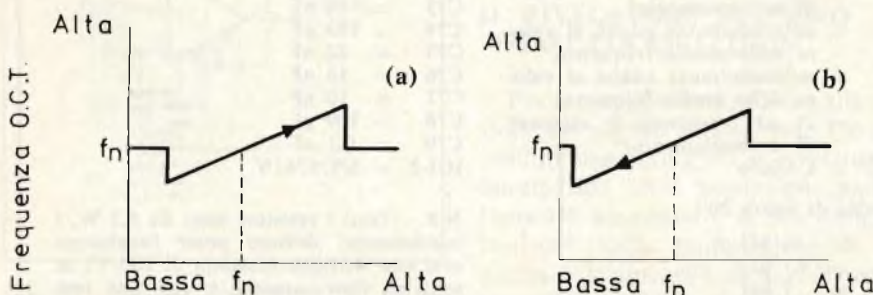


Fig. 19 - Diagramma asimmetrico di bloccaggio del circuito a fase bloccata. In (a) aumento della frequenza di riferimento; in (b) diminuzione della frequenza di riferimento.

Esiste quindi un periodo più lungo di mancanza di bloccaggio — e quindi di peggioramento dell'immagine — di quanto si potrebbe pensare considerando semplicemente la gamma disponibile.

La gamma di «cattura» deve essere in pratica sufficiente per consentire il bloccaggio rispetto alla variazione presunta della frequenza dei segnali inviati dal satellite, pur tenendo conto dell'effetto «Doppler», ma non tanto quanto basta per consentire il bloccaggio nei confronti di segnali transitori molto forti che si trovino al di fuori del canale, e che possono entrare attraverso gli stadi di amplificazione di media frequenza a banda stretta.

L'impiego del circuito di rivelazione del tipo citato presenta un vantaggio che può essere considerato insuperabile quando si ricevono segnali che subiscono un effetto di evanescenza molto pronunciato: se l'accoppiamento non perde il bloccaggio, il ritorno della frequenza prodotta dall'oscillatore a controllo di tensione sul valore di f_n fa sì che l'immagine riprodotta torni ad assumere la tonalità grigia di intensità media.

Questa tonalità costituisce la meno appariscente nei confronti di un'immagine interferente.

La **figura 20** rappresenta un circuito pratico, facente uso come sistema di rivelazione di una unità Signetics tipo NE565, con media frequenza di 470 kHz. In questo caso si fa uso di un'unica linea di alimentazione, con polarizzazione appropriata dell'ingresso differenziale, tra i terminali numero 2 e 3.

La frequenza del segnale di ingresso viene fatta variare di 470 kHz, al ritmo di 2,4 kHz, e può essere applicato ad uno qualsiasi dei terminali di ingresso, per ottenere la migliore ricezione nei confronti della modulazione di ampiezza.

L'ampiezza del segnale di ingresso applicato all'unità del tipo NE565 non deve superare il valore di 400 mV. I terminali 8 e 9 hanno il compito di stabilire il valore della frequenza dei segnali prodotti dall'oscillatore a controllo di tensione, ed il valore di f_n può essere calcolato con buona approssimazione mediante la formula:

$$f_n \approx 1,2 : (4 R_5 C_2)$$

nella quale f è espressa in Hz, R in Ω e C in farad.

Il resistore R57 presenta solitamente un valore inferiore a 20 k Ω , ed i-

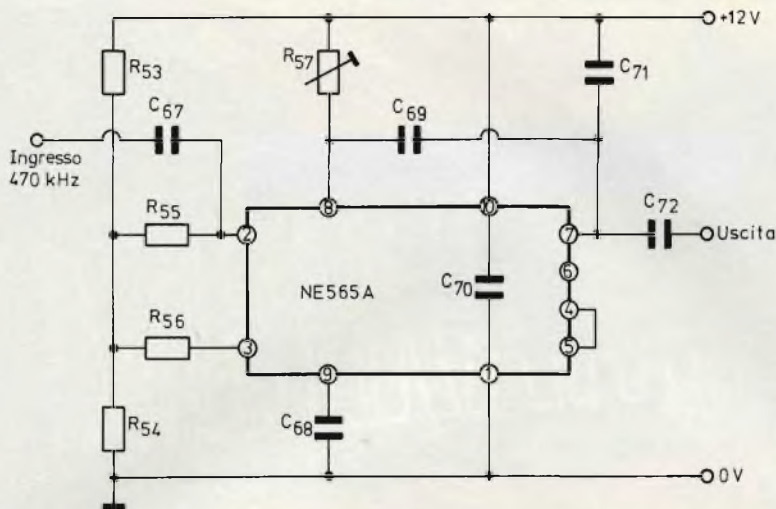


Fig. 20 - Circuito pratico del sistema di elaborazione del segnale proveniente dai satelliti meteorologici del tipo a fusa bloccata.

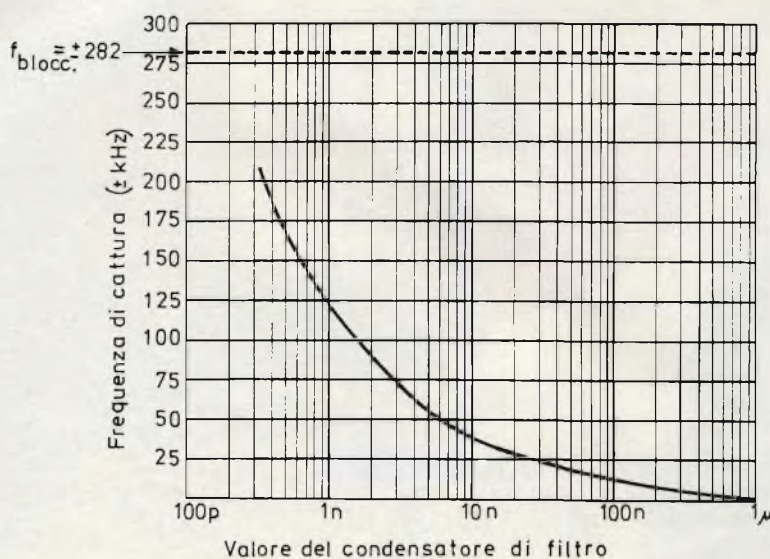


Fig. 21 - Relazioni che intercorrono tra la gamma di «cattura» e la capacità del filtro per una frequenza di 475 kHz, come quella usata per il circuito di fig. 20; l'uscita discriminata disponibile al piedino numero 7 è approssimativamente uguale a 100 mV, per una variazione di frequenza di 25 kHz.

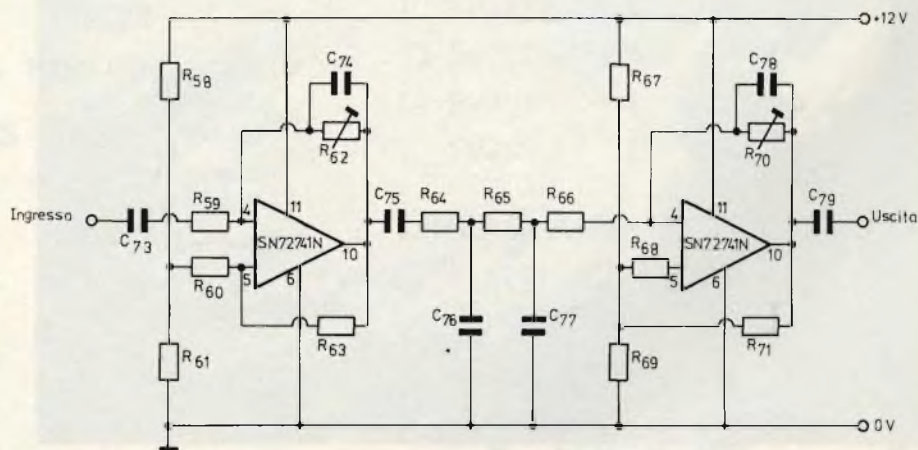


Fig. 22 - Circuito elettrico completo del filtro a due stadi, adatto al funzionamento con una frequenza di 2,4 kHz.

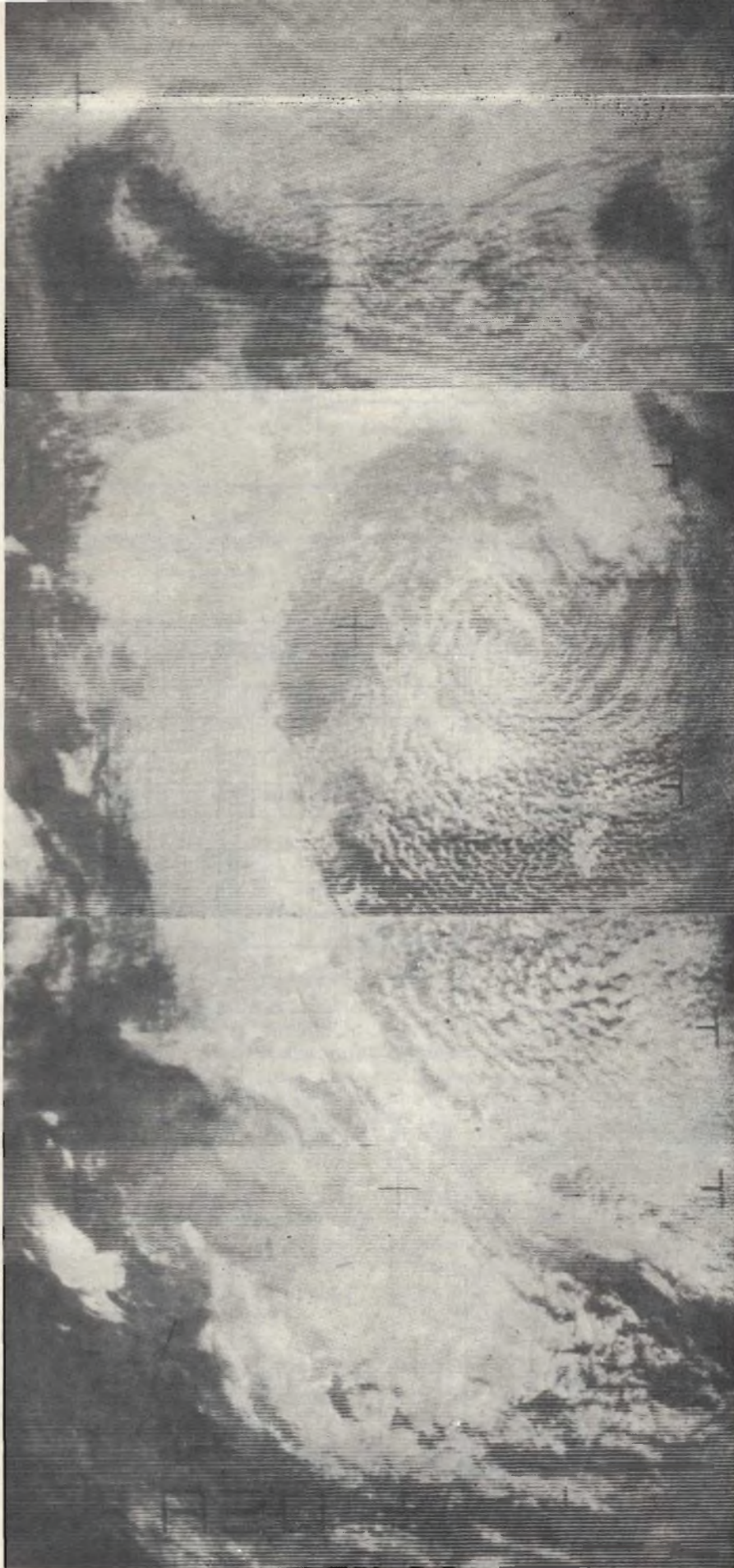


Fig. 25 - Immagini ottenute nei confronti di una depressione ciclonica nel Nord Atlantico tra la Groenlandia e l'Inghilterra, così come sono state rilevate in data di sabato 21 settembre 1974, tramite il satellite 68-114A. Essa-8.

dealmente pari a 4 k Ω . Il condensatore C69 provvede a disaccoppiare una parte della frequenza del segnale di ingresso rispetto all'uscita, che viene prelevata dal terminale numero 7, mentre C70 disaccoppia la tensione di alimentazione applicata ai terminali del dispositivo, e C71 costituisce il condensatore del circuito di filtraggio, il cui compito consiste nel predisporre la gamma di «cattura» dell'intero sistema di accoppiamento.

La **figura 21** è un grafico attraverso il quale è possibile dedurre quali sono i valori tipici della capacità C71 per un sistema a fase bloccata realizzato con un circuito integrato del tipo NE565, funzionante alla frequenza di 470 kHz. Con un segnale avente appunto tale frequenza, ed un'ampiezza di 300 mV da picco a picco, modulato in frequenza con un fattore pari a ± 10 kHz, il segnale di uscita disponibile al terminale numero 7 presenta un'ampiezza pari approssimativamente a 30 mV da picco a picco, con un ammontare considerevole dell'uscita a 470 kHz, che deve essere naturalmente eliminata mediante filtraggio. Sotto questo aspetto, la **figura 22** illustra invece lo schema elettrico di un filtro a due stadi, adatto appunto alla frequenza di 2,4 kHz.

Le prestazioni di questa sezione sono le seguenti:

- Ampiezza del segnale di uscita con massimo guadagno: 7,5 V da picco a picco alla frequenza di 2,4 kHz.
- Tensione di ingresso da picco a picco: 30 mV.
- Guadagno globale: 47 dB.
- Larghezza di banda 1,9 kHz.
- Punti corrispondenti a 3 dB: 1,2 e 3,1 kHz.

Con un'apparecchiatura in grado di funzionare con le caratteristiche citate, è possibile ottenere la riproduzione di immagini derivanti dai segnali trasmessi dai satelliti meteorologici, con una ricchezza di dettagli sufficiente per una corretta interpretazione: ad esempio, la **figura 23** è una fotografia che illustra alcune riprese successive, che mettono in evidenza una tipica depressione di natura ciclonica, nel Nord Atlantico, e precisamente tra la Groenlandia e l'Inghilterra, così come è stata rilevata sabato 21 Settembre '74. Il satellite che irradiava i segnali ricevuti e sfruttati per ottenere tali riproduzioni era il 68-114-A, ESSA-8.

(continua)



SOMMERKAMP®

NEW PRICE LIST

HF TRANSCEIVERS

- FT250-FP250 - L. 653.000
- FT201 - L. 1.140.000
- FT277E - L. 1.190.000
- FT101X - L. 843.000
- FT501-FP501 - L. 1.530.000
- FT505 - L. 943.000

HF RECEIVERS

- FR50 - L. 317.000
- FR101DL - L. 785.000
- FR101DIG - L. 1.160.000

HF TRANSMITTERS

- FL50 - L. 317.000
- FL101EE - L. 688.000
- FL101E - L. 716.000

TEST EQUIPMENT

- YO100 - L. 267.000
- YC355 - L. 377.000
- YC601 - L. 364.000

ACCESSORIES

- SP277P - L. 88.000
- SP277 - L. 45.000
- FV401 - L. 181.000
- FV277 - L. 150.000

LINEAR AMPLIFIERS

- FL2277 - L. 572.000

Distributrice esclusiva
per l'Italia

G.B.C.
italiana S.p.A.

Proposta n. 1

Abbonamento 1977 a
SPERIMENTARE
+ Carta GBC 1977
L. **9.800** anziché L. ~~12.000~~

Proposta n. 2

Abbonamento 1977 a
SELEZIONE RADIO TV
+ Carta GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione Radio TV
L. **10.800** anziché L. ~~12.000~~

Proposta n. 3

Abbonamento 1977 a
MILLECANALI HI-FI
+ Carta GBC 1977
L. **10.500** anziché L. ~~12.000~~

Proposta n. 4

Abbonamento 1977 a
ELETTRONICA OGGI
+ Carta GBC 1977
+ Indice 1976 di Elettronica Oggi
+ Numeri professionali
di Attualità Elettroniche
L. **19.500** anziché L. ~~24.000~~

le nostre
proposte
valide fino
al 23-12-1976

per i versamenti
utilizzate il modulo
di conto corrente postale
inserito in questa rivista



1977

CAMPAGNA ABBONAMENTI

una combinazione
ancora più
vantaggiosa

Proposta n. 5

Abbonamento 1977 a
**SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV**
+ Carta GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione R. TV
+ Guida del riparatore TV color
L. **18.000** anziché L. ~~24.000~~

Proposta n. 6

Abbonamento 1977 a
**SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV +
MILLECANALI HI-FI**
+ Carta GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione R. TV
+ Guida del riparatore TV color
+ Catalogo GBC 1977 (lettera G)
L. **25.000** anziché L. ~~38.000~~

le combinazioni
che partecipano
al grande
concorso

Proposta n. 7

Abbonamento 1977 a
**SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV +
ELETTRONICA OGGI**
+ Carta GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione R. TV
+ Indice 1976 di Elettronica Oggi
+ Guida del riparatore TV color
+ Catalogo GBC 1977 (lettera G)
+ Numeri professionali
di Attualità Elettroniche
L. **37.000** anziché L. ~~48.000~~

Proposta n. 8

Abbonamento a
**SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV +
ELETTRONICA OGGI +
MILLECANALI HI-FI**
+ Carta GBC 1977
+ Indice 1976 Selezione R. TV
+ Indice 1976 di Elettronica Oggi
+ Guida del riparatore TV color
+ Catalogo GBC 1977 (lettera G)
+ Numeri professionali
di Attualità Elettroniche
L. **43.000** anziché L. ~~80.000~~



le quattro
grandi
dell'elettronica
in Italia
annunciano



1977
CAMPAGNA
ABBONAMENTI



la più qualificata
rivista italiana
di elettronica,
microelettronica,
informatica
e automazione
professionale



la più diffusa
rivista italiana
di elettronica
per tecnici,
commercianti,
riparatori
radio-tv e
radioamatori

la più fantasiosa
rivista italiana
di elettronica
per hobbisti
CB e studenti



l'unica rivista
italiana
di televisione,
radio, hi fi,
e audiovisivi




3 ABBONAMENTI A 77 GRADI ANCONA OVVERO



1° PREMIO

Televisore a colori Sony 20" - KV2000ET
Semplicemente favoloso.
Sistema Trinitron Plus. AFC
Tastiera sensoriale con possibilità
di memorizzare 8 programmi.

la soluzione ideale
per risparmiare, ricevere
comodamente in anticipo
a casa vostra 3 (o 4) riviste 
e soprattutto come vincere
sicuramente (o quasi) uno dei
232 favolosi premi del grande
concorso abbonamenti 1977.



2° PREMIO

Televisore 24" GBC UT/7324
Il televisore che arreda. Schermo fumé.
Possibilità di memorizzare 6 programmi.
Dimensioni: 660 x 505 x 415



dal 3° al 12° PREMIO

Multimetro digitale Sinclair DM2
Il sogno di ogni tecnico. Display a 4 cifre.
Commutazione alimentazione interna-esterna.

la editoriale 
promuove un grande
concorso a premi
riservato a chi si
abbona ad almeno
3 riviste entro
il 23/12/76



CONCORSO 232 FAVOL PREMI

dal 13^o
al 32^o PREMIO



Radio portatile AM-FM Tenko
Un vero gioiello di tecnica e design.
Assicura un ascolto fedele di innumerevoli programmi.
Può funzionare sia in c.c. che in c.a.

dall'83^o al 143^o PREMIO



Calcolatrice Sinclair Cambridge %
8 cifre - Esegue le 4 operazioni
fondamentali e il calcolo delle percentuali.
Costante automatica e virgola fluttuante.



Tester Cassinelli TS 141
Utile al tecnico e all'hobbista
20.000 Ω/V in c.c.
e 4.000 Ω/V in c.a.
10 campi di misura
71 portate.

dal 33^o all'82^o PREMIO



dal 144^o
al 232^o PREMIO

Radio Portatile OM Tenko
Piccola ed elegante ti accompagna ovunque.
Funziona con una sola pila.

REGOLAMENTO

- 1) La editoriale JCE promuove un concorso a premi in occasione della campagna abbonamenti 1977.
- 2) Questo annuncio è pubblicato contemporaneamente sulle riviste Sperimentare, Selezione di Tecnica Radio TV e Millecanali.
- 3) Per partecipare al concorso è necessario sottoscrivere un abbonamento 1977 ad almeno 3 delle 4 riviste JCE.
- 4) È condizione essenziale per l'ammissione alla estrazione dei premi sottoscrivere gli abbonamenti entro e non oltre il 23.12.76.

- 5) L'estrazione dei premi indicati in questo annuncio avverrà presso la sede JCE entro e non oltre il 28.2.77.
- 6) L'estrazione dei 232 premi del concorso si svolgerà in una unica soluzione.
- 7) L'elenco dei vincitori e dei premi in ordine progressivo sarà pubblicato subito dopo l'estrazione sulle riviste Sperimentare, Selezione di Tecnica Radio TV e Millecanali. La JCE, inoltre, ne darà comunicazione scritta ai singoli vincitori.
- 8) I vincitori potranno ritirare i premi presso uno dei punti di vendita GBC in Italia.
- 9) I dipendenti e collaboratori della editoriale JCE e i loro parenti diretti sono esclusi dal concorso a premi.



*Simbolo
d'avanguardia!*

GRUNDIG

IL PROBLEMA DELLA COMPATIBILITÀ,
COMPONENTE DI LUMINANZA
E DI CROMINANZA
DI UN'IMMAGINE A COLORI

NUOVO



di Lodovico Cascianini

CORSO PRATICO DI TELEVISIONE A COLORI

2° Inserto Speciale

**IL PROBLEMA DELLA COMPATIBILITÀ,
COMPONENTE DI LUMINANZA E DI CROMINANZA
DI UN'IMMAGINE A COLORI**

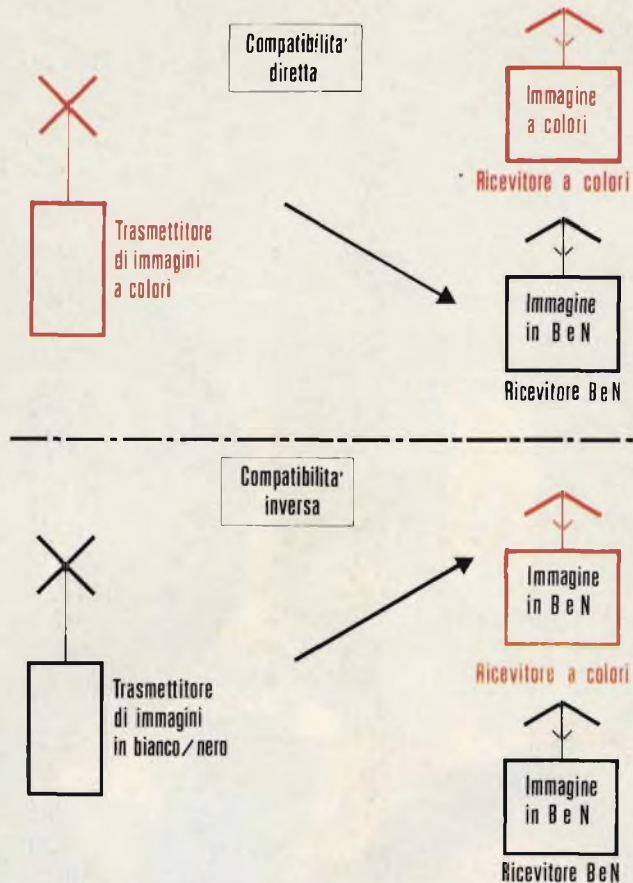


Fig. 18 - (in alto). Principio della compatibilità diretta: un televisore in bianco e nero, accordato su una emittente a colori, deve poter riprodurre la copia in bianco e nero dell'immagine a colori trasmessa; (in basso). Principio della compatibilità inversa: un televisore a colori sintonizzato su una emittente in bianco e nero deve poter riprodurre sul suo schermo tricolorico l'immagine in bianco e nero trasmessa.



Fig. 19 - La ricezione da parte di un televisore in bianco e nero di una qualunque di queste tre componenti di colore primario non permetterebbe di riprodurre una fedele copia bianco e nero dell'immagine a colori trasmessa (a sinistra in alto).

IL PROBLEMA DELLA COMPATIBILITÀ, COMPONENTE DI LUMINANZA E DI CROMINANZA DI UN'IMMAGINE A COLORI

Quando in America circa 30 anni fa si pensò di trasmettere le immagini a colori non solo *via cavo* (fig. 14) ma anche *via radio*, il primo pensiero dei tecnici di allora fu rivolto ai possessori di televisori in bianco e nero che già allora in America erano molti milioni.

Il nuovo sistema di trasmissione di immagini a colori via radio doveva essere *compatibile*, doveva cioè permettere ai possessori di televisori in bianco e nero di vedere sullo schermo del loro televisore la copia in bianco e nero dell'immagine a colori irradiata dal trasmettitore a colori (fig. 18 in alto): compatibilità *diretta*. Il sistema inoltre doveva essere studiato in maniera che i televisori a colori potessero a loro volta riprodurre sul loro schermo *tricolorico* le immagini in bianco e nero trasmesse da un normale trasmettitore in bianco e nero: (fig. 18 in basso): compatibilità *inversa*. Queste due condizioni apparentemente molto semplici posero di colpo una serie di problemi le cui brillanti soluzioni rimangono, a distanza di anni, autentici "gioielli" dell'ingegneria elettronica. Per soddisfare alle esigenze della compatibilità *diretta* il trasmettitore non poteva trasmettere *contemporaneamente* le tre componenti di colore primario rispettivamente rossa, verde e blu (fig. 19). Prima di tutto perché un ricevitore in bianco e nero sarebbe stato in grado di ricevere solo una componente alla volta; e l'immagine in bianco e nero prodotta da una qualunque delle tre componenti di colore primario di fig. 19 sarebbe stata una copia bianco e nero scadente dell'immagine a colori.

In secondo luogo, per poter far funzionare un televisore a colori trasmettendo le tre componenti di colore primario di fig. 19, bisognava trasmettere *contemporaneamente* tre segnali video che, complessivamente avrebbero occupato una banda di 15 MHz, esclusa la portante audio (fig. 20). A parte le complicazioni che avrebbe avuto un siffatto ricevitore a colori era impensabile dover assegnare ad *un solo* trasmettitore a colori un canale largo, circa 15 MHz! Bisognava quindi trovare altri sistemi per risolvere il problema della compatibilità *diretta*. Se si voleva far apparire sullo schermo di un televisore in bianco e nero, la copia in bianco e nero dell'immagine a colori, bisognava innanzitutto che il trasmettitore a colori irradiasse *lui stesso* la copia in bianco e nero dell'immagine a colori.

Per prima cosa era quindi necessario, già in trasmissione, separare dall'immagine a colori:

- una *componente* dove fosse presente *solo il bianco e nero* dell'immagine a colori;
- una *componente* (in pratica sono due, come vedremo tra poco) dove fosse presente *solo il colore* dell'immagine a colori.

Per ricavare la componente in bianco e nero dall'immagine a colori sarebbe bastato prendere soltanto le informazioni di luminanza dei colori.

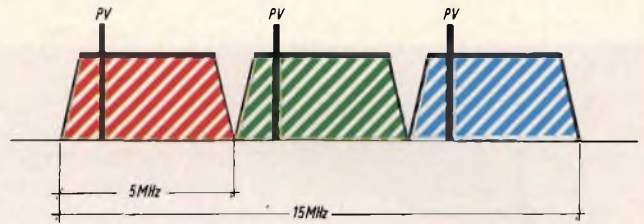


Fig. 20 - Questa sarebbe la banda occupata (e cioè il canale) di un'emittente a colori che trasmettesse separatamente le tre componenti di colore primario!

Questi differenti valori di luminanza dei colori, noi sappiamo che sono in grado di darci la copia in bianco e nero dell'immagine ripresa. Una volta ricavata la sola luminanza dei colori, e cioè la copia in bianco e nero dell'immagine a colori, questa doveva essere *sottratta* dall'immagine a colori, con il risultato di ottenere il solo colore dell'immagine, espresso dalle varie tinte e dalle differenti saturazioni di queste tinte.

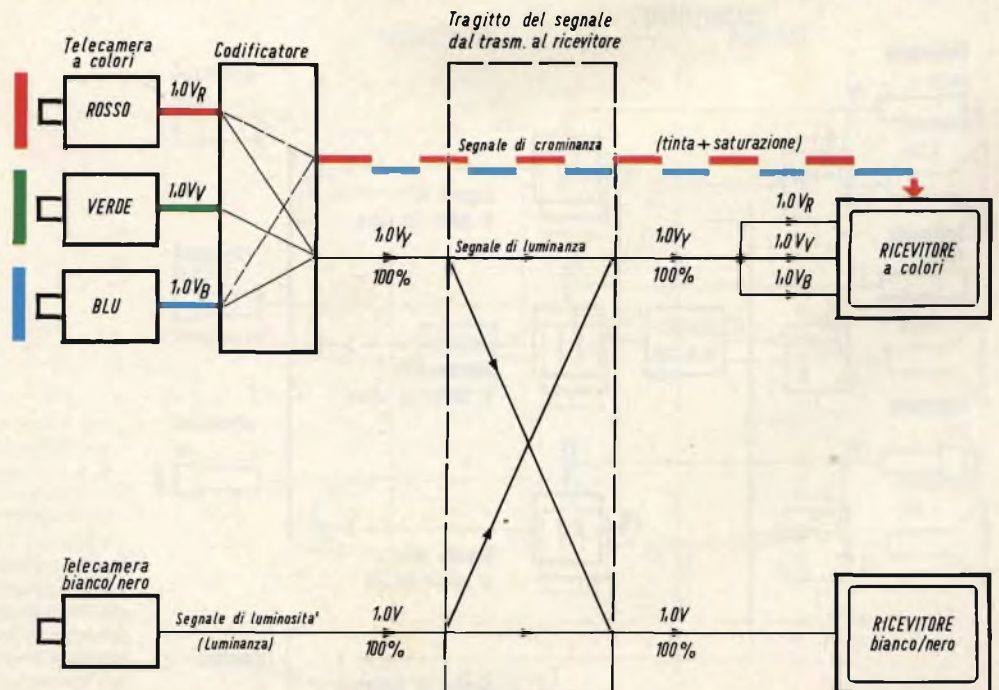
In definitiva quindi, come si può vedere dalla fig. 21, il trasmettitore a colori avrebbe dovuto irradiare *contemporaneamente* due segnali: uno doveva trasportare la sola *luminanza* dell'immagine a colori (immagine bianco/nero, in alto a destra) l'altro, doveva trasportare la sola *crominanza* dell'immagine a colori (immagine a colori, in basso a destra).



Fig. 21 - Per risolvere il problema della compatibilità diretta, il trasmettitore a colori dovrà irradiare due segnali: uno contenente la sola luminanza dell'immagine a colori (in alto a destra), e cioè un'immagine in bianco e nero; e l'altro contenente la sola crominanza dell'immagine a colori. Il televisore in bianco e nero utilizzerà solo la prima componente; quello a colori entrambe le componenti.

Il televisore in bianco e nero avrebbe utilizzato solo la componente di luminanza che gli avrebbe fatto apparire sullo schermo del cinescopio *monocromatico* l'immagine in bianco e nero dell'immagine a colori trasmessa. Il televisore a colori invece sarebbe stato realizzato in modo da utilizzare sia la componente di luminanza che quella di crominanza dell'immagine a colori, e sul suo schermo *tricromatico* sarebbe comparsa la vera immagine a colori ripresa (fig. 21, a sinistra). In fig. 22 abbiamo riportato uno schema di principio che illustra molto chiaramente il principio della compatibilità diretta e inversa.

Fig. 22 - Al trasmettitore esiste un codificatore che fornisce un segnale di luminanza ed un segnale di crominanza dell'immagine a colori. Il segnale di luminanza, ricevuto da un normale ricevitore bianco e nero, riprodurrà un'immagine in bianco e nero dell'immagine a colori trasmessa (freccia diretta verso il basso). A sua volta, il ricevitore a colori potrà riprodurre sul suo schermo tricromatico l'immagine in bianco e nero irradiata dall'emittente in bianco e nero (freccia diretta verso l'alto), in quanto il segnale di luminanza, essendo applicato contemporaneamente a tutti e tre i canali, produrrà tre fascetti di elettroni di uguale intensità, i quali a seconda della loro contemporanea maggiore o minore intensità daranno gradazioni di bianco, e pertanto un'immagine in bianco e nero. Il ricevitore a colori potrà ovviamente riprodurre sullo schermo tricromatico l'immagine a colori trasmessa dall'emittente a colori in quanto è dotato di circuiti capaci di utilizzare anche la componente (o segnale) di crominanza trasmessa. (Indicato in figura con tratti blu e rossi in quanto le componenti cromatiche sono in realtà due).



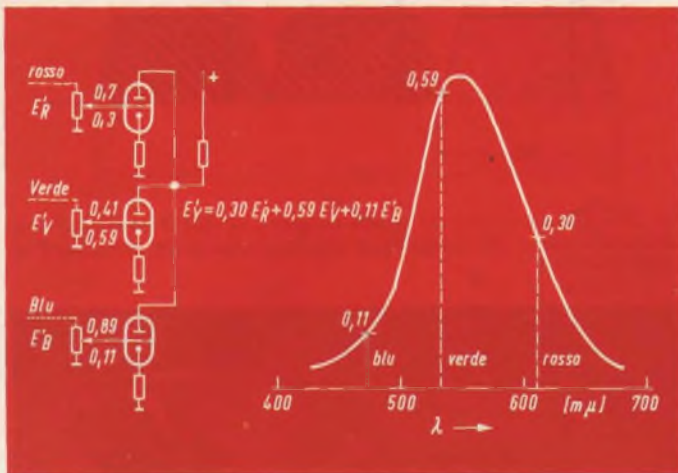


Fig. 23 - Formazione del segnale di luminanza partendo dalle tre componenti di colore primario (rosso, verde e blu, di uguale ampiezza; colore ripreso = bianco). Le percentuali dei colori primari che concorrono a formare il segnale di luminanza corrispondono ai valori di sensibilità dell'occhio umano quali risultano dalla curva di sensibilità dell'occhio per i colori (vedi anche fig. 8).

Formazione della componente di luminanza (immagine in bianco e nero) dell'immagine a colori

Il problema quindi che ora dobbiamo risolvere è questo: estrarre dalle tre componenti di colore primario fornite dalla telecamera (fig. 19) una componente che rappresenti la luminanza complessiva di tutti i colori, e cioè il cosiddetto *segnale di luminanza*.

A questo punto sarà bene precisare che, nonostante l'esigenza della compatibilità, agli estremi della catena del sistema di trasmissione di immagini a colori rimangono sempre dispositivi di ripresa e di riproduzione *tricromatici*. In un trasmettitore *compatibile*

avremo quindi una *telecamera* con *tre* tubi da ripresa, capaci di dare le tre componenti di colore primario contenute nel colore da trasmettere. All'altro estremo della catena, e cioè al ricevitore, avremo un *cinescopio* con schermo pieno di *triadi tricromatiche* (oppure tre cinescopi con schermi rispettivamente rosso, verde e blu) che effettueranno la mescolazione additiva delle tre componenti di colore primario di fig. 19.

Vediamo ora quale criterio dovremo usare per estrarre dalle tre componenti di colore primario fornite dalla telecamera, la sola luminanza dei tre colori. Il criterio lo conosciamo già, ed è la differente sensibilità che il nostro occhio possiede nei riguardi della luminanza dei vari colori. Per il nostro scopo basterà quindi prendere dai colori primari rosso, verde e blu quei valori di luminanza indicati dalla curva caratteristica di sensibilità dell'occhio umano (figg. 8 e 23), sommarli ed avremo ottenuto la sola *componente di luminanza* del colore da trasmettere. Come appunto indica la curva, basterà prendere il 59% della tensione di uscita dal tubo da ripresa del verde, il 30% della tensione di uscita dal tubo da ripresa del rosso, e l'11% della tensione di uscita dal tubo da ripresa del blu, *sommarli*, e avremo la sola componente di luminanza del colore da trasmettere. Naturalmente, prima di prendere queste percentuali occorrerà *tarare* la telecamera. Ciò si effettuerà puntando la telecamera su un bianco corrispondente all'*illuminante C* (vedi 1ª parte). Fatto ciò si regoleranno le tre tensioni di uscita dei tre tubi da ripresa sullo stesso valore di tensione, per es. 1 V.

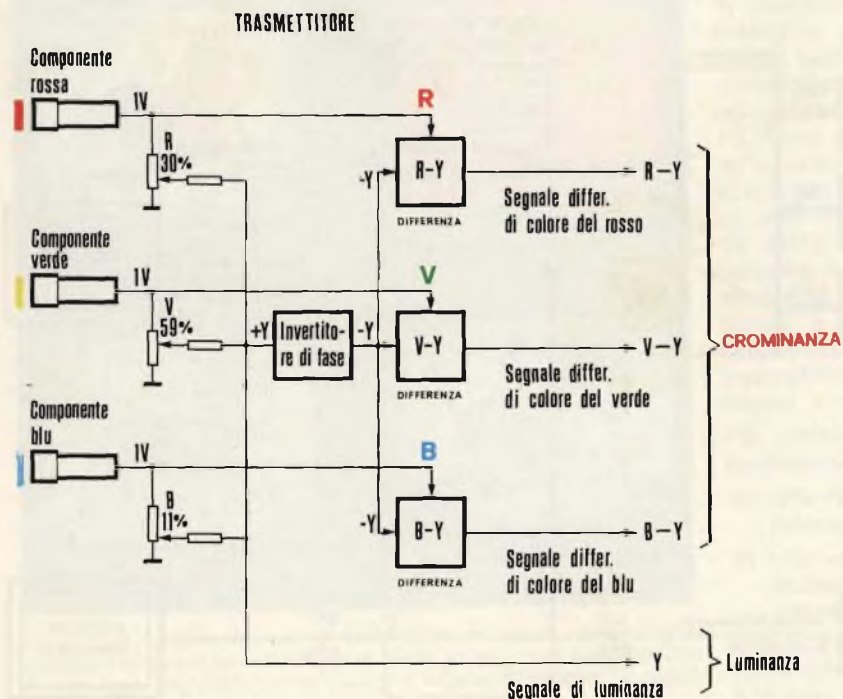


Fig. 24 - Formazione delle componenti di cromaticità (o segnali differenza di colore) dell'immagine. Ottenuto in un'apposita matrice il segnale di luminanza, per ottenere la sola componente di cromaticità basterà sottrarlo (-Y) dalle componenti di colore primario dell'immagine.

A sinistra della fig. 23 si può vedere con maggior dettaglio come si ricava in pratica la componente di luminanza dalle tre componenti di colore primario. La telecamera è stata tarata per 1 V d'uscita da ciascun tubo da ripresa in quanto è stata puntata su un bianco corrispondente all'illuminante C. I partitori resistivi permettono di prendere dalle componenti di colore primario quei valori che, secondo la curva di sensibilità dell'occhio, corrispondono alle luminanze che l'occhio percepisce per quei colori. La somma di queste tensioni si fa usando un unico resistore di carico.

Questo circuito si chiama *matrice del segnale di luminanza*. Il segnale di luminanza viene simboleggiato con le lettere E-y, o più semplicemente con la sola lettera Y. La formula del segnale di luminanza sarà pertanto:

$$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B \quad (1)$$

Formazione della componente di crominanza dell'immagine a colori

Dai tre segnali dei colori primari forniti dalla telecamera siamo riusciti a ricavare un segnale che contiene la *sola* luminanza dei colori. Questo segnale è il segnale di luminanza o segnale Y. Questo segnale, ricevuto da un televisore in bianco e nero, è in grado di riprodurre sullo schermo di questo televisore la copia in bianco e nero dell'immagine

a colori. Adesso bisogna estrarre dalle tre componenti dei colori primari, e cioè, dai tre segnali R, V e B forniti dalla telecamera *la sola componente di crominanza*. La crominanza è data, come abbiamo visto, dal concorso della tinta e della saturazione. Se teniamo presente che qualsiasi colore è formato da tinta, saturazione e luminanza, e se teniamo ancora presente che la luminanza di un'immagine a colori sappiamo già ricavarla (vedi fig. 23), *sottraendo* dal colore completo la luminanza, otterremo come "resto" la tinta e la saturazione, e cioè, *la sola componente di crominanza dell'immagine*.

Con riferimento alla fig. 24 vediamo, a sinistra, la formazione del segnale di luminanza Y nella maniera che conosciamo. Questo segnale dovrà essere *sottratto* dalle componenti di colore primario R, V e B. Per poter far ciò lo *cambieremo di segno* in uno stadio invertitore, e poi lo "sommeremo" algebricamente ai tre segnali primari R, V e B in tre matrici separate. All'uscita di queste matrici avremo i segnali R-Y, V-Y e B-Y, chiamati, per la maniera con cui sono stati ottenuti, segnali *differenza di colore*. Questi segnali rappresentano la componente di crominanza dell'immagine a colori.

Riottenimento dell'immagine a colori nel ricevitore a colori mediante il segnale di luminanza e i segnali differenza di colore

La fig. 25 è molto importante poiché dimostra come in un ricevitore a colori, la presenza del segnale Y e dei segnali R-Y, V-Y e B-Y permetta di riottenere i segnali di colore primario R, V e B *necessari al funzionamento del cinescopio*.

Teniamo sempre presente che la scissione dell'immagine a colori in una componente di luminanza (segnale Y) ed in una componente di crominanza (segnali differenza di colore R-Y, V-Y e

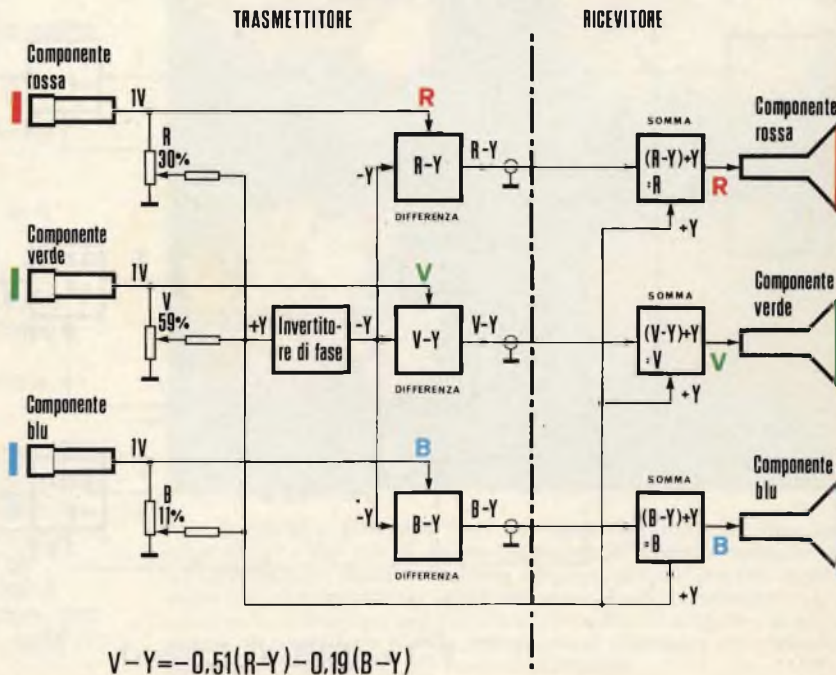


Fig. 25 - Trasmissione di un'immagine a colori mediante il segnale di luminanza e i tre segnali differenza di colore. Il dispositivo di ripresa (telecamera) e di riproduzione (cinescopio) sono tricromatici, e pertanto, per funzionare necessitano sempre delle componenti di colore primario R, V e B. La scissione dell'immagine a colori in una componente di luminanza e di crominanza serve solo per poter soddisfare le esigenze della compatibilità. Pertanto, al ricevitore occorrerà sempre ripristinare le componenti, o segnali primari R, V e B che, con il processo additivo, riprodurranno i veri colori trasmessi.

* Anche per via algebrica è vero che $(R-Y) + Y = R$, in quanto i due segnali di luminanza, essendo uguali e di segno contrario, si annullano. Ciò vale anche per gli altri due segnali.

$B-Y$) è stata fatta solo per motivi di compatibilità. Al cinescopio a maschera del televisore a colori, (indicato in fig. 25, per semplicità, con tre cinescopi separati, con schermi rispettivamente di colore rosso, verde e blu) occorreranno sempre quei segnali dei colori primari R, V e B già usati nel sistema di televisione in circuito chiuso (fig. 14).

Pertanto, per riottenere dai tre segnali differenza di colore ($R-Y$, $V-Y$ e $B-Y$) che esprimono solo la crominanza della scena, le tre primitive componenti R, V e B necessarie al funzionamento del cinescopio, dovremo aggiungere ad essi il segnale di luminanza Y, che contiene la luminanza della scena. La somma delle componenti di luminanza e di crominanza dell'immagine a colori ci ridarà le primitive componenti di colore R, V, B da cui siamo partiti, necessarie alla ricomposizione dell'immagine a colori trasmessa. I tre stadi somma a destra in fig. 25 del ricevitore fanno pertanto l'operazione inversa degli analoghi stadi differenza del trasmettitore.

Nello stadio somma (o matrice) in alto perviene infatti il segnale $R-Y$, che sommato al segnale Y, darà R^* , e cioè il segnale corrispondente alla componente rossa. Nello stadio somma, al centro, perviene il segnale $V-Y$, che sommato al segnale Y, darà V, e cioè, il segnale corrispondente alla componente verde. Infine, nello stadio somma, in basso, perviene il segnale $B-Y$, che sommato al segnale Y, darà B, e cioè, il segnale corrispondente alla componente blu.

Segnale di crominanza semplificato

Dallo schema di fig. 25 sembrerebbe che fosse necessario inviare al ricevitore a colori ben quattro segnali, e cioè, il segnale di luminanza Y, e i tre segnali differenza di colore $R-Y$, $V-Y$ e $B-Y$. Partendo dalla formula del segnale di luminanza, ed eseguendo facili passaggi algebrici si dimostra invece che non è necessario che il trasmettitore invii al ricevitore il segnale differenza di colore del verde $V-Y$. Quest'ultimo infatti, è possibile ottenerlo in ricezione sommando particolari valori dei due segnali differenza di colore $R-Y$ e $B-Y$. Si dimostra infatti che:

$$V - Y = - 0,51 (R-Y) - 0,19 (B-Y) \quad (2)$$

Potremo allora semplificare lo schema di fig. 25 per ciò che riguarda la sezione ricevitore, nella seguente maniera (fig. 26).

Il trasmettitore (a sinistra) invia al ricevitore solo tre segnali:

il segnale Y (segnale di luminanza)
il segnale $R-Y$ (segnale differenza di colore del rosso)
il segnale $B-Y$ (segnale differenza di colore del blu).
Nel ricevitore, un'apposita matrice, che effettuerà le operazioni indicate nella formula (2), ci ridarà il segnale $V-Y$.

Come vedete, è sufficiente sommare algebricamente il 51% di $-(R-Y)$ al 19% di $-(B-Y)$. (Il cambiamento di segno viene effettuato in due stadi invertitori). Bisogna infatti tener presente che, in ricezione, per riottenere il segnale del colore primario del verde V, occorre assolutamente anche $V-Y$.

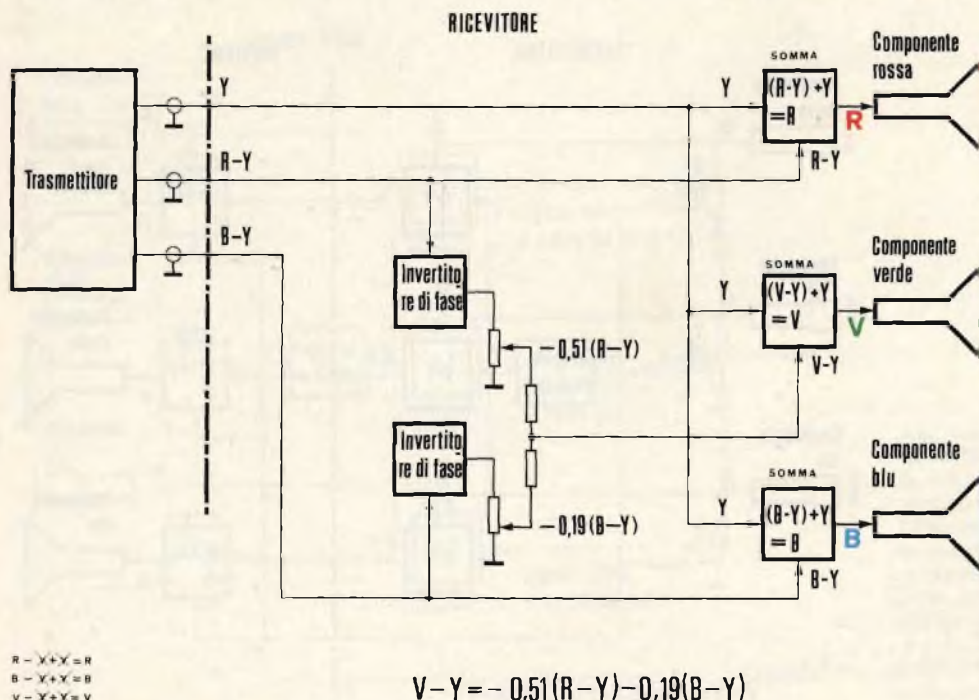


Fig. 26 - Riottenimento in ricezione del segnale differenza di colore del verde $V-Y$, necessario alla formazione del segnale del colore primario del verde V per il pilotaggio del relativo cannone del cinescopio.

Caratteristiche dei segnali differenza di colore

Adesso che abbiamo visto come si fa a separare in trasmissione le componenti di luminanza e di crominanza e come, con il loro concorso, sia possibile riottenere, in ricezione, i segnali dei colori primari R, V e B, esaminiamo più da vicino questi tre segnali differenza di colore. Le nostre osservazioni si limiteranno ai due segnali differenza di colore realmente trasmessi, e cioè, a R-Y e a B-Y, dato che V-Y è possibile ricavarlo al ricevitore dai due suddetti segnali nella maniera che già conosciamo (vedi fig. 26). I segnali differenza di colore meritano attenzione in quanto sono una cosa nuova per il tecnico già esperto in televisione in bianco e nero. Vediamo innanzitutto, con un esempio, quali valori essi possono assumere per i vari colori. I nostri calcoli partiranno sempre dalla formula che dà il segnale di luminanza Y, e cioè:

$$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B$$

Supponiamo di voler trasmettere un *rosso saturo*, e di aver tarato la telecamera in modo che, per la ripresa del bianco, i tre segnali dei colori primari siano tutti uguali, e cioè:

$$R = V = B = 1 V.$$

Il segnale di luminanza del rosso sarà ovviamente, in base alla (1),

$$Y = 0,30$$

dato che in un segnale saturo mancano le componenti del verde e del blu.

Il segnale differenza di colore R-Y del nostro rosso sarà pertanto:

$$R-Y = 1 - 0,30 = 0,70$$

A sua volta il segnale differenza di colore B-Y, sempre del nostro rosso, sarà:

$$B-Y = 0 - 0,30 = -0,30$$

la componente blu (B) è assente in quanto si è supposto di riprendere un rosso saturo.

Riassumendo vediamo che:

- il segnale di luminanza del rosso è $Y = 0,30$
- il segnale differenza di colore R-Y del rosso è $R-Y = 0,70$
- il segnale differenza di colore B-Y del rosso è $B-Y = -0,30$.

La cosa interessante, confermata dal suddetto calcolo, è che i segnali differenza di colore R-Y e B-Y di un dato colore possono assumere valori *positivi* e *negativi*. Alla stessa maniera si possono calcolare i valori assunti dai segnali Y, R-Y e B-Y per gli altri due primari saturi, e cioè, per il verde e per il blu, e per i tre rispettivi complementari, e cioè, per il giallo, il ciano e il porpora. Ciò è indicato nella tabella 1.

TABELLA 1 - Valori assunti dai segnali differenza di colore e del segnale di luminanza nel caso di ripresa dei colori primari saturi e dei relativi complementari

colore	R	V	B	Y	(R-Y)	(B-Y)
Rosso	1	0	0	0,30	+0,70	-0,30
Verde	0	1	0	0,59	-0,59	-0,59
Blu	0	0	1	0,11	-0,11	+0,89
Ciano	0	1	1	0,70	-0,70	+0,30
Porpora	1	0	1	0,41	+0,59	+0,59
Giallo	1	1	0	0,89	+0,11	-0,89
Bianco	1	1	1	1	0	0
Nero	0	0	0	0	0	0

Visto come si fa a calcolare il valore dei segnali R-Y e B-Y dei vari colori, vediamo quali altre interessanti caratteristiche posseggono i segnali differenza di colore R-Y e B-Y.

Una prima caratteristica importante di questi segnali è che quando la telecamera riprende una scena dove compaiono solo bianchi e neri, i segnali differenza di colore R-Y e B-Y si *annullano*. Questa è la riprova che questi segnali trasportano effettivamente *solo* la crominanza di una scena. Ora, in una scena con solo bianchi e neri non esiste crominanza. Questa caratteristica dei segnali R-Y e B-Y si può dimostrare molto facilmente.

Supponiamo che la telecamera riprenda una scena



Fig. 27 - Serve a dimostrare che i due segnali differenza di colore del rosso (R-Y) e del blu (B-Y), che producono le rispettive immagini in alto e in basso a destra nella figura vengono trasmessi con una banda molto limitata (riproducono infatti solo aree colorate). L'immagine originaria nei suoi dettagli colori si ottiene con il concorso di queste due componenti di crominanza e della componente di luminanza (immagine in basso a sinistra), la sola che trasporta il dettaglio.

con soli bianchi, grigi e neri. Abbiamo visto che la telecamera viene tarata sul bianco nel senso che quando si riprende un bianco o un grigio, *tutte e tre* le tensioni corrispondenti alle componenti dei colori primari vengono portate allo stesso livello, per es. 1 V. Avremo quindi:

$$\text{Bianco} = 1 R + 1 B + 1 V$$

Il segnale di luminanza di questo bianco sarà, in base alla nota formula, che ritrascriviamo:

$$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B \quad (1)$$

ma siccome nel nostro caso:

$$R = V = B = 1 V$$

la (1) diventerà:

$$Y = 0,30 \times 1 + 0,59 \times 1 + 0,11 \times 1 = 1 V$$

e questo sarà il valore del segnale di luminanza del bianco ripreso.

Vediamo ora che valore assumeranno i segnali differenza di colore R-Y e B-Y nel caso di ripresa di questo bianco. Abbiamo visto che nel caso di ripresa del bianco, la componente rossa R, la componente verde V e la componente blu B sono uguali, e nel nostro caso, hanno il valore di 1 V, e che il segnale di luminanza Y di questo bianco ha valore di 1 V. Sostituendo questi valori nell'espressione dei segnali differenza di colore R-Y e B-Y avremo:

$$\begin{aligned} R - Y &= 1 - 1 = 0 \\ B - Y &= 1 - 1 = 0 \end{aligned}$$

Ecco dimostrato che i segnali differenza di colore *si annullano* quando nella scena ripresa ci sono bianchi (o grigi). Naturalmente, questa caratteristica è

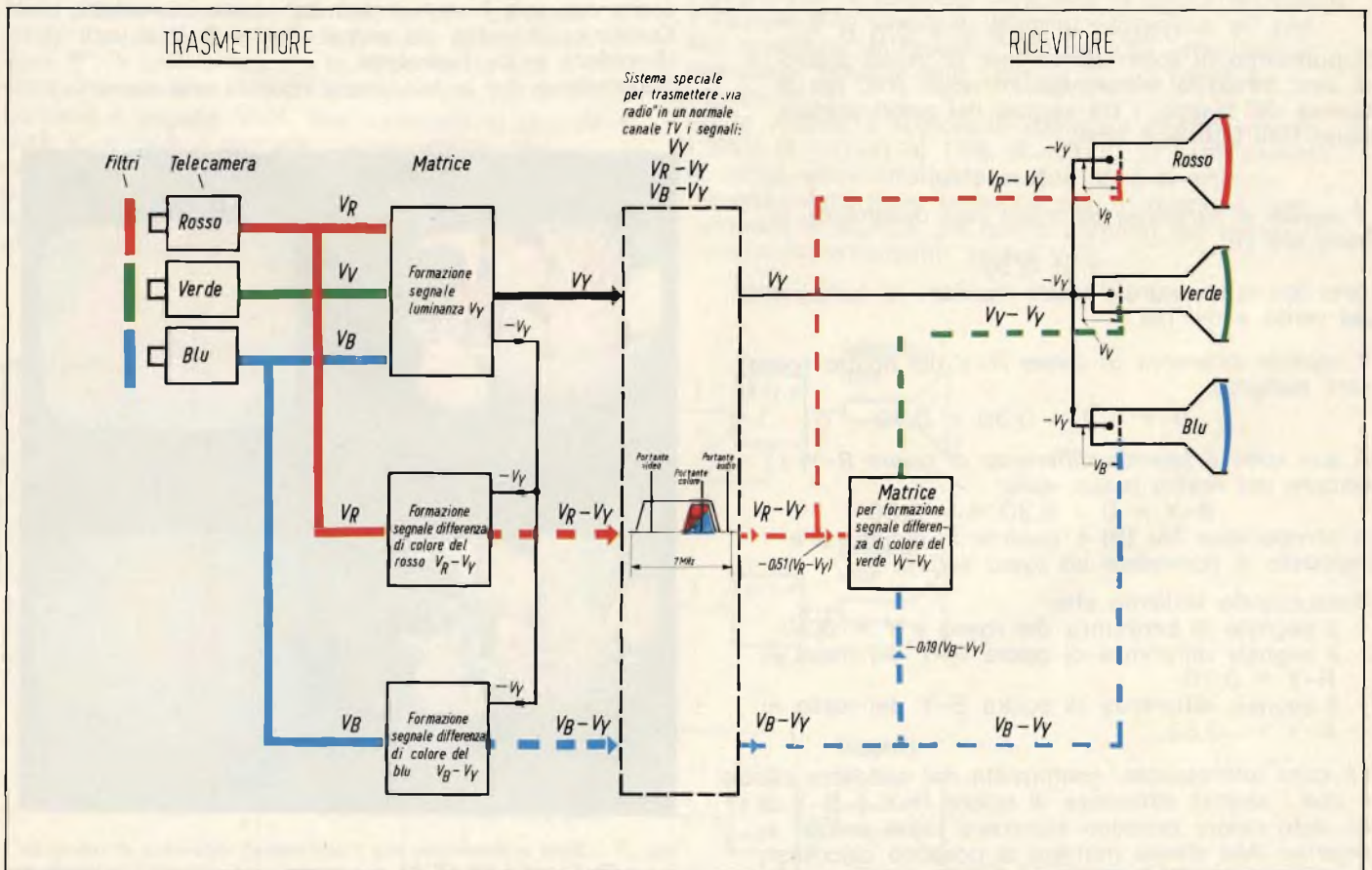


Fig. 28 - Concettualmente esprime lo stesso meccanismo illustrato nella fig. 25. Di diverso c'è il sistema di riottenimento dei segnali R, V e B per il pilotaggio del cinescopio. Nel sistema di fig. 25, era una matrice esterna che si incaricava di formare i segnali R, V, B. Qui, è il cinescopio stesso che fa da matrice in quanto ai suoi elettrodi sono applicati contemporaneamente sia il segnale di luminanza (al catodo) sia il relativo segnale differenza di colore (in griglia). Il risultato finale è identico: il fascetto di elettroni risulta modulato dal relativo segnale primario R, V e B.

molto importante agli effetti della compatibilità in quanto al ricevitore bianco e nero arriverebbe in queste condizioni, un normale segnale video bianco e nero, non "disturbato" da alcun segnale di crominanza. Dato che i segnali R-Y e B-Y trasportano *solo* la crominanza dell'immagine e dato che il nostro occhio, come abbiamo già visto, non percepisce il dettaglio colorato con quella stessa risoluzione con cui percepisce il dettaglio bianco e nero, sarà inutile assegnare a questi segnali una *banda passante* larga come quella assegnata al segnale di luminanza. In pratica quindi i segnali R-Y e B-Y verranno trasmessi con una banda passante massima di 1,2 MHz, mentre il segnale di luminanza Y, incaricato di trasportare il dettaglio, verrà trasmesso con una larghezza di banda di circa 5 MHz, come appunto avviene nella televisione in bianco e nero. Per meglio rendersi conto di queste differenti larghezze di banda, si osservino le immagini riportate in fig. 27 fotografate su un monitor professionale.

In alto a destra si può vedere ciò che compare sullo schermo del monitor nel caso ad esso pervenga il *solo* segnale differenza di colore R-Y dell'immagine a sinistra. Si noti la preponderanza dei colori rossi. Subito sotto si può vedere l'immagine prodotta sullo stesso schermo del monitor, dal segnale differenza di colore B-Y. Si noti la prevalenza del blu. In basso a sinistra, c'è l'immagine prodotta dal segnale di luminanza Y.

Appare evidente che i minimi particolari dell'immagine ripresa (in alto a sinistra) sono trasportati *solo* dal segnale di luminanza Y mentre i segnali R-Y e B-Y si limitano a trasportare solo *aree colorate* con scarso dettaglio.

La fig. 28 illustra con maggior dettaglio il principio riportato in fig. 25, con la differenza che in questo caso i segnali dei colori primari R, V e B necessari al funzionamento del cinescopio non vengono ottenuti in tre matrici *separate* (fig. 25), e poi applicati o al catodo o alla griglia di ciascun cannone alla stessa maniera dei televisori in bianco e nero. In questo caso sono i tre cannoni stessi che fanno da matrice.

A ciascun cannone vengono infatti applicati *contemporaneamente* due segnali, e cioè, il segnale di luminanza Y con segno negativo a ciascun catodo, mentre i tre segnali differenza di colore (R-Y), (B-Y) e (V-Y) vengono applicati alla griglia controllo di ciascun cannone.

Su ciascun fascetto agiranno quindi *due* tensioni. Il segnale Y però essendo applicato negativo in griglia (segnale differenza di colore) e negativo sul catodo (-Y) si annullerà, e di conseguenza, ciò che in realtà agirà sul raggio di elettroni, sarà il segnale del colore primario del rosso (R), nel cannone del rosso; quello del colore primario del verde (V) nel cannone del verde ed infine quello del colore primario del

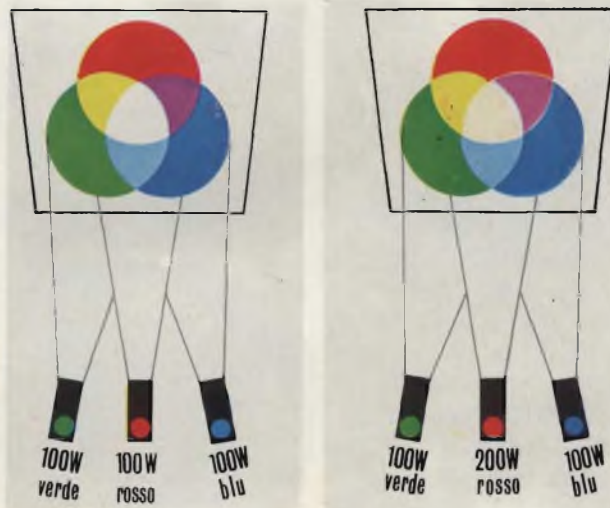
blu (B) nel cannone del blu, come appunto succedeva nello schema della fig. 25.

Il sistema di pilotaggio del cinescopio riportato in fig. 28 viene chiamato *pilotaggio con i segnali differenza di colore*. Il sistema di pilotaggio di fig. 25 con la matrice esterna, viene chiamato *pilotaggio R V B o R G B*. Possono essere usati entrambi: attualmente è preferito però il sistema R G B.

(continua)

Precisazione

A pag. 1315 (N. 11 - 1 parte del Corso), nelle due parti della figura 10, è stato omesso per errore di stampa, il colore giallo, risultante dalla mescolazione del verde e del rosso, come si può vedere nella figura riportata.



A sinistra: esempio di formazione di luci colorate rispettivamente giallo, ciano, porpora e bianco, partendo da tre sorgenti di luci primaria rossa, verde e blu di uguale intensità luminosa.

A destra: formazione di altri colori variando, per esempio, solo l'intensità luminosa di un colore primario, nel nostro caso, il rosso.

La fedeltà del colore Philips salta fuori a prima vista



TV Color Philips ha i colori della realtà stabili nel tempo, perché ha perfezionato il sistema "in-line" realizzando il cinescopio 20 AX autoconvergente.

TV Color Philips vuol dire più sensibilità colore.

È possibile ricevere senza disturbi perfette immagini a colori anche nelle zone dove il segnale è debole ed altri televisori stentano a captarlo.

TV Color Philips vuol dire tecnica modulare. Philips è tutto transistorizzato con moduli piccoli, estraibili, che rendono più sicuro il funzionamento e più facile l'eventuale manutenzione.



TV Color Philips ha 12 canali "sensor."

Per passare da un canale all'altro, basta sfiorare speciali "sensor" numerati.

TV Color Philips ha il telecomando

che permette di comandare il televisore a distanza.

TV Color Philips vuol dire Pal e Secam: Rai, Montecarlo, Svizzera, Capodistria, Francia, Austria, ecc.: Philips è in grado di riceverli a colori tutti.



PHILIPS



il TV Color più venduto in Europa



**amplificatore IC stereo
20+20 W UK 186**



INDUSTRIE

Formenti

ITALIA

LINEA

PHOENIX



PH 6026 TC - ZENIT

Telesore a colori da tavolo 26"

ULTRAMODULAR TELECOMANDO



INDUSTRIE FORMENTI ITALIA S.p.A.

direzione commerciale e sede legale
MILANO Via Fluggi, 2 - 20159 - Telef. 02/880.258 - 803.578

stabilimenti
CONCOREZZO (MI) (20049) Casella Postale 18 - Via Ozanam, 32 - Tel. 039/840.821/2/3/4/5
SESSA AURUNCA (CE) (81100) S.S. Domiziana Km. 0,830 - Tel. 0823/930.052
LISSONE (MI) (20035) Via Matteotti, 61A - Tel. 039/41123/4

LE STORICHE CONTROVERSIE LEGALI DELLA RADIOTELEVISIONE

un documento raro del Smithsonian Institution

Traduzione del nostro corrispondente da New York, Dom. Serafini di un documento del 1968 a cura di Elliot N. Sivowitch della Division of Electricity and Nuclear Energy del National Museum of History and Technology Smithsonian Institution, Washington D.C. Il Sig. Sivowitch è noto in Italia tramite i suoi scritti per la Mondadori.

di Domenico SERAFINI

La radio, trasmissioni radio-televisive incluse, è stato uno dei più grandi fenomeni commerciali del XX secolo, pertanto non dovrebbe sorprendere il fatto che le varie invenzioni che ne hanno costruito le fondazioni, sarebbero state sfruttate al limite accordato dalla legge. Ad esempio i litigi legali che hanno caratterizzato le invenzioni riportate qui sotto, erano così intricate che è praticamente impossibile poterne ricavare la storia dai documenti.

In particolare i diritti sul ricevitore radio senza batterie furono contestati per tutta la durata del suo sviluppo. I diritti sulla televisione elettronica iniziarono ad essere oggetto di litigio quindici anni prima che venisse accordato un brevetto.

Ecco le invenzioni maggiormente contestate:

- Sintonizzatore a quattro circuiti.
- Rivelatore elettrolitico.
- Valvola termoionica.
- Circuito controreattivo.
- Ricevitore supereterodina.
- Ricevitore senza batterie.
- Ricevitore neutrodina
- Televisione elettronica.

LA RADIO «BATTERYLESS»

Il 27 Marzo 1922, Percival Lowell e Francis Dunmore, due fisici della National Bureau of Standards, fecero domanda (serie 547111) per ottenere il brevetto su di un circuito che poteva far funzionare un ricevitore radio tramite la corrente alternata (allora comunemente chiamata «light socket power»). L'invenzione non era altro che un metodo per alimentare il filamento delle valvole con la rete luce e per applicarne una tensione continua alle placche filtrata.

Ovviamente l'eliminazione delle ingombranti batterie, che prima d'allora avevano caratterizzato l'alimentazione dei ricevitori radio, fu considerata da molti come un enorme progresso tecnologico, senza contare i vantaggi commerciali.

Nonostante ciò l'ufficio brevetti respinse la domanda affermando che l'invenzione non era altro che l'applicazione di precedenti cognizioni (prio art) e, tra l'altro, comune nei circuiti di trasmissione.

Il brevetto (n. 1455141) fu accordato il 22 Marzo '23, dopo che i due scienziati si rivolsero ad un avvocato.

Nel 1924 iniziarono una serie di querele da parte di tre inventori rivali: Michael Pupin, Robert Duncan e Albert Blatterman (queste continuarono sino al 1931).

A causa di queste controversie le case costruttrici erano riluttanti a costruire apparati radiofonici senza batterie. Verso la fine del 1924, comunque, la Dubilier Condenser Corp. ottenne i diritti sul brevetto di Lowell e Dunmore, in seguito accordati ad alcune altre compagnie. La Dubilier Corp. costruì un alimentatore (Super-Ducon) per le radio di uso domestico, ma a causa di difficoltà tecniche, aggravate da quelle finanziarie, non riuscì a commercializzarlo.

Nel 1927 l'RCA introdusse la «Radiola 17», un apparato che ottenne un immediato successo. La Dubilier fece causa all'RCA per violazione di brevetto. Nel 1929 il tribunale del distretto favorì Lowell e Dunmore, ma l'RCA fece ricorso e la decisione fu respinta dalla Corte d'Appello nel 1932. La Corte Suprema si rifiutò di esaminare il caso. In precedenza, nel 1931, le controversie erano anche sotto esame della commissione d'appello dell'ufficio brevetti; questa, alla fine, favorì Lowell e Dunmore. A questo punto entrò in ballo il governo USA il quale, in un tentativo di assicurarsi i diritti sulla radio senza batterie, citò a giudizio i due scienziati, basando le pretese sul fatto che l'invenzione era stata fatta nei laboratori governativi. La Corte Suprema, comunque, favorì i due scienziati. Nel 1933 Lowell e Dunmore inoltrarono una domanda di rinuncia, alla revisione dei loro diritti da parte della commissione dell'ufficio brevetti. La Dubilier, nel frattempo, querelò la Baltimore Gaslight Co. affermando che il ricevitore radio da loro prodotto (lo Stewart-Warner modello 109) violava il brevetto di Lowell e Dunmore. Il tribunale del distretto si pronunciò per il non luogo a procedere indicando che l'invenzione dei due scienziati si basava su concetti pratici e noti agli ingegneri prima del 1920. La Corte d'Appello, comunque, non trovò appropriata la decisione del tribunale e nel 1934 rimise il caso a giudizio. La Stewart-Warner inoltrò un'istanza alla Corte

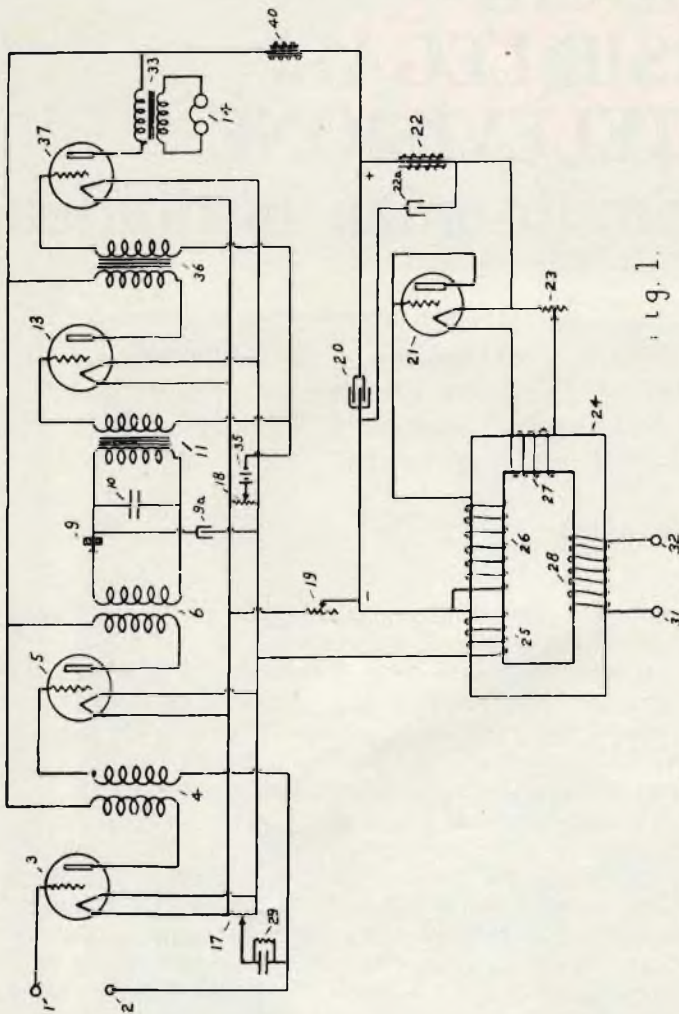


Fig. 1 - Documento approvato il 22 Marzo 1923, ma rilasciato a P.D. Lowell e associati, dall'ufficio brevetti, il 15 Maggio 1923, che indica il circuito elettrico del primo ricevitore radio (per uso domestico) alimentato a corrente alternata (rete luce).

Suprema la quale, prima si dichiarò incompetente, ma nel 1935 cambiò idea sostenendo il giudizio della Corte d'Appello a favore dei due scienziati. Durante i ricorsi ed i conseguenti appelli (continuarono sino al 1938) presso la Corte Suprema, Lowell e Dunmore non furono in grado di dimostrare la validità e l'originalità della loro invenzione, pertanto la Dubilier ritirò l'appoggio finanziario. L'RCA, in seguito, acquistò i diritti sul brevetto evitando, così, ulteriori controversie.

LA TELEVISIONE ELETTRONICA

Il 29 Dicembre 1923, Vladimir K. Zworykin della Westinghouse fece domanda (serie 683337) per ottenere il brevetto su di un sistema televisivo impiegante un tubo a memoria d'immagine, in seguito diventato noto come «iconoscopio». Fig. 3.

L'ufficio brevetti rifiutò di accordargli i diritti esclusivi affermando che l'invenzione si basava su principi e nozioni note e brevettate in precedenza in Germania e negli USA.

Il patrocinio di un avvocato non mutò il rifiuto; anzi, dopo ulteriori esami, l'ufficio brevetti scoprì che in questo campo vi erano specifici lavori di Campbell-Swinton effettuati in Inghilterra nel 1911 e riportati sul libro di Marcus J. Martin, «Wireless Transmission of Photographs» pubblicato da Isaac Pitman nel 1921.

L'avvocato di Zworykin basava la difesa sul fatto che il sistema di Campbell-Swinton non era mai stato costruito e che, in ogni modo, questo non avrebbe funzionato in quanto la superficie fotosensibile nel tubo da ripresa era formata da un mosaico di rubidio, elemento raro che sarebbe esploso a contatto con l'aria. L'ufficio brevetti non ritenne validi i motivi della difesa affermando che il rubidio non sarebbe esploso nel vuoto o dentro un gas e che questo mosaico avrebbe funzionato benissimo nell'interno dell'ampolla di un appropriato tubo da ripresa. In base a queste considerazioni a Zworykin fu di nuovo rifiutato il brevetto nel 1926.

Mentre Zworykin si stava preparando ad appellarsi, sulla scena apparvero altri sei contendenti con altrettanti sistemi di televisione elettronica che, presumibilmente, incorporavano uno o più concetti rivendicati da Zworykin. Come conseguenza ne scaturirono alcune controversie tecnico-legali con Schneider, Reynolds, Case, Farnsworth, Sabban e Mc Creary sulla fotochimica, fisica del mosaico e relativi circuiti elettrici.

Le sette controversie furono soggette ad una complessa serie di manovre legali presso l'ufficio brevetti. Verso la fine del 1928 tutti, eccetto Zworykin e Harold Mc Creary, abbandonarono la controversia di propria volontà o perché le loro invenzioni non furono trovate meritevoli di ulteriori considerazioni.

Nel 1929 una commissione d'esame dell'ufficio brevetti favorì Zworykin, ma Mc Creary fece ricorso alla commissione d'appello affermando che il sistema di Zworykin non era funzionale, si basava su concetti di Campbell-Swinton, i raggi catodici di scansione avrebbero fatto fondere il mosaico fotosensibile e che i raggi X prodotti avrebbero causato problemi seri. La commissione d'appello, comunque, riaffermò la decisione della commissione d'esame. Zworykin uscì ancora una volta vincente nel 1932 quando un altro appello di Mc Creary fu respinto da un tribunale.

Un'altra serie di controversie furono causate dai sistemi con cui le immagini ottiche venivano convertite in corrispondenti segnali elettrici e dai relativi sistemi di scansione. A tal proposito Philo T. Farnsworth aveva ottenuto un brevetto (n. 1773980) nel 1930 su di un sistema senza memoria presentato nel 1927.

Nel 1932 fu trovato che l'apparato di Farnsworth interferiva con l'invenzione di Zworykin. Nel 1935 l'«Examiner of Interferences» affermò che, seppur Farnsworth non fosse in grado di dimostrare che la sua invenzione fu concepita prima di Zworykin, a Farnsworth andavano i meriti di sviluppo in quanto l'espedito di Zworykin non funzionava nel modo con cui si voleva indicarlo.

Secondo la commissione d'esame, il tubo da ripresa di Zworykin non fu in grado di produrre un'immagine elettrica. Anche la commissione d'appello, nel 1936, favorì Farnsworth.

Poco dopo l'ufficio brevetti informò Zworykin che la maggior parte delle invenzioni e concetti da lui rivendicati non avevano più una base a causa della controversia persa con Farnsworth e alla luce di fatti relativi alla «prior art».

Nel frattempo la Westinghouse aveva chiesto la sospensione dell'esame d'interferenza e nello stesso tempo

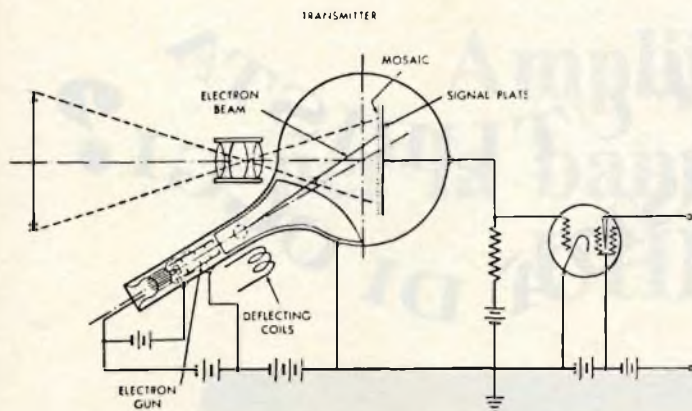


Fig. 2 - La primitiva super contestata televisione elettronica in un disegno dell'epoca.



Fig. 3 - Il Dr. Zworykin con in mano il suo iconoscopio.

querelò l'RCA nel tentativo di rivendicare diritti su un possibile brevetto di H.J. Round la cui applicazione era riuscita vincitrice su di alcune altre, dopo una controversia. Zworykin, passato all'RCA, si rifiutò di testimoniare ed il caso rimase in sospenso.

Nel 1938, però, il tribunale dello Stato di Delaware favorì la Westinghouse ordinando la concessione del brevetto (n. 2141059). Questo, comunque, divenne automaticamente reperibile alla crescente industria televisiva sotto nomi stabiliti dagli accordi incrociati sulle licenze. Nel 1939 l'iconoscopio fu sostituito dall'iconoscopio d'immagine, e nel 1940 dall'Orticon d'immagine.

ATTENZIONE - Questo documento non è ufficiale, non può essere riprodotto in parte o nella sua integrità nemmeno citando le fonti. Da impiegare solamente come referenze.

Per ulteriori informazioni consultare:

Invention and Innovation in the Radio Industry

di *W. Rupert MacLaurin*

Publicato dalla *MacMillan Co.*, New York nel 1949
(sul ricevitore supereterodina e ricevitore neutrodina)

Electronic Motion Pictures

Albert Abramson

University of California Press, Berkeley 1955

The Life of John Stone Stone

George H. Clark Frye & Smith Ltd., San Diego 1946
(un libro sul sintonizzatore a quattro circuiti)

Radio's Conquest of Space

Donald McNicol

Murray Hill Books, New York 1946

(sul rivelatore elettrolitico)

Father of Radio

Lee de Forest

Wilcox Follett, Chicago 1950

(sul tubo termoionico e circuito controreattivo)

Saga of the Vacuum Tube

Gerald Tyne

Radio News 1943-46 (rivista) (sul tubo termoionico)

Man of High Fidelity: Edwin Howard Armstrong

Lawrence Lessing

J.B. Lippincott, Philadelphia 1956

(sul circuito controreattivo e ricevitore supereterodina)

Inside Electronics

Monroe Upton (sul ricevitore supereterodina)

Un hobby intelligente ?

diventa radioamatore

e per cominciare, il nominativo ufficiale d'ascolto

basta iscriversi all'ARI

filiazione della "International Amateur Radio Union"

in più riceverai tutti i mesi

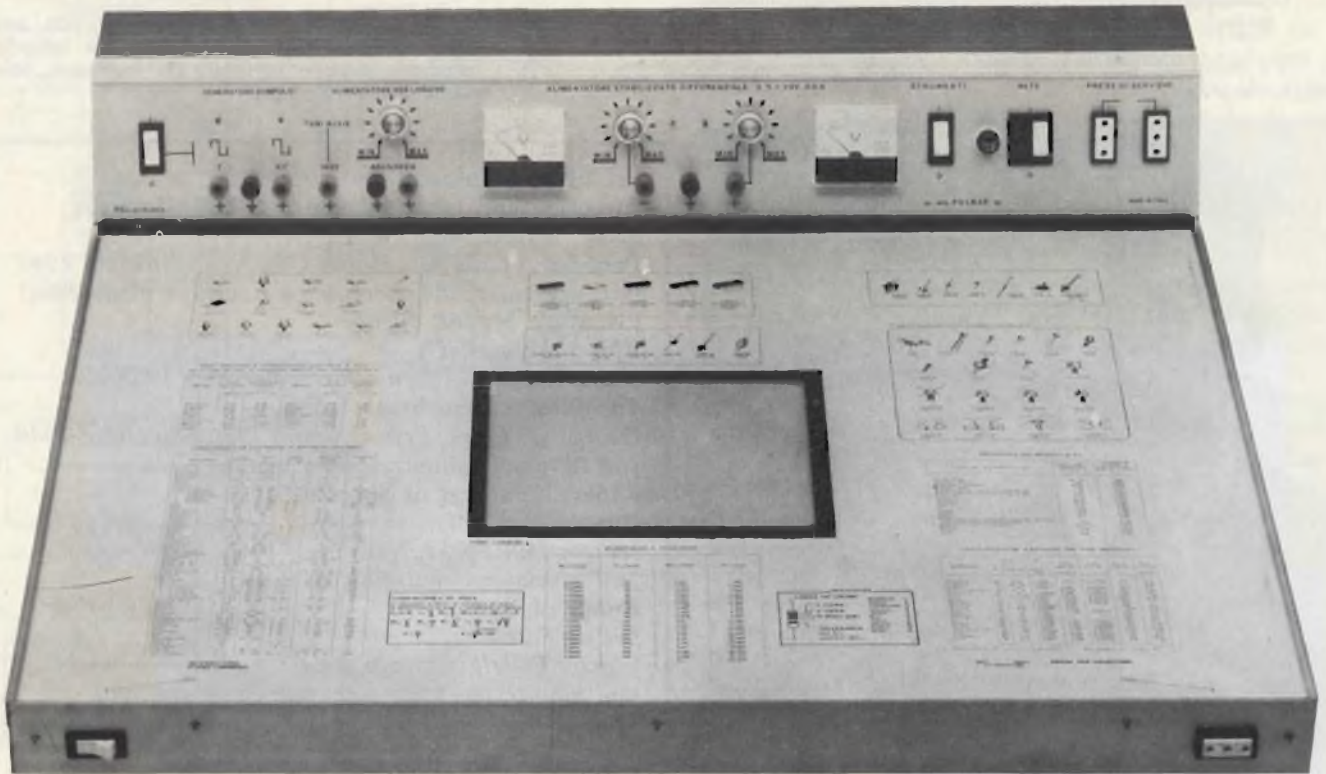
radio rivista

organo ufficiale dell'associazione.

Richiedi l'opuscolo informativo allegando L. 100 in francobolli per rimborso spese di spedizione a:
ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA - Via D. Scarlatti 31 - 20124 Milano



UNA TECNOLOGIA FUTURISTA
PER LE NECESSITÀ DI OGGI?



PULSAR 76!

TAVOLO DA LAVORO MOD.

Il tavolo da lavoro Mod. PULSAR è stato realizzato per soddisfare le esigenze di tutti coloro che lavorano con circuiti integrati sia delle serie TTL - HTL - RTL - DTL sia con circuiti integrati della nuova generazione e cioè i MOS.

Esso comprende quattro alimentatori ed una base tempi più le varie prese di servizio ed un piano luminoso che permette di vedere per trasparenza le piste dei circuiti in esame.

Nelle sezioni di alimentazione sono previsti i 5V (regolabili da 4,5 a 5,5V) con una corrente di 2,5A per l'alimentazione dei circuiti logici, una sezione a 160V CC 20 mA per l'alimentazione di tubi nixie ed un alimentatore differenziale con regolazioni separate nelle due sezioni positiva e negativa da ± 5 a $\pm 20V$ con una corrente di 500 mA per l'alimentazione di circuiti operazionali e Mos. Una sezione supplementare è stata aggiunta per completare il PULSAR: un generatore di impulsi con due uscite separate e utilizzabili contemporaneamente. Detti impulsi hanno una frequenza di 1 Hz e 10 Hz corrispondenti a tempi di 1 secondo e 1 decimo di secondo - tali frequenze sono ricavate direttamente dalla frequenza di rete e perciò molto stabili.

La forma d'onda del segnale d'uscita è quadra con fronti di discesa molto ripidi adatta quindi a pilotare delle logiche.

Con l'avvento delle nuove tecnologie gli alimentatori classici ad una gamma di tensione sola si rivelano insufficienti per soddisfare le necessità d'oggi ed è per questa ragione che la P.G. ELECTRONICS ha creato un nuovo tavolo da lavoro: il modello PULSAR ed è con tale apparecchio che essa intende soddisfare le esigenze di tutti coloro che riparano, progettano ed esperimentano circuiti con l'impiego di Mos. integrati, lineari, logici, tubi nixie, ecc.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

ALIMENTATORE DIFFERENZIALE: regolabile da ± 5 a $\pm 20V$ con una corrente di 0,6A per sezione (regolazioni delle tensioni indipendenti) - Stabilità migliore dell'1% - Protezione contro il cortocircuito a limitatore di corrente.

ALIMENTATORE PER LOGICHE: regolabile da 4,5 a 5,5V con una corrente max di 2,5A - Stabilità migliore dell'1%.

ALIMENTATORE ALTA TENSIONE: 160V 20 mA non stabilizzato (per alimentazione di tubi nixie).

GENERATORE DI IMPULSI: con uscite a 1Hz a 10Hz corrispondenti a tempi di 1 secondo e 1/10 di secondo - Uscita ad onda quadra - Ampiezza 5V \pm 10%.

PRESE DI SERVIZIO: N. 3.

DIMENSIONI UTILI PIANO DI LAVORO:
cm. 70 x 44.

PESO: Kg. 11,750.

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI

G.B.C.
italiana

Amplificatore per la banda "quarta" UHF/TV

di G. BRANCOLINI

Presentiamo un amplificatore professionale di radio frequenza, che può funzionare tra 470 MHz ed oltre 540 MHz, a larga banda, fornendo un guadagno non inferiore a 30 dB, grazie ai quattro stadi impiegati, mentre il rumore introdotto non è più importante di 4 dB. Trova la migliore e più pratica applicazione nel campo della TV-Colore, inserito tra l'antenna e l'apparecchio, ove il segnale che si vuole ricevere abbia una intensità eccessivamente debole.

Solo qualche anno fa, chi, in Italia, costruiva amplificatori TV/UHF a larga banda, guardava all'esportazione come ad un veicolo indispensabile per collocare il prodotto, in quanto il mercato interno «tirava» limitatamente; ovvero l'assorbimento era circoscritto a zone fitte di rilievi, ove i segnali della banda filtravano con difficoltà: instabili ed attenuati.

Oggi la situazione si è evoluta; le emissioni «Color» hanno creato una richiesta di amplificatori del genere fuor di misura e superiore ad ogni speranza. Perché? Semplice, una buona ricezione, con i colori «puliti» prevede una intensità di campo minima dell'ordine dei 50 $\mu\text{V}/\text{m}$: se all'ingresso del televisore è più rarefatta, non si ottiene una «tinta» accettabile. Anche spingendo al massimo il controllo della cromaticità, anzi, **specialmente**, l'immagine risulta quanto mai innaturale; zeppa di bruscoli luminosi, manifestamente falsa, con il rosso sfumato di viola, il verde azzurrino e via di seguito.

Una buona antenna, può risolvere la situazione? Solo parzialmente; infatti, si pensi che un captatore dalle prestazioni modeste, in genere dà un guadagno di 6 dB «due volte» ed uno **ottimo** difficilmente può superare il guadagno di 12 dB anche se è formato da una cinquantina di elementi; si passa quindi da due volte a quattro.

D'accordo, vi sono anche antenne a 91 elementi e simili, ma il loro costo è già da meritare una certa riflessione, ed oltre ai 14 dB è arduo andare.

Quindi? Quindi, nelle aree «marginali» servite dai ripetitori in modo imperfetto, è d'obbligo l'impiego dell'amplificatore di radiofrequenza. **D'obbligo**, perché altrimenti è meglio preferire la visione in bianco e nero; quella a colori risulta foriera solo di nervosismo e scoraggiamento.

Così, chi esportava gran parte della propria produzione, oggi vede il mercato in preda alla «sete» di amplificatori a larga banda, e, di conseguenza, i prezzi sono cresciuti in modo esponenziale, mentre in molti casi risulta **difficile** reperire prontamente un booster. Alla indisponibilità, ci dicono, concorrono diversi fattori; determinate fabbriche di componenti fondamentali (condensatori, transistori UHF, materiale ferritico) impongono termini di consegna del genere di 90 giorni dall'ordine, mentre i prezzi «fluttuano» con il fluttuare delle valute straniere. Ora, visto che il mercato è tanto «difficile» ed i costi tanto gravosi, noi proponiamo la solita soluzione alternativa di tipo «do it yourself». Ovvero, il progetto di un amplificatore UHF che può essere realizzato con una certa facilità, sebbene sia già chiaramente «professionale».

Il nostro amplificatore copre la banda più usata per le emissioni «color»,

ovvero la «Quarta» che corre tra 470 MHz e 560 MHz (canali UHF 21-23, lunghezza d'onda 63 centimetri - 54 centimetri).

Eroga un guadagno effettivo di circa 30 dB, che nessuna antenna può dare, se si escludono progetti della ... NASA (!).

Produce un rumore molto limitato, nella fattispecie: circa 4 dB, quindi, rendono possibile la ricezione anche nelle zone meno «fortunate», non «sporca» l'immagine.

Crediamo che un progetto del genere possa veramente essere gradito ai tecnici in difficoltà, quindi, senza ulteriori indugi, o dati superflui, esponiamo il circuito elettrico.

Secondo la corrente di pensiero più recente, scaturita dalle prove condotte nei laboratori delle industrie più avanzate, si utilizzano quattro stadi: uno in meno non darebbe il «super-guadagno» desiderato; uno in più «soffrirebbe» in eccesso e peggiorerebbe il rapporto segnale-rumore ed il fattore stabilità dell'apparecchio. Naturalmente, gli accordi sono tutti a «costanti concentrate» invece che **distribuite**, ovvero sono in bandella di rame ed accoppiamenti rettilinei.

Vediamo i dettagli. L'ingresso UHF, nel prototipo giunge ad un attenuatore a «T» munito di due cellule successive, in grado di diminuire il guadagno complessivo di 6 dB ed ancora 9 dB.

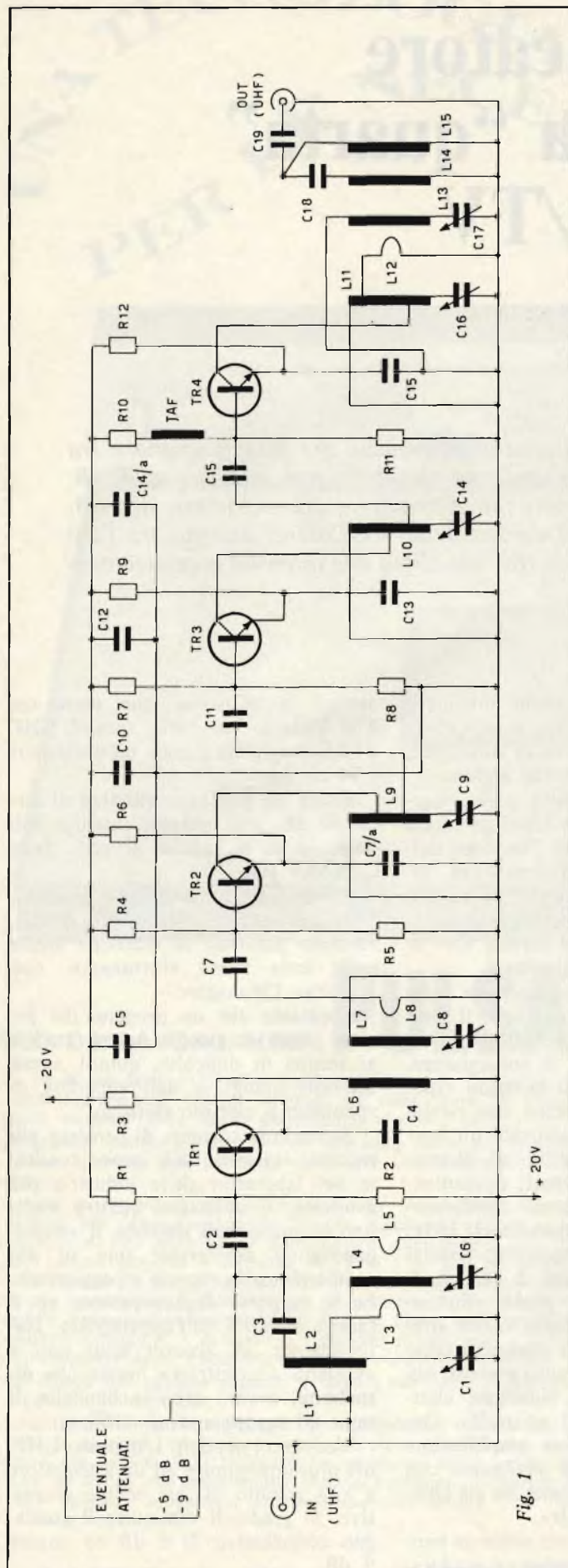


Fig. 1

ELENCO DEI COMPONENTI

- C1 : compensatore professionale a pistone da 2/13 pF
 C2 : condensatore NPO da 3,3 pF
 C3 : eguale al C7
 C4 : condensatore a «pastiglia» da 1000 pF
 C5 : condensatore «passante» da 1000 pF
 C6 : eguale al C1
 C7 : condensatore ceramico N750 da 33 pF
 C7-a : eguale al C4
 C8 : eguale al C1
 C9 : eguale al C1
 C10 : eguale al C5
 C11 : eguale al C7
 C12 : eguale al C5
 C13 : eguale al C4
 C14 : eguale al C1
 C14-a : eguale al C5
 C15 : eguale al C4
 C16 : eguale al C1
 C17 : eguale al C1
 C18 : eguale al C2
 C19 : eguale al C2
 C20 : condensatore elettrolitico da 200 µF/25 VL
 C21 : eguale al C20
 L1...L14 : si veda il testo, e la figura 4
 L15 : quattro spire accostate - filo rame Ø 1,5 mm - diametro 3 mm
 P : rettificatore a ponte da 25 V - 50 mA o più
 R1 : resistore da 4700 Ω - 1/4 W - 5%
 R2 : resistore da 8200 Ω - 1/4 W - 5%
 R3 : resistore da 1500 Ω - 1/4 W - 5%
 R4 : resistore da 2700 Ω - 1/4 W - 5%
 R5 : eguale ad R4
 R6 : resistore da 1000 Ω - 1/4 W - 5%
 R7 : eguale ad R4
 R8 : eguale ad R4
 R9 : eguale ad R6
 R10 : resistore da 560 Ω - 1/4 W - 5%
 R11 : resistore da 2200 Ω - 1/4 W - 5%
 R12 : resistore da 120 Ω - 1/4 W - 5%
 R13 : resistore da 27 Ω - 1 W - 10%
 TR1 : transistoro BFR37 o equivalente diretto
 TR2 : eguale al TR1
 TR3 : eguale al TR1
 TR4 : transistoro BFR36 o equivalente diretto
 T1 : trasformatore da 5 W. Primario adatto alla rete-luce, secondario da 15 V, 250 mA

ACCESSORI: Contenitore Teko «High frequency» e contenitore Teko serie «Professional». Fusibile rapido da 100 mA con portafusibile. Bocchettoni UHF di ingresso ed uscita. Cavetto di rete.

Ciò, perché nelle zone ove il segnale è scarso, ma non troppo, con questa «bestia» di amplificatore, si può addirittura avere una uscita tale da saturare il televisore. Troppo importante. Crediamo però che chi si accinge a costruire qualcosa del genere, lo faccia per «disperazione»; che sia in una zona ove l'UHF giunge debolissimo, ergo, intenda ricavare dall'apparecchio tutto il ricavabile. Quindi non riportiamo il «riduttore del guadagno», che eventualmente potremo dettagliare a chi ci scrive avendo questa precisa, anche se insolita, necessità.

Quindi, «saltato» l'attenuatore, il segnale è applicato alla barretta di accoppiamento «L1» che lo immette per induzione nel primo filtro di banda: L2-C1.

Il filtraggio dell'involuppo è migliorato dal secondo circuito oscillante L4-C6.

Da questo, il segnale tramite L5 è portato all'ingresso del primo stadio amplificatore. Il TR1 ha una frequenza di taglio che si aggira su 1500 MHz, quindi ad un valore tre volte più basso eroga un guadagno più che buono, specie perché è connesso «common emitter».

Non v'è nulla di particolare, nel circuito. La base del transistor è polarizzata dal partitore R1-R2, mentre per la migliore stabilità, l'emettitore giunge al negativo tramite R3 ed è bypassato dal C4.

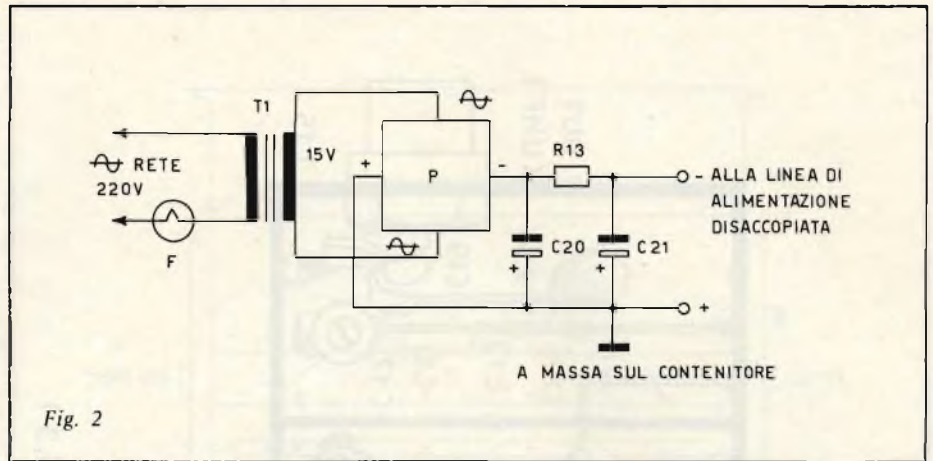


Fig. 2

Può meravigliare che R3 giunga ad un punto isolato, mentre L6 abbia il «capo freddo» in comune, ma questa soluzione viene dalla necessità di prevenire possibili inneschi parassitari, sempre possibili quando un apparecchio è ad alto guadagno, come questo.

L'accoppiamento tra il primo stadio ed il secondo è ottenuto con un filtro accordato intermedio: L7-C8. L8 porta i segnali alla base del TR2, via C7. Nulla da eccepire sul circuito così come sul successivo TR3, salvo che non vi sono ulteriori filtri che potrebbero restringere eccessivamente la banda, ma gli accoppiamenti sono ottenuti aggiustando l'impedenza mediante «prese» sugli elementi induttivi a barra.

Il TR4, riceve un segnale davvero importante, quindi, ad evitare le dannate autooscillazioni che sono sempre pronte ad emergere, oltre a situare il transistor in un punto di lavoro per segnali «grandi» tramite R10 - R11 - R12, si impiega una impedenza dal minimo valore (in pratica un tubetto di Ferrite) posta in serie alla base.

Il carico del TR4 è il circuito accordato L11-C16.

L12 trasferisce l'UHF al filtro L13 - C17 d'uscita.

L14 è l'ultimo «accordo» autorisonante del canale: C18-L15 fungono da trappola per disturbi a frequenza bassa, e C19 invia il segnale al televisore.

L'alimentazione del tutto che ha il valore di 20 V, è ottenuta dalla rete,

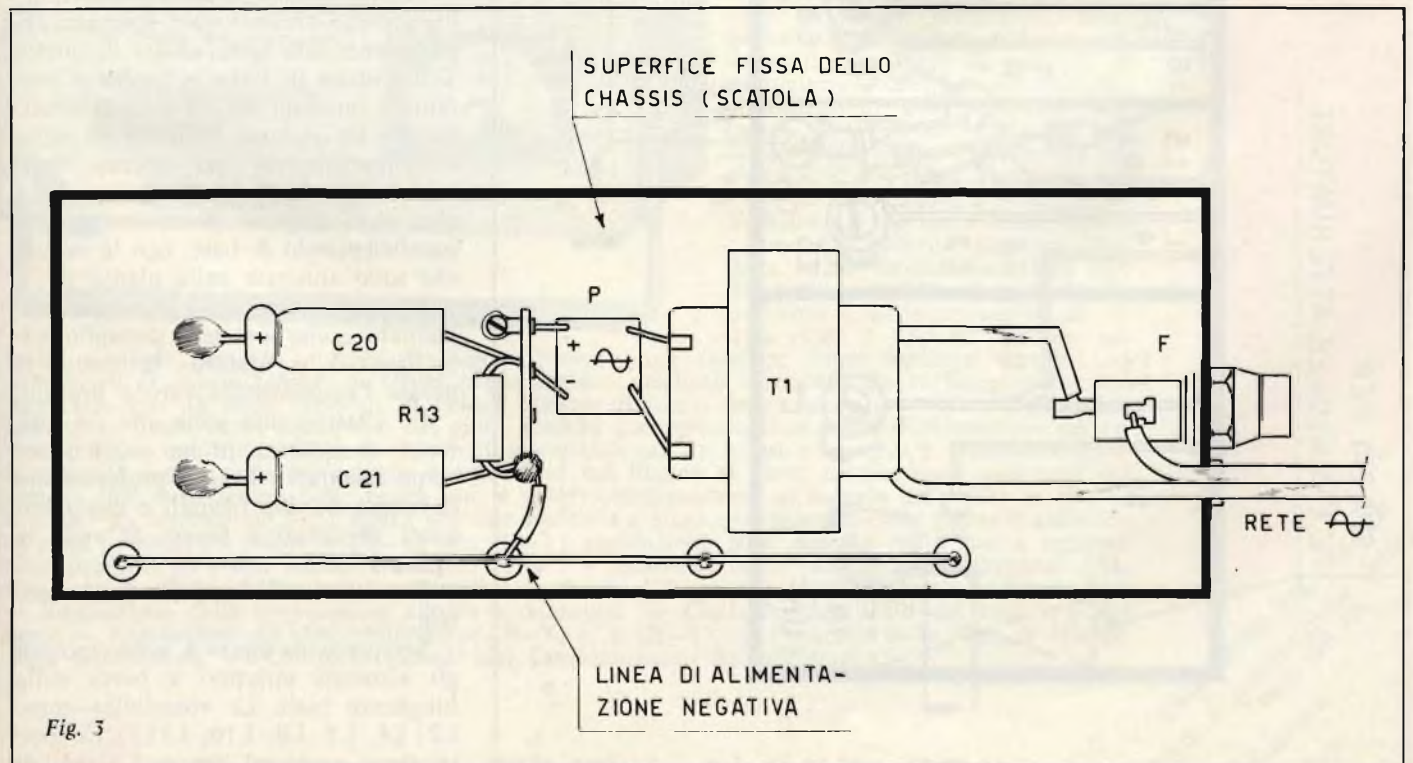


Fig. 3

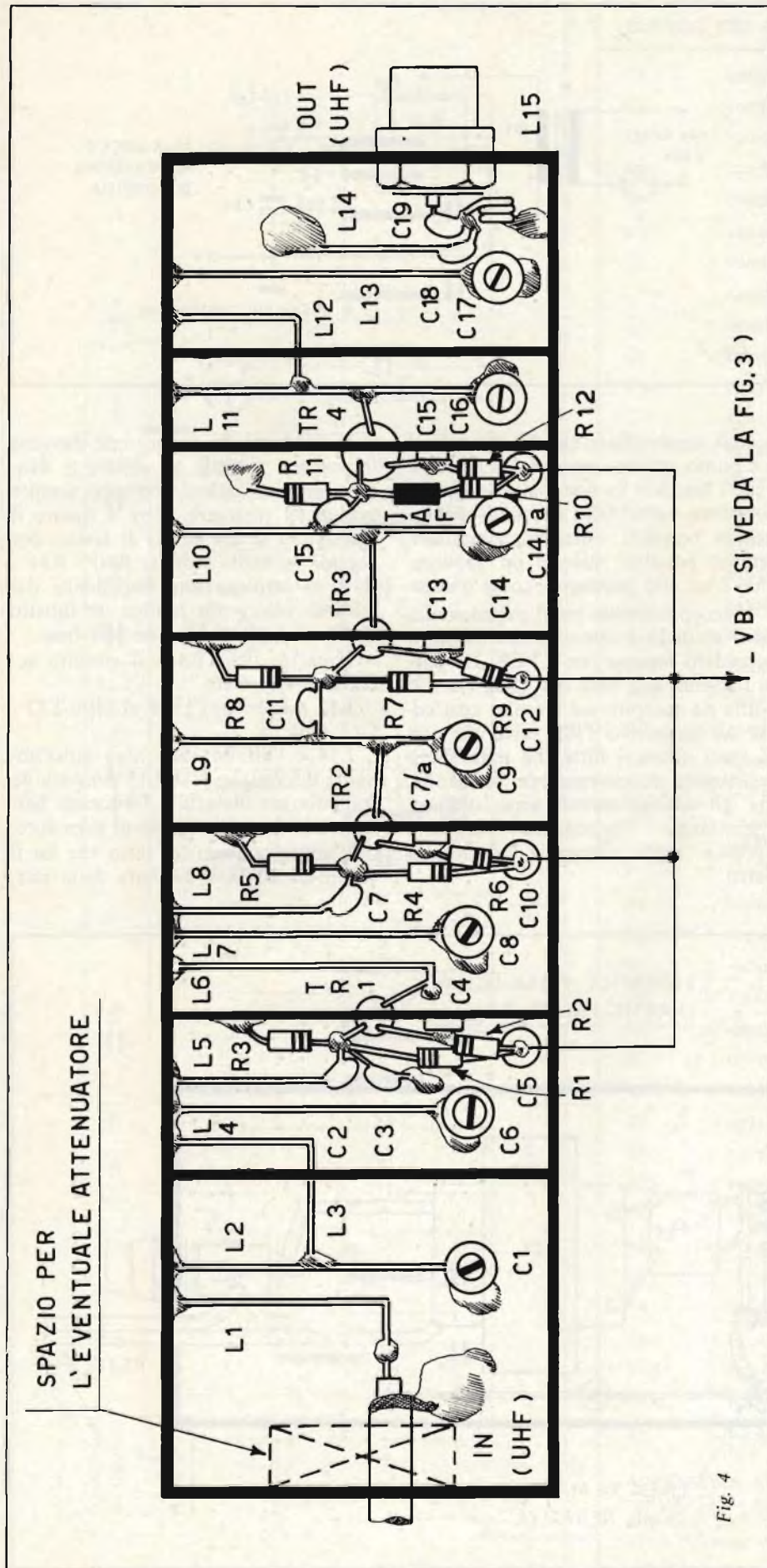


Fig. 4

mediante il circuito che si vede nella figura 2, molto semplice. Nessuno stabilizzatore (il canale UHF infatti non pretende una tensione assolutamente stabile) ma solo un rettificatore a ponte seguito da un filtro R/C a «greco»: C20 - R13 - C21.

Tutto qui; un sistema certo tradizionale, ma molto efficace!

Ora dobbiamo esporre la realizzazione pratica dell'apparecchio, e la cosa ci preoccupa un pochino, perché se trattassimo ogni possibile dettaglio meccanico-costruttivo, non dovremmo completare un articolo, ma un volume della Treccani, o un ciclo di lavoro proustiano.

Poiché l'Editore difficilmente ci concederebbe di trattare un corso di realizzazioni UHF in forma di articolo, e poiché tale corso avrebbe indubbiamente una utilità tutta da discutere, anche se fosse, diciamo così: **chi ha una esperienza costruttiva modesta, NON si dedichi a questo montaggio.** Se proprio necessita dell'amplificatore UHF-Monstre, passi l'articolo ad un amico più preparato e ricorra ai suoi buoni uffici.

Ciò premesso, potremo «condensare» le informazioni costruttive: non vi sarebbe alcun altro metodo valido di porgerle. Innanzitutto, la meccanica dell'apparecchio.

Lo chassis vero e proprio, che si vede in scala 1:1 nella figura 4, cioè al naturale, misura 210 millimetri per 60, per 20 in altezza, o profondità.

Si tratta di una scatola Teko «High Frequency» professionale, stagnata, appartenente alla serie «370» di questa Ditta, unica in Italia a produrre containers finissimi ad un prezzo accettabile. La scatola è divisa in sette «compartimenti» per mezzo degli schermi che sono forniti a corredo, e che sono stagnati pesantemente nel parallelepipedo di base, con le misure che sono annotate nella pianta.

«Sopra» la scatola è montato l'alimentatore, che si vede in dettaglio nella figura 3, e «dentro» la scatola si monta l'amplificatore vero e proprio.

Lo chassis, una volta che sia ultimato, è inserito in un contenitore complementare Teko «professional» costituita da due frontali e due semigusci verniciati a fuoco. Si veda la figura 5.

Torniamo all'elemento fondamentale.

Sempre nella figura 4, sono riportati gli elementi induttivi a barra nelle lunghezze reali. Le «bandelle» come L2, L4, L7, L9, L10, L11, L13 sono in rame crudo ed hanno 3.5 mm di

«larghezza», con 1 di spessore. Gli elementi di accoppiamento e trasferimento, come L1, L3, L5, L6 e via di seguito, sono in filo di rame argentato da 1 mm.

Le distanze specificate nella figura sono da rispettare.

Gli accordi aggiustabili, C1, C6, C8, C9, C14, C16, C17 sono «a pistone», inseriti sulla massa comune, ed ivi saldati generosamente, con abbondanza di calore e stagno.

Analogamente, per i condensatori passanti C5, C10, C12, C14. A proposito di saldature, è da dire che sono **determinanti** per la riuscita dell'assemblaggio: devono essere le più perfette possibili, sfruttando l'inerzia termica, dei condensatori ceramici **recenti**, dei compensatori muniti di rotore a pistone.

Dobbiamo sempre richiamarci alla figura 4, ma commentandola, diremo ancora che è evidente il massimo raccorciamento possibile dei terminali delle parti, e la necessità di ottenere un tutto **solido**.

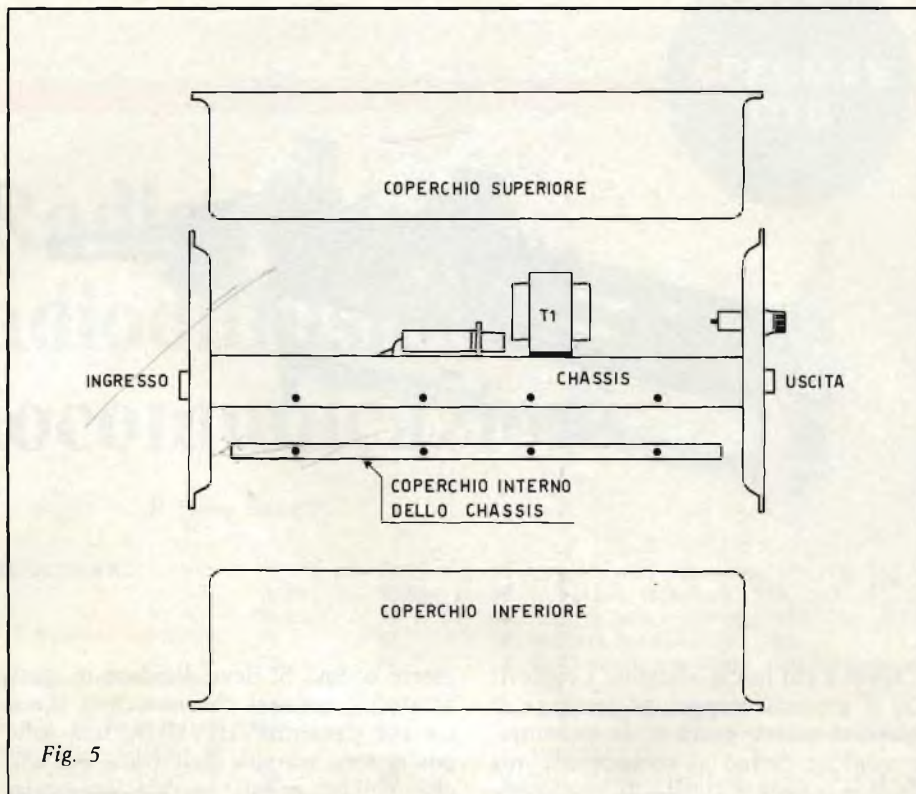
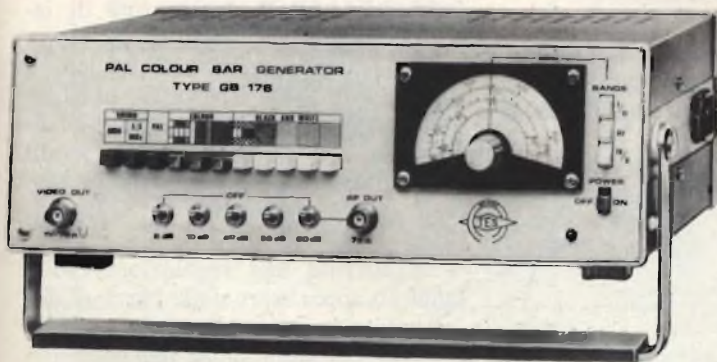


Fig. 5

GENERATORE BARRE COLORE PAL Mod. GB 176



Generatore per TV a colori e bianco-nero, di elevate prestazioni, totalmente transistorizzato ed a circuiti integrati; per tutte le esigenze di un moderno e completo service TVC. Sintonizzabile con continuità nel campo VHF bande I-II-III e nel campo UHF banda IV. Segnale RF d'uscita, 10 mV mass., regolabili tramite un attenuatore a 5 scatti, 20-20-20-10-6 dB. Portante video, modulazione AM polarità negativa. Portante audio, modulazione FM, 1000 Hz, $\Delta F \pm 30$ KHz. Segnali di sincronismo e burst convenzionali. Uscita video 1 Vpp su 75 Ohm, po-

larità negativa. Tutte le funzioni si scelgono tramite una tastiera: linee separate verticali od orizzontali di colore bianco su fondo nero; pattern grigliato composto da 11 linee orizzontali incrociate con 15 linee verticali di colore bianco su fondo nero; figura con reticolo e cerchio bianchi su fondo nero; figura con 165 punti bianchi corrispondenti ai punti d'intersezione del reticolo; figura multipla composta da tre fasce orizzontali, la prima e la terza a scacchiera, quella centrale con la scala dei grigi in 8 gradazioni dal bianco al nero; raster rosso, posizione del vettore 103°, saturazione 50%; figura con 4 colori corrispondenti al segnale differenza $\pm (B-Y)$ e $\pm (R-Y)$ saturazione 50%; figura speciale multipla a 3 fasce orizzontali, nella prima e nella terza sono presenti i 4 colori $\pm (B-Y)$ e $\pm (R-Y)$ saturazione 50%, mentre nella fascia centrale sono presenti gli stessi segnali sfasati di 90° per il controllo della fase del decodificatore PAL. Consente di effettuare i seguenti controlli e tarature: — Regolazione della purezza dell'immagine; — Regolazione della convergenza statica e dinamica; — Controllo dei livelli del bianco e del nero; — Regolazione dei demodulatori $\pm (B-Y)$ e $\pm (R-Y)$; — Controllo della linea di ritardo della cromaticità; — Controllo globale del funzionamento del televisore.



Via Moscova, 40/7 - 20121 Milano - Tel. 66.73.26 - 65.08.84

TAGLIANDO VALIDO PER
 Offerta e caratteristiche dettagliate del
 Nome e Cognome
 Ditta o Ente
 Indirizzo
 Tel.

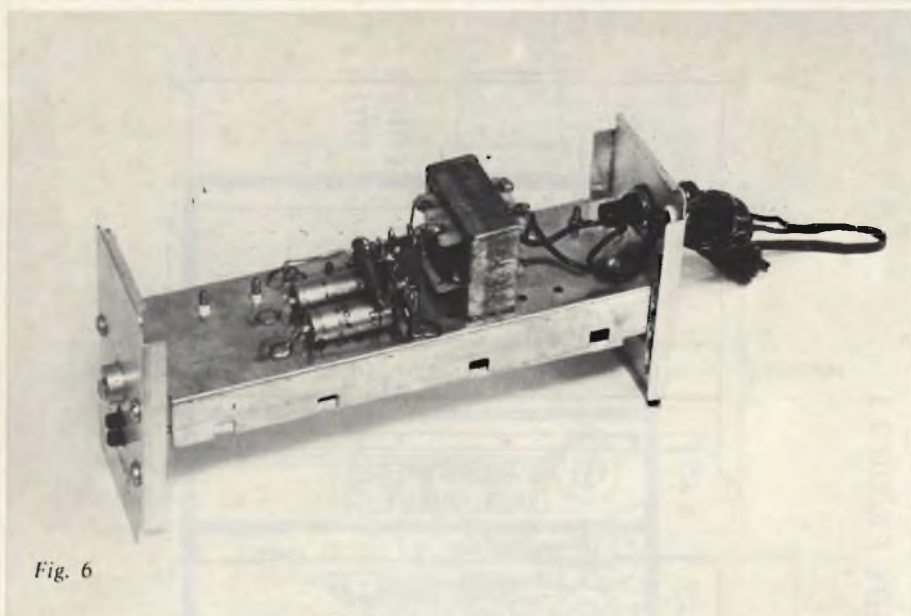


Fig. 6

Guai a chi lascia «lunghi» i reofori! Chi li accorcia troppo, in presenza di calore eccessivo potrà forse riscontrare qualche danno ai componenti, ma chi li mantiene a livello di vari centimetri, potrà riscontrare l'inefficienza del tutto, una incredibile difficoltà nella messa a punto, magari diverse insidiose autooscillazioni. Oppure una banda irrimediabilmente stretta, con il rendimento buono solamente su di un solo canale, o un paio. Parlando di reofori; i condensatori C4, C7/a, C13, C15, **ne sono privi**, come dire che sono «pasticche» da saldare direttamente sugli schermi, per il capo «freddo».

Sempre in merito ai componenti; in tutta evidenza i compensatori devono

essere **ottimi**. Si deve **diffidare** di quei tubiformi nerastri che qualcuno spaccia per elementi VHF/UHF; non solo per la loro scarsità dielettrica, ma anche perché questi pseudo «pistoni» smerciati come adatti per il lavoro nelle microonde, sottoposti ad un calore modesto (durante la saldatura allo «statore») si sfaldano miseramente, o si «contorcono» deformandosi. Alla larga, da questo genere di materiali! Si scelgano i buoni, classici G.B.C. Rosenthal, oppure I.R.C. o N.S.F. o simili in vetroceramica o ceramica, che sopportano eventuali durissimi sovraccarichi.

Relativamente ai transistori, i modelli riportati a schema offrono una buona indicazione, ma non è detto

che siano insostituibili; anzi: praticamente ogni elemento previsto per funzionare nello stadio amplificatore-mixer dei sintonizzatori UHF (NPN) può servire, se ha una frequenza di taglio superiore a 1500 MHz e le tipiche caratteristiche della specie.

Occorre però che si tratti di un tipo **moderno**.

Per esempio, il noto e celebrato BFY90, in questo assieme non dà risultati accettabili: non «rende» bene.

Beh, abbiamo fornito anche troppi dettagli: è tempo di passare al collaudo.

Come si mette a punto, l'amplificatore?

Grosso problema, però riconducibile a due procedure sole. Se si hanno gli strumenti idonei, la taratura dei compensatori (unici elementi variabili dell'assieme) sarà effettuata per ottenere la massima ampiezza di banda ed il massimo guadagno nel canale che serve per la ricezione TV-Color.

Inutile dire, a chi possiede questo tipo di strumentazione, come la si usa; **occhio alla curva**, ed è tutto.

E se gli strumenti non sono disponibili?

Beh, un risultato accettabile può essere ricavato procedendo in modo «sperimentale», ovvero collegando l'antenna all'ingresso, il televisore all'uscita, e «girando e rigirando» i «pistoni» con grande pazienza. Se è necessario attuare questo tipo di lavoro, si sceglierà l'orario in cui è presente il **Monoscopio**, e si inizierà a ruotare C1, C6 e C16, C17, **in alternativa**, ovvero «un-pò-l'uno-un-pò-l'altro» sin che l'immagine non risulti molto buona. Di seguito si potrà perfezionare la regolazione dei C9, C14, C8.

Se durante una regolazione, sullo schermo apparissero delle barre, si dovrà subito tornare nella posizione precedente, perché a causa dell'eccessivo guadagno è apparsa una oscillazione parassitaria. Altrettanto se, contemporaneamente ad un forte «soffio» nell'audio, il video si facesse «granuloso» o apparissero quei puntini di «neve» o «neve colorata» (coriandoli), che ogni tecnico conosce.

Poiché, in assenza di attenuatori all'ingresso, l'amplificatore ha un guadagno generalmente **eccessivo**, non occorre «tirare per i capelli» la regolazione; anche se risulta, al controllo strumentale, un pò scadentuccia, pazienza. Se la larghezza di banda è soddisfacente, anche i risultati lo saranno.

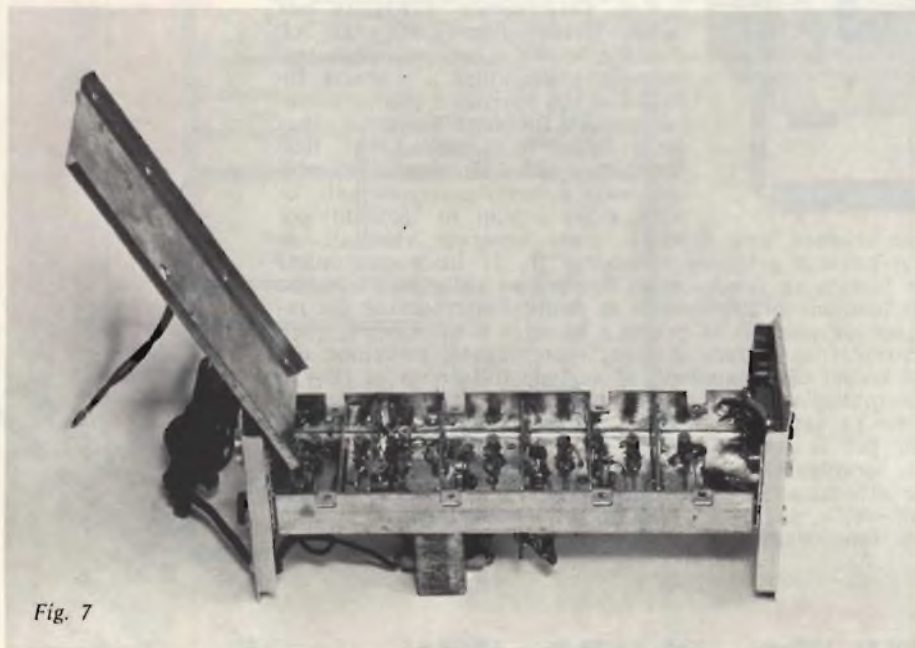


Fig. 7

Radionautica radiodiffusione radiocomunicazioni

di Piero SOATI

ATTRIBUZIONE DELLE GAMME DI FREQUENZA FRA 10 kHz a 275 GHz

Diamo l'elenco completo delle gamme di frequenza assegnate ai vari servizi.

La lettera **M** sta ad indicare un'attribuzione mondiale, cioè per tutte e tre le Regioni, il numero 1 si riferisce alla 1^a Regione, il numero 2 alla 2^a Regione ed il numero 3 alla 3^a Regione. A fianco di ciascun servizio sono indicati i numeri del richiamo al REGOLAMENTO DELLE RADIOCOMUNICAZIONI. Sono indicati per primi i servizi primari e di seguito quelli secondari, con carattere diverso.

FREQUENZE DA 10 kHz a 27500 kHz (frequenza indicata in kilohertz)

sotto i 10 kHz
10 - 14

nessuna attribuzione
M radionavigazione, radiolocalizzazione

14	-	19,95
19,95	-	20,05
20,05	-	70
70	-	72
72	-	84
84	-	86
86	-	90
90	-	90
90	-	90
90	-	110
90	-	110

M	fissi, mobile marittimo, 158, 159
M	frequenze campione, 159, 160.
M	fissi, mobile marittimo, 158, 159, 161.
1	radionavigazione, 161, 162.
1	fissi, mobile marittimo, radionavigazione, 158, 161, 162, 163.
1	radionavigazione 162, 163.
1	fissi, mobile marittimo, radionavigazione, 158, 162, 163.
2	fissi, mobile marittimo, radionavigazione, marittima, 158, 162, radiolocalizzazione, 164.
3	fissi, mobile marittimo, radionavigazione, 158, 162, 165.
1-3	fissi, mobile marittimo, radionavigazione, 158, 163, 166, 167.
2	radionavigazione, fissi, mobile marittimo, 158, 166, 167.

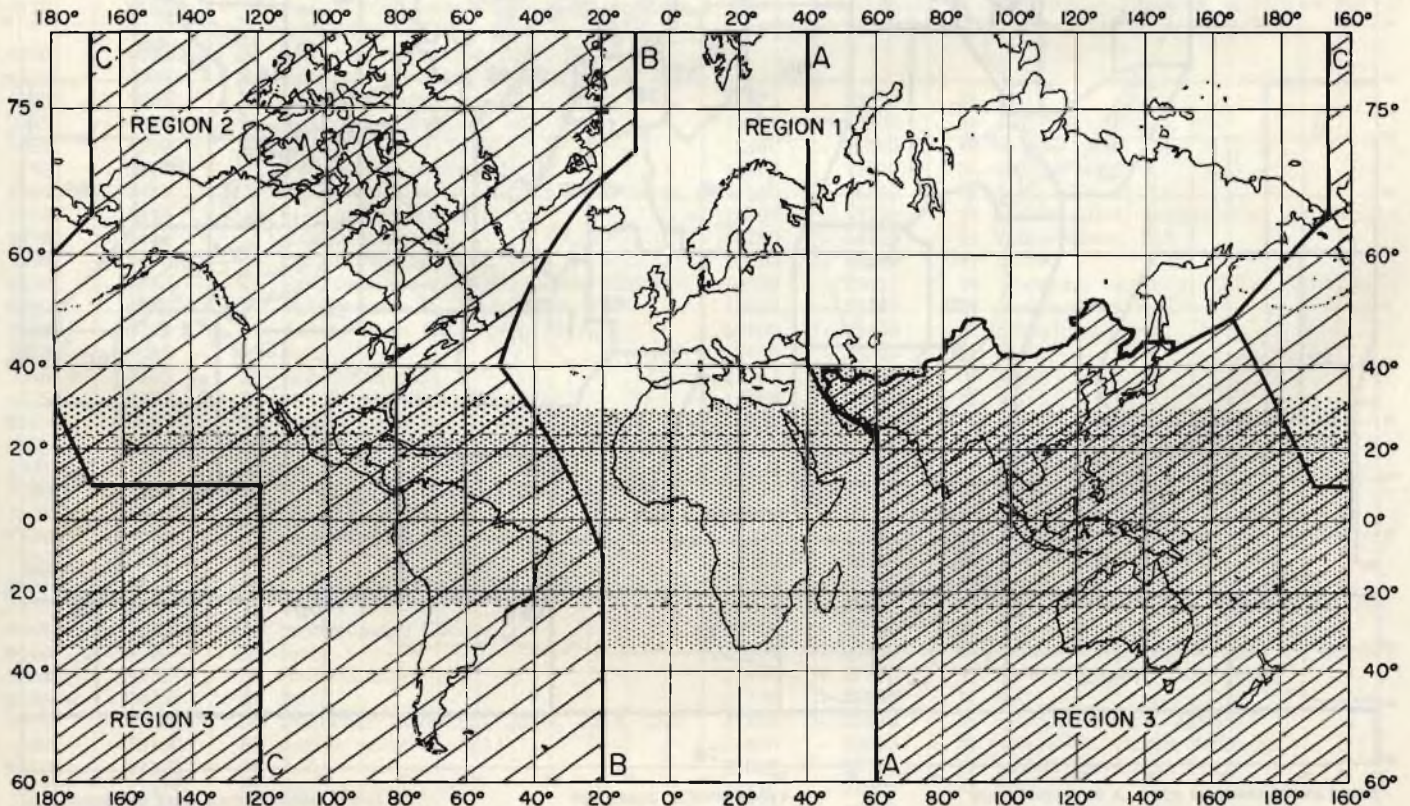


Fig. 1 - Carta delle Regioni previste dalla Tabella di Ripartizione della gamma di frequenze del Regolamento delle Radiocomunicazioni.

110	- 112	1 fissi, mobile marittimo, radionavigazione, 162, 163, 167, 168.	315	- 325	2-3 radionavigazione marittima (radiofari), radionavigazione aerea .
112	- 115	1 radionavigazione, 162, 163.	325	- 405	M radionavigazione aerea, mob. aereo , 181.
115	- 126	1 fissi, mobile marittimo, radionavigazione, 162, 163, 167, 168, 169.	405	- 415	1 mobile escluso aereo, radionavigazione aerea, e marittima (radiogoniometria), 182, 183, 184.
126	- 129	1 radionavigazione, 162, 163.			2 radionavigazione marittima (radiogoniometria), radionavigazione aerea, mobile aereo , 182.
129	- 130	1 fissi, mobile marittimo radionavigazione, 162, 163, 167, 168.	405	- 415	3 radionavigazione, mobile aereo , 182.
110	- 130	2 fissi, mobile marittimo, radionavigazione, marittima, radiolocalizzazione , 162, 164, 167, 168.	405	- 415	M mobile marittimo, 185, 186.
110	- 130	3 fissi, mobile marittimo, radionavigazione, 162, 167, 168, 170.	415	- 490	M mobile marittimo (soccorso e chiamata), 187.
130	- 150	1 mobile marittimo, fissi, 163, 167, 172, 173.	490	- 510	1 mobile marittimo, radionavigazione aerea , 185, 186.
130	- 150	2-3 fissi, mobile marittimo, 167.	510	- 525	2 mobile, radionavigazione aerea , 188.
150	- 160	1 mobile marittimo, radiodiffusione, 167, 174, 175.	510	- 525	3 mobile marittimo, mobile aereo e terrestre , 189.
150	- 160	2-3 fissi, mobile marittimo, 167.	525	- 535	1 radiodiffusione, 190.
160	- 255	1 radiodiffusione, 176.	525	- 535	2 mobile, radiodiffusione, radionavigazione aerea, 188, 191.
255	- 285	1 mobile marittimo, radiodiffusione, radionavigazione aerea, 174, 176, 177, 178.	525	- 535	3 mobile, radiodiffusione.
160	- 200	2 fissi, 179.	535	- 1605	M radiodiffusione.
160	- 200	3 fissi, radionavigazione aerea .	1605	- 2000	1 fissi, mobile escluso aereo, 192, 193, 194, 195, 195A.
200	- 285	2-3 radionavigazione aerea, mobile aereo .	1605	- 1800	2 fissi, mobile, radionavigazione aerea, radiolocalizzazione ,
285	- 315	M radionavigazione marittima (radiofari), radionavigazione aerea .	1605	- 1800	3 fissi, mobile, 197.
315	- 325	1 radionavigazione aerea, 180.	1605	- 1800	

ANNEXE A L'APPENDICE 1

ANNEX TO APPENDIX 1

ANEXO AL APÉNDICE 1 API-17

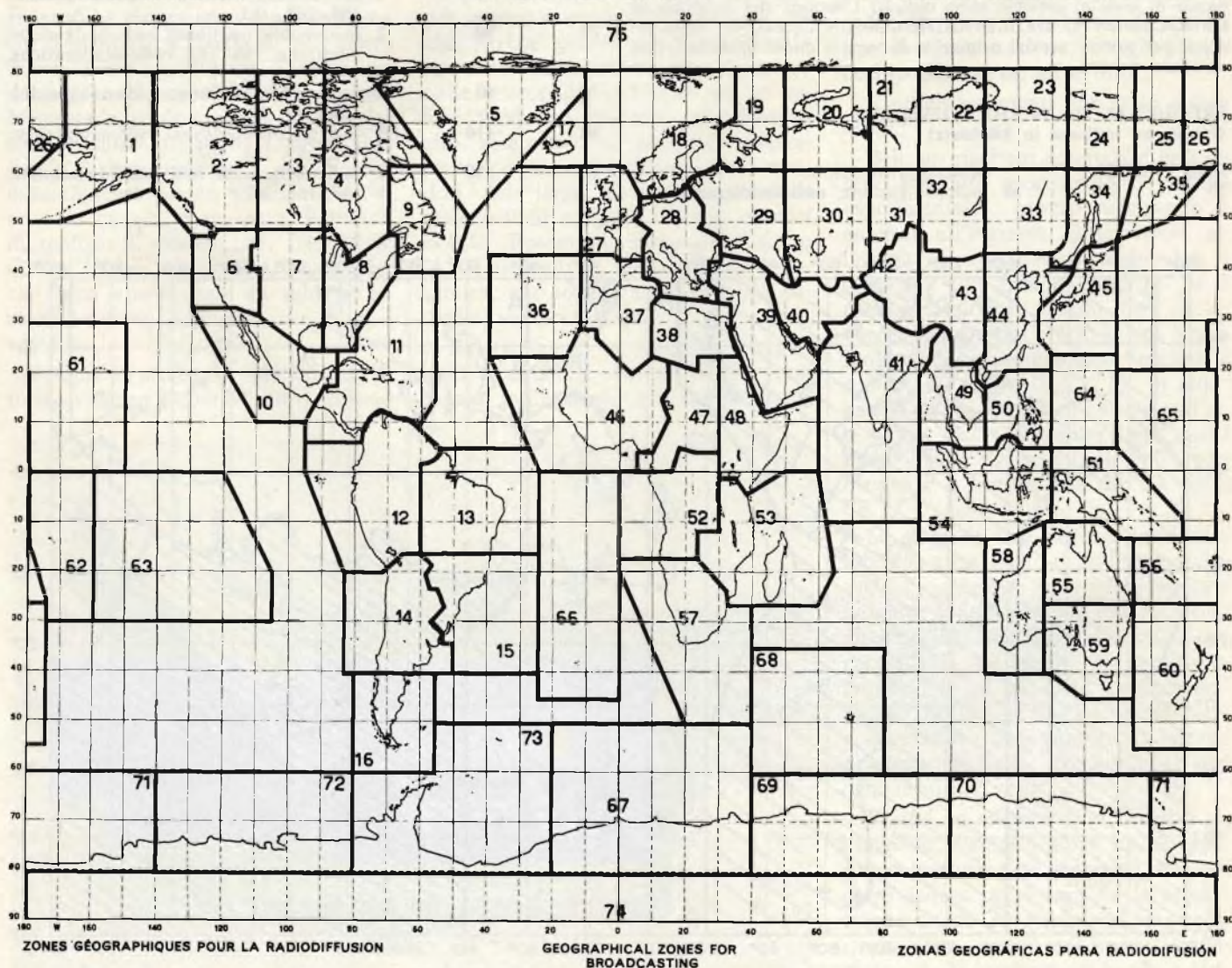
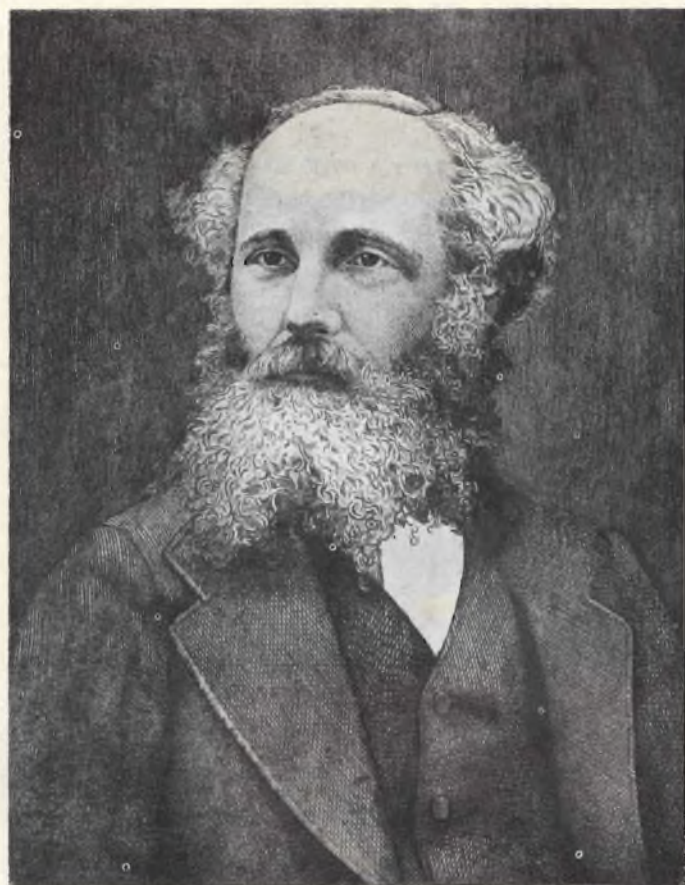


Fig. 2 - Ripartizione delle zone geografiche relative alle stazioni di radiodiffusione.

1800 - 2000 2-3 radioamatori, fissi, mobile escluso aereo, radionavigazione, 198.
2000 - 2045 1 fissi, mobile, escluso aereo, 193, 195A.
2045 - 2065 1 meteorologia, fissi, mobile escluso aereo, 193, 195A.
2000 - 2065 2-3 fissi, mobile.
2065 - 2170 1 fissi, mobile escluso aereo R, 193, 195A.
2065 - 2107 2-3 mobile marittimo, 200.
2107 - 2170 2-3 fissi, mobile.
2170 - 2194 M mobile (soccorso e chiamata), 201, 201A
2194 - 2300 1 fissi, mobile escluso aereo R, 193, 195A.
2194 - 2300 2-3 fissi, mobile.
2300 - 2498 1 fissi, mobile escluso aereo R, radiodiffusione, 193, 195A, 202.
2300 - 2495 2-3 fissi, mobile, radiodiffusione, 202.
2498 - 2502 1 frequenze campione, 203, 203A.
2495 - 2505 2-3 frequenze campione, 203, 203A.
2502 - 2625 1 fissi, mobile escluso aereo R, 193, 195A.
2505 - 2625 2-3 fissi, mobile.
2625 - 2650 1 mobile marittimo, radionavigazione marittima, 175, 195A.
2650 - 2850 1 fissi, mobile escluso aereo R, 195A, 205.
2625 - 2850 2-3 fissi, mobile.
2850 - 3025 M mobile aereo R, 201A 205A.
3025 - 3155 M mobile aereo OR.
3155 - 3200 M fissi, mobile escluso aereo R.
3200 - 3230 M fissi, mobile escluso aereo R, radiodiffusione, 202.
3230 - 3400 M fissi, mobile escluso aereo, radiodiffusione 202.
3400 - 3500 M mobile aereo R.
3500 - 3800 1 radioamatori, fissi, mobile escluso aereo.
3800 - 3900 1 fissi, mobile aereo OR, mobile terrestre.
3500 - 3900 2 radioamatori, fissi, mobile, 206, 207.
3900 - 3950 1 mobile aereo OR.
3900 - 3950 2 mobile aereo, radiodiffusione.
3950 - 4000 1-2 fissi, radiodiffusione.
3500 - 4000 3 radioamatori, fissi, mob. escluso aereo R.
4000 - 4063 M fissi.
4063 - 4438 M mobile marittimo, 208, 209, 209A.
4438 - 4650 1-2 fissi, mobile escluso aereo R.
4438 - 4650 3 fissi, mobile escluso aereo.
4650 - 4700 M mobile aereo, R.
4700 - 4750 M mobile aereo, OR.
4750 - 4850 1 fissi, mobile aereo OR, mobile terrestre, radiodiffusione 202.
4750 - 4850 2-3 fissi, radiodiffusione, 202.
4850 - 4995 M fissi, mob. terrestre, radiodiffusione, 202.
4995 - 5005 M frequenze campione, 203A, 210.
5005 - 5060 M fissi, radiodiffusione, 202.
5060 - 5250 M fissi.
5250 - 5430 1 fissi, mobile terrestre.
5430 - 5480 1 fissi, mobile aereo OR, mobile terrestre.
5250 - 5450 2 fissi, mobile terrestre.
5450 - 5480 2 mobile aereo R.
5250 - 5430 3 fissi, mobile terrestre.
5430 - 5480 3 fissi, mobile aereo OR, mobile terrestre.
5480 - 5680 M mobile aereo R, 201A, 205A.
5680 - 5730 M mobile aereo OR, 201A, 205A.
5730 - 5950 M fissi.
5950 - 6200 M radiodiffusione.
6200 - 6525 M mobile marittimo, 211, 211A.
6525 - 6685 M mobile aereo R.
6685 - 6765 M mobile aereo OR.
6765 - 7000 M fissi.
7000 - 7100 M radioamatori, radioamatori via satellite.
7100 - 7300 1-3 radiodiffusione, 212.
7100 - 7300 2 radioamatori.
7300 - 8195 M fissi.
8195 - 8815 M mobile marittimo, 201A, 213.
8815 - 8965 M mobile aereo R.
8965 - 9040 M mobile aereo OR.
9040 - 9500 M fissi.
9500 - 9775 M radiodiffusione.
9775 - 9995 M fissi.
9995 - 10005 M frequenze campione, 201A, 203A, 214.
10005 - 10100 M mobile aereo R, 201A.
10100 - 11175 M fissi.
11175 - 11275 M mobile aereo OR.
11275 - 11400 M mobile aereo R.
11400 - 11700 M fissi, 216.
11700 - 11975 M radiodiffusione.



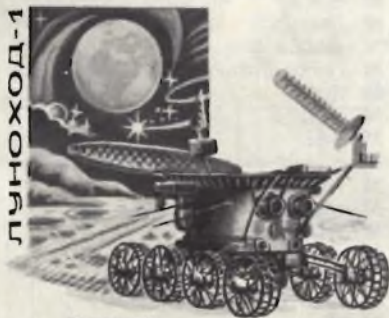
JAMES CLERK MAXWELL
1831-1879

Fig. 3 - Il fisico matematico inglese James Clerk Maxwell, discepolo e continuatore di M. Faraday, docente dell'Università di Cambridge, Aberdeen e Londra.

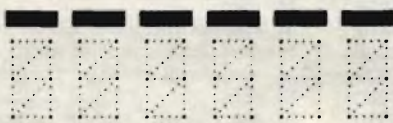
11975 - 12330 M fissi.
12330 - 13200 M mobile marittimo, 213.
13200 - 13260 M mobile aereo OR.
13260 - 13360 M mobile aereo, R.
13360 - 14000 M fissi, 217.
14000 - 14250 M radioamatori, radioamatori via satellite.
14250 - 14350 M radioamatori, 218.
14350 - 14990 M fissi.
14990 - 15010 M frequenze campione, 201A, 203A, 219.
15010 - 15100 M mobile aereo OR.
15100 - 15450 M radiodiffusione.
15450 - 15762 M fissi.
15762 - 15768 M fissi.
15768 - 16460 M fissi.
16460 - 17360 M mobile marittimo, 213.
17360 - 17700 M fissi.
17700 - 17900 M radiodiffusione.
17900 - 17970 M mobile aereo R.
17970 - 18030 M mobile aereo OR.
18030 - 18052 M fissi.
18052 - 18068 M fissi, ricerca spaziale.
18068 - 19990 M fissi.
19990 - 20010 M frequenze campione, 201A, 203A, 220.
20010 - 21000 M fissi.
21000 - 21450 M radioamatori, radioamatori via satellite.
21450 - 21750 M radiodiffusione.
21750 - 21850 M fissi.
21850 - 21870 M radioastronomia, 221B.
21870 - 22000 M fissi aereo, mobile aereo R.
22000 - 22720 M mobile marittimo.
22720 - 23200 M fissi.
23200 - 23350 M fisso aereo, mobile aereo OR.
23350 - 24990 M fissi, mobile terrestre, 222, 222A.
24990 - 25010 M frequenze campione, 203A, 223.

25010	- 25070	M	fissi, mobile escluso aereo.	87,50	- 100,00	1	radiodiffusione, 264, 265.
25070	- 25110	M	mobile marittimo, 224.	75,40	- 88,00	2	fissi, mobile, radiodiffusione.
25110	- 25600	M	fissi, mobile escluso aereo.	88,00	- 100,00	2	radiodiffusione.
25600	- 26100	M	radiodiffusione.	75,40	- 78,00	3	fissi, mobile, 255, 256, 257, 266.
26100	- 27500	M	fissi, mobile escluso aereo, 225, 226.	78,00	- 80,00	3	fissi, mobile, radionavigazione aerea, 255, 256, 257, 261, 266.
FREQUENZE DA 27,5 MHz A 10500 MHz (frequenza indicata in megahertz)				80,00	- 87,00	3	fissi, mobile, 254, 255, 256, 257, 261, 266
				87,00	- 100,00	3	fissi, mobile, radiodiffusione, 254, 267, 268.
				100,00	- 108,00	1	mobile escluso aereo R, 269, 270, 271.
27,50	- 28,00	1	meteorologia, 227.	100,00	- 108,00	2-3	radiodiffusione, 255, 256, 258, 267, 272.
27,50	- 28,00	2-3	meteorologia, fissi, mobile.	108,00	- 117,975	M	radionavigazione aerea.
28,00	- 29,70	M	radioamatori, radioamatori via satellite.	117,975	- 132,00	M	mobile aereo R, 201A, 273, 273A.
29,70	- 30,005	M	fissi, mobile 228, 229, 231, 232.	132,00	- 136,00	M	mobile aereo R, 273A 274, 274A, 274B, 275.
30,005	- 30,010	M	esplorazione spaziale (identificazione satelliti) fissi, mobile, ricerca spaziale 228, 229, 231.	136,00	- 137,00	M	ricerca spaziale (spazio verso Terra), 281A, 281AA.
30,010	- 37,750	M	fissi, mobile, 228, 229, 230, 231, 233A.	137,00	- 138,00	M	esplorazione spaziale (telcmisure e in-sanguimento), meteorologia via satellite, ricerca spaziale (spazio verso Terra), 275A, 279A, 281C, 281E.
37,750	- 38,25	M	fissi, mobile, radioastronomia , 228, 229, 231, 233B.	138,00	- 143,60	1	mobile aereo OR, 275, 281G, 282A, 283.
38,25	- 41,00	M	fissi, mobile, 228, 229, 230, 231, 235, 236, 236A.	138,00	- 143,60	2	fissi, mobile, radiolocalizzazione, ricerca spaziale (spazio verso Terra) , 283A.
41,00	- 47,00	1	radiodiffusione, fissi, mobile , 228, 236A, 237, 238, 239, 240, 241.	138,00	- 143,60	3	fissi, mobile, ricerca spaziale (spazio verso Terra) , 278, 179A, 284.
41,00	- 50,00	2	fissi, mobile, 228, 231, 233A, 236A, 237.	138,00	- 143,60	1	mobile aereo OR, ricerca spaziale spazio verso Terra), 275, 283.
41,00	- 44,00	3	fissi, mobile, 228, 236A, 237.	143,60	- 143,65	1	mobile aereo OR, 275, 282A, 283.
44,00	- 50,00	3	fissi, mobile, radiodiffusione, 228, 231, 237.	143,65	- 144,00	2	fissi, mobile, ricerca spaziale (spazio verso Terra), radiolocalizzazione, 283A.
47,00	- 68,00	1	radiodiffusione, 238, 239, 241, 242, 243.	143,65	- 144,00	2	fissi, mobile, radiolocalizzazione, ricerca spaziale (spazio verso Terra) .
50,00	- 54,00	2-3	radioamatori, 244, 245, 246, 247.	143,60	- 143,65	3	fissi, mobile, ricerca spaziale (spazio verso Terra), 278, 279A, 284.
54,00	- 68,00	2	fissi, mobile, radiodiffusione, 228, 237.	143,65	- 144,00	3	fissi, mobile, ricerca spaziale spazio verso Terra) , 278, 279A, 284.
54,00	- 68,00	3	fissi, mobile, radiodiffusione, 228, 231, 237, 246.	144,00	- 146,00	M	radioamatori, radioamatori via satellite.
68,00	- 74,80	1	fissi, mobile escluso aereo, 248, 249, 250, 251, 252.	146,00	- 149,90	1	fissi, mobile escluso aereo R, 285, 285A.
68,00	- 73,00	2	fissi, mobile, radiodiffusione.	146,00	- 148,00	2-3	radioamatori, 289.
73,00	- 74,60	2	radioastronomia, 253, 253B.	148,00	- 149,90	M	radionavigaz. via satellite, 285B, 285C.
68,00	- 70,00	3	fissi, mobile, radionavigazione aerea, 254, 255, 256.	149,90	- 150,05	1	mobile escluso aereo R, radioastronomia, 233B, 285, 286A.
70,00	- 74,60	3	fissi, mobile, 256, 257, 258.	150,05	- 151,00		
74,80	- 75,20	1	radionavigazione aerea, 259.				
74,60	- 75,40	2-3	radionavigazione aerea, 259.				
75,20	- 87,50	1	fissi, mobile escluso aereo, 248, 250, 252, 260, 261, 262, 263.				

Fig. 4 - Busta primo giorno, con francobolli relativi al Lunacord 1, alla stazione di radiocomando con relativi dispositivi ed al Luna-17.



ПЕРВЫЙ ДЕНЬ ПРЕМИЕР ДНЯ



ИНДЕКС АДРЕСА ПОЛУЧАТЕЛЯ

ДОСТАВЛЕН НА ЛУНУ СОВЕТСКИЙ АВТОМАТИЧЕСКИЙ

В ПЕРВЫЕ В ИСТОРИИ КОСМОНАВТИКИ



САМОХОДНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬ - ЛУНАХОД-1



151,00	- 153,00	1	fissi, mobile escluso aereo R, radioastronomia, meteorologia, 233B, 285, 286A.
153,00	- 154,00	1	fissi, mobile escluso aereo R, meteorologia, 285.
154,00	- 156,00	1	fissi, mobile escluso aereo R, 285.
156,00	- 174,00	1	fissi, mobile escluso aereo, 201A, 285, 287, 288.
150,05	- 174,00	2	fissi, mobile, 201A, 233A, 287.
150,05	- 170,00	3	fissi, mobile, 201A, 287, 290.
170,00	- 174,00	3	fissi, mobile, radiodiffusione.
174,00	- 216,00	1	radiodiffusione, 291, 292, 293, 294.
174,00	- 216,00	2-3	fissi, mobile, radiodiffusione, 294, 295, 296.
216,00	- 223,00	1	radionavigazione aerea, radiodiffusione, 297, 298, 299, 300, 301.
223,00	- 235,00	1	radionavigazione aerea, fissi, mobile, 299, 300, 301, 302, 303, 304, 305.
216,00	- 220,00	2	fissi, mobile, radiolocalizzazione.
220,00	- 225,00	2	radioamatori, radiolocalizzazione.
225,00	- 235,00	2	fissi, mobile.
216,00	- 225,00	3	radionavigazione aerea, radiolocalizzazione, 306, 307, 308.
225,00	- 235,00	3	fissi, mobile, radionavigazione aerea.
235,00	- 267,00	M	fissi, mobile, 201A, 305, 305A, 308A, 309.
267,00	- 272,00	M	fissi, mobile, esplorazione spaziale (telemisura) , 308A, 309A, 309B.
272,00	- 273,00	M	esplorazione spaziale (telemisura), fissi, mobile, 308A, 309A.
273,00	- 328,60	M	fissi, mobile, 308A, 310, 310A.
328,60	- 335,40	M	radionavigazione aerea, 311.
335,40	- 399,9	M	fissi, mobile, 308A.
399,90	- 400,05	M	radionavigazione via satellite, 285C, 311A.
400,05	- 400,15	M	frequenza campione via satellite, 312B, 313, 314.
400,15	- 401,00	M	meteorologia, meteorologia via satellite, ricerca spaziale (telemisura ed inseguimento), 313, 314.
401,00	- 402,00	M	meteorologia, esplorazione spaziale (telemisura), fissi, meteorologia, via satellite, mobile escluso aereo , 314, 315, 315A, 315B, 315c, 316.
402,00	- 403,00	M	meteorologia, fissi, meteorologia via satellite, mobile escluso aereo, 314, 315, 315C, 316.
403,00	- 406,00	M	meteorologia, fissi, mobile escluso aereo, 314, 315, 316.
406,00	- 406,10	M	mobile via satellite (Terra verso spazio), 314, 317A, 317B.
406,10	- 410,00	M	fissi, mobile escluso aereo, radioastronomia, 233B, 314.
410,00	- 420,00	M	fissi, mobile escluso aereo, 314.
420,00	- 430,00	1	fissi, mobile escluso aereo, radiolocalizzazione , 318, 319.
430,00	- 440,00	1	radioamatori, radiolocalizzazione 318, 319, 319B, 320, 320A, 321, 322.
440,00	- 450,00	1	fissi, mobile escluso aereo, radiolocalizzazione , 318, 319, 319A.
420,00	- 450,00	2-3	radiolocalizzazione, radioamatori, 318, 319A, 319B, 320A, 323, 324.
450,00	- 460,00	M	fissi, mobile, 318, 318B, 318C, 319A.
460,00	- 470,00	M	fissi, mobile, meteorologia via satellite (spazio verso Terra) 318A, 318B, 318C, 324B.
470,00	- 582,00	1	radiodiffusione.
582,00	- 606,00	1	radiodiffusione, radionavigazione, 325, 327, 328, 329.
606,00	- 790,00	1	radiodiffusione, 329, 330, 330A, 331, 332, 332A.
790,00	- 890,00	1	fissi, radiodiffusione, 29, 331, 333, 334.
470,00	- 890,00	2	radiodiffusione, 329A, 332, 332A.
470,00	- 585,00	3	radiodiffusione, 335.
585,00	- 610,00	3	radionavigazione, 330B, 336, 337.
610,00	- 890,00	3	fissi, mobile, radiodiffusione, 330B, 332, 332A, 338, 339.
890,00	- 942,00	1	fissi, radiodiffusione, radiolocalizzazione , 329, 331, 333, 339A.
890,00	- 942,00	2	fissi, radiolocalizzazione, 339A, 340.
890,00	- 942,00	3	fissi, mobile, radiodiffusione, radiolocalizzazione , 339, 339A.
942,00	- 960,00	1	fissi, radiodiffusione, 329, 331, 333, 339A.

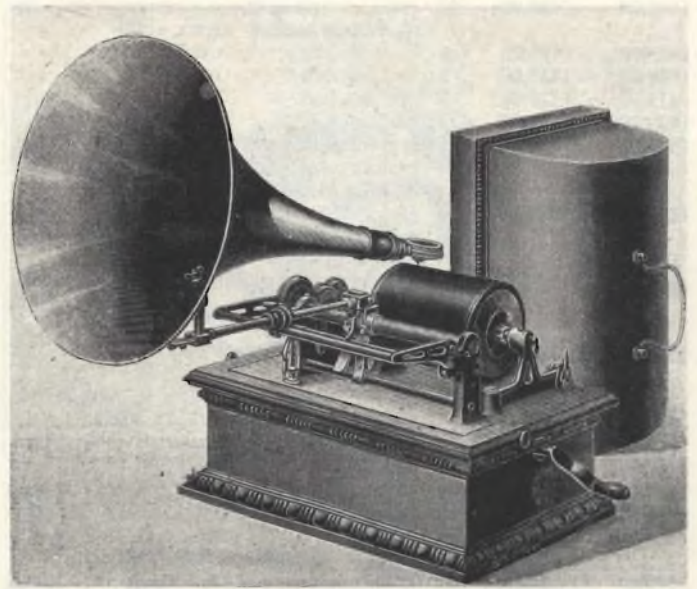


Fig. 5 - Uno dei primi fonografi a cilindro di pasta dura, venduto in Italia dalla Pathé di Milano.

942,00	- 960,00	2	fissi, 339A.
942,00	- 960,00	3	fissi, mobile, radiodiffusione, 338, 339, 339A.
960,00	- 1215,00	M	radionavigazione aerea, 341.
1215,00	- 1300,00	M	radiolocalizzazione, radioamatori , 342, 343, 344, 345.
1300,00	- 1350,00	M	radionavigazione aerea, radiolocalizzazione , 346, 347, 348.
1350,00	- 1400,00	1	fissi, mobile, radiolocalizzazione, 349, 349A.
1350,00	- 1400,00	2-3	radiolocalizzazione, 349, 349A.
1400,00	- 1427,00	M	radioastronomia.



Fig. 6 - Un quiz per i lettori: quanti saranno in Italia i tecnici in grado di mettere le mani su questo magnifico ecoscandaglio della SIMRAD (Eltamar-Genova)?

1427,00 - 1429,00	M	esplorazione spaziale (telecomando), fissi, mobile escluso aereo.	1710,00 - 1770,00	2-3	fissi, mobile, 352K, 356A.
1429,00 - 1525,00	1	fissi, mobile escluso aereo.	1770,00 - 1790,00	1	fissi, meteorologia via satellite, mobile, 356.
1429,00 - 1435,00	2	fissi, mobile.	1770,00 - 1790,00	2-3	fissi, mobile, meteorologia via satellite, 356A,AA.
1435,00 - 1525,00	2	mobile, fissi.	1790,00 - 2290,00	1	fissi, mobile, 356, 356AB,ABA,AC.
1429,00 - 1525,00	3	fissi, mobile.	1790,00 - 2290,00	2-3	fissi, mobile, 356A, 356AB,ABA.
1525,00 - 1535,00	1	esplorazione spaziale (telemisure), fissi, esplorazione della Terra via satellite, mobile escluso aereo, 350A,B,C.	2290,00 - 2300,00	1	fissi, ricerca spaziale (spazio verso Terra), mobile, 356C.
1525,00 - 1535,00	2	esplorazione spaziale (telemisura), esplorazione della Terra via satellite, fissi, mobile, 350A,D.	2290,00 - 2300,00	2-3	fissi, mobile, ricerca spaziale (spazio verso Terra).
1525,00 - 1535,00	3	esplorazione spaziale (telemisure), fissi, esplorazione della Terra via satellite, mobile, 350A,B.	2300,00 - 2450,00	1	fissi, radioamatori, mobile, radiolocalizzazione, 357, 358, 359.
1535,00 - 1542,50	M	mobile marittimo via satellite, 352, 352D,E.	2300,00 - 2450,00	2-3	radiolocalizzazione, radioamatori, fissi, mobile, 357, 360.
1542,00 - 1543,50	M	mobile aereo via satellite R, mobile marittimo via satellite, 352, 352D,F.	2450,00 - 2500,00	1	fissi mobile, radiolocalizzazione, 357, 361.
1543,50 - 1558,50	M	mobile aereo via satellite R, 352, 352D, 352G.	2450,00 - 2500,00	2-3	fissi, mobile, radiolocalizzazione, 357.
1558,50 - 1636,50	M	radionavigazione aerea, 352, 352A,B,D,K.	2500,00 - 2550,00	1	fissi, mobile escluso aereo, radiodiffusione via satellite, 361A,B, 362, 364C,F.
1636,50 - 1644,00	M	mobile maritt. via satellite, 352, 352D,H.	2500,00 - 2535,00	2-3	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile escluso aereo, radiodiffusione via satellite, 361A,B, 364C,E,F.
1644,00 - 1645,00	M	mobile aereo via satellite R, mobile marittimo via satellite, 352, 352D,I.	2535,00 - 2550,00	2-3	fissi, mobile escluso aereo, radiodiffusione via satellite, 361A,B, 364C,F.
1645,00 - 1660,00	M	mobile aereo, via satellite R, 352, 352D, 352J.	2550,00 - 2655,00	M	fissi, mobile escluso aereo, radiodiffusione via satellite, 316B, 362, 363, 364, 364C,F.
1660,00 - 1670,00	M	meteorologia, radioastronomia, 353A, 354, 453A,B.	2655,00 - 2690,00	1	fissi, mobile escluso aereo, radiodiffusione via satellite, 361B, 363, 364, 364C,D, F,G.
1670,00 - 1690,00	M	meteorologia, fissi, meteorologia via satellite, mobile escluso aereo, 324A, 354.	2655,00 - 2690,00	2-3	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile escluso aereo, radiodiffusione via satellite, 361B, 364D,C,E,F,G, H.
1690,00 - 1700,00	1	meteorologia, meteorologia via satellite, fissi, mobile escluso aereo, 324A, 354A.	2690,00 - 2700,00	M	radioastronomia, 233B, 363, 364A,B.
1690,00 - 1700,00	2-3	meteorologia, meteorologia via satellite, (spazio verso Terra), 324B, 354A,C.	2700,00 - 2900,00	M	radionavigazione aerea, radiolocalizzazione, 364, 366.
1700,00 - 1710,00	1	fissi, ricerca spaziale (spazio verso Terra), mobile, 354D.	2900,00 - 3100,00	M	radionavigazione, radiolocalizzazione, 367, 367A,B.
1700,00 - 1710,00	2-3	fissi, mobile, ricerca spaziale (spazio verso Terra), 354D.	3100,00 - 3300,00	M	radiolocalizzazione, 354, 368, 369.
1710,00 - 1770,00	1	fissi, mobile, 352K, 356.	3300,00 - 3400,00	1	radiolocalizzazione, 370, 371.
			3300,00 - 3400,00	2-3	radiolocalizzazione, radioamatori, 376.
			3400,00 - 3600,00	1	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile, radiolocalizzazione, 372, 373, 374, 375.
			3600,00 - 4200,00	1	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile, 374.
			3400,00 - 3500,00	2-3	fissi via satellite (spazio verso Terra), radiolocalizzazione, radioamatori, 376.
			3500,00 - 3700,00	2	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile, radiolocalizzazione.
			3500,00 - 3700,00	3	fissi, via satellite (spazio verso Terra), radiolocalizzazione, fissi, mobile, 377, 378.
			3700,00 - 4200,00	2-3	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile, 379.
			4200,00 - 4400,00	M	radionavigazione aerea, 352A, 379A, 381, 382, 383.
			4400,00 - 4700,00	M	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile.
			4700,00 - 4990,00	M	fissi, mobile, 233B, 354, 382A,B.
			4990,00 - 5000,00	1	fissi, mobile, radioastronomia, 233B.
			4990,00 - 5000,00	2	radioastronomia, 383A.
			4990,00 - 5000,00	3	fissi, mobile, radioastronomia, 233B.
			5000,00 - 5250,00	M	radionavigazione aerea, 352A,B, 383B.
			5250,00 - 5255,00	M	radiolocalizzazione, ricerca spaziale, 384.
			5255,00 - 5350,00	M	radiolocalizzazione, 384, 384A.
			5350,00 - 5460,00	M	radionavigazione aerea, radiolocalizzazione, 385.
			5460,00 - 5470,00	M	radionavigazione, radiolocalizzazione, 385.
			5470,00 - 5650,00	M	radionavigazione marittima, radiolocalizzazione, 385.
			5650,00 - 5670,00	M	radiolocalizzazione, radioamatori, 388, 389.
			5670,00 - 5725,00	M	radiolocalizzazione, radioamatori, ricerca spaziale, (spazio lontano), 388, 389, 389A.
			5725,00 - 5850,00	1	fissi, via satellite (Terra verso spazio) radiolocalizzazione, radioamatori, 354, 388, 390, 391, 391A.

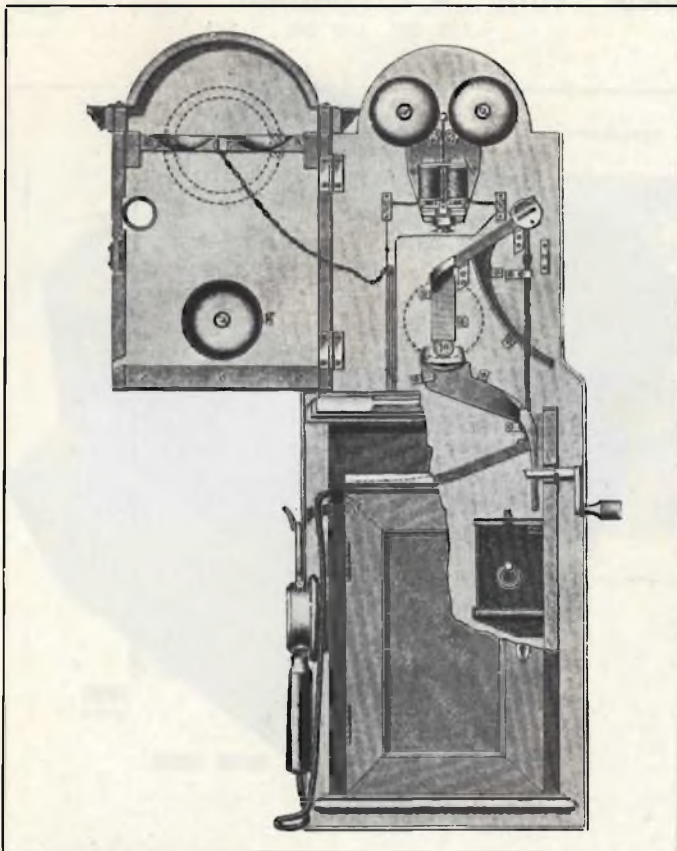


Fig. 7 - Uno dei primi telefoni a pagamento anticipato, realizzato in Germania attorno all'anno 1897.

5725,00	- 5850,00	2-3	radiolocalizzazione, radioamatori , 389, 391, 391A.
5850,00	- 5925,00	1	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile, 391.
5850,00	- 5925,00	2	radiolocalizzazione, radioamatori , 391.
5850,00	- 5925,00	3	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile, radiolocalizzazione , 391.
5925,00	- 6425,00	M	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile.
6425,00	- 7250,00	M	fissi, mobile, 379A, 392AA, 393.
7250,00	- 7300,00	M	fissi via satellite (spazio verso Terra), 392D,G.
7300,00	- 7450,00	M	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile, 392D.
7450,00	- 7550,00	M	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra) meteorologia via satellite (spazio verso Terra), mobile, 392D.
7550,00	- 7750,00	M	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra) mobile, 392D.
7750,00	- 7900,00	M	fissi, mobile.
7900,00	- 7975,00	M	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile.
7975,00	- 8025,00	M	fissi via satellite (Terra verso spazio), 392H.
8025,00	- 8175,00	1	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile, esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra), 394B.
8025,00	- 8175,00	2	esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra), fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile.
8025,00	- 8175,00	3	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile, esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra).
8175,00	- 8215,00	1	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), meteorologia via satellite (Terra verso spazio), mobile, esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra). 394B.
8175,00	- 8215,00	2	esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra), fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), meteorologia via satellite (Terra verso spazio), mobile.
8175,00	- 8215,00	3	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), meteorologia via satellite (Terra verso spazio), mobile, esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra).
8215,00	- 8400,00	1	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile, esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra).
8215,00	- 8400,00	2	esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra), fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile.
8215,00	- 8400,00	3	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile, esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra).
8400,00	- 8500,00	M	fissi, mobile, ricerche spaziali (spazio verso Terra), 394A, 394D.
8500,00	- 8750,00	M	radiolocalizzazione, 354, 395.
8750,00	- 8850,00	M	radiolocalizzazione, radionavigazione aerea, 396, 397.
8850,00	- 9000,00	M	radiolocalizzazione, 397, 398.
9000,00	- 9200,00	M	radionavigazione aerea, radiolocalizzazione , 346, 397.
9200,00	- 9300,00	M	radiolocalizzazione, 397, 398.
9300,00	- 9500,00	M	radionavigazione, radiolocalizzazione , 367A,B, 399.
9500,00	- 9800,00	M	radiolocalizzazione, 398.
9800,00	- 10000,00	M	radiolocalizzazione, fissi, 400, 401, 401A.
10000,00	- 10500,00	M	radiolocalizzazione, radioamatori , 401A, 402, 403.

FREQUENZE DA 10,5 GHz a 275 GHz
(frequenza indicata in gigahertz)

10,50	- 10,55	1	fissi, mobile, radiolocalizzazione .
10,50	- 10,55	2-3	radiolocalizzazione, 404.
10,55	- 10,60	M	fissi, mobile, radiolocalizzazione .
10,60	- 10,68	M	fissi, mobile, radioastronomia, radiocalizzazione , 404A.
10,68	- 10,70	M	radioastronomia, 405B.



Fig. 8 - Un moderno telefono della C.I.T. in cui il disco combinatore è sostituito dalla pulsantiera.

10,70	- 10,95	M	fissi, mobile.
10,95	- 11,20	1	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra e viceversa), mobile.
10,95	- 11,20	2-3	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile.
11,20	- 11,45	M	fissi, mobile.
11,45	- 11,70	M	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile.
11,70	- 12,50	1	fissi, mobile escluso aereo, radiodiffusione, radiodiffusione via satellite, 405BA
11,70	- 12,20	2	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile escluso aereo, radiodiffusione, radiodiffusione via satellite, 405BB, 405BC.
11,70	- 12,20	3	fissi, mobile escluso aereo, radiodiffusione, radiodiffusione via satellite, 405BA
12,20	- 12,50	2-3	fissi, mobile escluso aereo, radiodiffusione.
12,50	- 12,75	1	fissi via satellite (spazio verso Terra e viceversa), 405BD, BE.
12,50	- 12,75	2	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile escluso aereo.
12,50	- 12,75	3	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile escluso aereo.
12,75	- 13,25	M	fissi, mobile.
13,25	- 13,40	M	radionavigazione aerea, 406, 407, 407A.
13,40	- 14,00	M	radiolocalizzazione, 407, 407A, 408, 409.



Fig. 9 - Un guardiacoste di altura della Guardia di Finanza, munito di radiotelefono, radiogoniometro, ecoscandaglio e radar.

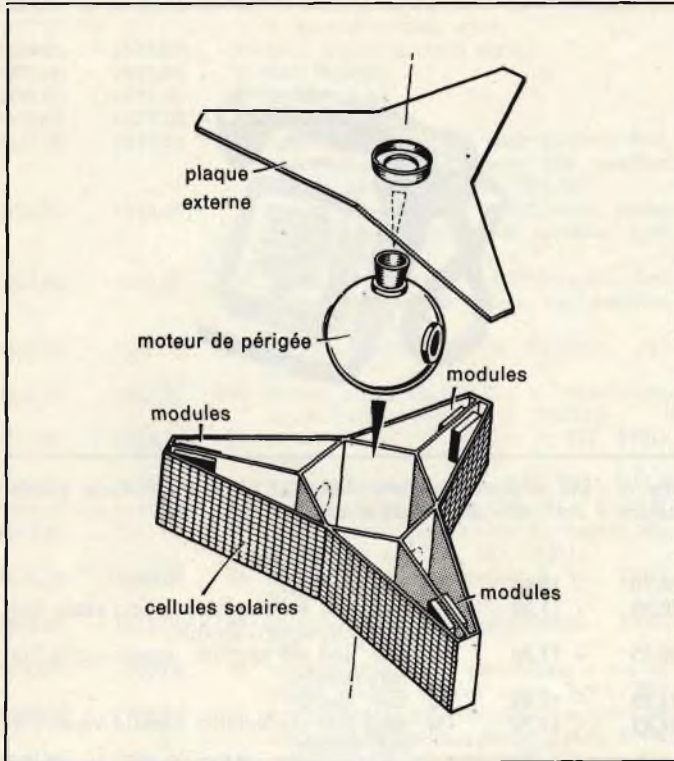


Fig. 10 - Principali componenti del satellite per radioamatori OSCAR-8, del progetto AMSAT-OSCAR, FASE III.

14,00	- 14,30	M	fissi via satellite (Terra verso spazio), radionavigazione 407, 407A, 408A.
14,30	- 14,40	M	fissi via satellite (Terra verso spazio), radionavigazione via satellite, 408A.
14,40	- 14,50	M	fissi via satellite (Terra verso spazio), fissi, mobile, 408B,C.
14,50	- 15,35	M	fissi, mobile, 408B,C.
15,35	- 15,40	M	radioastronomia, 409C.
15,40	- 15,70	M	radionavigazione aerea, 352A,B, 407.
15,70	- 17,70	M	radiolocalizzazione, 407, 408.
17,70	- 19,70	M	fissi, fissi via satellite (spazio verso Terra), mobile.
19,70	- 21,20	M	fissi via satellite (spazio verso Terra), 409E.
21,20	- 22,00	M	esplorazione della Terra via satellite (spazio verso Terra), fissi, mobile.
22,00	- 22,50	M	fissi, mobile, 410A.
22,50	- 23,00	1-2	fissi, mobile.
22,50	- 23,00	3	fissi, mobile, radiodiffusione via satellite, 410B.
23,00	- 23,60	M	fissi, mobile.
23,60	- 24,00	M	radioastronomia, 407.
24,00	- 24,05	M	radioamatori, radioamatori via satellite, 410C.

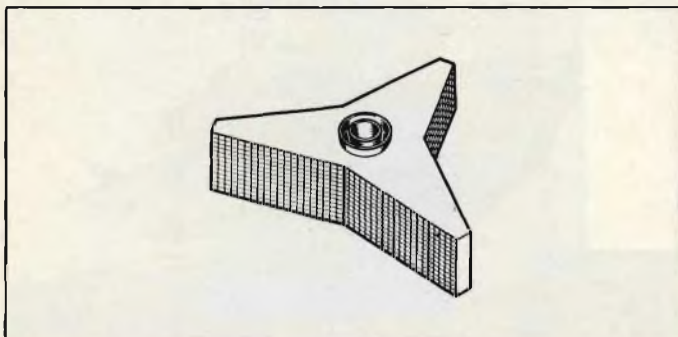


Fig. 11 - Il satellite OSCAR-8, che sarà lanciato durante il periodo 1977-1978, visto nel suo insieme.

24,05	- 24,25	M	radiolocalizzazione, radioamatori, 407, 410C.
24,25	- 25,25	M	radionavigazione, 411, 412.
25,25	- 27,50	M	fissi, mobile.
27,50	- 29,50	M	fissi, fissi via satellite (Terra verso spazio), mobile.
29,50	- 31,00	M	fissi via satellite (Terra verso spazio), 409E.
31,00	- 31,30	M	fissi, mobile, ricerca spaziale, 412H,I.
31,30	- 31,50	M	radioastronomia, 412A.
31,50	- 31,80	1	ricerca spaziale, fissi, mobile.
31,50	- 31,80	2	ricerca spaziale, 405C.
31,50	- 31,80	3	ricerca spaziale, fissi, mobile.
31,80	- 32,30	M	radionavigazione, ricerca spaziale 412B.
32,30	- 33,00	M	radionavigazione.
33,00	- 33,40	1	radioastronomia, radionavigazione.
33,00	- 33,40	2-3	radionavigazione, 412F.
33,40	- 34,20	M	radiolocalizzazione, 401, 408, 412, 412G.
34,20	- 35,20	M	radiolocalizzazione, ricerca spaziale, 407, 408, 412, 412.D.
35,20	- 36,00	M	radiolocalizzazione, 407, 408, 412.
36,00	- 40,00	M	fissi, mobile, 391A, 412E.
40,00	- 41,00	M	fissi via satellite (spazio verso Terra).
41,00	- 43,00	M	radiodiffusione via satellite.
43,00	- 48,00	M	mobile aereo via satellite, mobile marittimo via satellite, radionavigazione aerea via satellite, radionavigazione marittima via satellite.
48,00	- 50,00	—	non attribuita.
50,00	- 51,00	M	fissi via satellite (Terra verso spazio).
51,00	- 52,00	M	esplorazione della Terra via satellite, ricerche spaziali.
52,00	- 54,25	M	ricerca spaziale (passiva), 412J.
54,25	- 58,20	M	inter-satelliti.
58,20	- 59,00	M	ricerche spaziali (passive), 412J.
59,00	- 64,00	M	inter-satelliti.
64,00	- 65,00	M	ricerche spaziali (passive), 412J.
65,00	- 66,00	M	esplorazione della Terra via satellite, ricerca spaziale.
66,00	- 71,00	M	mobile aereo via satellite, mobile marittimo via satellite, radionavigazione aerea via satellite, radionavigazione marittima via satellite.
71,00	- 84,00	—	non attribuita.
84,00	- 86,00	M	radiodiffusione via satellite.
86,00	- 92,00	M	radioastronomia, ricerca spaziale (passiva) 412J.
92,00	- 95,00	M	fissi via satellite (Terra verso spazio).
95,00	- 101,00	M	mobile aereo via satellite, mobile marittimo via satellite, radionavigazione aerea via satellite, radionavigazione marittima via satellite.
101,00	- 102,00	M	ricerche spaziali (passive), 412J.
102,00	- 105,00	M	fissi via satellite (spazio verso Terra).
105,00	- 130,00	M	inter-satelliti, 412K.
130,00	- 140,00	M	radioastronomia, ricerche spaziali (passive), 412J.
140,00	- 142,00	M	fissi via satellite (Terra verso spazio).
142,00	- 150,00	M	mobile aereo via satellite, mobile marittimo via satellite, radionavigazione aerea via satellite, radionavigazione marittima via satellite.
150,00	- 152,00	M	fissi via satellite (spazio verso Terra).
152,00	- 170,00	M	non attribuita.
170,00	- 182,00	M	inter-satelliti.
182,00	- 185,00	M	ricerche spaziali (passive).
185,00	- 190,00	M	inter-satelliti.
190,00	- 200,00	M	mobile aereo via satellite, mobile marittimo via satellite, radionavigazione aerea via satellite, radionavigazione marittima via satellite.
200,00	- 220,00	—	non attribuita.
220,00	- 230,00	M	fissi via satellite.
230,00	- 240,00	M	radioastronomia, ricerche spaziali (passive), 412J.
240,00	- 250,00	M	non attribuita.
250,00	- 265,00	M	mobile aereo via satellite, mobile marittimo via satellite, radionavigazione aerea via satellite, radionavigazione marittima via satellite.
265,00	- 275,00	M	fissi via satellite.
al di sopra dei 275			non attribuita.

I GRANDI DEL PASSATO: J. C. MAXWELL

James Clerk Maxwell, grande fisico e matematico inglese, nato ad Edimburgo nel 1831 e morto Cambridge nel 1879, diede un notevole contributo alla meccanica statica, introducendo, fra l'altro, il criterio dell'equipartizione dell'energia per spiegare l'evoluzione dei processi fisici termodinamicamente intesi. Nella sua memoria «Una teoria dinamica del campo elettromagnetico», pubblicata nel 1865, il Maxwell diede veste analitica ai concetti del Faraday sull'azione dei dielettrici esprimendo altresì, matematicamente, il possibile modo di concepire il propagarsi degli effetti magnetici ed elettrici in un mezzo identico a quello in cui si propaga la luce. In definitiva egli anticipò la produzione delle onde elettromagnetiche, tramite dei circuiti che generassero dei campi ad alta frequenza. Pur avendo predetto l'esistenza delle onde em il Maxwell non poté provarla praticamente, cosa che riuscì successivamente a Hertz.

Base dell'elettroteologia fu il suo **Treatise of Electricity and Magnetism**, pubblicato nel 1873. Nota pure la regola che porta il suo nome, detta anche **regola del cavatappi**, per individuare il senso del campo magnetico quando sia nota la direzione della corrente elettrica che lo genera.

Il suo nome, nel sistema C.G.S. fu dato all'unità internazionale del flusso magnetico.

PER I FILATELICI - TEMATICA TELECOMUNICAZIONI

Per l'anniversario della nascita di G. Marconi gli Stati che hanno emesso un francobollo commemorativo si possono contare sulle dita di due mani. Per l'anniversario della scoperta del telefono, che grazie alla complicità della U.I.T., Unione di cui fa parte anche l'Italia, viene attribuita senz'altro ad **Alexander Graham Bell**, non c'è Stato al mondo che non abbia emesso almeno un francobollo commemorativo. A questo proposito è interessante rilevare che in una pubblicazione redatta dal Dr. Anthony R. Michaelis di Londra, per conto della U.I.T. il nome del **Meucci** non è neanche citato. Si vede che per Gerard G. Gross, segretario generale della U.I.T. la storia non conta così come non conta la sentenza emessa a favore del Meucci nel 1886 negli USA!

Che forse avesse ragione un altro grande americano... Galileo Galilei quando affermava che **l'ignoranza è madre della malignità, dell'invidia, della rabbia e di altri vizi scellerati e brutti?**

Riporto comunque un primo elenco degli Stati che hanno emesso francobolli commemorativi per l'anniversario della scoperta del telefono, alcuni dei quali, diciamo in onore della verità, non hanno citato il nome del Bell.

(Il valore è quello del francobollo in moneta di emissione). **Magyar Post**, 3 ft. **Malawi Et**, 10t, 20t, 40t più un foglietto. **India** 25. **State of Qatar**, 1.00R, 1.35R. **Sultanate of Oman**, 250 baiza. **Andorra**, 1.00. **Ethiopia**, 30c, 90c. **Algerie**, 1.40. **Iran**, 10R. **Uganda**, 2' più foglietto, quattro valori 1', 1', 3', 50' (telecomunicazioni). **Kenya**, come per l'Uganda. **Tanzania**, come per l'Uganda (!!!!). **Maldiva**, 1L, 2L, 3L, 10L, 20L, 1R, 10R più foglietto. **Nigeria**, 5k, 25k, 18k. **Bangladesh**, 2,25, 5. **Centrafricana (Rep)**, 100 F. **Niger**, 100 F. **Mali**, 180F. **R. Côte d'Ivoire**, 70F. **Bahamas**, 3c, 16c, 21c, 25c. **R. Gabonaise**, 60F. **R. Demokratika Malagasy**, 25F, 50, 300, 200, 100 più foglietto. **Congo**, 35F, 60 F. **Iran**, 14R. **Monaco**, 0,80. **Uruguay**, 083. **Indonesia**, 100. **R. Togolaise**, 25F, 105F, 30F, 70F. **Senegal**, 175F. **Rep of Korea**, 20. **Condominium New Hebrides**, 70 cent, 25 cent, 1.15 Fr. **New Hebrides condominium**, (sic...) stessi valori. **L.A.R. (U.I.T.)**, 40,70. **Polska** 1,50. **USA**, 13c. **Australia**, 18.D.D.R. 20. **Sverige**, 130, 340. **Bulgaria**, 18. **Brasile**, 5,20. **Espana**, 3Pta. **Pakistan**, Rs3. **Mexico**, aereo \$ 1,60. **Portugal**, 3,00, 10,50. **Eire**, 9, 15.

REGIONI E ZONE NELL'ATTRIBUZIONE DELLE GAMME DI FREQUENZA da 10 kHz a 275 GHz

Regione 1

La regione 1 comprende le zone limitate ad Est dalla linea A (vedere sotto le definizioni di linea A, B, C), e all'Ovest dalla linea B, ad eccezione del territorio dell'Iran, situato entro questi limiti. Essa comprende altresì la parte dei territori della Turchia e dell'URSS, situati al di fuori dei suddetti limiti e così pure il territorio della Repubblica popolare di Mongolia e la zona a Nord dell'URSS, fra le linee A e C.

Regione 2

La Regione 2 comprende la zona limitata ad Est dalla linea B e all'Ovest dalla linea C.

Regione 3

La Regione 3 comprende la zona limitata all'Est dalla linea C e all'Ovest dalla linea A, esclusi i territori della Repubblica Popolare della Mongolia, della Turchia, dell'URSS e della zona al Nord dell'URSS. Essa comprende ugualmente la parte del territorio dell'Iran situata fuori di questi limiti.

Linea A

La linea A parte dal Polo Nord, segue il meridiano 40° Est di Greenwich fino al parallelo 40° Nord, poi l'arco del grande cerchio, fino al punto d'intersezione del meridiano 60° Est con il Tropico del Cancro, infine il meridiano 60° Est fino al Polo Sud.

Linea B

La linea B parte dal Polo Nord, segue il meridiano 10° Ovest di Greenwich fino alla intersezione con il parallelo 72° Nord, poi l'arco del grande cerchio fino al punto di intersezione del meridiano 165° Est di Greenwich con il parallelo 50° Nord, poi l'arco di grande cerchio fino al punto d'intersezione del meridiano 170° Ovest e del parallelo 10° Nord, e così di seguito lungo il parallelo 10° Nord fino alla sua intersezione con il meridiano 120° Ovest, infine segue il meridiano 120° Ovest fino al Polo Sud.

Zona Europea di radiodiffusione

La Zona Europea di radiodiffusione è delimitata all'Ovest dai limiti Ovest della Regione 1, a Est dal meridiano 40° Est di Greenwich ed al Sud dal parallelo 30° Nord in modo da includere la parte occidentale dell'URSS ed i territori costieri del Mediterraneo ad eccezione dell'Arabia e dell'Arabia Saudita che si trovano in questo settore. Anche l'Iran fa parte della Zona Europea, di radiodiffusione.

Zona Europea Marittima

La zona Europea Marittima è delimitata al Nord da una linea che segue il 72° parallelo Nord, dalla sua intersezione con il meridiano 55° Est fino alla sua intersezione con il meridiano 5°



Fig. 12 - QSL dell'amico Ricky, LU2CAP, che si trova un po' più a Sud dell'Equatore... a conferma di QSO con I2SOJ.

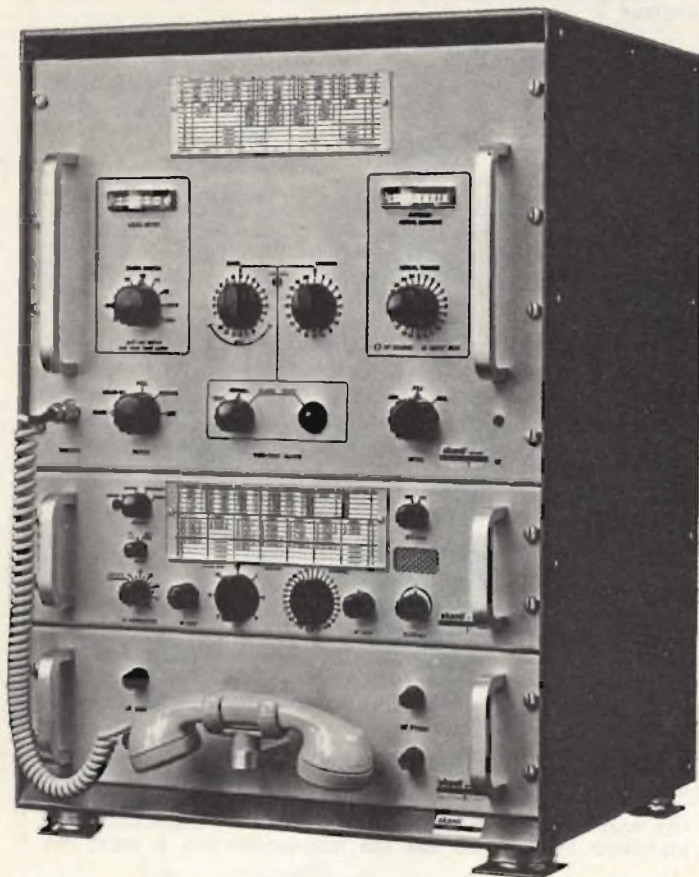


Fig. 13 - Un magnifico radiotelefono della SKANTI (SIRM - Società Italiana Radio Marittima), che può coprire 68 canali in TX e 78 in RX, nelle gamme 1605 ÷ 4000 kHz, 4, 6, 8, 12, 16, 22 MHz. Classe di lavoro: A3, A3H, A3A, A3J. Potenza: 400 W PEP.

Ovest; segue questo meridiano 5° Ovest fino alla sua intersezione con il parallelo 67° Nord ed infine segue questo parallelo 67° Nord fino alla sua intersezione con il meridiano 30° Ovest. All'Ovest è delimitata da una linea che segue il meridiano 30° Ovest fino alla sua intersezione con il parallelo 30° Nord, al Sud da una linea che segue il parallelo 30° Nord fino alla sua intersezione con il meridiano 43° Est, all'Est da una linea che segue il meridiano

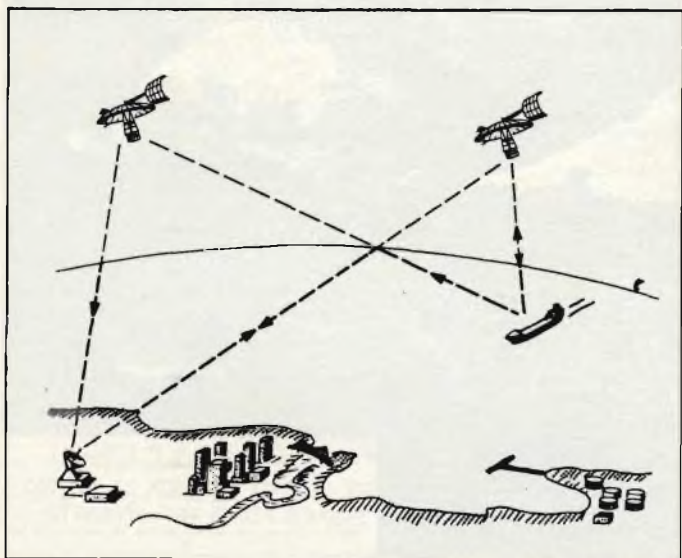


Fig. 14 - Impiego di due satelliti e di una stazione terrena per ottenere la posizione di una nave, cioè il LOP (Line Of Posizion).

43° Est fino alla sua intersezione con il parallelo 60° Nord; segue questo parallelo 60° Nord fino alla sua intersezione con il meridiano 55° Est ed infine segue il meridiano 55° Est fino alla sua intersezione con il parallelo 72° Nord (una spiegazione veramente elementare questa del Regolamento delle Radiocomunicazioni).

Zona tropicale

La zona tropicale è definita come segue:

- nella Regione 2 tutta la zona compresa fra i tropici del Cancro e del Capricorno.
- nell'insieme delle Regioni 1 e 3 la zona compresa fra i paralleli 30° Nord e 35° Sud, e, inoltre la zona compresa fra i meridiani 40° Est e 80° Est di Greenwich e i paralleli 30° Nord e 40° Nord e la parte della Libia situata al Nord del parallelo 30° Nord.

Mediante accordi particolari fra i paesi interessati la Zona tropicale nella Regione 2 può essere intesa fino al parallelo 33° Nord.

FONOGRAFO, PRIMA VERSIONE

Il fonografo, come è noto, è stato inventato da T.A. Edison, attorno al 1878. Il prototipo era costituito da un cilindro orizzontale ricoperto di stagnola e di cera indurita.

Messo in rotazione, sul cilindro si faceva scorrere una puntina metallica posta al centro di un diaframma il quale, se veniva colpito dalle onde sonore inviategli da un imbuto a forma di tromba, entrava in vibrazione dimodoché la puntina tracciava sulla cera un solco variabile.

Se successivamente alla puntina si faceva ripercorrere il solco tracciato, il diaframma entrava in vibrazione riproducendo i suoni già incisi.

La figura 5 si riferisce ad uno dei primi fonografi di questo genere venduti in Italia ad opera della Pathé, via Dante 6, Milano, la quale forniva altresì cilindri artistici di pasta dura, i migliori del mondo, affermava l'inserzione, cantati da Enrico Caruso ed altre celebrità al prezzo di lire 1,25, cadauno.

DESIGNAZIONE DELLE EMISSIONI

Tutte le radio emissioni sono caratterizzate dalla loro classe e dalla larghezza di banda richiesta.

CLASSI

Le varie classi ed i relativi simboli sono caratterizzati nel seguente modo (tenendo presente che si designano con emissioni del tipo B quelle che utilizzano le onde smorzate):

- 1° Tipo di modulazione dell'onda portante principale.
- 2° Tipo di trasmissione.
- 3° Caratteristiche principali.

TIPO DI MODULAZIONE DELL'ONDA PORTANTE PRINCIPALE E SIMBOLO

- | | |
|---------------------|---|
| a) ampiezza | A |
| b) frequenza o fase | F |
| c) impulsi | P |

TIPO DI TRASMISSIONE

- | | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---|
| a) assenza di qualsiasi modulazione destinata a trasmettere una informazione | 0 |
| b) telegrafia senza modulazione tramite una freq. udibile | 1 |
| c) telegrafia per manipolazione tutto o niente, di una o più frequenze udibili di modulazione, o per manipolazione tutto o niente dell'emissione modulata (caso particolare: emissione modulata non manipolata) | 2 |
| d) telefonia (compresa la radiodiffusione sonora) | 3 |
| e) fac-simile (con modulazione dell'onda portante principale sia direttamente sia tramite una sottoportante modulata in frequenza). | 4 |
| f) televisione (immagine solamente) | 5 |
| g) telegrafia duplex a 4 frequenze | 6 |
| h) telegrafia armonica multiviva | 7 |
| i) casi non previsti qui sopra | 9 |

TABELLA 1

Tipo di modulazione dell'onda portante principale	Tipo di trasmissione	Caratteristiche supplementari	Simbolo
Modulazione di ampiezza	Assenza di qualsiasi modulazione	—	A0
	Telegrafia senza modulazione di una frequenza udibile (manipolazione tutto o niente)	—	A1
	Telegrafia per manipolazione tutto o niente di una o più frequenze udibili di modulazione o manipolazione tutto o niente di emissione modulata (caso particolare: emissione modulata non manipolata).	—	A2
	Telefonia	doppia banda laterale	A3
		banda laterale unica onda portante ridotta	A3A
		banda laterale unica onda portante soppressa	A3J
		due bande indipendenti	A3B
	Fac-simile, con modulazione dell'onda portante principale, sia direttamente,, sia da una sotto portante modulata in frequenza	—	A4
		banda laterale unica onda portante ridotta	4A4
	Televisione	banda laterale residua	A5C
Telegrafia armonica multivia	banda laterale unica onda portante ridotta	A7A	
Casi non previsti sopra (es: combinazione di telegrafia e telefonia:	due bande laterali indipendenti	A9B	
Modulazione di frequenza (o di fase)	Telegrafia (manipolazione a spostamento di frequenza) senza modulazione tramite una frequenza udibile; una delle due frequenze è emessa in un dato istante.	—	F1
	Telegrafia per manipolazione tutto o niente di una frequenza udibile di modulazione di frequenza o per manipolazione tutto o niente di una emissione modulata in frequenza (caso particolare: emissione modulata in frequenza non modulata).	—	F2
	Telefonia	—	F3
	Fac-simile a modulazione diretta in frequenza dell'onda portante.	—	F4
	Televisione	—	F5
	Telegrafia duplex a 4 frequenze	—	F6
	Casi non previsti sopra con onda portante modulata in frequenza	—	F9
	Modulazione ad impulsi	Onda portante trasmessa ad impulsi, senza alcuna modulazione destinata a trasmettere una informazione(es: radiorilevamenti).	—
Telegrafia per manipolazione tutto o niente di un'onda portante trasmessa ad impulsi, senza modulazione tramite una frequenza udibile.			P1D
Telegrafia per manipolazione tutto o niente di una o più frequenze udibili di modulazione, o per manipolazione tutto o niente di un'onda portante modulata trasmessa ad impulsi (caso particolare: onda portante modulata trasmessa ad impulsi non manipolata)		frequenza udibile o frequenze udibili modulanti l'ampiezza degli impulsi	P2D

Modulazione ad impulsi		frequenza udibile o frequenze udibili modulanti la larghezza degli impulsi	P2E	
		frequenza udibile o frequenze udibili modulanti la fase o la posizione degli impulsi	P2F	
	Telefonia		Impulsi modulati in ampiezza	P3D
			Impulsi modulati in larghezza	P3E
			Impulsi modulati in fase o posizione	P3F
			modulazione tramite impulsi codificati (dopo campionamento e quantificazione)	P3G
		Casi non previsti sopra in cui l'onda portante è modulata tramite impulsi	P9	

CARATTERISTICHE SUPPLEMENTARI

- a) doppia banda laterale
b) banda laterale unica:
onda portante ridotta
onda portante completa
onda portante soppressa
c) due bande laterali indipendenti
d) banda laterale residua
e) impulsi:
ampiezza modulata
larghezza modulata
fase (o posizione) modulata
modulazione tramite impulsi codificati

In tabella 1 riportiamo dettagliatamente la classificazione delle emissioni tipiche.

UN NUOVO TIPO RIVOLUZIONARIO DI PILA A SECCO?

La fabbrica di prodotti elettronici **Tadiran**, di Israele, ha realizzato una pila al litio che si dice essere in grado di fornire, a parità di dimensioni, una energia otto volte superiore a quella delle normali pile a secco con una durata di magazzino quattro volte più lunga. Gli elettrodi sono costituiti di litio e carbone in un elettrolita inorganico non acquoso.

La natura mista dei materiali attivi e la chiusura ermetica sono i fattori principali che ne garantirebbero la lunga durata con un minimo di autoscarica. La pila avrebbe una densità energetica di 510 wh/kg e 0,9 wh/cm³. La tensione nominale di ciascuna cella è di 3,5 V, in un campo di temperatura compreso fra -55 °C e 75 °C.

ABBREVIAZIONI USATE NEI DOCUMENTI UFFICIALI RELATIVI ALLE RADIOCOMUNICAZIONI

- stazione classificata come situata in una zona di traffico intenso (TI).
- di giorno (HJ).
- di notte (HN).
- || nave fornita di imbarcazioni di salvataggio munite di apparecchiature radio.
- ∧ nave con traffico radio elevato (HS).
- AL** stazione terrestre di radionavigazione aerea.
- AM** stazione mobile di radionavigazione aerea.
- AT** stazione di radioamatore.
- AX** stazione fissa di servizio aereo.
- BC** stazione di radiodiffusione, compresa la televisione.
- C** in funzione durante il periodo indicato.
- CA** nave da carico.
- CO** stazione aperta soltanto alla corrispondenza ufficiale.
- CP** stazione aperta alla corrispondenza pubblica.
- CR** stazione aperta alla corrispondenza limitata.

- CV stazione per la corrispondenza di un'impresa privata.
D³⁰ antenna la cui direzione di irradiazione massimo è di 30° (direzione espressa in gradi a partire dal Nord vero da 0° a 360°).
- A** DR antenna ad effetto direttivo munita di un riflettore.
H EA stazione spaziale di radioamatore via satellite.
J EB stazione spaziale del servizio di radiodiffusione via satellite (solo audio).
B EC stazione spaziale del servizio fisso via satellite.
C ED stazione spaziale per il telecomando spaziale.
D EG stazione spaziale del servizio mobile marittimo via satellite.
E EH stazione spaziale di ricerca spaziale.
F EK stazione spaziale per l'inseguimento spaziale.
G EM stazione spaziale di satellite per meteorologia.
EN stazione spaziale di satellite per radionavigazione.
ER stazione spaziale di telemisura spaziale.
EV stazione spaziale del servizio di radiodiffusione via satellite (televisione).
EX stazione sperimentale.
FB stazione di base.
FC stazione costiera.
FE **soppresso.**
FL stazione terrestre.
FP stazione per operazioni portuali.
FR stazione unicamente ripetitrice collegata alla rete generale delle vie di comunicazione.
FS stazione terrestre destinata unicamente alla sicurezza della vita umana.
FX stazione fissa.
GS stazione a bordo di una nave da guerra o di aerconave della marina o dell'esercito.
H servizio secondo un dato orario (indicato).
H8 servizio di 8 ore, effettuato da una stazione di nave di 3° categoria.
H16 servizio di 16 ore, effettuato da una stazione di nave di 2° categoria.
H24 servizio continuo giorno e notte.
HJ servizio di giorno.
HN servizio di notte.
HX servizio intermittente di giorno e di notte oppure relativo ad una stazione che non osserva un orario regolare.
I servizio durante il periodo indicato.
LR stazione terrestre di radiolocalizzazione.
MA stazione di aerconave.
ME stazione spaziale.
ML stazione mobile terrestre.
MO stazione mobile.
MR stazione mobile di radiolocalizzazione.
MS stazione di nave.
ND antenna non direttiva.
NL stazione terrestre di radionavigazione marittima.
OD stazione di trasmissione di dati oceanografici.
OE stazione che interroga delle stazioni di trasmissione di dati oceanografici.

OT	stazione che effettua esclusivamente il traffico di un servizio specificato.
PA	nave passeggeri.
RA	stazione di radioastronomia.
RC	radiofaro non direzionale.
RD	radiofaro direzionale.
RG	stazione radiogoniometrica.
RM	stazione mobile per la radionavigazione marittima.
RT	radiofaro ruotante.
SM	stazione del servizio ausiliario della meteorologia.
SS	stazione che trasmette frequenze campione.
TA	stazione terrena per comunicazioni spaziali del servizio di radioamatore via satellite.
TC	stazione terrena del servizio fisso via satellite.
TD	stazione terrena per il telecomando spaziale.
TE	stazione terrena di trasmissione.
TF	stazione terrena del servizio fisso di radiorilevamento via satellite.
TG	stazione terrena mobile del servizio mobile marittimo via satellite.
TH	stazione terrena del servizio di ricerca spaziale.
TI	stazione terrena del servizio mobile marittimo via satellite per i radiorilevamenti via satellite.
TK	stazione terrena per l'inseguimento spaziale.
TM	stazione terrena del servizio meteorologico via satellite.
TMG	tempo medio di Greenwich.
TN	stazione terrena del servizio di radionavigazione via satellite.
TP	stazione terrena di ricezione.
TR	stazione terrena di telemisura spaziale.
TS	canale audio (televisione).
TT	stazione terrena per comunicazioni spaziali.
TV	canale video (televisione).

AMSAT-OSCAR, FASE III, SATELLITE PER RADIOAMATORI

Durante il periodo 1977-78 sarà messo in orbita un satellite della fase III, AMSAT-OSCAR, mediante il quale i radioamatori potranno coprire interamente un emisfero senza limiti di distanza.

Ad esempio i radioamatori dell'emisfero Nord potranno comunicare con altri dello stesso emisfero per quasi tutte le ventiquattro ore e, per un periodo più breve, con quelli dell'emisfero Sud.

Pertanto con la messa in orbita di Oscar-8, questo è il numero di serie, si potranno stabilire collegamenti in permanenza in qualsiasi condizione di propagazione, in presenza di eruzioni solari di forte intensità e di altri fenomeni che diano luogo ad anomalie della propagazione.

A questo proposito bisogna ricordare che con i satelliti per radioamatori Oscar-6 e Oscar-7 si potevano attuare collegamenti sulle lunghezze d'onda di 2 m e 70 cm fino a 8000 km, per una durata massima di 20 minuti e solo tre o quattro volte al giorno.

Si spera di installare su Oscar-8 due ripetitori: uno sulla frequenza di 145 MHz, nel senso Terra-satellite, l'altro sulla frequenza di 435 MHz, nel senso satellite-Terra, il secondo ripetitore dovrebbe avere le frequenze invertite rispetto al primo.

La figura 10 mostra il satellite nelle sue parti principali mentre la figura 11 si riferisce all'aspetto esteriore del satellite montato.

Le caratteristiche dell'orbita definitiva saranno le seguenti: apogeo, 39.000 km, perigeo, 160 km, inclinazione, 101,5°.

TABELLE DELLE TOLLERANZE DI FREQUENZA

La tolleranza di frequenza è espressa in milionesimi o, in certi casi, in hertz. Tolleranza di frequenza e la potenza media sono definite dall'articolo 1 del **Regolamento delle Radiocomunicazioni** nel seguente modo:

Tolleranza di frequenza: scarto massimo ammissibile fra la frequenza assegnata e la frequenza situata al centro della banda occupata da una emissione, oppure fra la frequenza di riferimento e la frequenza caratteristica di una emissione.

Potenza media: media della potenza fornita alla linea di alimentazione dell'antenna da un trasmettitore, funzionante normalmente, valutata in un tempo relativo lungo rispetto alla componente di frequenza più bassa di modulazione.

In genere si sceglie un intervallo di tempo di 1/10 di secondo, durante il quale la potenza media è al suo massimo.

Gamma di frequenza e categoria delle stazioni	Tolleranze in vigore
Gamma: 10 - 535 kHz	
1°) stazioni fisse: 10 ÷ 50 kHz 50 ÷ 535 kHz	1000 200
2°) stazioni terrestri a) stazioni costiere: potenza inferiore o uguale a 200 W potenza superiore a 200 W	500 1) 200 1)
b) stazioni aereonautica	100
3°) stazioni mobili a) stazioni di navi b) trasmettitori di soccorso di navi c) stazioni mezzi di salvataggio d) stazioni di aereonave	1000 5000 5000 500
4°) stazioni di radiolocalizzazione stazioni di radiodiffusione	100 10 Hz
Gamma: 535 ÷ 1605 kHz stazioni di radiodiffusione	10 Hz b)
Gamma: 1605 ÷ 4000 kHz	
1°) stazioni fisse: potenza inferiore o uguale a 200 W potenza superiore a 200 W	100
2°) stazioni terrestri: potenza inferiore o uguale a 200 W potenza superiore a 200 W	50 100 h) 1) 50 h) 1)
3°) stazioni mobili: a) stazioni di navi b) stazioni mezzi di salvataggio bA) radiofari di localizzazione di sinistri c) stazioni di aereonavi d) stazioni mobili terrestri	200 i) k) 300 300 100 200
4°) stazioni di rilevamento: potenza inferiore o uguale a 200 W potenza superiore a 200 W	100 50
5°) stazioni di radiodiffusione	20
Gamma: 4 ÷ 29,7 MHz	
1°) stazioni fisse: potenza inferiore o uguale a 500 W potenza superiore a 500 W	50 15
2°) stazioni terrestri: a) stazioni costiere potenza inferiore o uguale a 500 W potenza superiore a 500 W e inferiore a 5 kW potenza superiore a 5 kW	50 h) 1) 30 h) 1) 15 h) 1)
b) stazioni aereonautica: potenza inferiore o uguale a 500 W potenza superiore a 500 W	100 50
c) stazioni di base: potenza inferiore o uguale a 500 W potenza superiore a 500 W	100 50
3°) stazioni mobili: a) stazioni di navi: 1) emissioni in classe A1 2) emissioni diverse da A1: potenza inferiore o uguale a 50 W potenza superiore a 50 W	50 p) q) 50 c) i) k) 50 i) k)
4°) stazioni di radiodiffusione	15
Gamma: 29,7 ÷ 100 MHz	
1°) stazioni fisse: potenza inferiore o uguale a 200 W potenza superiore a 200 W	50 30
2°) stazioni terrestri: potenza inferiore o uguale a 15 W potenza superiore a 15 W	50 20
3°) stazioni mobili: potenza inferiore a 5 W potenza superiore a 5 W	100 50
4°) stazioni di radiorilevamento	200
5°) stazioni di radiodiffusione (non di TV) potenza inferiore o uguale a 50 W potenza superiore a 50 W	50 20
6°) stazioni di radiodiffusione (televisione, suono e immagine): potenza inferiore o uguale a 50 W potenza superiore a 50 W	100 1000 Hz

Gamma: 100 ÷ 470 MHz	
1°) stazioni fisse:	
potenza inferiore o uguale a 50 W	50
potenza superiore a 50 W	20
2°) stazioni terrestri:	
a) stazioni costiere	20 n)
b) stazioni aeronautica	50
c) stazioni di base:	
potenza inferiore o uguale a 5 W	50
potenza superiore a 5 W	20
3°) stazioni mobili:	
a) stazioni di navi e mezzi di salvataggio:	
gamma 156 ÷ 174 MHz	20 n)
fuori di tale gamma	50 d) o)
b) stazioni di aeronave	50
c) stazioni mobili terrestri:	
potenza inferiore o uguale a 5 W	50
potenza superiore a 5 W	20
4°) stazioni di radiorilevamento	50 d) e)
5°) stazioni di radiodiffusione (non di televisione)	20
6°) stazioni di radiodiffusione (televisione, suono e immagine):	
potenza inferiore o uguale a 100 W	100
potenza superiore a 100 W	1000 Hz
Gamma: 470 ÷ 2450 MHz	
1°) stazioni fisse:	
potenza inferiore o uguale a 100 W	300 f)
potenza superiore a 100 W	100 g)
2°) stazioni terrestri	300
3°) stazioni mobili	300
4°) stazioni di radiorilevamento	500 e)
5°) stazioni di radiodiffusione (non di televisione)	100
6°) stazioni di radiodiffusione (TV, suono e immagine):	
potenza inferiore o uguale a 100 W	100
potenza superiore a 100 W	1000 Hz
Gamma: 2450 ÷ 10500 MHz	
1°) stazioni fisse:	
potenza inferiore o uguale a 100 W	300 f)
potenza superiore a 100 W	100 g)
2°) stazioni terrestri	300
3°) stazioni mobili	300
4°) stazioni di radiorilevamento	2000 e)
Gamma: 10,5 ÷ 40 GHz	
1°) stazioni fisse	500
2°) stazioni di radiorilevamento	7500 e)

NOTE

- a) c) j) m), sono state soppresse.
- b) nella zona in cui è in vigore l'accordo NARDA (America del Nord), continua la tolleranza di 20 Hz.
- d) questi limiti non sono applicabili alle stazioni dei mezzi di salvataggio che funzionano sulla frequenza di 243 MHz.
- e) quando non è assegnata una determinata frequenza alle stazioni di radiorilevamento, la larghezza di banda occupata deve essere mantenuta interamente all'interno della gamma attribuita a questo servizio e la tolleranza menzionata non è loro applicabile.
- f) per i trasmettitori che effettuano emissioni multiplex a ripartizione di tempo, la tolleranza di 300 può essere portata a 500.
- g) questa tolleranza si applica unicamente alle emissioni la cui larghezza di banda necessaria è tutto al più uguale a 3000 kHz. Per le emissioni la cui larghezza di banda è superiore a 3000 kHz la tolleranza è portata a 300.
- h) per i trasmettitori delle stazioni radiotelefoniche costiere a banda laterale unica, la tolleranza è di:
- 1°) nella gamma 1605 - 4000 kHz:
100 Hz per i trasmettitori installati prima del gennaio 1982
50 Hz per i trasmettitori installati dopo di tale data.
- 2°) nella gamma 4000 ÷ 23000 kHz:
100 Hz per i trasmettitori installati prima del gennaio 1982
50 Hz per i trasmettitori installati dopo tale data. (vedere anche l'appendice al RR n. 17A).

- k) per i trasmettitori di navi che utilizzano la telegrafia a scrittura diretta o per la trasmissione di dati, la tolleranza è di 40 Hz. Tale tolleranza si applica agli apparecchi installati dopo il 1976 e a tutti gli apparecchi a partire dal 1° gennaio 1985. Prima del 2 gennaio 1976 questa tolleranza è di 100 Hz (con una deriva massima di 40 Hz per periodi dell'ordine di 15 minuti).
- l) per i trasmettitori delle stazioni costiere che utilizzano la telegrafia a lettura diretta o per la trasmissione dei dati la tolleranza è di 15 Hz a partire dal 1° gennaio 1976. Prima di tale data la tolleranza è di 40 Hz.
- n) per i trasmettitori di stazioni costiere e di navi funzionanti nella gamma 156 - 174 MHz, installati dopo il 1973, la tolleranza è di 10 milionesimi. Questa tolleranza si applicherà a tutte le stazioni comprese quelle dei mezzi di salvataggio a partire dal 1° gennaio 1983.
- o) per i trasmettitori utilizzati per comunicazioni di bordo la tolleranza è 5 milionesimi.
- p) a partire dal 1° giugno 1977, ma per le gamme di frequenza in telegrafia classe A1 in Morse, una tolleranza di 200 milionesimi può essere consentita per i trasmettitori in funzione prima di tale data, purché (essi restino entro i limiti di gamma prescritti).
- q) nella frequenza di chiamata in telegrafia Morse A1, la tolleranza di frequenza di 40 milionesimi nella gamma 4-23 MHz e 30 milionesimi nella gamma dei 25 MHz sono raccomandati nella misura del possibile.

RADIORIPARAZIONI SÌ, MA DI CHE COSA?

Recentemente una ditta genovese cercava dei tecnici in grado di effettuare la riparazione e la manutenzione di apparecchi destinati alla radionavigazione. L'inserzione è stata ripetuta più volte e per lungo tempo in più giornali, segno evidente che di personale adatto a questo genere di lavoro nel nostro paese se ne trova ben poco. Se un'inserzione di questo tipo fosse comparsa su di un giornale inglese, francese, forse anche nigeriano, certamente non avrebbe dovuto essere ripetuta.

Probabilmente in Italia i radioriparatori sanno mettere le mani bene, e più sovente male, soltanto nei soliti apparecchi di casa.

E' mai possibile che non ci sia gente in grado di comprendere che ormai l'elettronica abbraccia dei campi molto più vasti che in passato, campi che vanno dagli apparati elettromedicali, agli apparecchi per la navigazione, siano essi radar, radiogoniometri, ecoscandagli od altri, apparecchi per allarmi ed altri dispositivi di vario genere i quali, anche se fabbricati a Milano, a Genova, a Roma, a Tokyo, a vattelapesca, possono richiedere l'intervento del tecnico in qualsiasi altra località?

E le nostre scuole che fanno, dispongono degli insegnanti adatti a questo genere di insegnamento oppure debbono cercarli fra i laureati in giurisprudenza che abbandonano nel meridione a causa della mancanza di scuole con orientamento tecnico-scientifico?

ESEMPI DI LARGHEZZA DI BANDA E DI DESIGNAZIONE DELLE EMISSIONI

La larghezza di banda necessaria secondo il Regolamento delle Radiocomunicazioni può essere calcolata nel seguente modo:

- 1°) utilizzazione di formule contenute nella tabella che segue.
2°) calcoli basati in base agli avvisi del C.C.I.R.
3°) metodi di misura diretti, nei casi non previsti in 1°) e 2°).

Nella redazione della tabella sono state utilizzate le seguenti abbreviazioni:

- B_n** = larghezza di banda necessaria in hertz.
B = velocità telegrafica in baud.
N = numero massimo possibile degli elementi «nero più bianco» da trasmettere al secondo, nel caso di fac-simile e televisione.
M = frequenza massima di modulazione in hertz.
C = frequenza della sottoportante in hertz.
D = metà della differenza fra i valori massimo e minimo alla frequenza istantanea. La frequenza istantanea è la velocità di variazione di fase.
t = durata dell'impulso in secondi.
K = fattore numerico generale che varia secondo il tipo di emissione e che dipende dalla distorsione ammissibile del segnale.

Descrizione e classe dell'emissione	Larghezza di banda in hertz	Esempi	
		dettagli	Designazione dell'emissione
Telegrafia onde interrotte A1	$B_n = BK$ $K = 5$ per collegamenti con evanescenze. $K = 3$ senza evanescenze	Codice Morse 25 parole al minuto. $B = 20$, $K = 5$. Larghezza di banda: 100 Hz	0,1A1
		Trasmissione multiplex 4 vie, ripartizione nel tempo, codice 7 elementi, 42,5 baud per via. $B = 170$, $K = 5$. Larghezza di banda: 850 Hz.	0,85A1
Telegrafia modulata da frequenza udibile A2	$B_n = BK + 2M$ $K = 5$ con evanescenze. $K = 3$ senza evanescenze.	Codice Morse 25 parole al minuto. $B = 20$, $M = 1000$, $K = 5$. Larghezza di banda: 2100 Hz.	2,1A2
Telefonia A3	$B = M$ per banda laterale unica. $B_n = 2M$ per doppia banda laterale.	Telefonia doppia banda laterale $M = 3000$. Larghezza di banda: 6000 Hz.	6A3
		Telefonia banda laterale unica portante ridotta $M = 3000$. Larghezza di banda: 3000.	3A3A
		Telefonia due bande laterali indipendenti. $M = 3000$. Larghezza di banda: 6000 Hz.	6A3B
Radiodiffusione sonora A3	$B_n = 2M$ M , può variare fra 4000 e 10000, secondo la qualità desiderata.	Parola e musica, $M = 4000$. Larghezza di banda: 8000 Hz.	8A3
Fac-simile Portante modulata in frequenza udibile e manipolata A4	$B_n = KN + 2M$. $K = 1,5$	Il numero totale di elementi d'immagine (nero più bianco) trasmessi al secondo, è uguale alla circonferenza del cilindro moltiplicato per il numero delle linee per unità di lunghezza e per la velocità di rotazione del cilindro in giri al secondo. Diametro del cilindro: 70 mm, linee al secondo per mm: 5, velocità di rotazione 1 g/s, $N = 1100$, $M = 1900$. Larghezza di banda: 5450 Hz.	5,45A4
Televisione (immagine e suono) A5 e F3	Per le larghezze di banda usate comunemente in TV, vedere norme C.C.I.R.	Numero linee 625, numero linee al secondo 15625, larghezza di banda video 5 MHz, larghezza di banda totale 6,25 MHz, larghezza del canale audio modulato in frequenza 0,75 MHz. Larghezza di banda totale: 7 MHz.	6250A5C 750F3
Telegrafia a spostamento di frequenza F1	$B_n = 2,6D + 0,55B$ $2D$ per $1,5 < \frac{B}{2D} < 5,5$ $B_n = 2,1 + 1,9B$ $2D$ per $5,5 \leq \frac{B}{2D} \leq 20$	Trasmissione multiplex 4 vie ripartizione nel tempo, codice 7 elementi, 42,5 baud per via. $B = 170$, $D = 200$. $\frac{2D}{B} = 2,35$, applicando la 1° formula della colonna precedente. Larghezza di banda: 613 Hz.	0,6F1
Telefonia commerciale F3	$B_n = 2M + 2DK$, normalmente $K = 1$ Talvolta K deve essere maggiore.	Caso medi di telefonia commerciale, $D = 15000$, $M = 3000$. Larghezza di banda: 36000 Hz.	36F3
Radiodiffusione sonora F3	$B_n = 2M + 2DK$	$D = 75000$, $M 15000$. Si suppone $K = 1$. Larghezza di banda: 180000 Hz.	180F3
Fac-simile F4	$B_n = KN + 2M + 2D$. $K = 1,5$	(vedere fac-simile A4) Diametro del cilindro: 70 mm, linee per mm: 5, velocità di rotazione: 1 g/s. $N = 1100$, $M = 1900$, $D = 10.000$. Larghezza di banda: 25450.	25,5F4
Telegrafia duplex a 4 frequenze F6	Se le vie non sono sincronizzate: $B_n = 2,6 + 2,75 B$ Se le vie sono sincronizzate vedere F1 in cui B è la velocità di una via qualsiasi.	Per un duplex a 4 frequenze con una spaziatura di 400 Hz fra le varie frequenze e per vie non sincronizzate 170 baud per ciascuna via $D = 600$, $B = 170$. Larghezza di banda: 2027 Hz.	2,05F6
Impulsi non modulati P0	$B_n = \frac{2K}{t}$ K dipende dalla durata dell'impulso. Generalmente il suo valore è compreso fra 1 e 10. Di massima non si dovrebbe superare $K = 6$.	$t = 3 \times 10^{-6}$, $K = 6$ Larghezza di banda: 4×10^6 Hz.	4000P0
Impulsi modulati P2 o P3	La larghezza di banda varia con il tipo di modulazione per cui il calcolo è ancora in fase sperimentale		

TOLLERANZA DI ONDE SPURIE IN UN TRASMETTITORE

Gamma di frequenza	Potenza media di tutte le radiazioni non essenziali fornite alla linea di alimentazione dell'antenna che non dovrà essere superata.
al di sotto di 30 MHz	40 dB al di sotto della potenza media sulla frequenza fondamentale, senza oltrepassare i 50 mW.
da 30 MHz a 235 MHz: potenza superiore a 25 W	60 dB al disotto della potenza media della frequenza fondamentale senza oltrepassare 1 mW.
potenza uguale od inferiore a 25 W	40 dB al di sotto della potenza media sulla frequenza fondamentale senza oltrepassare 25 μ W e senza che sia necessario ridurre questo valore al disotto di 10 μ W.

N.B. - Si ricorda che la rubrica QTC, pubblicata nel n. 7/8 del corrente anno su SELEZIONE RADIO TV è stata dedicata interamente ai codici e alle abbreviazioni che interessano le radiocomunicazioni di qualsiasi genere pertanto comprese quelle dei radioamatori.

COMUNICATO STAMPA DEL SETTORE TELECOMUNICAZIONI DELLA GBC ITALIANA

Il sistema di telefoni «EMP» offre tutti i vantaggi che il normale telefono non dà, neppure con l'ausilio di derivazioni.

Infatti il telefono senza fili consente di spostarsi, con l'apparecchio in mano in un raggio di circa cinquecento metri. Il punto di partenza di questo raggio è una centralina collegata al normale apparato telefonico.

Il telefono trasportabile e funzionante in tale area è indipendente, nel senso che per portarlo da un punto all'altro non si trascina dietro alcun filo.

E' quindi assai indicato negli alberghi, ristoranti, fabbriche, cantieri, ville, nonché appartamenti di una certa dimensione. L'utente non è costretto a rimanere fermo dove il telefono è installato, ma può camminare per spostarsi con tutto comodo, se ciò occorre, continuando a telefonare.

Per mettere in opera l'EMP basta collegare i due fili della centralina (che viene data in dotazione) al normale apparato telefonico. Il collegamento fra la centrale ed il telefono spostabile avviene via etere, nella gamma delle onde lunghe e corte.

Il telefono contiene una serie di batterie ricaricabili al nichel cadmio, quindi risulta autonomo sotto tutti gli aspetti. La dotazione comprende anche un carica batterie, da usare nelle ore in cui di solito non si impiega il telefono (di notte, per esempio: si collega il carica-batterie la sera, e la mattina l'operazione è compiuta).



Per informazioni
rivolgersi a:

GBC ITALIANA
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo (MI)
Telefono 9289391
Casella Postale 3988
20100 Milano

L'elettronica nelle apparecchiature di impianti elettrici civili

quarta parte

di Fabrizio CHINAGLIA della Bassani Ticino S.p.A.

Nelle puntate precedenti, come il lettore ricorderà, si sono esaminate le migliori prestazioni ottenute con l'elettronica, in confronto alle tecnologie costruttive tradizionali, nella realizzazione di alcune apparecchiature elettriche civili e precisamente: la suoneria multitonale, il regolatore continuo di luminosità, il relè temporizzato e gli interruttori statici a comando sensoriale per illuminazione. Per concludere l'argomento non potevamo tralasciare le possibilità offerte dall'elettronica nella citofonia che ha oggi assunto una importanza rilevante nel campo delle comunicazioni interne.

Gli impianti citofonici, parallelamente all'espansione edilizia, hanno avuto una diffusione sempre crescente quale ottimale soluzione all'aggravarsi dei costi connessi con il servizio di portierato e alla necessità di sopperire a tale servizio nei giorni e nelle ore di riposo dei relativi addetti. Il loro principale pregio è quello di costituire un economico e pratico mezzo di comunicazione, rapida e diretta, su reti indipendenti da quella telefonica pubblica. Gli impianti telefonici per interni connessi alla rete pubblica, anche se privati, sono infatti vincolati da disposizioni legislative all'approvazione del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni e la loro installazione, manutenzione e controllo sono affidate in appalto a specifiche società. Viceversa gli impianti citofonici, rivestendo un carattere di assoluto impiego privato, sono utilizzabili liberamente e la loro installazione, essendo la circuitistica e il cablaggio molto semplici, è accessibile a tutti gli installatori elettrici.

LA CITOFONIA TRADIZIONALE

Per lungo tempo gli apparecchi citofonici hanno utilizzato, e ancora in buona parte utilizzano, componenti circuitali comuni agli apparecchi telefonici. Ci riferiamo ai trasduttori elettroacustici di tipo telefonico, quali le capsule microfoniche a carbone (per trasformare i suoni in segnali elettrici) e ai ricevitori elettromagnetici (per la trasformazione inversa.

Entrambi i componenti, però, soprattutto le capsule a carbone, presentano diversi inconvenienti intrinseci alla struttura stessa che limitano la fedeltà di riproduzione della voce umana e l'affidabilità degli apparecchi e degli impianti che li utilizzano.

Si consideri che le corde vocali emettono onde sonore contenenti armoniche di frequenza anche superiore agli 8000 Hz (valore variabile da persona a persona e in funzione dell'età), mentre le capsule a carbone possono lavorare in un campo di frequenze comprese tra i 200-300 e i 4000-5000 Hz. Ne consegue che, anche se la gamma di frequenze trasmesse è sufficiente alla comprensione del linguaggio, la trasmissione risulta priva di molte tonalità indispensabili per la corretta identificazione del timbro caratteristico della voce umana, a causa del «taglio» delle armoniche di ordine superiore. L'effetto derivante, per esempio, è rilevabile quando, rispondendo al telefono o al citofono ad una persona a noi nota, non se ne riconosce immediatamente la voce, che appare di tonalità più grave della reale.

Un'altra causa di distorsione nelle capsule a carbone è la non linearità di risposta; non sono, poi, di secondaria importanza altri difetti quali il forte e fastidioso rumore di fondo (fruscio o soffio dovuto al riscaldamento dei granuli di carbone) e l'instabilità delle caratteristiche di funzionamento. E' noto, infatti, il fenomeno di agglomerazione dei granuli di carbone (per la permanenza delle capsule nella medesima posizione) che

riduce nel tempo la sensibilità del componente. Inoltre, le capsule a carbone assorbono facilmente l'umidità ambientale e sono pertanto soggette a un fenomeno di invecchiamento che, determinando un progressivo degradamento del servizio, costringe alla loro frequente sostituzione soprattutto nelle installazioni all'esterno (nei posti esterni degli impianti). Il ricevitore elettromagnetico introduce anch'esso distorsioni nell'ascolto della conversazione e ha caratteristiche intrinseche di instabilità per la progressiva smagnetizzazione del magnete permanente in esso contenuto.

Così, sviluppatosi oltremodo il mercato della citofonia per le ragioni riportate in apertura, si è cercata una soluzione alternativa che permettesse di superare i limiti dei citofoni di concezione tradizionale.

L'ELETTRONICA NELLA CITOFONIA

Un sensibile miglioramento nella trasformazione delle onde sonore in segnali elettrici e viceversa è reso possibile dai trasduttori magnetodinamici (simili agli altoparlanti più diffusi), i quali, avendo un funzionamento reversibile, possono assumere la funzione sia di capsule microfoniche sia di capsule riceventi. La banda di frequenze in cui possono lavorare è più ampia, con buona linearità di risposta, e pertanto la conversazione viene riprodotta con maggiore fedeltà, con minima distorsione e irrilevante rumore di fondo. Hanno, inoltre, un'ottima

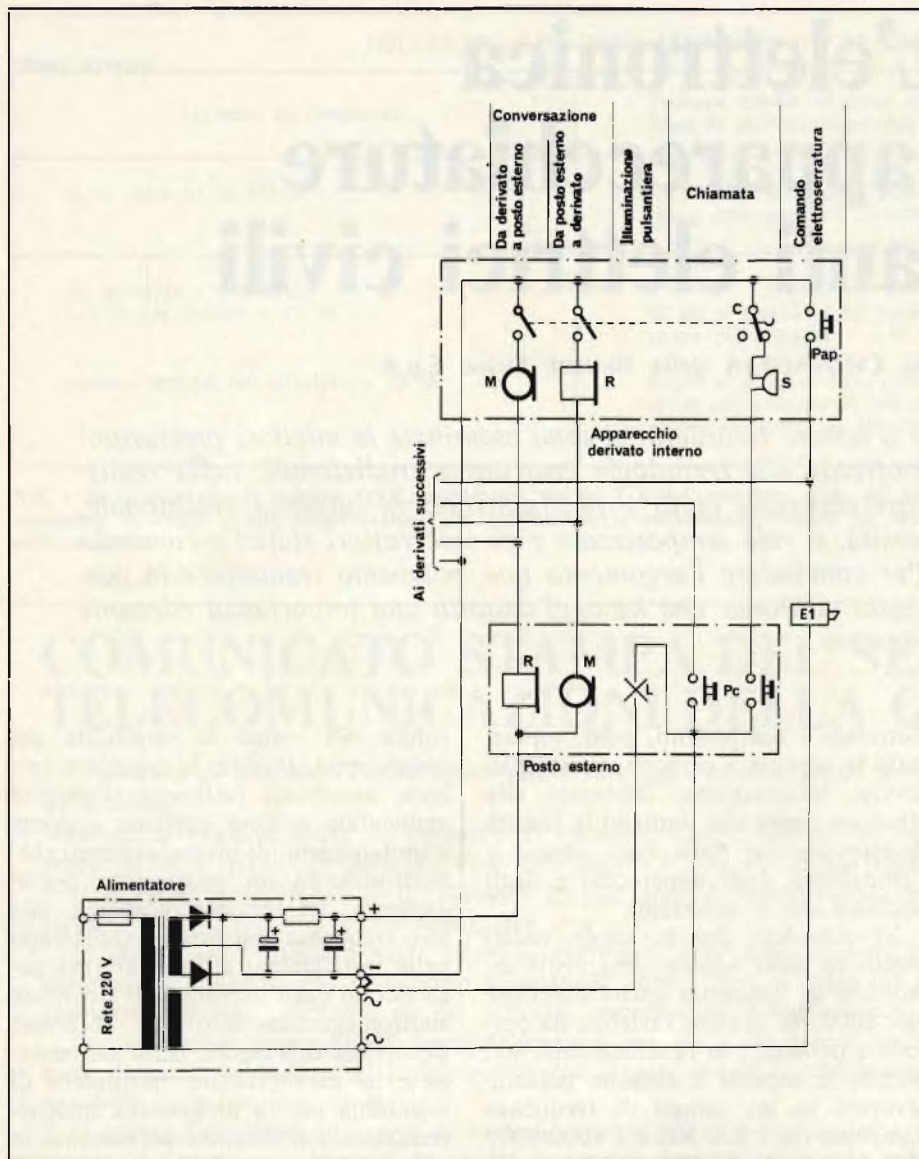


Fig. 1 - Impianto citofonico di «portiere elettrico» tradizionale. M = microfono a carbone; R = ricevitore elettromagnetico; S = ronzatore di chiamata; Pc = pulsanti di chiamata; Pap = pulsante apriporta; El = elettroserratura; L = lampadina per illuminazione pulsantiera del posto esterno; C = contatti che commutano con l'aggancio del microtelefono; nello schema si trovano nella posizione di riposo, cioè con microtelefono agganciato.

stabilità nel tempo delle caratteristiche di funzionamento e una illimitata durata se le loro membrane sono costruite in materiale inalterabile e non igroscopico (per esempio in nylon) per evitare l'influenza negativa degli agenti ambientali. Il microfono magnetodinamico ha però una bassa sensibilità, per cui il segnale generato deve essere amplificato.

Sebbene a prima vista possa apparire che la necessità di introdurre un'amplificazione (funzione naturalmente affidata a circuiti elettronici a semiconduttori) costituisca una complicazione circuitale, riteniamo utile ampliare il discorso e analizzare i molti altri vantaggi ottenuti con l'impiego

dell'elettronica nella citofonia.

Riportiamo quindi in fig. 1 e in fig. 2, rispettivamente, lo schema funzionale di un impianto di citofonia tradizionale e quello, semplificato in uno schema a blocchi, di una delle proposte tecnologicamente più avanzate in fatto di citofoni elettronici esistenti in commercio.

Gli schemi si riferiscono al servizio di «portiere elettrico» (nel secondo caso è definito anche «portiere elettronico») che, tra i molti servizi citofonici di comunicazione interna, è largamente diffuso e presenta una circuistica più accessibile al fine delle presenti note. La trattazione degli altri servizi citofonici (impianti di por-

tiere elettrico con centralino di portineria, impianti intercomunicanti e di coppia, ecc) avrebbe richiesto uno spazio e un impegno non contenibili nelle pagine a nostra disposizione.

La comprensione del funzionamento degli impianti riportati non richiede particolari osservazioni poiché sono state indicate le funzioni dei singoli circuiti elementari che li compongono, e precisamente: sorgenti di alimentazione, chiamata, conversazione da apparecchio derivato interno a posto esterno e viceversa, circuiti ausiliari (comando elettroserratura e illuminazione pulsantiera del posto esterno e, in fig. 2, anche comando illuminazione del vano scale). Passiamo quindi alle differenze funzionali e circuitali dell'impianto di fig. 2 rispetto a quello di fig. 1.

a) **Alimentazione dei circuiti fonici:** la qualità della trasmissione citofonica dipende in buona parte anche dalle caratteristiche dell'alimentazione dei circuiti fonici. In genere la sezione in corrente continua compresa negli alimentatori tradizionali (come in fig. 1) presenta inconvenienti per due fattori. In primo luogo il livellamento della tensione continua non è sufficiente, per cui rimane una componente alternata residua che causa rumori di fondo e ronzii nei ricevitori. Secondariamente le variazioni della tensione di rete, ripercuotendosi sul valore della tensione continua in uscita, influiscono negativamente sui trasduttori elettroacustici. Infatti una corrente troppo debole (valore inferiore della tensione di alimentazione) non sensibilizza a sufficienza i ricevitori elettromagnetici, mentre una corrente eccessiva (tensione di alimentazione di valore superiore a quello nominale) genera dannose scariche elettriche tra i granuli di carbone delle capsule microfoniche limitandone la durata e causando ulteriori disturbi nella trasmissione.

Il rimedio a tali inconvenienti, adottato in fig. 2, è costituito dalla stabilizzazione della tensione continua di alimentazione. La stabilizzazione garantisce anche una tensione costante in ogni condizione di assorbimento dell'impianto (per esempio quando per esigenze funzionali si devono collegare in parallelo due posti esterni o due derivati interni, oppure quando si verificano due o più conversazioni contemporanee) e elimina, in pratica, non solo la componente alternata residua, ma pure eventuali disturbi pro-

venienti dalla rete (sovratensioni transitorie, manovre di interruttori, ecc).

b) **Circuiti fonici:** le capsule microfoniche magnetodinamiche, per il motivo già visto, sono inserite tramite preamplificatori in serie alle linee di collegamento tra posto esterno e derivato interno. I preamplificatori sono messi in prossimità delle capsule microfoniche per evitare interferenze e disturbi, inevitabili qualora la trasmissione avvenisse con segnali a basso livello.

Il ricevitore del posto esterno è pilotato da un amplificatore finale che aumenta la potenza sonora in uscita e assicura l'intelligibilità della conversazione anche in presenza di rumori ambientali di elevata intensità come quelli stradali nei centri abitati. L'amplificatore finale è contenuto nell'alimentatore e può essere prevista la regolazione del volume sonoro. Non è necessaria, invece, l'amplificazione del segnale nel ricevitore del derivato interno poiché il ricevitore, essendo racchiuso nel microtelefono, è avvicinato all'orecchio durante l'ascolto.

Occorre aggiungere che i preamplificatori delle capsule microfoniche assolvono anche all'importante funzione di compensare automaticamente la resistenza offerta dalle linee di collegamento per garantire un livello sonoro costante e ottimale. Infatti non bisogna dimenticare che il livello sonoro, nei citofoni tradizionali, è strettamente dipendente da questa resistenza e diminuisce proporzionalmente al suo aumentare. A parità di altre condizioni, il livello sonoro può essere differente nei diversi casi di installazione e, soprattutto, la diversità si accentua, nel senso che diviene molto evidente, nel medesimo impianto quanto più crescono le distanze tra il più vicino derivato interno dal posto esterno e quello più lontano.

Al fine di sfruttare efficacemente la compensazione della resistenza delle linee, che rimane attiva entro ampi limiti, occorre sempre utilizzare dei conduttori aventi le sezioni consigliate dal costruttore in funzione della distanza tra posto esterno e derivato interno. Tuttavia uno dei pregi dei citofoni elettronici è quello di richiedere, a parità di distanza, dei conduttori di minore sezione per i circuiti fonici, oppure, a parità di sezione, di permettere una maggiore estensione dell'impianto con eguali caratteristiche del servizio.

c) **Circuito di chiamata:** nel citofono elettronico il segnale di chiamata non

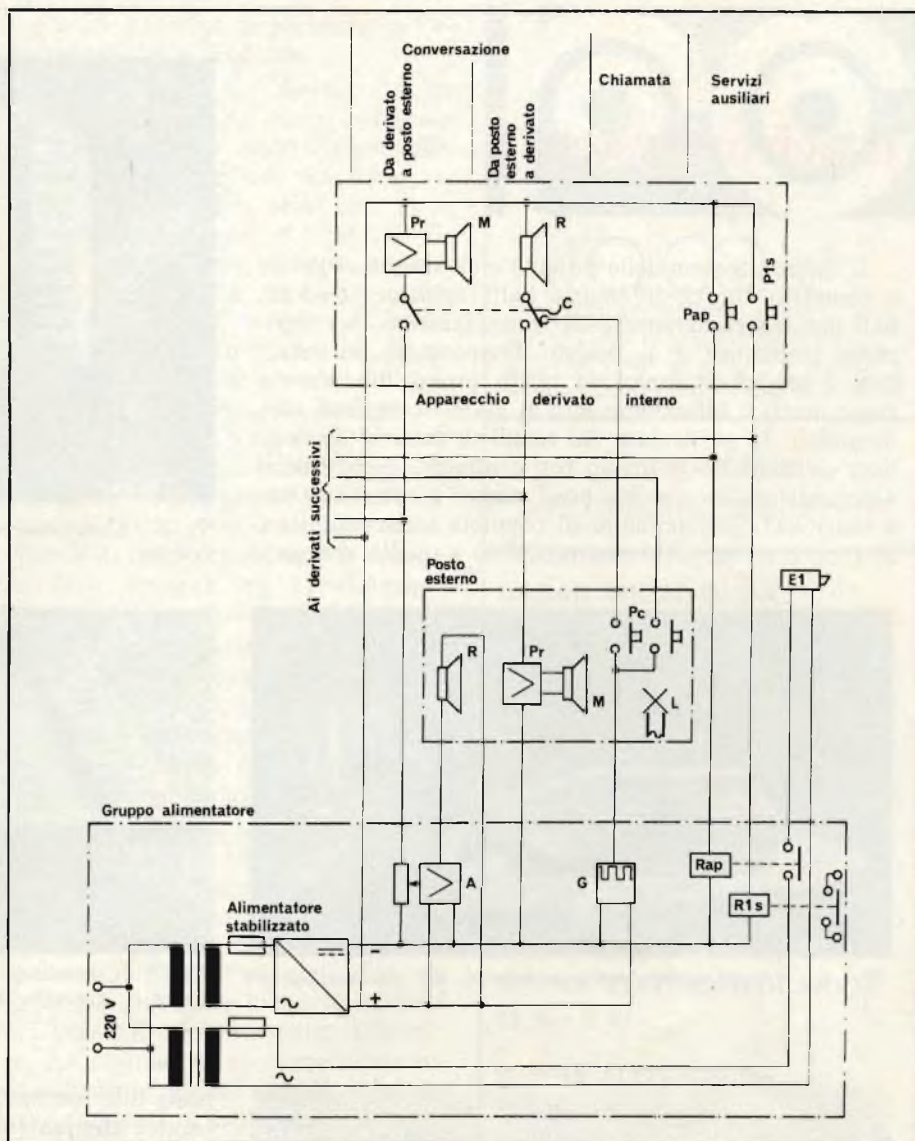


Fig. 2 - Impianto citofonico di «portiere elettronica» M = microfono magnetodinamico; R = ricevitore magnetodinamico; Pr = preamplificatore microfonico; A = amplificatore finale del ricevitore del posto esterno; G = generatore nota di chiamata; Pap-Rap = circuito di comando elettroserratura; Pls-Rls = circuito di comando luce-scale (o servizi alternativi).

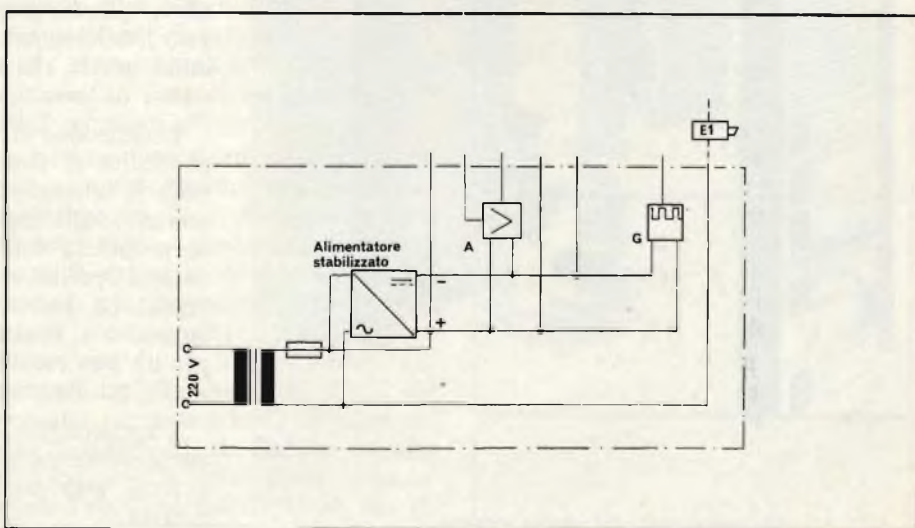


Fig. 3 - Gruppo alimentatore per impianti citofonici elettronici fino a dieci utenti.

Il ticivox system

Il Ticivox System della b-ticino è un sistema organico e completo che si differenzia dalle soluzioni tradizionali per le caratteristiche di funzionamento, la concezione meccanica e il design. Permette di realizzare tutti i servizi citofonici da quelli propri di un'abitazione mono o bifamiliare fino ai grandi complessi condominiali. In particolare dal semplice servizio di «portiere elettroniche» a quello con centralino di portineria (entrambi anche con due posti esterni a commutazione automatica), dall'impianto di coppia intercomunicante (con o senza posto esterno), fino a quello con sette

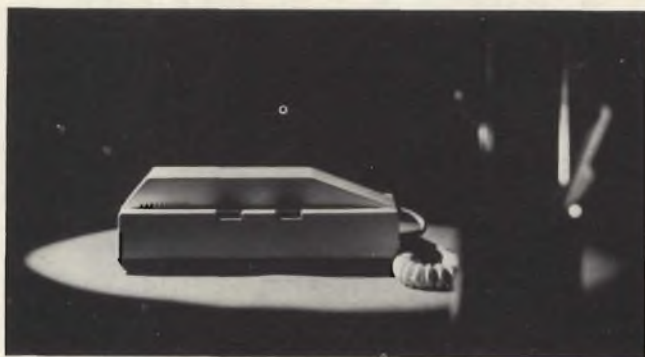


Fig. 4 - L'apparecchio derivato interno del Ticivox System



Fig. 6 - Composizione della pulsantiera modulare del Ticivox System.



Fig. 7 - Centralino di portineria per l'omonimo servizio citofonico di «portiere elettronico».

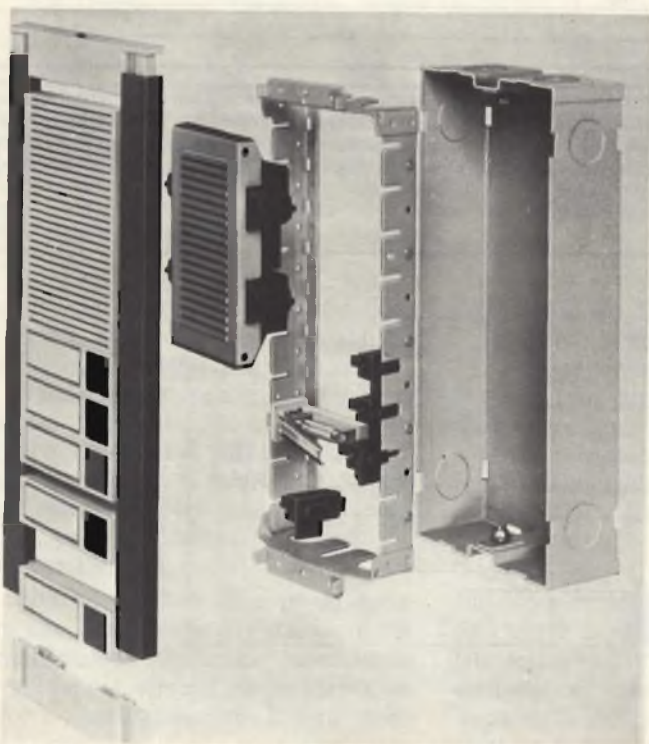


Fig. 5 - La pulsantiera del posto esterno.

posti intercomunicanti. In esso l'applicazione dell'elettronica elimina i fenomeni di distorsione della voce ed evita la rapida degradazione del servizio e la necessità di frequenti interventi di manutenzione, soprattutto sul posto esterno, inevitabili negli apparecchi tradizionali che, impiegando capsule a carbone, sono sensibili all'umidità ambientale. Il Ticivox System utilizza capsule magnetodinamiche con amplificazione a più stadi e offre, quindi, gruppi fonici di lunga durata e di elevato livello sonoro, che si mantiene costante entro ampi limiti grazie alla compensazione automatica delle resistenze di linea.

L'estensione dei concetti di modularità e di componibilità al sistema consente di semplificare al massimo le operazioni di montaggio, cablaggio e messa in servizio degli impianti. Viene così risolto anche il grosso problema delle pulsantiere senza ricorrere a ordinazioni speciali e dover attendere lunghi tempi di consegna. Le pulsantiere, siano esse destinate al posto esterno o al centralino di portineria, vengono composte per un numero illimitato di utenti con rapidità, utilizzando un assortimento di pochi articoli modulari.

L'apparecchio derivato interno, avente un design particolarmente moderno con cornetta ad aggancio magnetico, può essere installato a tavolo, a parete o ad incasso.

è più riprodotto da una suoneria (op-
pure una cicala o un ronzatore), ma
si usufruisce della medesima capsula
ricevente del derivato interno alla qua-
le si invia un segnale a bassa frequen-
za, molto più gradevole all'ascolto
(per esempio la nota LA, 440 Hz),
generato da un oscillatore contenuto
nell'alimentatore.

d) Alimentatore e circuiti ausiliari:
gli alimentatori dei citofoni tradizio-
nali (fig. 1) sono formati da una se-
zione con uscita in corrente continua,
a cui fanno capo i circuiti fonici, e
da una sezione con uscita in cor-
rente alternata alla quale sono colle-
gati tutti gli altri circuiti. Entrambe
le due sezioni sono alimentate da un
unico trasformatore e le due uscite
hanno un morsetto comune. L'alimen-
tatore di fig. 2, invece, utilizza un
trasformatore per ogni sezione e le
due uscite sono separate. In questo
modo si evitano disturbi e rumori di
fondo nelle capsule riceventi provo-
cati dalla coesistenza della c.a. con la
c.c. e si assicura un più alto coeffi-
ciente di durata dell'alimentatore (in-
fatti i circuiti ausiliari sono i più sog-
getti a guasti). In c.a. si alimentano
solamente l'illuminazione della pul-
santiera del posto esterno e l'elettro-
serratura. Il comando di quest'ultima
avviene mediante il servorelé RAP ali-
mentato in c.c. e azionato dal pulsan-
te contenuto nel derivato interno. Un
secondo servorelé RLS può essere im-
piegato per il comando, di tipo indi-
retto, dal derivato interno in modo
analogo a quello dell'elettroserratura,
o dell'illuminazione del vano scale, o
di una seconda elettroserratura oppure
dell'illuminazione esterna (viali di ac-
cesso, parchi, giardini, ecc).

Il comando indiretto dei due servi-
zi è un accorgimento che elimina le
forti cadute di tensione lungo le linee
di collegamento (inevitabili nel co-
mando diretto a meno che si ricorra
a conduttori di sezione più ridotta ed
evita, nei pulsanti di comando, il ri-
schio di incollatura dei contatti.

Come già detto precedentemente,
vengono centralizzati nell'alimentato-
re (e perciò esso può essere meglio
definito «gruppo alimentatore») anche
il generatore della nota di chiamata,
l'amplificatore del posto esterno (prov-
visto di regolazione del volume) e i
due servorelé RAP e RLS.

CONSIDERAZIONI FINALI

Dopo quanto esposto è lecito dedur-
re che l'elettronica abbia avuto un

ruolo di primaria importanza nell'e-
voluzione della citofonia.

Le prestazioni del servizio citofoni-
co di «portiere elettrico» esaminato
nelle presenti note sono riassumibili,
in sintesi, in: migliore qualità e fe-
deltà di riproduzione della voce uma-
na; assenza di rumori di fondo, di di-
sturbi e di distorsioni nella trasmis-
sione; livello sonoro più elevato e co-
stante nel tempo e in ogni condizione
di installazione; più gradevole segnale
di chiamata; possibilità di abbinare
all'impianto citofonico il comando del-
l'illuminazione del vano scale (o quel-
li alternativi); possibilità, infine, di
collegare citofonicamente punti a mag-
giore distanza, come è attualmente ri-
chiesto in seguito al crescente aumen-
to delle distanze tra appartamenti,
portineria e ingressi comuni.

Si potrebbe obiettare che l'onere di
un impianto citofonico di questo tipo
sia superiore a quello di un impianto
tradizionale, soprattutto per il maggio-
re peso economico dell'alimentatore.

Si consideri, tuttavia, che l'inciden-
za dell'alimentatore sul costo complessi-
vo dell'impianto citofonico diminui-
sce con l'aumentare del numero di
utenti, cioè del numero di derivati in-
terni dell'impianto medesimo. Inoltre
il costo dell'impianto citofonico, in
genere, è una parte di quello globale
dell'impianto elettrico civile. L'impie-
go del servizio di «portiere elettroni-
co» descritto finora, quindi, è adatto
negli impianti di fabbricati e di com-
plessi condominiali aventi, indicativa-
mente, un numero di utenti superiore
a dieci. Nelle abitazioni mono o bifa-
miliari, invece, può essere preferibile
l'utilizzo dell'alimentatore di fig. 3 il
quale, essendo più economico, seb-
bene non offra alcune delle caratteristi-
che viste per il precedente alimenta-
tore, permette una conveniente appli-
cazione del citofono elettronico anche
negli impianti di piccole dimensioni.

Non va dimenticato, in conclusione,
che le apparecchiature citofoniche elet-
troniche, per l'uso di capsule micro-
foniche magnetodinamiche e di com-
ponenti elettronici di tipo semiprofes-
sionale, mantengono inalterate nel tem-
po le loro caratteristiche e, perciò,
hanno una durata illimitata e una ele-
vata affidabilità. Quel poco di più che
possono venire a costare al momento
dell'installazione si traduce in una
non indifferente riduzione di spese du-
rante l'esercizio dell'impianto per in-
terventi di manutenzione, sostituzione
di parti difettose, ecc.



RO.CO. s.r.l.
ELETTRONICA
TELECOMUNICAZIONI

Componenti per impianti d'allarme

RADAR MICRO-ONDA

**CHIAMATA
TELEFONICA**

CENTRALE D'ALLARME

**SIRENA ELETTROMECCANICA
12 V - 45 W**

**SIRENA ELETTROMECCANICA
220 V - 200 W**

**SIRENA ELETTROMECCANICA
12 V - 6 W**

**SIRENA ELETTRONICA
BITONALE**

FARI ROTANTI

**CONTATTI MAGNETICI REED
(COMPLETI)**

CHIAVI ELETTRONICHE

**CHIAVI D'INSERIMENTO
CILINDRICHE ON-OFF**

**BATTERIE A SECCO
4,5 Ah. - 12 V**

RO.CO. s.r.l.
piazza g. da lucca, 8
00154 roma - tel. 5136288

Oggi devi rinunciare a molte cose...



**Non
sacrificare
il tuo
interesse
professionale.**

ABBONATI!



**NATA CON
L'ELETTRONICA**

Un moderno ed efficiente prova transistori

di Piero Soati

Quando fecero la loro comparsa sul mercato italiano i primi apparecchi a transistori, radioriparatori e tecnici subirono uno shock piuttosto violento, in parte, dovuto al fatto che la stampa tecnica dell'epoca pubblicava al riguardo non poche banalità.

Si diceva, ad esempio, che i transistori (quando si imparerà a scrivere transistori e non transistor, perché allora non dire anche resistor?), erano maggiormente deteriorabili dei tubi elettronici, che il loro controllo era praticamente impossibile poiché frequentemente un transistor inefficiente o deteriorato, se verificato con uno strumento, poteva risultare normale, ed altre affermazioni del genere che certamente non erano incoraggianti.

Bisogna altresì considerare che i tecnici di quei tempi abituati com'erano a lavorare con apparecchi a valvole elettroniche le cui tensioni e correnti di lavoro erano piuttosto elevate, e pertanto facilmente controllabili, incontrarono serie difficoltà nel verificare il funzionamento dei circuiti di apparecchi che richiedevano la misura di tensioni e correnti molto basse. Inoltre il controllo per sostituzione, praticato comunemente con i radioapparecchi a valvola, la cui operazione consisteva nell'estrarre dal proprio zoccolo il tubo sospetto sostituendolo con un altro dello stesso tipo e sicuramente efficiente, era piuttosto difficile da applicare nel campo dei semiconduttori, oltre che per i motivi che spieghiamo successivamente, per il fatto che le operazioni di dissaldatura erano

sempre difficili e lunghe da eseguirsi. In primo luogo perché si doveva operare sui circuiti stampati, a quel tempo poco noti, secondariamente in relazione alla mancanza dei saldatori tipo miniatura che sono entrati nell'uso comune soltanto da alcuni anni.

A questo stato di cose si aggiunge il fatto che ogni casa produttrice di semiconduttori, e di transistori in particolare, emetteva delle serie diverse da quelle di altre case, sovente affermando che vi era perfetta corrispondenza. Una corrispondenza che però restava solo nelle intenzioni e che ovviamente creava confusione in coloro che a questa affermazione credevano.

Da notare peraltro che a quell'epoca, che però possiamo estendere anche ad un passato molto recente, anche i transistori della stessa serie, costruiti da una stessa casa, specialmente se destinati a circuiti di alta frequenza, avevano un rendimento notevolmente differente l'uno dall'altro.

Naturalmente, come avviene per qualsiasi innovazione tecnica, dopo un certo periodo di assestamento, per la verità piuttosto lungo, tale stato di cose fu superato cosicché al giorno d'oggi si può affermare, almeno in linea di massima, che tutto è rientrato nella normalità.

Attualmente il tecnico può scegliere fra una vasta gamma di strumenti progettati espressamente per questo genere di circuiti e pertanto è messo nelle condizioni di effettuare controlli sicuri e validi anche su circuiti che la-

vorino con tensioni e correnti molto basse, come avviene per l'appunto con i circuiti integrati.

I semiconduttori di uno stesso tipo, specialmente se costruiti dalla stessa casa, in genere presentano fra loro degli scarti minimi, mantenuti sempre dentro alle norme. L'unica cosa di cui occorre assolutamente diffidare sono le tabelle di equivalenza che vengono pubblicate in cento o mille maniere diverse, come avviene per le ricette per cucinare le uova, e che in genere servono soltanto a creare della confusione.

Le sole tabelle che si possono ritenere veramente valide sono quelle in cui, generalmente in ordine cronologico, sono riportati i parametri di ciascun tipo di transistor, di modo che il tecnico è messo nelle condizioni di valutare esattamente le uguaglianze e le discordanze di un semiconduttore nei confronti di un altro, (che in genere è simile ma non identico).

In queste circostanze, cioè se non vi è una perfetta identità, che è il caso più comune, è evidente che il circuito dovrà essere leggermente modificato (magari può essere necessario sostituire un resistore con un altro di valore diverso), in modo da adeguarlo alle nuove esigenze.

Contrariamente a quanto si affermava un tempo occorre sfatare la leggenda che un apparecchio a semiconduttori si guasti più frequentemente di un apparecchio a valvola (e ciò si può leggere anche in alcuni testi usciti recentemente), ma che è vero

esattamente il contrario. Infatti mancando la fonte di calore, inevitabile negli apparecchi a tubi elettronici, tutti i componenti dei circuiti a semiconduttori sono termicamente meno sollecitati e quindi hanno una durata senz'altro maggiore. Del resto ciò è dimostrato dal fatto che vi sono degli apparecchi a transistori che dopo una diecina d'anni e più di funzionamento non sono mai stati soggetti ad avarie; ciò non si verificava certamente per gli apparecchi a valvole.

Per eseguire quindi con la massima rapidità e sicurezza degli interventi su apparecchi a semiconduttori il tecnico ovviamente deve disporre dell'attrezzatura adatta e in questa naturalmente non può mancare un buon prova-transistori che però sia stato realizzato secondo dei concetti moderni e sul quale si possa fare un sicuro affidamento.

Compito di questo articolo è per l'appunto quello di fornire alcuni dati su uno strumento del genere messo in commercio recentemente, e che abbiamo avuto occasione di provare.

PROVA TRANSISTORI «AVO» modello TT 169

Il prova transistori della AVO modello TT 169, rappresentata in Italia dalla ditta VIANELLO di Milano e con filiale in Roma, è stato espressamente progettato per provare direttamente sul circuito, cioè senza eseguire alcuna dissaldatura, transistori PNP o NPN, transistori di potenza, diodi e tiristori in cui la resistenza in corrente continua del circuito, shuntando i punti di misura, non sia eccessivamente bassa. Il controllo viene eseguito secondo il metodo GO/NO GO, cioè VA/NON VA.

Lo strumento nel suo insieme, completo di contenitore e di sonde è visibile in figura 1. Esso è alimentato da tre batterie da 1,5 V ed è talmente leggero che può essere sostenuto e fatto funzionare usando una sola mano.

Sul pannello frontale ci sono degli indicatori che si illuminano per segnalare se un componente è funzionante oppure difettoso. Per il controllo dei transistori di potenza è previsto l'impiego di una lampadina a filamento di tungsteno, mentre per tutti gli altri semiconduttori è stato impiegato un diodo ad emissione di luce, cioè un LED. Questi due elementi, cioè la lampadina o il LED rimarranno spenti se il componente sotto controllo è di-

fettoso mentre lampeggeranno se è efficiente.

Un apposito circuito, comandato da un commutatore permette di ottenere una maggiore sensibilità nel caso si debbano controllare dei diodi.

L'alimentatore è stato dimensionato in modo tale che tutti i semiconduttori sotto prova non possano essere soggetti a danneggiamento.

Il prova transistori viene fornito di LED, lampada con filamento al tung-



Fig. 1 - Il tester della AVO TT 169 per la prova in loco di transistori PNP/NPN a basso livello o di potenza, di diodi e tiristori. Alimentazione a batteria. Peso, completo di custodia e accessori circa 400 gr.



Fig. 2 - Il provatransistori di figura 1, usato per il controllo del circuito di una scatola di montaggio AMTRON.

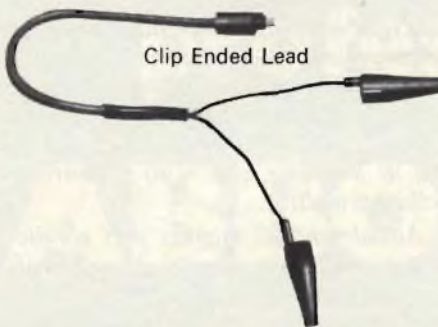


Fig. 3 - Particolare della sonda con morsetti (Clip Ended Lead).

steno, sonda con morsetti, sonda flessibile, puntale rigido.

La figura 2 mostra un esempio di impiego pratico del TT 169, durante le operazioni di controllo di un transistoro relativo al circuito stampato di una scatola di montaggio AMTRON.

FUNZIONAMENTO DEL PROVA-TRANSISTORI TT 169

Anziché fornire lo schema elettrico, come facciamo normalmente nel descrivere il funzionamento degli strumenti di misura, preferiamo, in questo caso, parlare brevemente delle varie operazioni che occorre eseguire per controllare i diversi tipi di semiconduttori. Ci sembra che ciò serva ad illustrare meglio la semplicità e le possibilità di funzionamento di questo interessante strumento.

Transistori a basso livello di potenza

Per controllare le condizioni di funzionamento di un transistoro a basso livello di potenza occorre collegare la sonda flessibile al proprio zoccolo e così pure il puntale rigido. Dopo aver portato il deviatore sulla posizione NORMAL e quello PNP/NPN sulla posizione adatta, si eseguiranno i seguenti collegamenti: il puntale rosso sul collettore, il puntale bianco sull'emettitore ed il puntale verde sulla base (vedere figura 2).

Portando la manopola di controllo sul massimo (9) il LED si dovrà illuminare oppure, in alcuni casi lampeggiare. Ruotando la manopola verso valori inferiori si dovrà trovare una posizione in cui il LED lampeggia. Ciò sta ad indicare che il funzionamento del transistoro è regolare. La posizione della manopola di controllo ovviamente può variare a seconda della configurazione circuitale del transistoro sotto prova.

Comunque se non si conosce a priori la precisa posizione della manopola per un determinato circuito, la posizione trovata sperimentalmente servirà ad indicare se il circuito associato al transistoro ha un funzionamento sufficientemente corretto.

Un transistoro difettoso è indicato da: a) incapacità della manopola di controllo di ottenere l'illuminazione del LED, b) non è possibile raggiungere una posizione della manopola che consenta il lampeggio del LED, c) il LED rimane acceso o spento con continuità.

Transistori di potenza

Si dovrà collegare la sonda a morsetti al tester inserendo la spina nera nello zoccolo nero in corrispondenza della sigla PWR (potenza) ed inserire il puntale verde nell'apposito zoccolo. Il deviatore NORMAL/POWER dovrà essere portato su POWER e quello PNP/NPN su NPN, poiché entrambi i tipi di transistori di potenza sono provati su questa posizione. Dopo aver regolato la manopola calibrata in modo da far lampeggiare il LED si collegherà il transistor sotto prova come segue: transistori NPN, il conduttore con morsetto nero all'emettitore, il conduttore con morsetto rosso al collettore; transistori PNP, il cavo con morsetto nero al collettore, il cavo con morsetto rosso all'emettitore. In entrambi i casi il puntale verde dovrà essere collegato con la base. Quando la base del transistor sotto prova sia schuntata da un circuito a bassa resistenza, come, per esempio, uno stadio di uscita, è necessario rimuovere, prima di connettere il tester, tale collegamento.

Con transistori NPN funzionanti la lampadina a filamento deve lampeggiare in fase con il LED, con transistori PNP funzionanti la lampadina dovrà invece lampeggiare alternativamente con il LED.

Se i transistori sono difettosi la lampadina resterà continuamente spenta od accesa.

Diodi

Per effettuare il controllo dei diodi è opportuno collegare la sonda flessibile al tester e precisamente nello zoccolo bianco siglato NML, tenendo presente che il puntale verde non viene impiegato nelle prove con i diodi. Il deviatore PNP/NPN dovrà essere portato su NPN, in questo modo il conduttore flessibile rosso è positivo, mentre il deviatore NORMAL/POWER sarà portato su NORMAL.

Il conduttore rosso sarà portato sull'anodo e quello bianco sul catodo del diodo.

Se il diodo funziona regolarmente il LED dovrà illuminarsi, indicando cioè la conduzione diretta. Se invece portando il deviatore PNP/NPN su PNP il LED si illumina ciò significa che il diodo è difettoso.

Portando il comando della sensibilità della posizione DIODE SENS, si aumenta la sensibilità. Ciò consente di controllare la dispersione di corrente inversa.

Tiristori

Il controllo dei tiristori si esegue collegando la sonda a morsetti al tester inserendo la spina nera nello zoccolo nero, in corrispondenza della sigla PWR ed inserendo il puntale verde nell'apposito zoccolo, pure verde, del tester.

Il deviatore NORMAL/POWER sarà portato sulla posizione POWER e quello PNP/NPN su NPN.

Dopo aver regolato la manopola in modo da ottenere il lampeggio del LED si collegheranno la sonda a morsetti al tiristore, nel seguente modo: a) conduttore nero al catodo, b) conduttore rosso all'anodo. La lampadina non dovrà accendersi.

Toccando il GATE del tiristore con il puntale verde della lampadina si dovrà accendere e restare accesa anche dopo che si sarà staccato il puntale dal GATE. Se tale condizione si verifica ciò significa che il tiristore funziona regolarmente.

Se invece la lampadina si spegne, quando si stacca il puntale verde dal GATE, ciò significa che il tiristore è difettoso.



Green Fixed Prod

Fig. 4 - Il puntale rigido verde (Green fixed prod).

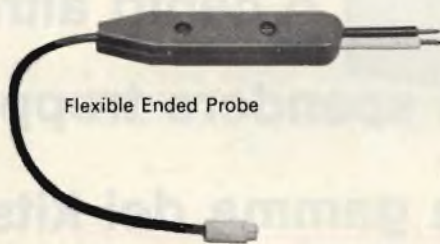


Fig. 5 - Particolare della sonda flessibile (Flexible Ended Probe).

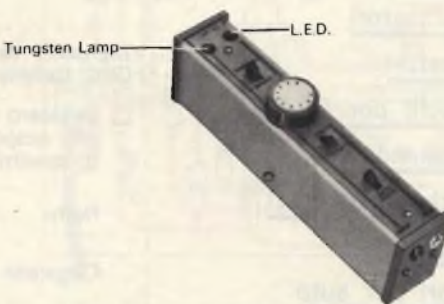


Fig. 6 - Posizione del LED. Diodo ad emissione di luce, e della lampada a filamento di tungsteno (Tungsten Lamp).

PROVA DEL CORRETTO FUNZIONAMENTO DELLO STRUMENTO

Il funzionamento del provatransistori può essere verificato mediante una semplice prova.

A questo scopo si dovrà collegare la sonda a morsetti allo zoccolo nero che porta la sigla PWR, il deviatore NORMAL/POWER su POWER ed il deviatore PNP/NPN su NPN.

Ruotando la manopola principale si dovrà trovare una posizione nella quale il LED lampeggerà con continuità. Se il lampeggio è regolare ciò significa che il tester funziona regolarmente se invece il lampeggiamento è irregolare, o comunque difettoso, ciò è indice di un funzionamento non corretto del tester.

ALIMENTAZIONE

Il provatransistori è stato progettato, come detto, per funzionare mediante tre pile da 1,5 V contenute internamente, comunque vi è la possibilità di eseguire il collegamento con una sorgente di alimentazione esterna.

Nelle condizioni di assorbimento massimo, che avviene ad esempio durante il controllo dei transistori di potenza e dei tiristori, la durata delle batterie è dell'ordine di un'ora e mezza, per servizio continuo e per un periodo di tempo molto maggiore per prove discontinue.

SOSTITUZIONE DELLE BATTERIE

Qualora il LED non si illumini oppure se provando dei transistori di potenza portando la manopola principale sulla posizione 9 non sia possibile ottenere una luce brillante della lampadina, ciò significa che le batterie sono scariche o non sono più in grado di erogare la tensione richiesta, per cui è necessario procedere alla loro sostituzione.

Questa operazione si effettua rapidamente togliendo il coperchio dello strumento al quale fa capo il collegamento per il polo positivo delle batterie. Eseguita questa operazione le batterie sono visibili e sono asportabili con facilità. Dopo aver effettuato la sostituzione delle batterie occorre assicurarsi che il collegamento delle polarità, che sono indicate graficamente sullo strumento, sia stato eseguito in modo corretto.

HOBBY



Vuoi costruire un amplificatore

una radio

un antifurto

una batteria elettronica

un radiocomando

un interfonico

un televisore

o cento altri apparecchi

senza spendere troppo?

....scegli nella gamma dei kits



**+ di 150 Kits
per imparare
l'elettronica facilmente**

- Alimentatori
- Preamplificatori
- Amplificatori
- Apparecchi per CB
- Radiocomandi
- Dispositivi elettronici
- Strumenti
- Accessori per auto
- Dispositivi didattici

Tagliando da compilare e spedire a:
GBC Italiana - C.P. 3988 - 20100 Milano

Desidero ricevere il nuovo catalogo AMTRON* e allo scopo allego L. 500 in francobolli per le spese di spedizione

Nome

Cognome

Via n.

C.a.p. Città

DISTRIBUITE DALLA



DALLA STAMPA ESTERA

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica «Rassegna della stampa estera».

Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.

Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

AMPLIFICATORE ECONOMICO HI-FI DA 15 W

(Da «Electronique Pratique» - 26-8-1976)

L'amplificatore di potenza il cui schema elettrico è illustrato alla figura 1-A presenta ottime caratteristiche di funzionamento, ed una estrema semplicità circuitale, dovuta soprattutto all'impiego di un numero piuttosto limitato di componenti.

Il suo funzionamento avviene come segue: il segnale proveniente dal preamplificatore viene applicato alla base di Q1, tramite un condensatore elettrolitico, e l'impedenza di ingresso è dell'ordine di 10 k Ω .

Gli stadi Q1 e Q2 costituiscono un circuito differenziale, in quanto i collettori sono provvisti di carichi separati, mentre gli emettitori hanno un carico comune, costituito da R4 e da RV1. La regolazione di quest'ultima permette di ottenere una tensione di 0 V ai capi del carico in assenza di segnale da amplificare.

Il segnale utile viene prelevato dal collettore di Q2: il collegamento tra questo e Q3 è invece diretto, e l'emettitore di Q3 viene polarizzato a partire da un potenziale positivo, tramite R6.

La capacità C2, in parallelo tra base e collettore di Q3, limita la banda passante dell'amplificatore, ed evita la produzione di segnali spuri a frequenza elevata.

Nel circuito di collettore di Q3 si trova la rete tradizionale di diodi, che permette di ottenere una variazione opportuna del potenziale tra le basi dei transistori di sfasamento, Q4 e Q5.

RV2 permette di regolare la corrente di riposo dei transistori di potenza al valore di 20 mA, la quale corrente permette di sopprimere la distorsione incrociata, vale a dire il punto di raccordo delle alternanze positive e negative.

L'impedenza di uscita può variare da 4 a 15 Ω , senza alcuna modifica agli effetti delle prestazioni qualitative di questo amplificatore. L'impedenza ideale è però di 8 Ω , se si desidera ottenere in pratica la potenza nominale di 15 W.

L'alimentazione del circuito è di tipo simmetrico, ed è costituita da un doppio potenziale di ± 22 V, rispetto alla linea comune.

Il percorso di quest'ultima, che costituisce praticamente la linea di massa, è piuttosto evidente nella riproduzione del circuito stampato visto dal lato dei componenti, di figura 1-B: con l'aiuto di questa figura è facile identificare con molta esattezza la posizione di tutti i componenti che costituiscono l'amplificatore, il che ne consente la realizzazione su di una basetta di supporto abbastanza piccola.

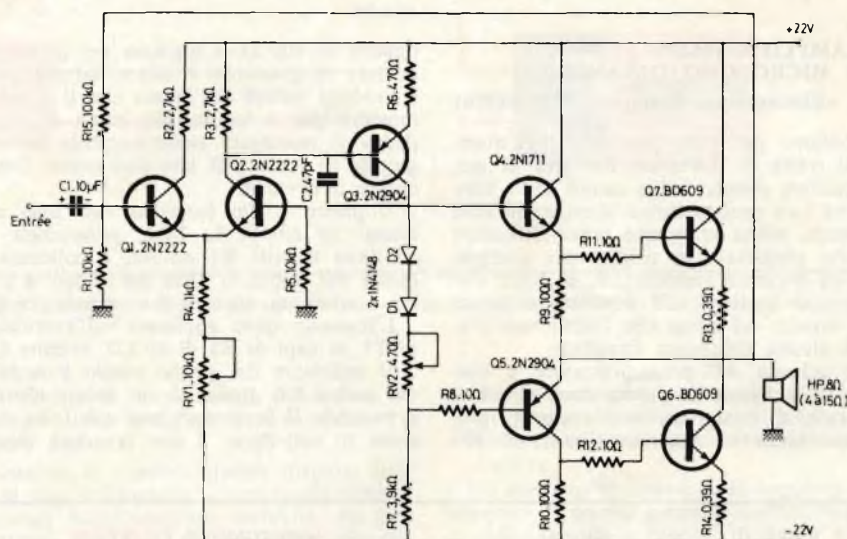


Fig. 1-A - Schema elettrico completo di valori dei componenti dell'amplificatore economico per catena ad alta fedeltà, in grado di funzionare con una potenza di uscita di 15 W, con carico di uscita di 8 Ω .

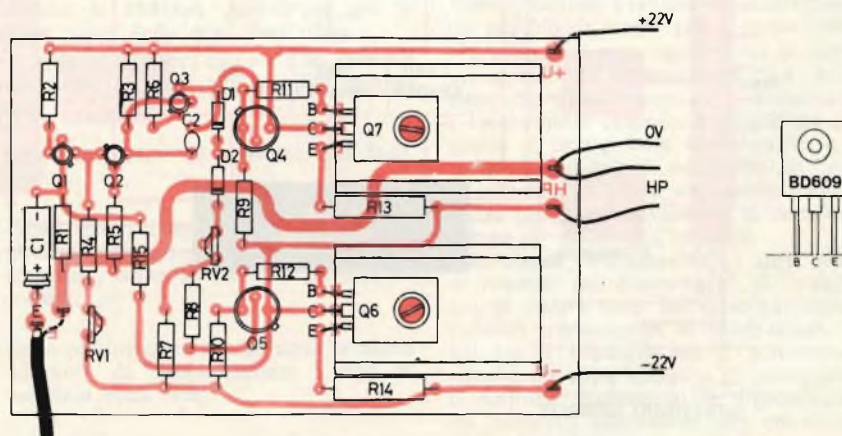


Fig. 1-B - Per realizzare l'amplificatore di figura 1-A, ci si può servire di una basetta a circuito stampato, contenente tutti i semiconduttori ed i relativi componenti. I transistori di uscita, Q6 e Q7, devono essere naturalmente muniti di adeguati dissipatori termici.

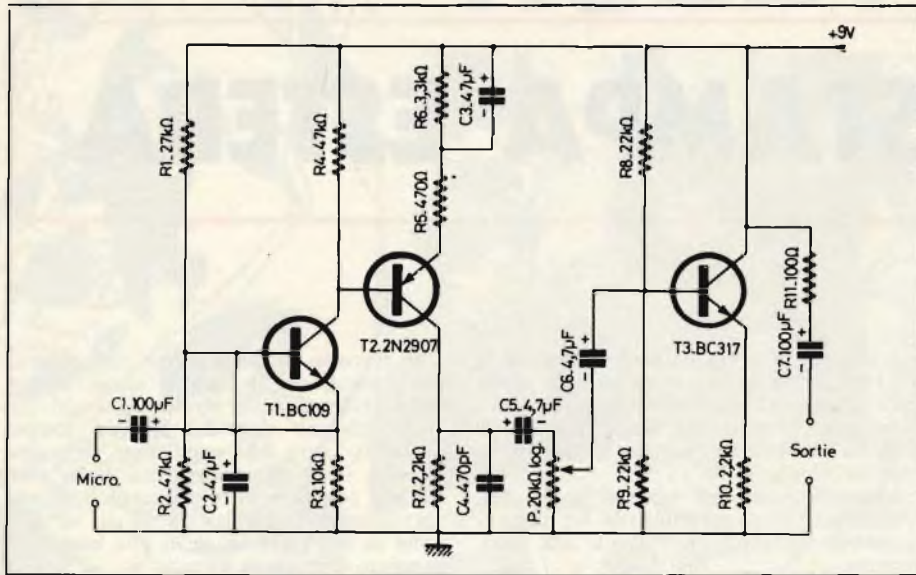


Fig. 2 - Schema di principio del preamplificatore per microfoni dinamici, che può essere realizzato impiegando soltanto tre transistori, e pochi altri componenti.

PREAMPLIFICATORE PER MICROFONO DINAMICO

(Da «Electronique Pratique» - 26-8-1976)

Abbiamo più volte precisato che, quando si tratta di realizzare impianti di amplificazione stereo, i due canali sono sempre tra loro perfettamente identici: di conseguenza, anche se questo preamplificatore è stato progettato in origine per completare un impianto stereofonico, è chiaro che ci si può limitare alla descrizione di un solo canale, nel senso che l'altro non presenta alcuna differenza circuitale.

Lo schema del preamplificatore è illustrato alla figura 2: i microfoni dinamici sprovvisti di trasformatore microfonico presentano un'impedenza normalizzata di 200

oppure di 600 Ω. L'ingresso del preamplificatore in questione è adatto ad entrambi i suddetti valori, nel senso che il disadattamento per il valore più basso di impedenza si manifesta esclusivamente in una perdita di sensibilità che può essere considerata irrilevante.

Il primo stadio funziona con base comune: in effetti, la base, polarizzata in continua tramite R1 ed R2, è collegata a massa dal punto di vista dei segnali a corrente alternata, tramite il condensatore C2.

L'ingresso viene applicato sull'emettitore di T1, ai capi di R3 di 10 kΩ, tramite C1.

Il collettore del primo stadio è munito del carico R4, grazie al cui valore elevato è possibile il funzionamento con forte corrente di collettore, il che favorisce ovvia-

mente la riduzione del rumore di fondo.

L'accoppiamento tra il collettore di T1 e la base di T2 è diretto: la corrente di riposo del secondo stadio dipende dal valore di R5 e di R6, quest'ultima disaccoppiata tramite C3. Nel circuito di collettore di T2 la resistenza di carico R7 si trova in parallelo a C4, in modo da ridurre leggermente la banda passante, evitando la produzione di oscillazioni parassite.

Lo stadio di uscita funziona a sua volta con collettore comune, in modo da consentire la bassa impedenza che corrisponde all'ingresso micro-dinamico del magneto-fono. Il transistoro impiegato è del tipo BC317, il cui potenziale continuo di base viene fissato attraverso il ponte di resistori costituito da R8 e da R9.

L'articolo, oltre a descrivere con molta precisione il funzionamento del preamplificatore, e ad enunciarne tutte le caratteristiche e le prestazioni, riporta anche numerosi disegni relativi alla tecnica costruttiva, ed alcune fotografie dell'apparecchio completamente montato.

UN IMPIANTO MONDIALE DI TRASMISSIONE DEI DATI

(Da «Data Communications» - Settembre-Ottobre 1976)

Il giorno 29 dello scorso Ottobre ha costituito una vera e propria pietra miliare nel campo della comunicazione dei dati: è stata infatti inaugurata la prima parte di una grossa rete internazionale, che unisce centosessantanove competitori in Europa e nel Nordamerica.

Le reti di questo genere possono dimostrare che altri gruppi con interessi in comune possono ricavare notevoli benefici dall'impiego di una rete standardizzata, realizzata mediante controlli che garantiscono la segretezza e l'integrità dei dati.

La rete, denominata «SWIFT» («Society For World-Wide Interbank Financial Telecommunications») è in grado di accelerare

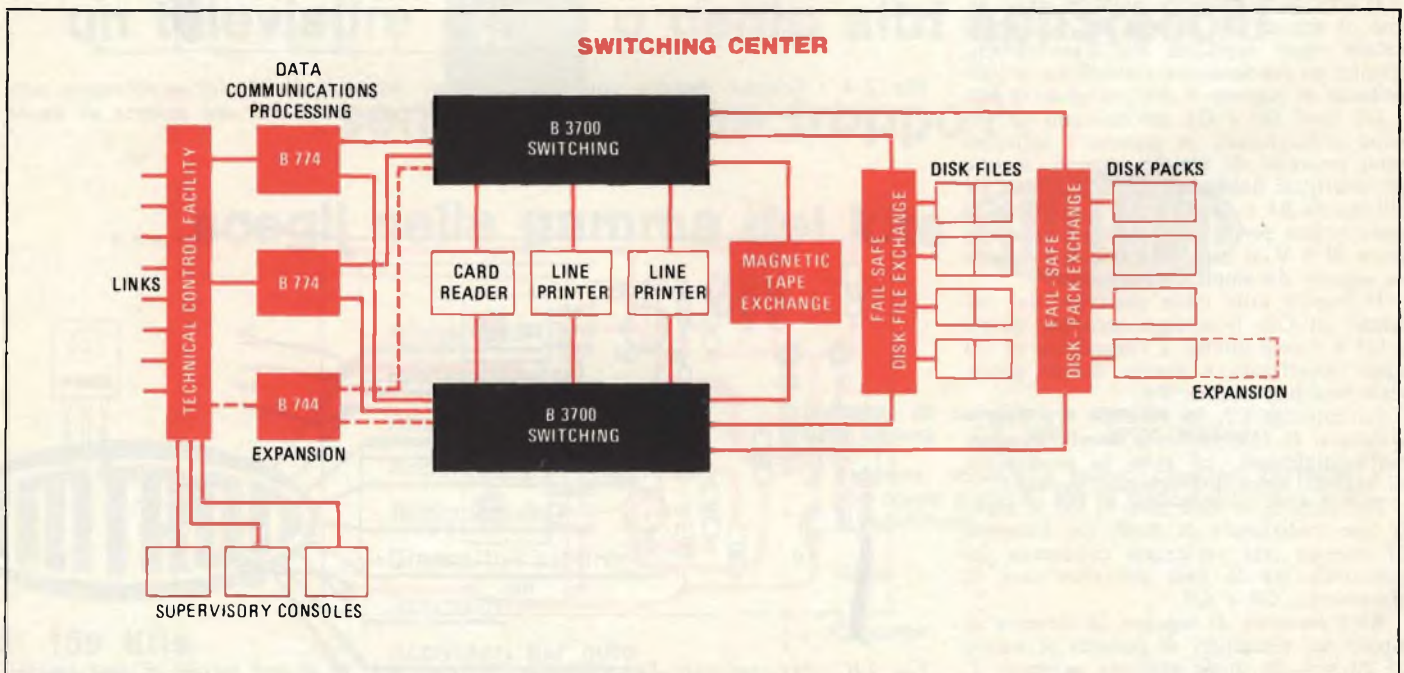


Fig. 5 - Ciascun centro facente parte dell'impianto è munito di doppie apparecchiature, perfettamente intercambiabili tra loro, ognuna delle quali entra in funzione appena la prima viene meno per qualsiasi motivo.

SHARING A BACKUP CONCENTRATOR

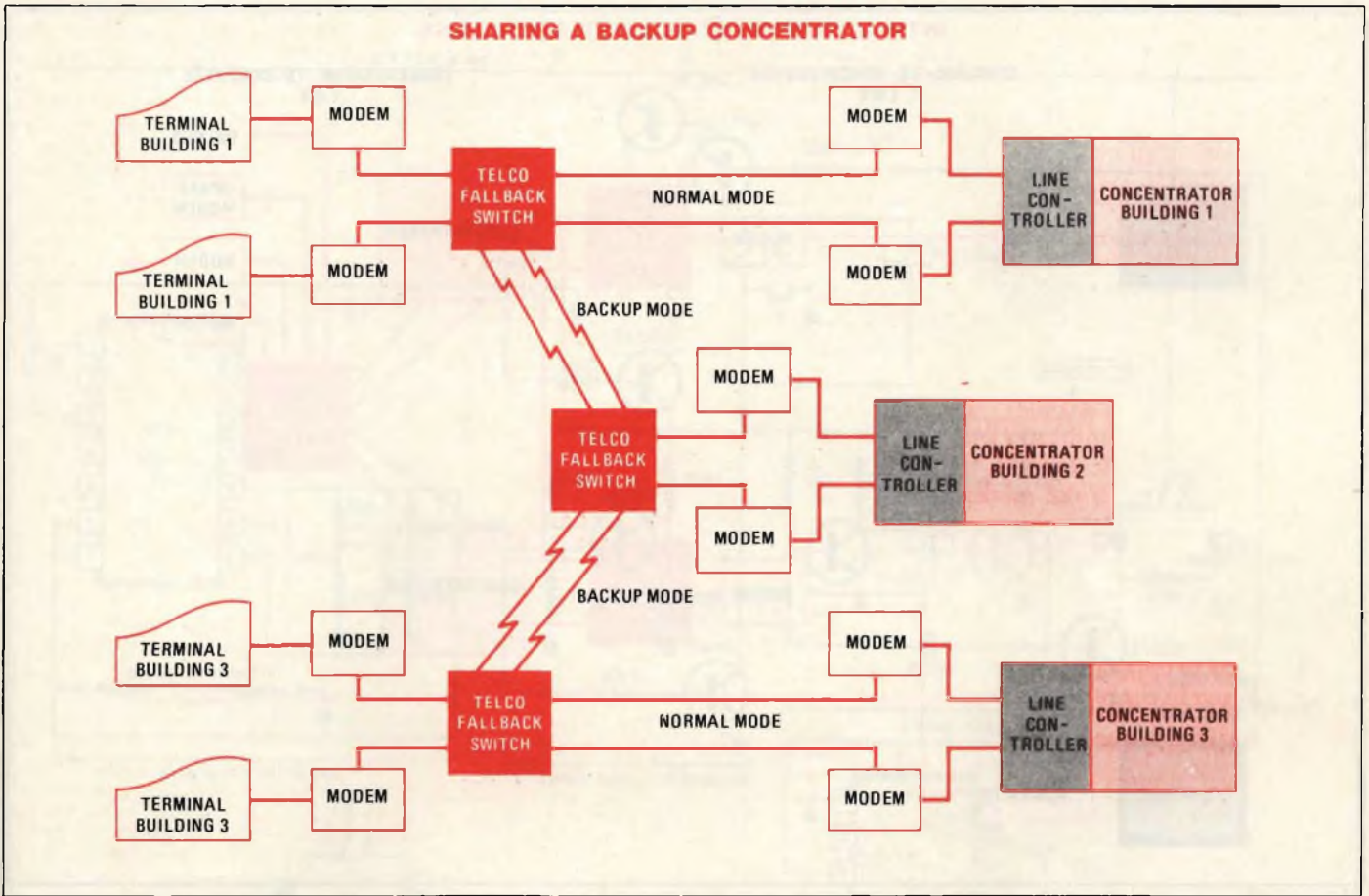


Fig. 4 - In questo caso, entrambi i concentratori primari, nessuno dei quali può completamente sostituire l'altro, vengono serviti da un terzo concentratore, del tipo BACKUP.

il trasferimento di transazioni tra banche che aderiscono all'organizzazione, e tra filiali di banche individuali.

Molte di queste transazioni vengono attualmente ancora effettuate tramite messaggeri, oppure per posta, con grande perdita di tempo.

La figura 3 rappresenta una parte del sistema di interscambio: ciascun centro è munito di apparecchiature in duplicato, in modo che se una di esse si guasta, l'altra è pronta a subentrare immediatamente in sostituzione. Analogamente, se un intero centro di commutazione dovesse venir meno nel suo funzionamento, tutti i messaggi verrebbero automaticamente convogliati verso l'altro centro, che è in grado di elaborare l'intero carico.

L'articolo descrive non soltanto questa particolare applicazione, ma anche quali sono i sistemi modernissimi che sono stati adottati per consentire comunicazioni a grande distanza, sfruttando tutte le tecnologie attualmente in uso ad opera dei fabbricanti dei sistemi di elaborazione e di inoltro di informazioni codificate.

IN QUALE MODO I SISTEMI DI COMMUTAZIONE MOLTIPLICANO LE RETI DISPONIBILI

(Da «Data Communications» - Settembre-Ottobre 1976)

Ci riferiamo alla seconda parte di un articolo dedicato ai commutatori di comunicazioni, mediante i quali è possibile

moltiplicare le applicazioni facoltative di impiego delle reti per comunicazioni a grande distanza.

Quando le apparecchiature disposte lungo la rete si guastano, o comunque presentano un funzionamento instabile, sia per eventuali guasti all'alimentazione, sia per deficienze intrinseche dei circuiti, i commutatori di traffico possono riportare la rete in perfette condizioni di funzionamento, in modo semplice e rapido. In altre parole, essi consentono il reinserimento delle apparecchiature in eccesso, in modo da soddisfare le esigenze prestabilite per la maggior parte della rete disponibile.

Le apparecchiature automatiche previste a tale scopo servono per stabilire quanto segue:

- Quali dispositivi si guastano più facilmente;
- Quali effetti tangibili ed intangibili si rivelano non appena un'apparecchiatura si guasta, come ad esempio un concentratore;
- Se le perdite operative sono talmente rilevanti, da compromettere i costi di esercizio della rete;
- Quando un componente della rete viene meno, quale è la durata dei tempi morti, e quali sono i tempi necessari per rimettere la rete in condizioni di funzionamento regolare;

— Per ottenere un rapido recupero del tempo perduto, quali sono i tipi migliori di commutatori per ciascuna singola applicazione.

Un esempio interessante di impianto automatico di questo genere è quello illustrato nello schema a blocchi di figura 4: in questo caso, entrambi i concentratori primari, nessuno dei quali può sostituire completamente l'altro, vengono serviti simultaneamente da un terzo concentratore, denominato «BACKUP», nel senso che è in grado di sostituire quello il cui funzionamento risultasse eventualmente difettoso per un periodo di tempo più o meno limitato.

L'articolo precisa quali sono le tecniche di impiego dei commutatori EIA, le relazioni che intercorrono tra il concentratore e l'elaboratore centrale, la possibilità di aggiunta di nuove linee commutabili, e l'ulteriore possibilità di modificare gli impianti esistenti, in modo da adattarli alle esigenze che progressivamente si manifestano presso gli utenti dell'impianto.

La figura 5 rappresenta un altro esempio di impiego dei commutatori di integrazione: in questo caso, del tutto particolare, i suddetti commutatori di integrazione, inseriti tra il terminale ed il concentratore, nonché tra quest'ultimo e gli accoppiamenti «ospite», consentono la disponibilità di un percorso alternativo per entrambe le linee di andata e di ritorno.

L'ultimo paragrafo dell'articolo è dedicato ai commutatori di integrazione, ed alla possibilità di inserirli lungo entrambe le linee di inoltro e di recupero dei dati.

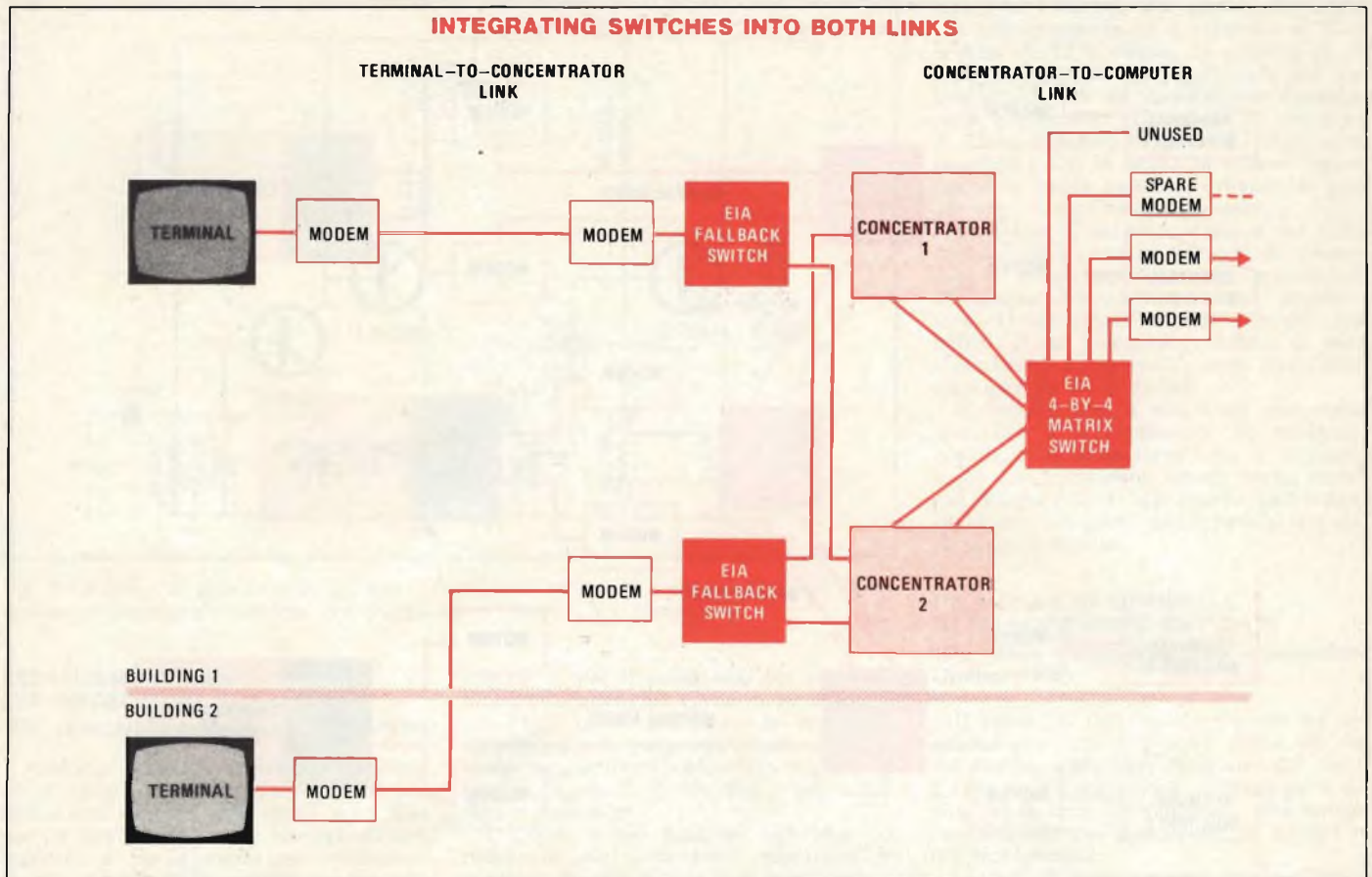


Fig. 5 - I commutatori di integrazione disposti lungo entrambe le linee tra il terminale ed il concentratore, nonché tra quest'ultimo e l'apparecchiatura «ospite», consentono un percorso alternativo per entrambi i tipi di segnali in circolazione.

IMPIANTO ANTIFURTO PER ABITAZIONI SECONDARIE

(Da «Radio Plans» - Settembre 1976)

In questa epoca di aumento progressivo della criminalità, non esiste una residenza secondaria, anche se ben sorvegliata, che possa essere considerata immune da visite improvvise da parte di malintenzionati.

In questi casi, l'installazione di un impianto antifurto efficace, e munito di un avvisatore acustico, è ovviamente il sistema più adeguato che è attualmente possibile escogitare.

La figura 6-A rappresenta lo schema a blocchi dell'intero impianto: esso consiste in un circuito di rivelazione di tipo chiuso, costituito da un valore resistivo globale (vedi in alto a sinistra), facente capo al rivelatore di effrazioni. Quest'ultimo pilota contemporaneamente un temporizzatore che arriva al periodo massimo di 20 s, ed un circuito di allarme, all'uscita del quale è possibile collegare alternativamente una sirena oppure un altoparlante.

In basso a sinistra è resa evidente invece la chiave codificata, mediante la quale è

possibile impedire il funzionamento dell'allarme quando nei locali protetti deve entrare una persona che sia autorizzata a farlo. Questa serratura elettronica con chiave codificata è seguita da un dispositivo di azzeramento, di grande utilità per razionalizzare il funzionamento dell'impianto.

L'intero dispositivo presenta uno schema relativamente semplice, come si può rilevare alla figura 6-B: l'apparecchiatura comprende complessivamente due circuiti integrati entrambi del tipo TCA965, oltre ad un circuito costituito da otto transistori, con l'eventuale aggiunta di una modifica per la sirena elettronica che può — volendo — sostituire una sirena di tipo elettromeccanico.

Il circuito chiuso di rivelazione di effrazione fa capo, attraverso un sistema di resistori, ai terminali numero 6 e 7 del primo circuito integrato, alimentato mediante una tensione di +12 V rispetto a massa. La chiave codificata fa invece capo al secondo circuito integrato, ed entrambi controllano, mediante un sistema di produzione di impulsi di temporizzazione, l'intero circuito di controllo, che provvede alla produzione del segnale di allarme ogni qualvolta avviene un tentativo di effrazione.

I sensori che possono essere adottati per allestire l'impianto sono costituiti da contatti da applicare alle porte ed alle finestre, da ampolline magnetiche, da interruttori a pressione, ecc., secondo una certa varietà di modelli, descritti opportunamente nell'articolo.

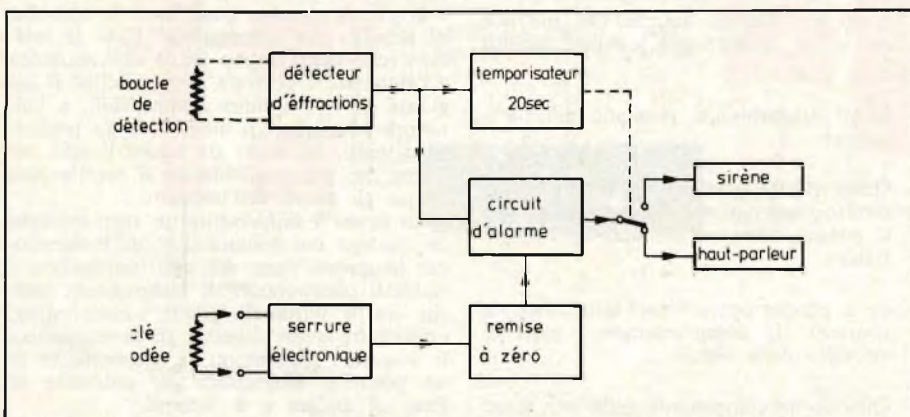


Fig. 6-A - Schema a blocchi del principio di funzionamento dell'impianto antifurto per residenze secondarie: il sistema prevede un circuito di controllo, ed un sistema a chiave codificata.

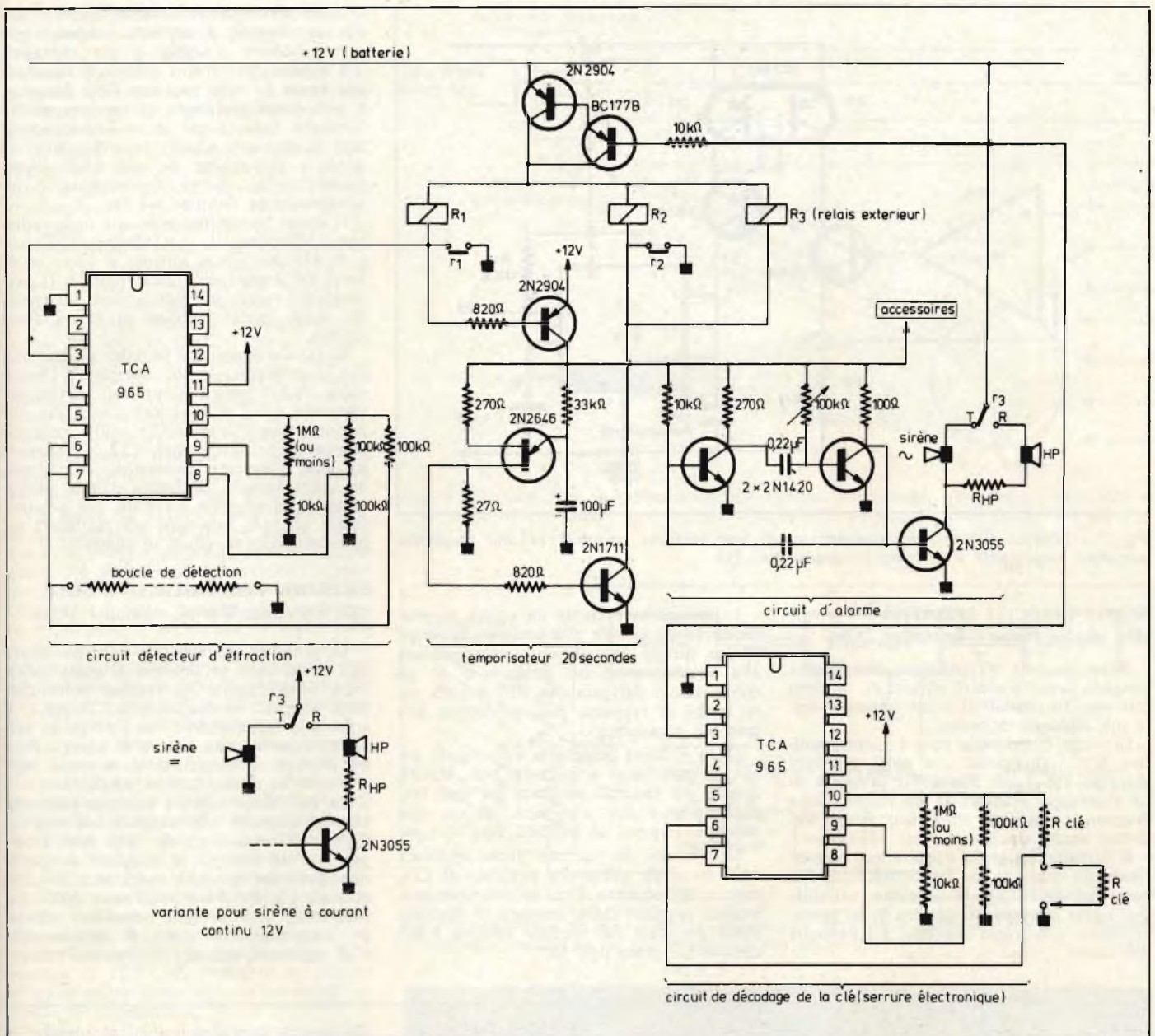


Fig. 6-B - Schema elettrico completo dell'impianto antifurto, illustrante non soltanto i diversi componenti che ne fanno parte, ma anche le funzioni tipiche che vengono svolte dai due circuiti separati.

La figura 6-C rappresenta lo schema-tipo dell'installazione: un trasformatore preleva la tensione alternata di rete, la rettifica, e rende quindi disponibile una tensione continua che serve per mantenere costantemente al livello massimo di carica una batteria di accumulatori da 12 V, che provvede all'alimentazione dell'intero impianto. Con questo sistema, come accade di solito, si garantisce che l'impianto antifurto possa continuare a funzionare con autonomia più che sufficiente anche nell'eventualità che il ladro interrompa la sorgente di alimentazione a corrente alternata, illudendosi in tal modo di bloccare completamente il funzionamento dell'impianto di protezione.

Come di consueto, l'articolo riporta anche alcuni disegni costruttivi, e l'elenco dettagliato dei componenti necessari per allestire l'impianto, nonché i disegni della base di supporto a circuito stampato, vista da entrambi i lati.

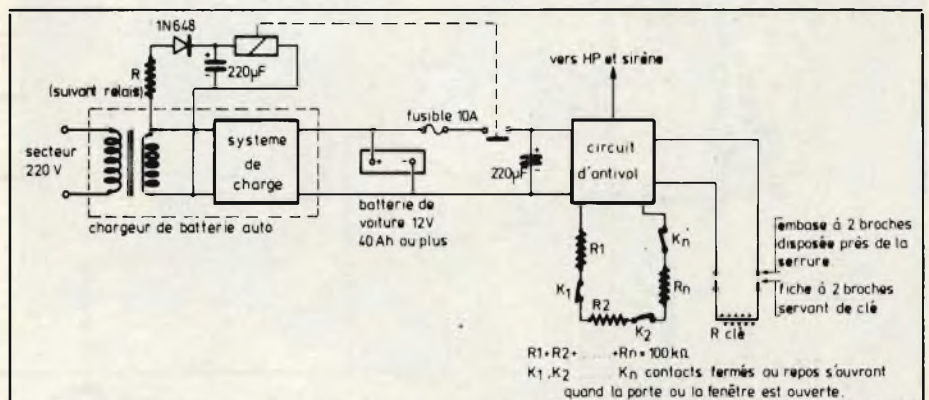


Fig. 6-C - Esempio classico di installazione, realizzato prevedendo anche un sistema di rettificazione della tensione alternata, per mantenere al livello costante di carica massima la batteria di alimentazione che consente il regolare funzionamento anche in mancanza della tensione di rete.

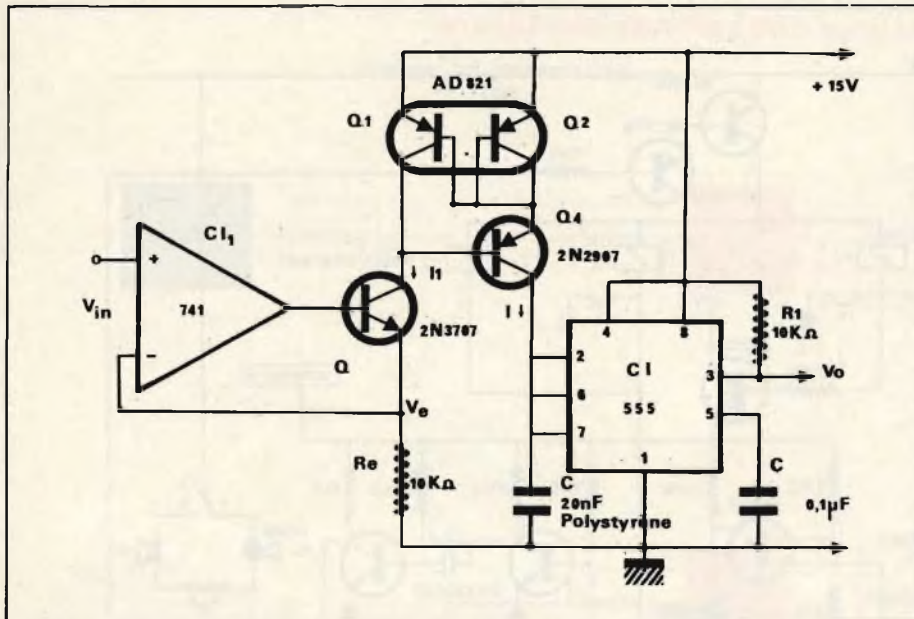


Fig. 7 - Schema elettrico del convertitore di una tensione variabile in una frequenza variabile, impiegante il circuito integrato tipo 555.

NUOVI CIRCUITI SPECIFICI
(Da «Radio Plans» - Settembre 1976)

Sotto il titolo «Techniques Etrangères» vengono descritti alcuni circuiti di un certo interesse, suscettibili di essere impiegati nelle più disparate occasioni.

Il primo citato nella nota è un convertitore V.F., impiegante una unità integrata del tipo 555 (vedi figura 7). Si tratta di un montaggio studiato da un tecnico della Western University, ed a suo tempo descritto anche da Electronics.

Il circuito integrato usato come convertitore da tensione in frequenza funziona come oscillatore, e la tensione variabile può essere ottenuta sul cursore di un potenziometro, che viene regolato direttamente dall'utente.

La frequenza presenta un valore inversamente proporzionale alla costante di tempo RC, e quindi inversamente proporzionale alla variazione di un resistore o di un condensatore nel prodotto RC. Risulta però anche in rapporto inverso rispetto alla tensione di pilotaggio.

Oltre all'unità integrata, viene usato anche un transistor doppio del tipo AD821, nonché un circuito integrato del tipo 741, unitamente a due transistori, di cui uno del tipo «n-p-n», ed uno del tipo «p-n-p».

La tensione di ingresso viene applicata tra i terminali positivo e negativo di CI1, mentre la frequenza il cui valore viene controllato appunto dalla tensione di ingresso viene prelevata dal piedino numero 3 del circuito integrato tipo 555.

Nello stesso articolo viene descritto anche un sistema a barriera luminosa per opto-indicatore d'angolo e per contagiri.

L'apparecchio, il cui schema è illustrato alla figura 8, viene proposto dalla Siemens, e può essere realizzato in versione miniaturizzata. Esso fa uso di un foto-accoppiatore ad elementi emettitore e ricevitore distinti, e l'emettitore di luce è un diodo fotoemittente, mentre il ricevitore è un fototransistore del tipo BTX81.

Il diodo fotoemittente emette delle radiazioni infrarosse, la cui lunghezza d'onda è di 950 nm circa, quando si trova al di fuori del campo della luce visibile. Il percorso del raggio infrarosso viene interrotto dai raggi opachi tracciati su di un disco rotante.

Sostanzialmente, gli impulsi di corrente che si ottengono tra il collettore e l'emettitore di Q1 vengono applicati al circuito integrato CI1, affinché subiscano una opportuna amplificazione. Le unità integrate contenute nel dispositivo CI2, e collegate tra loro in cascata, permettono di ottenere in uscita impulsi di forma d'onda perfettamente rettangolare e stabile, che possono essere appunto impiegati per realizzare interessanti ed utili effetti di controllo.

ENERGIA ELETTRICA DAL SOLE
(Da «Wireless World» - Ottobre 1976)

Le proposte per sfruttare l'energia solare agli effetti della produzione di energia elettrica sono oggetto di intense polemiche, oltre che di intensa attività. Tuttavia, è stato solo recentemente che i progressi nell'elettronica ad alto fattore di energia hanno portato all'esecuzione di tentativi veri e propri in questo campo particolare.

La radiazione solare è talmente compatta che la quantità che colpisce soltanto lo 0,5% dell'intero territorio degli Stati Uniti, per fare un esempio, è maggiore di quella che dovrebbe risultare sufficiente per alimentare l'intero Paese, nell'anno 2000. Attualmente, le compagnie petrolifere stanno per raggiungere lo stato di esaurimento, e gli argomenti contro l'impiego dell'energia

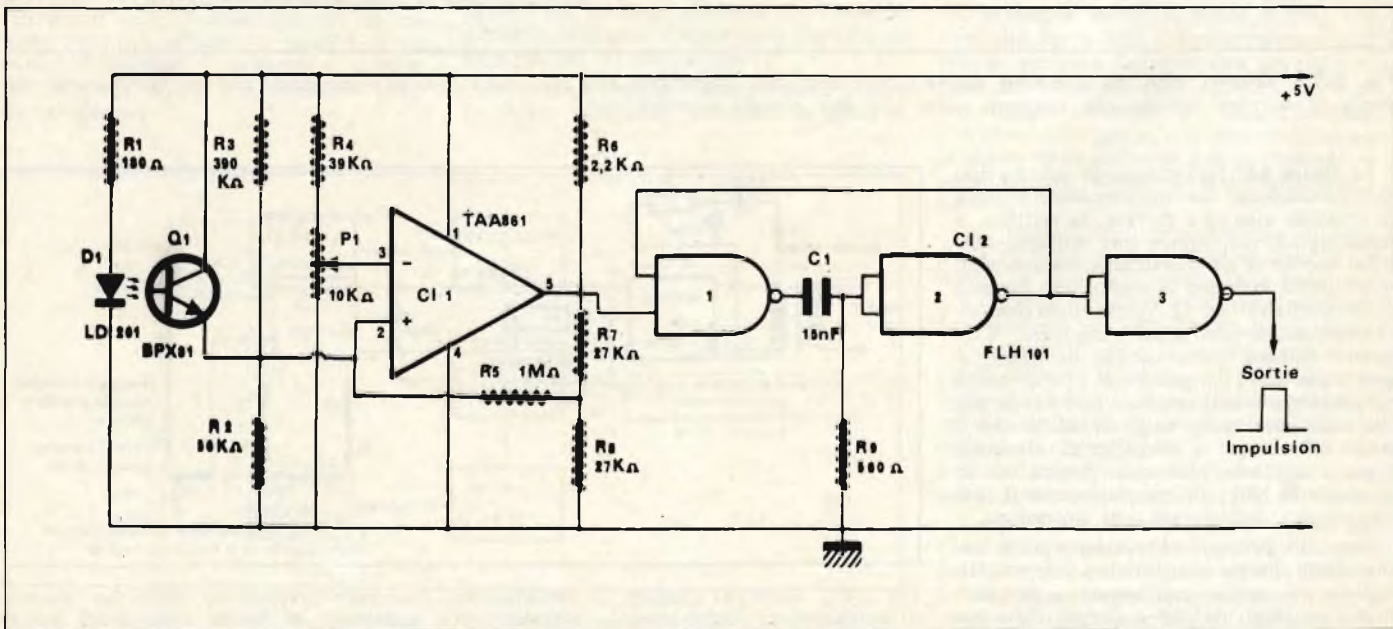


Fig. 8 - Il dispositivo di cui riproduciamo lo schema costituisce una barriera luminosa per opto-indicatore d'angolo e per contagiri.

nucleare sono talmente numerosi, da rendere problematica questa particolare applicazione.

Ecco quindi giustificati gli sforzi che vengono compiuti per ottenere una fonte di energia pacifica, meno pericolosa, e — soprattutto — meno inquinante.

La figura 9 è una rappresentazione schematica del concetto denominato «Power-sat», in grado di fornire energia elettrica sfruttando l'energia solare, 24 ore su 24.

I raggi solari, provenienti da destra, investono soltanto metà della superficie terrestre, che proietta dal lato opposto un cono d'ombra. I pannelli del sistema installato a bordo del satellite, visibili in alto a sinistra, ricevono l'energia direttamente dal sole, in quanto nessun ostacolo è presente lungo il percorso dei raggi solari. Tale energia viene raccolta, immagazzinata, e trasmessa da un apposito trasmettitore a raggio della potenza di 13,5 GW, per una lunghezza di 35.786 km, in modo da poter essere ricevuta ad opera di una stazione ricevente da 10 GW, sistemata nel punto evidenziato sul globo terrestre.

La figura 10 è invece una rappresentazione schematica del sistema per la produzione di energia elettrica, facente sempre parte del programma «Power-sat». L'energia solare concentrata viene sfruttata per controllare il funzionamento di un elemento riscaldatore a cavità, che — a sua volta — provoca il funzionamento di una turbina. All'uscita di quest'ultima è presente un compressore che fa capo al generatore, alla cui uscita è disponibile l'energia elettrica per alimentare il trasmettitore.

Il compressore, da canto suo, fornisce due linee di controllo, di cui una per alimentare il radiatore agli effetti della dissipazione termica, ed un'altra per controllare il funzionamento del cosiddetto recuperatore, che ristabilisce un certo equilibrio tra le perdite ed il rendimento.

La foto di figura 11 — infine — rappresenta l'aspetto tipico del satellite così come è stato proposto dalla Boeing Aerospace Corporation, destinato a ricevere ed a trasmettere l'energia solare sulla base della potenza di 13,5 GW, mediante un sistema di trasmissione verso la terra attraverso un fascio di microonde.

Sebbene la lettura di questo articolo abbia molto in comune con quella di un romanzo di fantascienza, riteniamo tuttavia che si tratti di una interessante documentazione, che — se non altro — lascia intravedere alcuni tra i più importanti futuri sviluppi della tecnica elettronica.

RADIOGRAFIA AD ALTA DEFINIZIONE DI COMPONENTI ELETTRONICI (Da «Electron» - 6 Maggio 1976)

L'unità per raggi «X» tipo Harwell E12 (vedi figura 12-A) è l'ultima di una certa gamma di apparecchiature del genere, munite di obiettivo di proiezione di simile dimensioni. I vantaggi principali e molto importanti di questa unità consistono nel fatto che la sua struttura è relativamente semplice agli effetti del funzionamento, ed è stata inoltre allestita in modo tale da poterne consentire l'installazione praticamente in qualsiasi posizione.

Fino ad oggi, le tecniche della radiografia non sono state usate su vasta scala per il controllo di piccoli componenti elet-

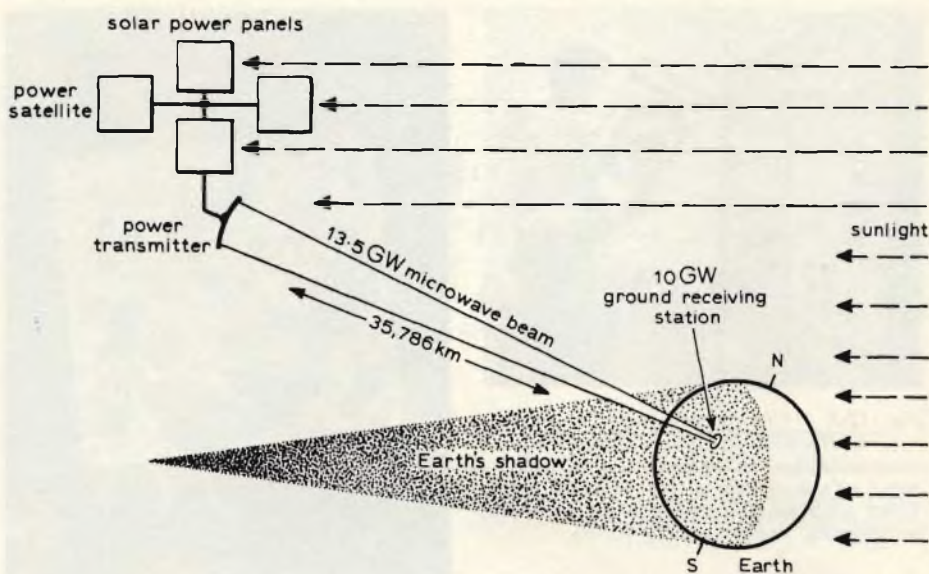


Fig. 9 - Principio di funzionamento del sistema denominato «Power-sat», in grado di sfruttare l'energia solare, e di fornire alla terra una notevole quantità di energia elettrica, 24 ore su 24.

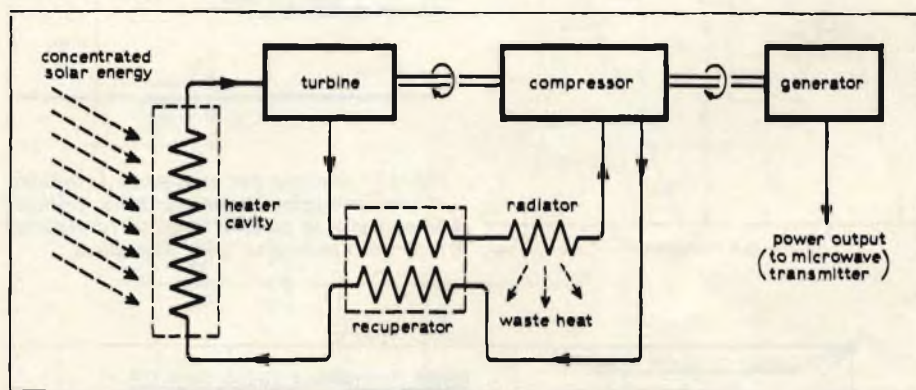


Fig. 10 - Sistema proposto per la produzione di energia elettrica secondo il sistema «Power-sat», basato su di un circuito chiuso di Brayton.

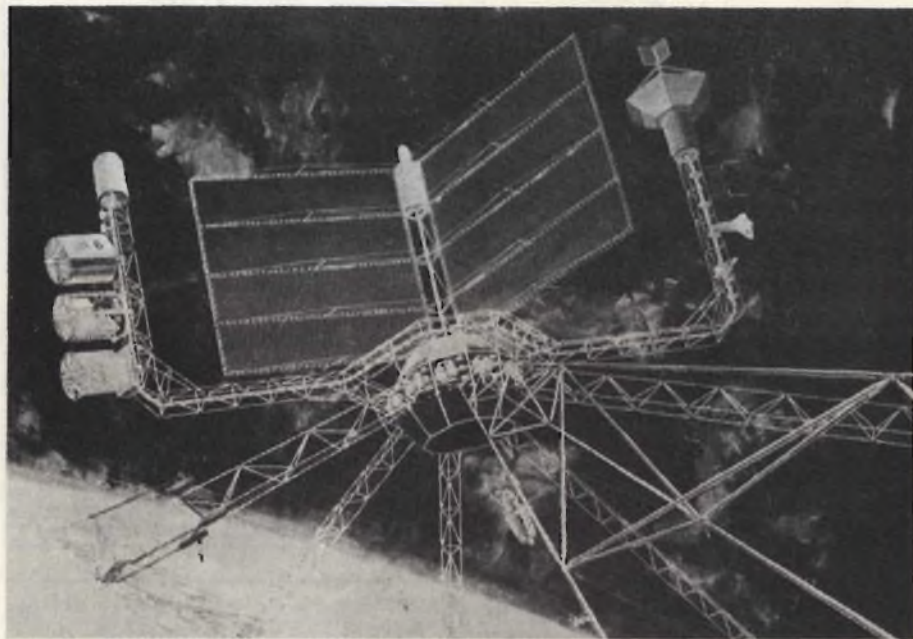


Fig. 11 - Struttura caratteristica del satellite solare per captare e ritrasmettere verso terra l'energia solare, proposto dalla Boeing Aerospace Corporation.



Fig. 12-A - L'impianto a raggi «X» denominato Harwell E12 funziona con ottime caratteristiche di definizione. Il tubo a raggi «X» è visibile al centro, ed il raggio viene proiettato orizzontalmente attraverso un'apertura praticata nella parete.



Fig. 12-B - Esempio di radiografia ad alta definizione, ottenuta con l'apparecchiatura citata su di un «chip» facente parte di un microelaboratore.

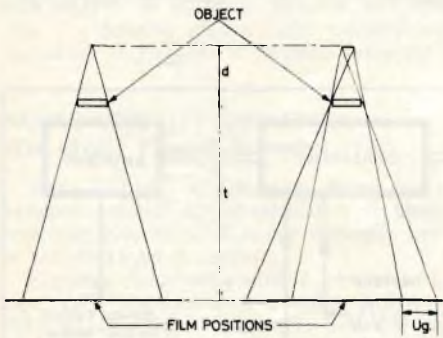


Fig. 13 - Metodo per migliorare la nitidezza dell'immagine proiettata sulla pellicola. Si noti che la piccola sorgente (a sinistra) proietta l'immagine più dettagliata.

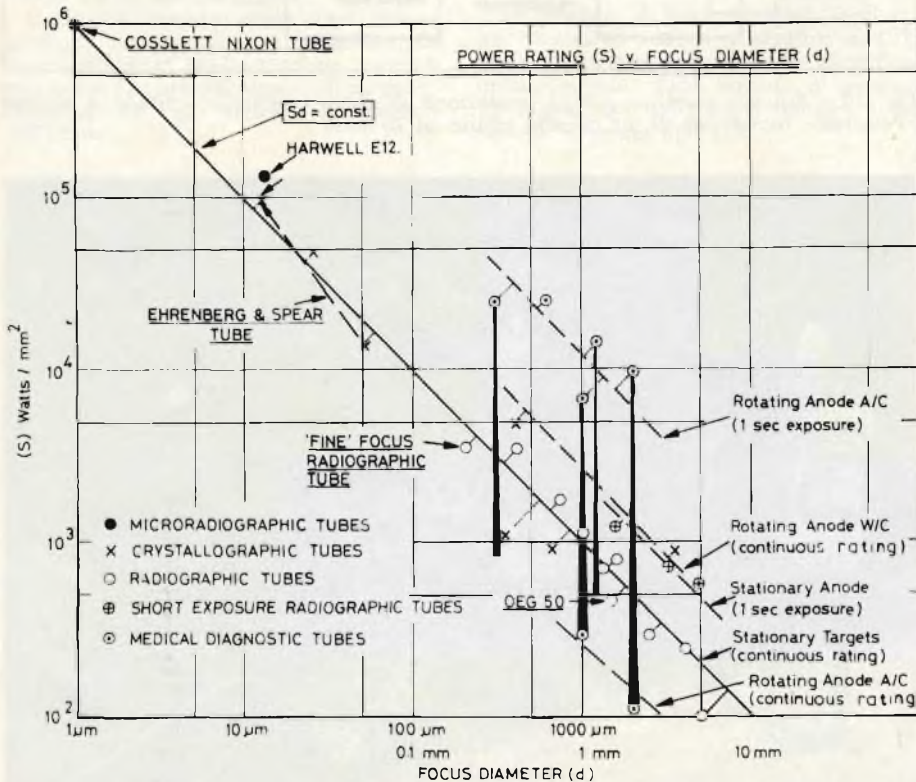


Fig. 14 - Relazioni nominali che intercorrono tra la potenza di dissipazione da parte dell'impianto a raggi «X» ed il diametro del punto focalizzato, per diversi tipi di tubi per radiografie.

tronici, soprattutto per il fatto che le apparecchiature disponibili non erano molto adatte all'esecuzione di controlli del tipo necessario, come quelli illustrati ad esempio alla figura 12-B.

Sostanzialmente, le apparecchiature per raggi «X» di produzione normale erano destinate ad impieghi a carattere medico o industriale, e presentavano una ricchezza di dettagli che spesso risultava insufficiente nei confronti di componenti di minime dimensioni, come possono essere i circuiti integrati, le unità monolitiche, ecc.

Attualmente, sono stati invece conseguiti interessanti risultati in questo campo, grazie alla disponibilità di apparecchiature di dimensioni minori, in grado cioè di funzionare adeguatamente per il controllo qualitativo di piccoli componenti, come possono essere appunto quelli di attuale impiego nelle tecnologie micro-elettroniche.

Per ottenere questi risultati, si è fatto uso del sistema schematizzato alla figura 13: la mancanza di nitidezza dell'immagine proiettata sulla pellicola ha potuto subire notevoli miglioramenti disponendo opportunamente gli oggetti da riprendere e la pellicola, secondo un sistema differenziale che permette praticamente l'esecuzione di una ripresa tridimensionale, tale cioè da consentire di apprezzare le caratteristiche dell'immagine anche in profondità, oltre che in larghezza ed in altezza.

Il grafico di figura 14 esprime le relazioni che intercorrono tra la potenza nominale di funzionamento di un'apparecchiatura a raggi «X» ed il diametro del punto focalizzato per diversi tipi di tubi a raggi «X», tra i quali quello che viene appunto impiegato nell'impianto denominato «Harwell» E12.

In questo grafico sono citati anche altri tipi di tubi, tra cui il Cosslett Nixon, il tipo normale radiografico a fuoco fine, ed alcuni esemplari ad anodo statico o rotante.

Nella conclusione, l'articolo sostiene che — quando esistono vere e proprie necessità di controllo nell'industria elettronica — la tecnica radiografica può soddisfare praticamente qualsiasi esigenza, a patto, naturalmente, che si disponga di un impianto di tipo adatto, sufficientemente sensibile, ed in grado quindi di fornire immagini abbastanza dettagliate.

LA SIRENA ELETTRONICA IMD KN-19

(Da «Le Haut Parleur» - 15 Luglio 1976)

Negli impianti antifurto, nei quali si fa uso di una sirena per produrre un segnale acustico di grande potenza ed udibile quindi a notevole distanza, è indispensabile fare in modo che il suono prodotto non possa essere confuso con quello convenzionale dei pompieri, della polizia o della Croce Rossa. In caso contrario, se l'allarme entra in funzione durante un tentativo di scasso, è chiaro che i vicini, in assenza della vittima del tentativo, possono, quando vengono svegliati nel cuore della notte, confondere il suono della sirena con quello del passaggio di un'autovettura o di una motopompa, e restare quindi indifferenti.

E' questo uno dei motivi principali per i quali in sostituzione delle sirene rotative monotonali di tipo convenzionale si preferisce, negli impianti antifurto, adottare particolari tipi di sirene funzionanti ad impulsi, costituite praticamente da un altoparlante di tipo speciale, insensibile all'u-

midità ed alle variazioni di pressione e di temperatura atmosferiche, in grado di riprodurre i suoni provenienti da un apposito generatore.

Affinché la sirena possa oltre a ciò corrispondere alle esigenze specifiche, è necessario che presenti una minima dissipazione di energia, poiché molto spesso gli impianti antifurto dipendono per la loro alimentazione da una batteria di accumulatori, che deve logicamente presentare la massima autonomia possibile.

Ciò premesso, è di un certo interesse il circuito che riproduciamo alla fig. 15: esso consiste in due oscillatori distinti, di cui uno del tipo «phase-shift», costituito da T1 ed un altro del tipo a multivibratore, costituito da T2 e da T3.

I segnali prodotti da questi due oscillatori, opportunamente dosabili tramite r6, vengono applicati, tramite il controllo di volume r10, all'ingresso di un doppio stadio di cascata, costituito da T4 e da T5.

In serie all'emettitore di quest'ultimo è presente un altoparlante in grado perciò di riprodurre i due toni simultanei, ottenendo in tal caso un suono di grande potenza, bitonale, e che si differenzia notevolmente da quello delle sirene di tipo convenzionale.

UN VOLTMETRO A SCALA DILATATA PER LA TENSIONE DI RETE

(Da «Le Haut Parleur» - 15 Luglio 1976)

Un voltmetro a scala dilatata o espansa è in sostanza un voltmetro di tipo differenziale: gli strumenti classici per tensioni alternate permettono, con la loro scala normale, di misurare una tensione di valore compreso tra 20 e 250 V, ma con precisione nella gamma più bassa piuttosto scadente.

La deflessione dell'indice mostra la presenza di una tensione applicata ai capi dello strumento, ma con una precisione che può essere considerata veramente relativa.

Verso il lato più alto della scala, la precisione aumenta grazie alla maggiore definizione consentita dalla scala stessa.

E' quindi opportuno, per ottenere una maggiore precisione anche nei confronti delle tensioni più basse, modificare le caratteristiche dello strumento, adottando appunto il sistema differenziale, il cui principio è illustrato in A alla figura 16.

Da un lato si ha la tensione di rete che occorre misurare. Mediante un dispositivo elettronico, opponiamo ad essa una tensione detta di riferimento, ed a tale scopo si collega in serie alla suddetta tensione di riferimento un potenziometro.

Ai capi di quest'ultimo si ottiene perciò una tensione uguale alla differenza tra la tensione di rete e quella di riferimento. L'indicazione della tensione è stata affidata ad un dispositivo a circuito integrato, la cui struttura è illustrata in B. Il circuito presenta un terminale di ingresso, al quale viene applicata la tensione da misurare, e la misura viene eseguita per confronto.

Il confronto avviene rispetto ad altri due punti, ai quali si applicano due tensioni di riferimento: al terminale 12 del circuito integrato si applica la tensione bassa; quando la tensione di ingresso risulta inferiore rispetto a questa tensione di riferimento, è il diodo 1, quello della scala bassa, che si illumina. Se invece si applica una tensione di valore compreso tra quello di riferimento e quello della seconda

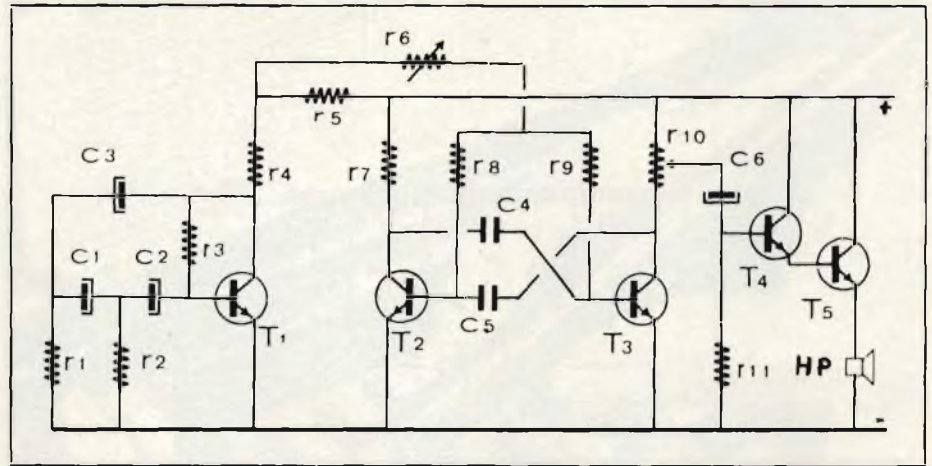


Fig. 15 - Schema elettrico della sirena elettronica bitonale, costituita da due diversi tipi di oscillatori, i cui segnali vengono amplificati per essere riprodotti con potenza adeguata dall'altoparlante HP.

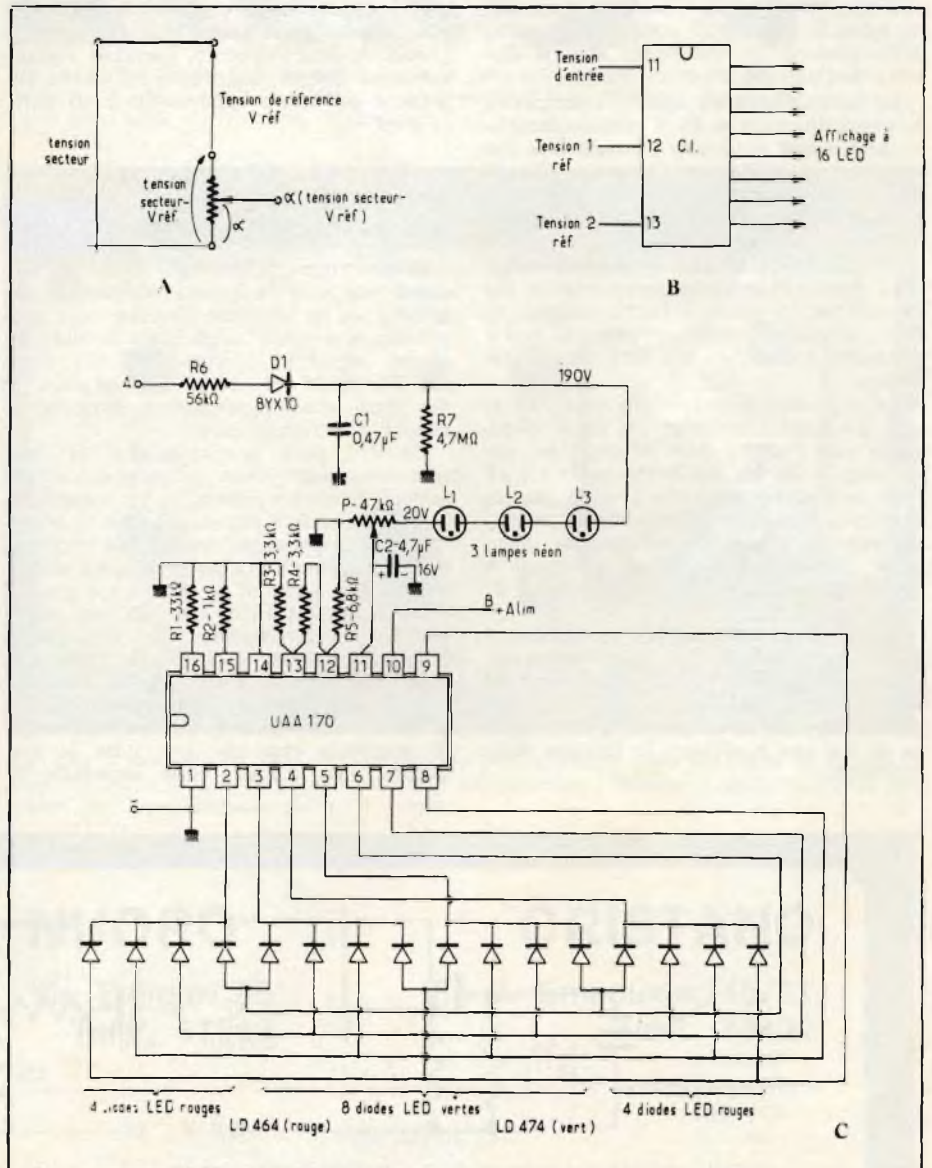


Fig. 16 - In «A», principio teorico di funzionamento del voltmetro differenziale; in «B», tecnica di impiego del circuito integrato per ottenere l'indicazione numerica mediante semplici diodi fotoemittenti; in «C», schema di principio generale del voltmetro a scala dilatata per tensioni alternate.

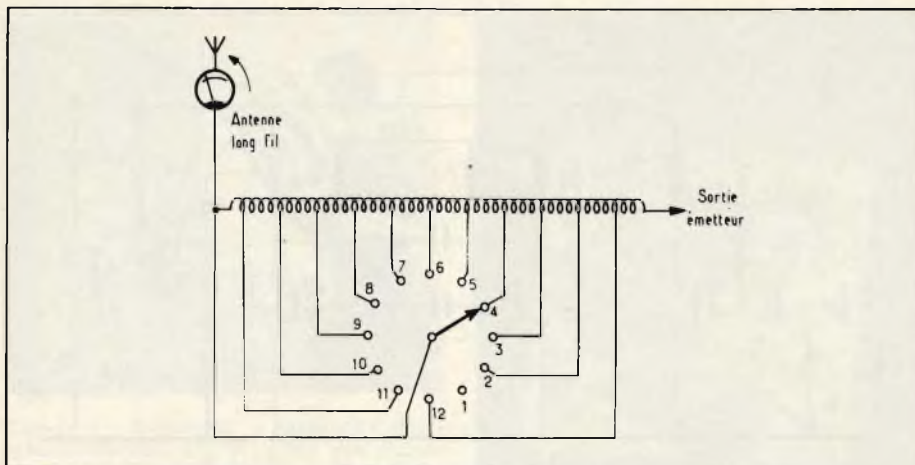


Fig. 17 - Tecnica di inserimento di una bobina a prese multiple lungo la discesa di un'antenna a multibanda a filo lungo, per ottenere le migliori caratteristiche di adattamento dell'impedenza.

tensione, l'altro diodo risulta in funzione. Se infine la tensione di ingresso è maggiore della tensione di riferimento alta, si illumina il diodo più alto.

Lo schema generale dell'apparecchiatura è invece illustrato in C: il circuito integrato deve essere alimentato naturalmente con una tensione continua, che viene fornita da un sistema che sfrutta direttamente la rete, evitando però l'impiego di un trasformatore.

L'unità integrata può alimentare sedici diodi, e provvede contemporaneamente alla regolazione del punto di funzionamento, riferito all'intensità della corrente che scorre attraverso i diodi, ed alla tensione di confronto.

La tensione-differenza viene prelevata ai capi del potenziometro P, che rende disponibile una frazione della tensione sul circuito integrato. Un condensatore da $4,7 \mu\text{F}$ filtra la tensione rettificata, e — in assenza di questa capacità — l'ondulazione residua sovrapposta alla tensione continua determina l'accensione dei diodi adiacenti a quello che dovrebbe invece accendersi da solo.

I due resistori R1 ed R2 controllano il valore della corrente che scorre attraverso i diodi elettroluminescenti; R3, R4 ed R5 fissano invece il valore della tensione di riferimento, per cui è possibile intervenire su di essi per modificare la taratura dello strumento.

Anche per questa apparecchiatura, oltre alla descrizione di tutti i principi teorici e pratici di funzionamento, l'articolo riporta numerosi disegni costruttivi, ed alcune fotografie dell'intero apparecchio e di parti di esso.

LE ANTENNE MULTIBANDA A FILO LUNGO

(Da «Le Haut Parleur» - 15 Luglio 1976)

Questo tipo di antenna, come il suo stesso nome fa facilmente supporre, è costituito da un semplice filo, che deve presentare la massima lunghezza e la massima altezza possibili, collegato ad una delle sue estremità. Per dirla diversamente, il filo deve prolungarsi fino a raggiungere l'uscita del trasmettitore.

Occorre però precisare che, se non sussistono determinate circostanze, un'antenna di questo genere, la cui semplicità è molto allettante per chi dispone di molto spazio in campagna, non carica correttamente il trasmettitore, anche se quest'ultimo è munito in uscita di un filtro a «pi greco».

La lunghezza fisica del filo non corrisponde necessariamente alla metà della lunghezza d'onda, a meno che non ci si accontenti di una scarsa approssimazione, e — in ogni caso — non è quasi mai in grado di comprendere un numero esatto di semionde elettriche per tutte le frequenze. Per fortuna, nulla impedisce di

allungarla sperimentalmente mediante dei segmenti supplementari di filo, di lunghezza giudiziosamente stabilita.

La soluzione è perciò ingombrante e scomoda, ma un sistema idoneo per regolare le caratteristiche dimensionali di un'antenna di questo genere è quello sintetizzato nello schema di figura 17.

In questo caso, si fa uso di un commutatore con un numero elevato di posizioni (nel caso illustrato dodici), che permette sia di impiegare l'intera bobina disposta tra le prese intermedie, sia di impiegarne soltanto una parte, cortocircuitando la parte restante.

Per la sua realizzazione si fa uso di un supporto di materiale ceramico filettato, recuperato da un trasmettitore «surplus», avente un diametro di 60 mm, sul quale devono essere avvolte ventisei spire di filo nudo del diametro di 16/10 mm.

Le prese intermedie vengono realizzate successivamente in corrispondenza delle spire 1, 2, 3, 5, 7, 9, 12, 16, 21 e 26.

La prima posizione è naturalmente libera, nel qual caso l'intera bobina risulta collegata in serie all'antenna. Al contrario la dodicesima posizione del commutatore corrisponde al cortocircuito totale.

Tenendo conto del diametro del mandrino, occorrono approssimativamente cinque metri di filo in totale, e ciascuna spira, collegata in serie all'antenna, corrisponde ad una lunghezza supplementare di circa 20 centimetri.

Dopo aver descritto il principio di funzionamento di questo tipo di regolatore dell'impedenza di antenna, e dopo aver citato le semplici operazioni matematiche con le quali si perviene alla determinazione della lunghezza, l'articolo illustra alcuni semplici modi di accoppiamento all'uscita del trasmettitore.

NOVITA' SCIENTIFICHE E TECNOLOGICHE

(Da «Electronique Professionnelle» - 8 Luglio 1976)

In questa rubrica, che viene puntualmente pubblicata ogni mese dalla Rivista francese, vengono spesso presentate interessanti innovazioni scientifiche e tecnologiche, che stanno ad indicare il continuo progresso conseguito ad opera di numerosi ricercatori in tutte le branche della tecnica elettronica.

Tanto per cominciare, la figura 18 mostra un tipo particolare di rivelatore di radiazioni infrarosse in versione miniaturizzata, che costituisce il primo degli argomenti

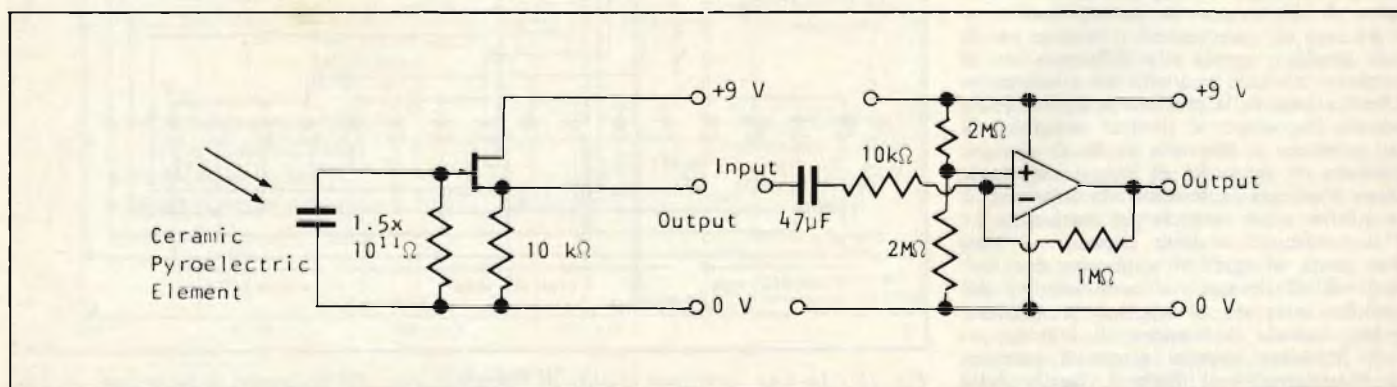


Fig. 18 - A sinistra, l'elemento sensibile piroelettrico di natura ceramica per radiazioni infrarosse, e — a destra — l'eventuale amplificatore a circuito operazionale che è possibile aggiungere per aumentare l'ampiezza dei segnali elettrici ottenuti.

considerati: l'elemento ceramico piroelettrico di ingresso rende disponibile un segnale ai capi di un resistore collegato tra l'elettrodo «gate» e massa di un transistor ad effetto di campo. L'alimentazione del dispositivo avviene tramite una batteria da 9 V, ed il segnale di uscita viene prelevato direttamente da uno degli elettrodi del semiconduttore, ai capi di un resistore da 10 k Ω .

All'uscita è poi possibile collegare un amplificatore operazionale classico del tipo illustrato, in modo da ottenere un segnale di ampiezza sufficiente a consentirne una adeguata valutazione quantitativa, utile agli effetti pratici.

Per quanto riguarda invece la ricolazione rapida di guasti nei circuiti di tipo logico, la Hewlett Packard ha studiato la sonda tipo 545A, il cui aspetto è illustrato alla figura 19: si tratta di uno strumento in grado di collaudare rapidamente e facilmente i circuiti logici CMOS e TTL, indicandone sia lo stato, sia la presenza di impulsi.

La sonda è munita di una spia luminosa che indica senza alcun pericolo di ambiguità i livelli alto e basso, discrimina i livelli difettosi ed i circuiti aperti, e presenta anche un commutatore per la predisposizione in anticipo del tipo di logica da controllare.

Praticamente — tuttavia — qualsiasi tipo di logica positiva fino a 18 V può essere verificato, indipendentemente dalla categoria alla quale appartiene.

Nella stessa rubrica — infine — viene citato un apparecchio per la misura della resistività di superficie (vedi figura 20) realizzato dalla Società Seftim, e funzionante in corrente continua. Lo strumento consente l'esecuzione di una gamma di misure compresa tra 1,5 e 30 M Ω per quadrato.

Lo strumento è munito di un galvanometro a lettura diretta e di un commutatore di portate ad otto posizioni. La corrente ottimale di misura, stabilizzata, varia da 0,2 A per le resistività basse, a 0,1 μ A per le resistività più elevate.

E' stato previsto un sistema di segnalazione per estinzione delle due spie luminose. Gli iniettori di corrente, come pure i capacitori di tensione, sono realizzati in paracoduttrice, il che permette una perfetta aderenza, anche quando la superficie da sottoporre al controllo non è perfettamente levigata.

Il dispositivo, previsto per il funzionamento con alimentazione a corrente alternata di rete di 220 V, presenta le dimensioni di cm 21 x 16 x 14, ed un peso di circa 3 kg.

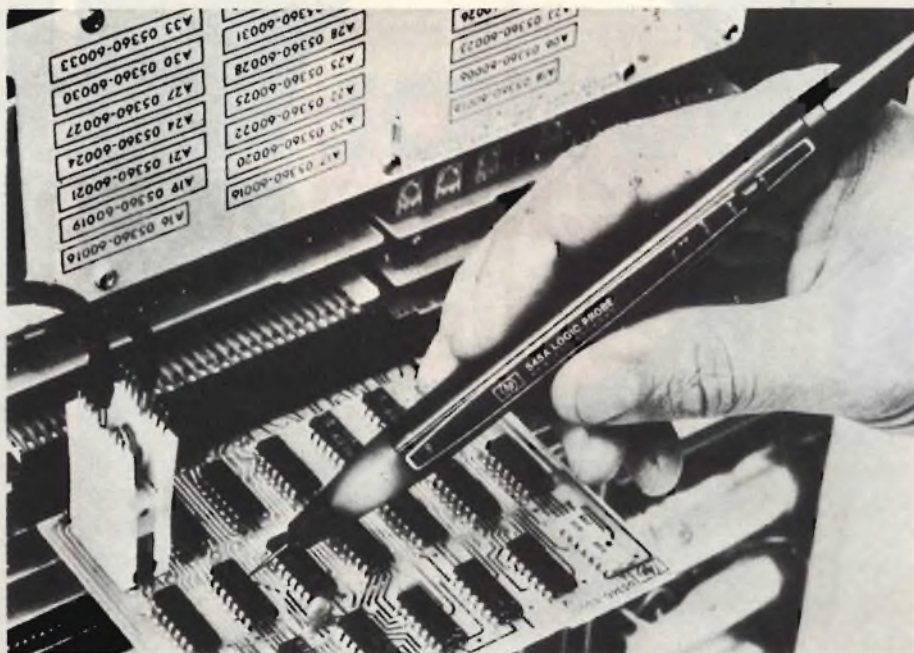


Fig. 19 - La sonda 545 A, sulla quale è possibile notare inferiormente la punta di contatto, è stata realizzata dalla Hewlett-Packard per il controllo diretto ed immediato di diversi tipi di unità logiche.

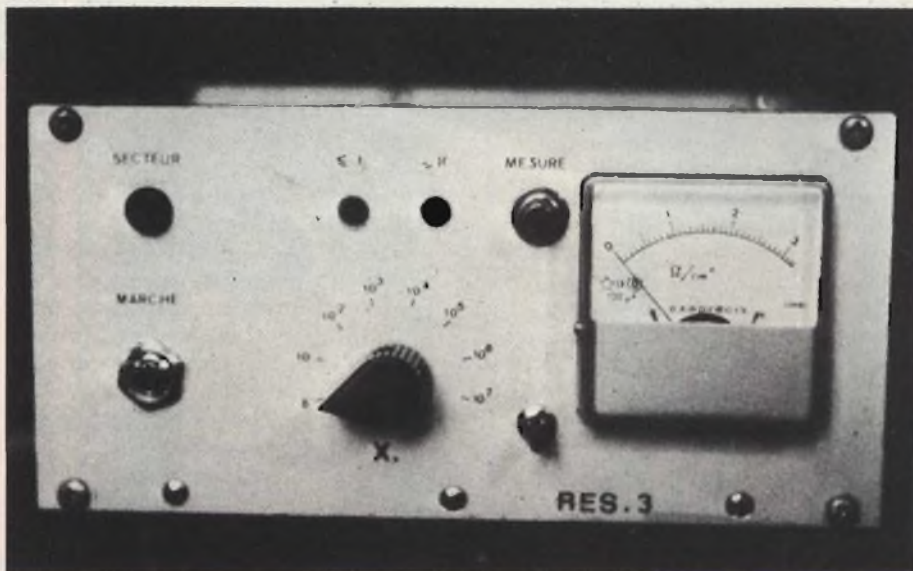


Fig. 20 - Il pannello frontale dell'apparecchio per la misura della resistività di superficie prodotto dalla Seftim raggruppa in modo da facilitare l'impiego i pochi comandi necessari per l'uso adeguato dello strumento.

**ANCHE
IN SARDEGNA
LA**

G.B.C.
italiana

C'È

NUORO

Via Ballero, 65
Telef. 37363

ORISTANO

Via V. Emanuele, 15/17
Telef. 73422

TROVERETE

UN VASTO ASSORTIMENTO DI COMPONENTI ELETTRONICI
E LA PIU' QUALIFICATA PRODUZIONE DI MATERIALE
RADIO-TV, HI-FI, RADIOAMATORI E CB



FACON

Mod. 044 44
 μ F 4
Vl.c.a. 400
Hz. 42 - 60
Made in Italy
7516

FACON

Mod. 044 46
 μ F 6.3
Vl.c.a. 400
Hz. 42 - 60
Made in Italy
7521

FACON

Mod. 044.5
 μ F 5
Vl.c.a. 250
Hz. 50+60
Made in Italy
7448

Condensatori **FACON**
in film polipropilene
metallizzato d'impiego
apparecchiature
elettrodomestiche.

Serie a 250 Vc.a.
da μ F 2 a μ F 40

Serie a 400-450 Vc.a.
da μ F 1 a μ F 25

I LETTORI CI SCRIVONO

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. C. CANEPA - Genova
Installazione trasduttori ad ultrasuoni

La GBC Italiana è in grado di fornire una vasta gamma di allarmi ad ultrasuoni, a raggi infrarossi e laser, rivelatori di gas e incendio con relativi accessori. Gli allarmi ad ultrasuoni che potrebbero interessarla sono compresi nelle sigle di catalogo che vanno da ZA/0455-02 a ZA/0479-30.

La figura 1 si riferisce per l'appunto ad un esempio di impianto con allarmi ad ultrasuoni. I conduttori relativi ai circuiti dei sensori passivi, a contatto o vibrazione, dovranno essere installati a notevole distanza da possibili fonti di disturbi radio elettrici, come lampade ad arco, suonerie a ruttore, motori a spazzole, che possono essere causa di falsi allarmi. La figura 2 si riferisce alla installazione corretta di trasduttori ad ultrasuoni da parete e la figura 3 a trasduttori ad ultrasuoni da soffitto.

M. FRANCESCHI - Bologna
Pubblicazioni varie

Sull'argomento che le interessa le consiglio il testo di RDA Maurice - Convolution and Fourier transform for communication engineers, edito da Pentech Press, Londra, il cui costo è di Lire sterline 7,5.

Si tratta di una pubblicazione che è destinata agli specialisti delle telecomunicazioni.

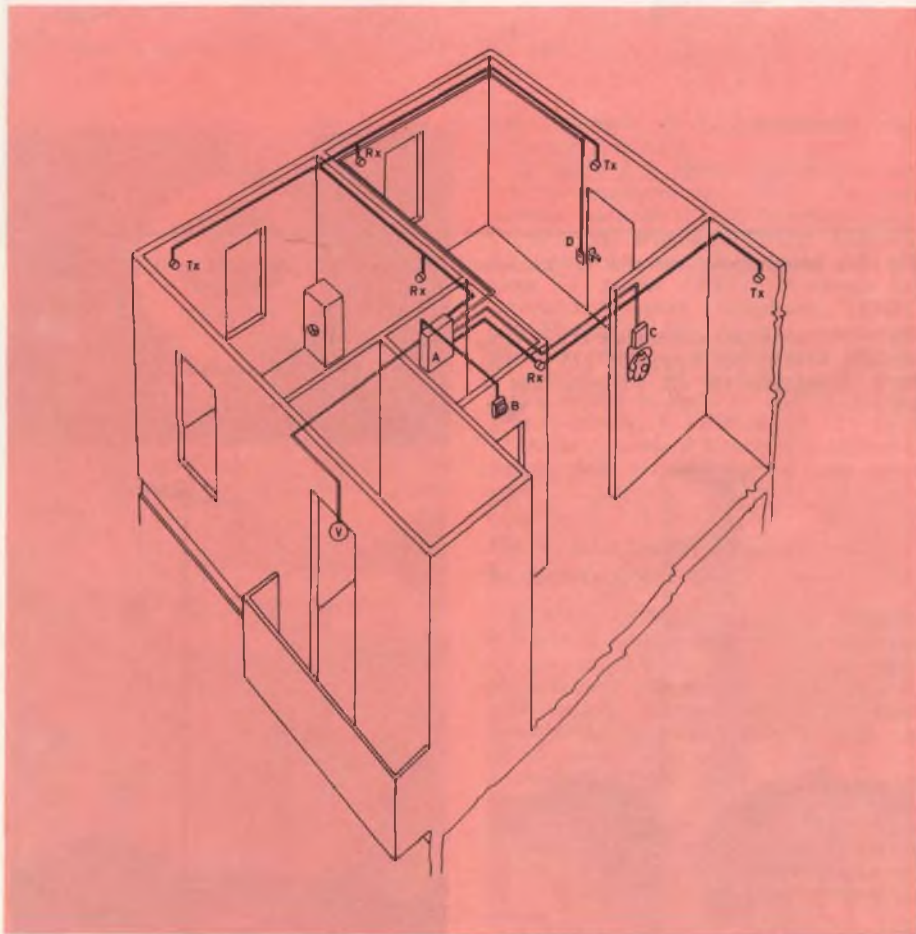


Fig. 1 - Esempio di impianto con allarmi ad ultrasuoni. A = centralina. B = sirena. C = combinatore telefonico. D = inseritore per chiave elett. Rx = ricevitore ad ultrasuoni. Tx = trasmettitori ad ultrasuoni. V = sensori a microcontatti o vibratori.

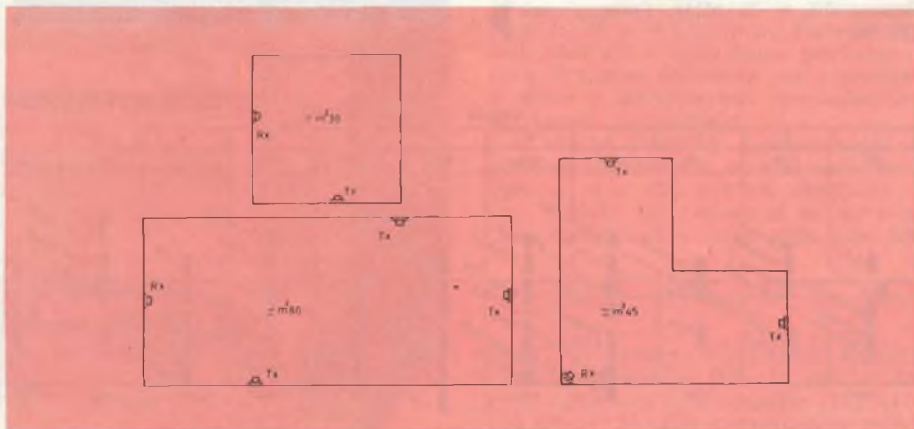


Fig. 2 - Installazione corretta di trasduttori ad ultrasuoni da parete (GBC Italiana).

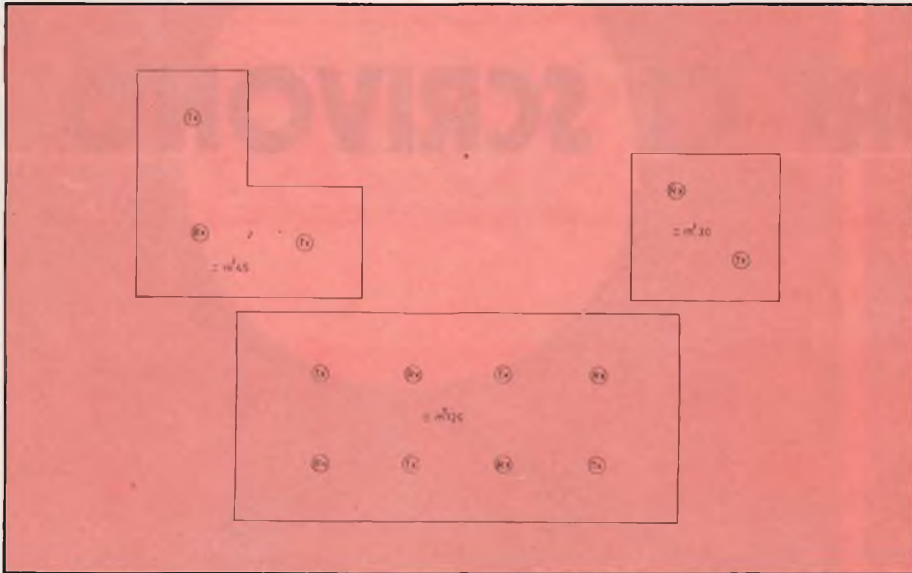


Fig. 3 - Installazione corretta di trasduttori ad ultrasuoni da soffitto (GBC Italiana).

Fig. 4 - Antenna omnidirezionale HY-GAIN, modello V-4215, per frequenze 225 ÷ 400 MHz. Guadagno 4,5 dB. Potenza max 1 kW.

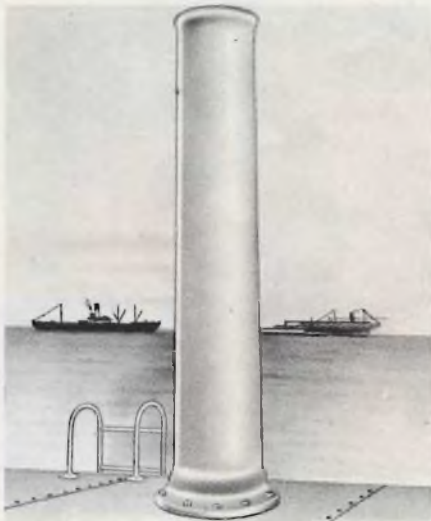


Fig. 5 - Log antenna periodica, di tipo portatile, HY-GAIN, modello LP-1402. Polarizzazione verticale ed orizzontale. Gamma 30 ÷ 76 MHz. Potenza max 130 W.



zioni o della radiodiffusione che abbiano pertanto delle buone basi di matematica. Al signor Franceschi consiglio i seguenti volumi in lingua francese che può acquistare anche in Svizzera presso la casa Muhlethaler, rue du Simplon, Ginevra, editi dalla Librairie Parisienne de la Radio di cui ho già fornito più volte l'indirizzo:

- Brault - Comment construire un système d'allumage électronique, 17 Fcs.
- Sutaner - Générateurs, fréquences mètres, multivibrateurs, 30 Fcs.
- Juster - Orgues électroniques ultramodernes, 48 Fcs.
- Juster - Petit instruments électroniques de musique et leur réalisation, 23 Fcs.
- Porterie - Steam Vapeur Dampf, 40 Fcs.

Fig. S. FRANCHI - Livorno
Antenne per vari usi

L'antenna illustrata in figura 4 ha un guadagno di circa 4,5 dB rispetto ad un'antenna isotropica e può essere utilizzata nel campo delle comunicazioni fra radiomatori, usi terrestri, aerei e marittimi nella gamma 225 ÷ 400 MHz. Si tratta del modello V - 4215 (AS-1018/URC, FSN 5985 613 5647) della HY GAIN. La potenza massima è di 1 kW con un rapporto di onde stazionarie minore di 2 : 1.

La figura 5 si riferisce invece ad un'antenna log periodica per la gamma 30 ÷ 76 MHz di tipo portatile, modello LP - 1402 sempre della HY GAIN, la quale può essere montata in meno di due minuti. Essa è adatta tanto per polarizzazione orizzontale quanto per polarizzazione verticale e per potenze massime dell'ordine di 130 W. Guadagno di circa 12 dB. L'angolo massimo di radiazione è di 30°, a 30 MHz, e di 9° a 76 MHz.

Fig. R. DE MOCHELI - Roma,
SIMONELLI, BRESCIANI - Pesaro
Stazioni radiodiffusione e monoscopi

In figura 6 è riportata la situazione al 1° giugno 1976 delle stazioni di radiodiffusione europee da 529 kHz a 665 kHz, e in figura 7 da 674 kHz a 791 kHz. A tutt'oggi non vi sono sensibili cambiamenti, ad eccezione di una nuova stazione dell'URSS sulla frequenza di 701 kHz. Purtroppo, come vorrebbero alcuni nostri lettori, non siamo in grado di fornire copie dei monoscopi che pubblichiamo, i quali dovranno essere richiesti direttamente agli

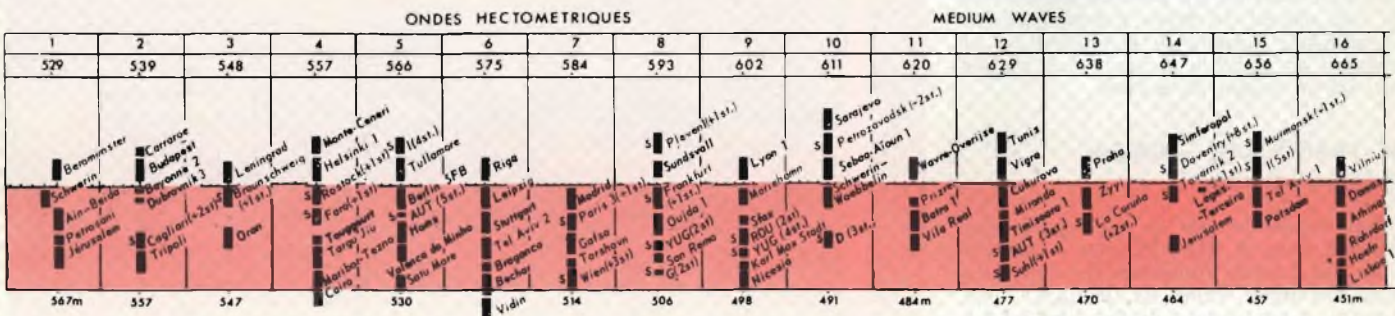


Fig. 6 - Situazione dello spettro delle stazioni europee di radiodiffusione fra 529 kHz e 665 kHz.

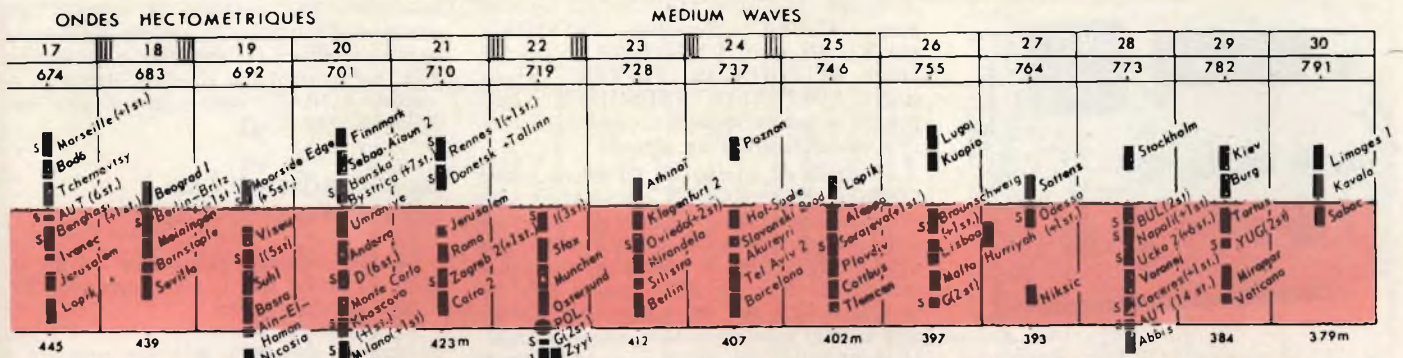


Fig. 7 - Situazione dello spettro delle stazioni europee di radiodiffusione fra 674 kHz e 791 kHz.



Fig. 8 - Immagine televisiva della GBC, non italiana... (Gibraltar Broadcasting Corporation).



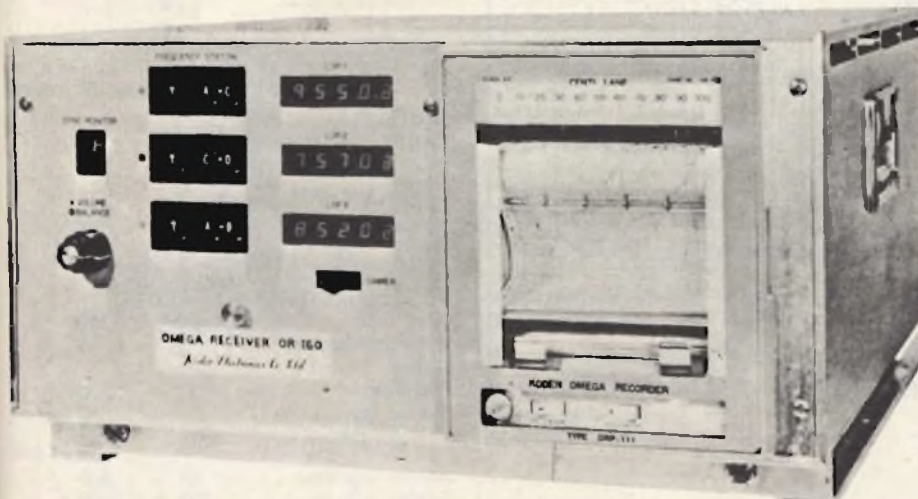
Fig. 9 - Immagine TV trasmessa dalle stazioni appartenenti alle forze armate greche YENED.



Fig. 10 - Immagine televisiva relativa al terzo canale francese, a colori (O.R.T.F.).



Fig. 11 - Monoscopia delle stazioni francesi del primo canale (O.R.T.F.).



enti interessati, di cui pubblichiamo regolarmente l'indirizzo.

La figura 8 si riferisce ad un'altra interessante immagine della GBC, non quella italiana, ma bensì la Gibraltar Broadcasting Corporation, Wellington Front, Gibraltar. La figura 9 mostra l'immagine delle stazioni TV greche YENED (Ypiressia Enimerosseos Enoplion Dhynameon, YENED, 136 Messogion Str, Atenc), appartenenti alle forze armate. L'immagine televisiva delle stazioni francesi del terzo canale, a colori, è visibile in figura 10 (ORTF, 116 Av. Pres. Kennedy, F 75790 Paris). La figura 11 infine riguarda il monoscopia trasmesso, sempre dalle stazioni francesi, sulla prima rete.

Sig. M. BARZAGHI - Varese
Sul sistema OMEGA

Il sistema di radionavigazione OMEGA è frutto di lunghi studi intesi a realizzare un sistema di navigazione a lungo raggio che consenta alle navi impegnate in rotte ortodromiche di realizzare un risparmio economico. Gli unici sistemi a largo raggio disponibili fino a pochi anni or sono erano il LORAN C, che usava la frequenza di 100 kHz, la cui portata non superava le 1000 miglia nautiche su terra e 1500 miglia su mare, per cui erano necessarie diverse catene per ottenere la copertura desiderata ed il RHO-RHO la cui copertura era circolare.

Il sistema OMEGA invece richiede poche stazioni, solo sei costituirebbero la geometria ottimale, mentre il prezzo dei ricevitori si riduce a più dei due terzi.

Le principali caratteristiche del sistema OMEGA sono: la copertura mondiale tenuto conto che si lavora sulla gamma compresa fra 10 e 14 kHz in cui l'attenuazione delle onde em è molto bassa, precisione di circa 2 miglia, sufficiente per i problemi di altura e funzionamento non influenzato dai fattori meteorologici.

Il sistema OMEGA fornisce luoghi di posizione iperbolici e si basa sulle emissioni di solo otto stazioni distribuite su tutto il globo (otto invece di sei per tener conto delle caratteristiche della superficie

Fig. 12 - Ricevitore OMEGA della KODEN (Apel-Mar) modello OR 160 per la ricezione simultanea di 3 frequenze (10,2 kHz, 13,6 kHz, 11,33 kHz) e registrazione grafica simultanea di 3 differenze di fase fra 6 stazioni fisse. Sensibilità 0,01 µV.



Fig. 15 - Ricevitore LORAN, modello LR 747, per la ricezione dei canali A e C. Indicazione digitale ad inseguimento automatico.

terrestre); esse sono installate nei seguenti paesi: ALDRA (Norvegia), TRINIDAD, HAIKU (Hawaii), LA MOVRE (Nord Dakota), REUNION IS., TRELEW (Argentina), AUSTRALIA, TSUSHIMA (Giappone). A questo argomento vedrò di dedicare prossimamente un articolo.

La figura 12 si riferisce ad un ricevitore OMEGA della KODEN (Apel-Mar) con ricezione simultanea, indicatore delle tre frequenze fondamentali di 10,2 kHz, 13,6 kHz e 11,33 kHz, e registrazione grafica simultanea delle tre differenze di fase tra le 6 stazioni scelte. Il sincronismo può essere attuato manualmente o automaticamente. Sensibilità 0,01 $\mu\text{V}/\text{m}$ e accuratezza di linea 1 centesimo. E' possibile abbinare il ricevitore ad un calcolatore automatico, ad un calcolatore di rotta X - Y, ad una te-

lescrivente che consente di leggere ogni «x» minuti la rotta e la velocità della nave, ogni «y» minuti la latitudine e la longitudine. La figura 15 si riferisce invece al ricevitore LORAN sempre della Kodan, modello LR 747.

Fig. S. CAROSSINO - Asti CATV e MATV

In ogni sistema, distributore ad un insieme di utenti uno o più programmi TV, si possono distinguere:

1°) una o più antenne riceventi, 2°) una stazione di testa, 3°) una rete primaria o derivata, 4°) una rete di distribuzione secondaria, eventuale, 5°) complementi di utenza quali derivatori, prese etc. (fig. 14).

Se tutti questi cinque componenti sono raggruppati in uno stesso immobile, o per lo meno in due immobili contigui, si crea un impianto collettivo noto con sigla MATV di origine americana, e derivata da Mast Antenna TV.

Quando la rete di distribuzione copre più immobili non contigui, con attraversamenti sotterranei od aerei di strade, case etc. si ha un impianto di comunità detto anche impianto di teledistribuzione noto come CATV, da Cable Antenna TV.

Fig. S. SALERNI - Castellamare S. Trasmettitore del surplus BC-375

In figura 15 è riportato lo schema del trasmettitore del surplus, usato dall'aviazione americana molti anni or sono, BC-375.

Esso può coprire la gamma 1500 \div 12500 kHz mediante l'impiego di cinque unità sintonizzatrici TU5B, 1500 \div 3000 kHz; TU6B 3000 \div 4500 kHz; TU7B 4500 \div 6200 kHz; TU8B 6200 \div 7700 kHz; TU10B 10000 \div 12500 kHz. L'unità sintonizzatrice di antenna porta la sigla BC306. L'alimentazione era fornita dalla dinamo modello PE-73. Si tratta di un apparecchio molto simile al tipo BC-191 dal quale differisce principalmente nel circuito di alimentazione.

Non sono riuscito a rintracciare lo schema dell'apparato XSD 76/3 di cui si ignora l'esistenza. Molto probabilmente si tratta di un ricevitore di provenienza giapponese.

Fig. D. FOSSATI Valori caratteristici della resistività dei terreni

Riporto qui di seguito i dati relativi ai valori caratteristici della resistività, espressa in ohm per metro su terreni di natura differente.

TERRE UMIDE E RICCHE DI AVANZI VEGETALI

Terreni paludosi	5 \div 50
Fango	20 \div 100
Humus	10 \div 150
Torba umida	5 \div 100

ARGILLE E MARNO-CALCARI

Argilla plastica	10 \div 200
Marne e argille compatte	50 \div 50
Marne giurassiche	100 \div 200
	50 \div 40

SABBIE E GHIAIE 50 \div 3000 e più

Sabbie argillose	50 \div 500
Sabbie silicee	200 \div 5000

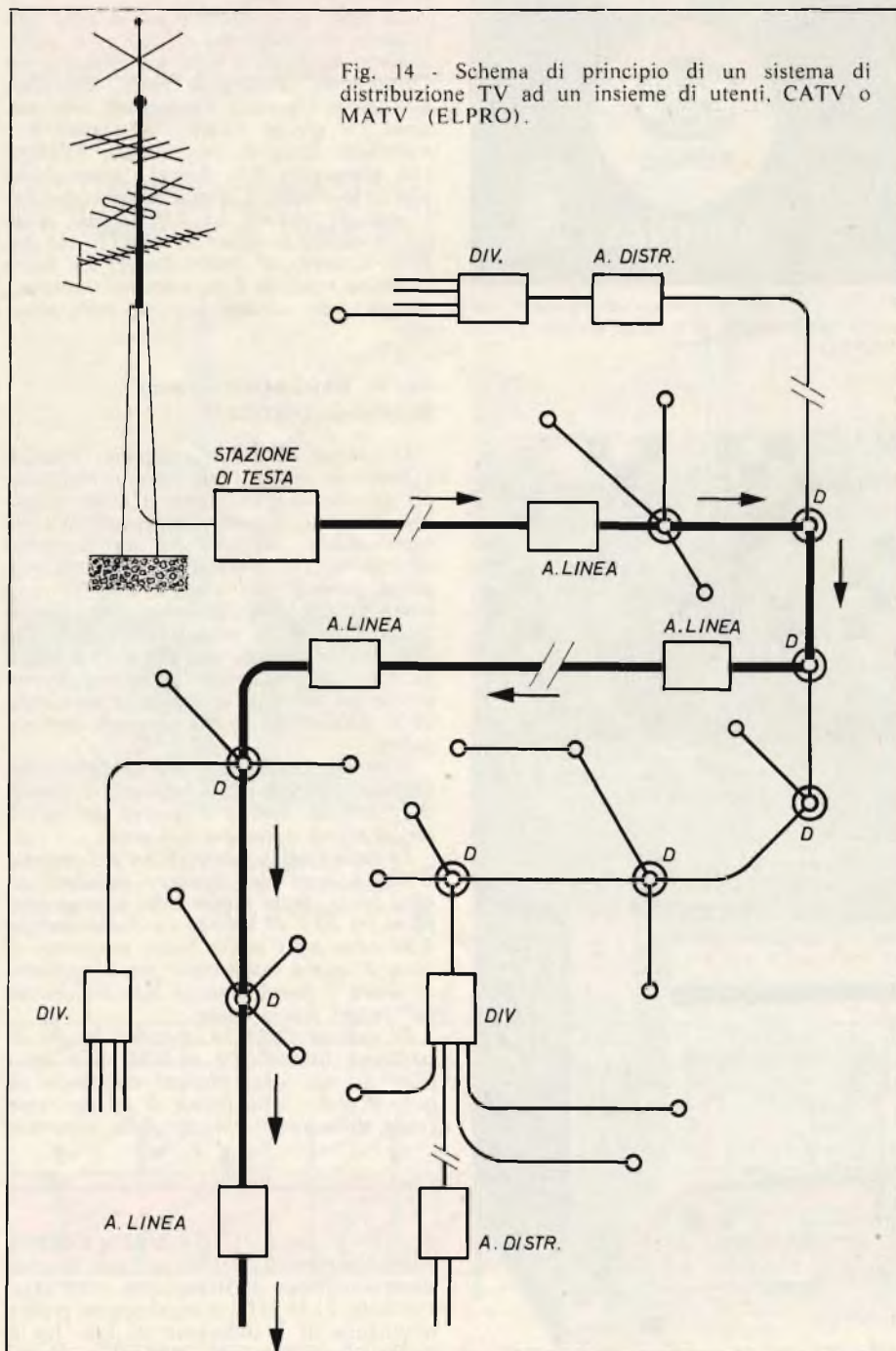


Fig. 14 - Schema di principio di un sistema di distribuzione TV ad un insieme di utenti, CATV o MATV (ELPRO).

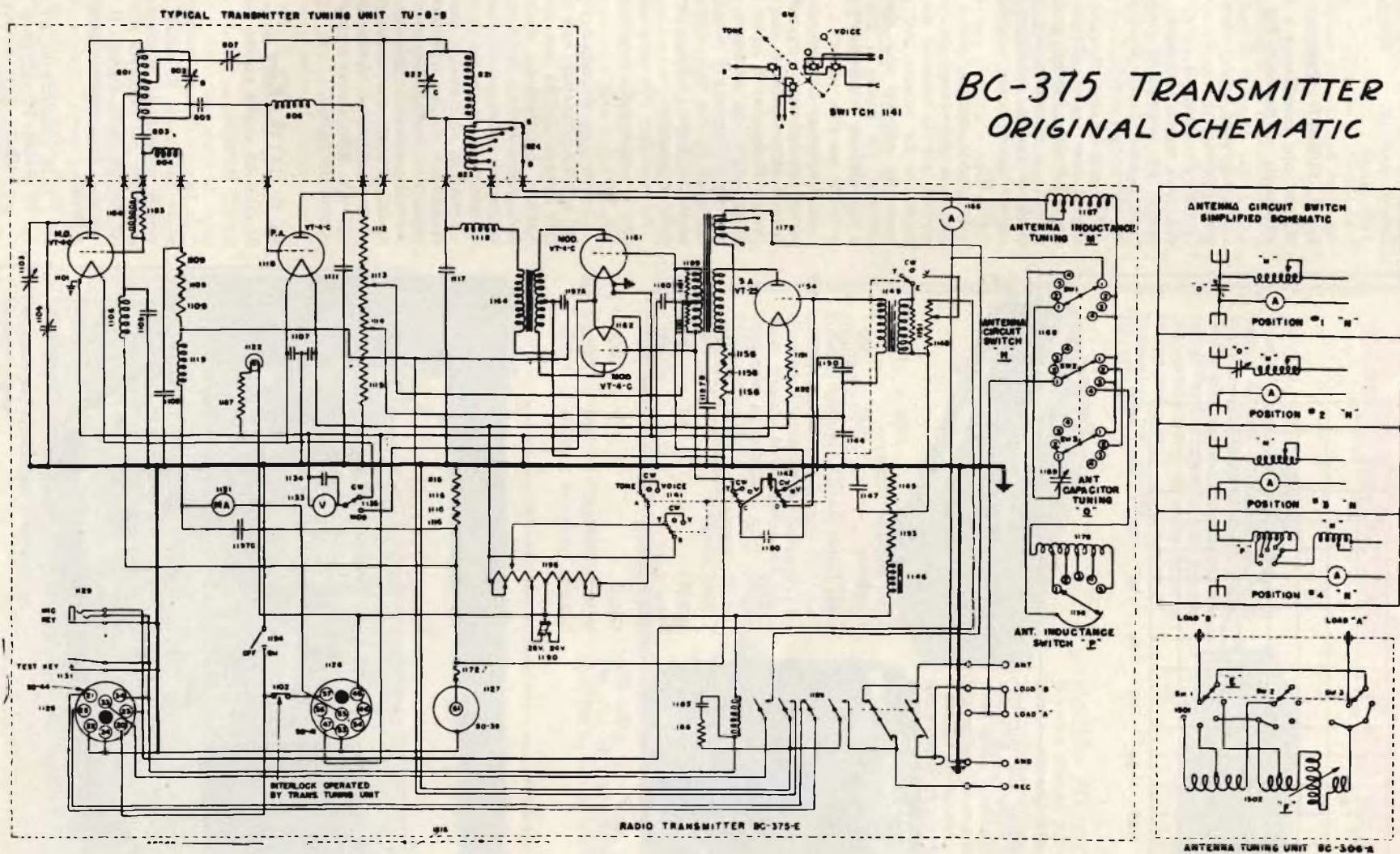


Fig. 15 - Schema elettrico del trasmettitore del surplus BC 375.

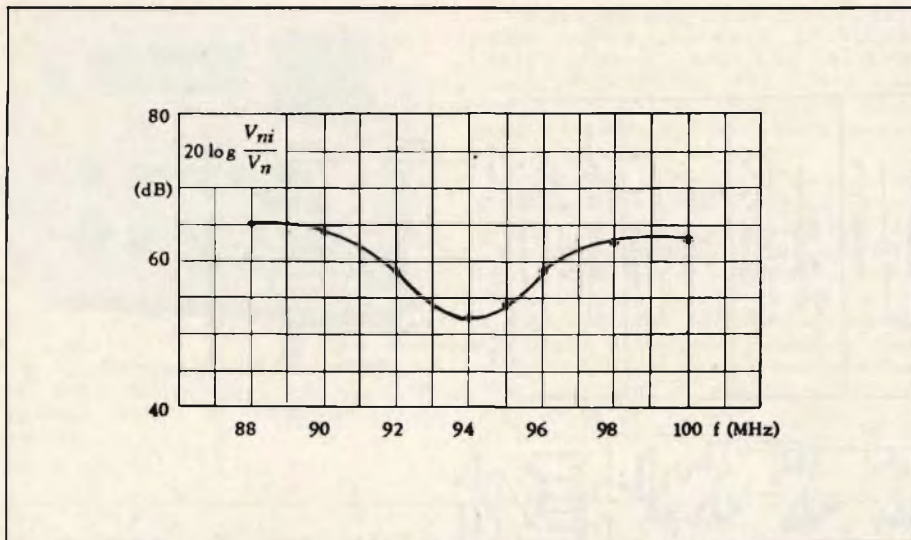


Fig. 16 - Grafico relativo alla interferenza sulla frequenza intermedia. Sulle ordinate è riportato il dislivello in decibel, sulle ascisse la frequenza di accordo. Entrambe in scala lineare.

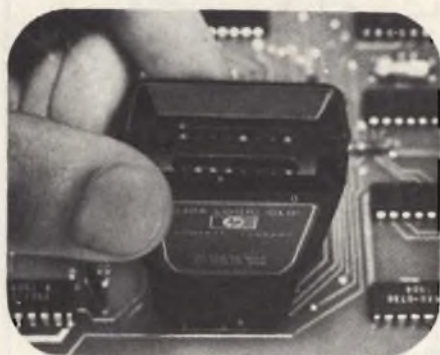


Fig. 17 - Il nuovo logic clip a famiglie multiple della Hewlett-Packard modello 548 A, che rende più veloce la ricerca dei guasti IC.

Terreno di pietre nude	1500 ÷ 3000
Suolo pietroso ricoperto di erbeta	300 ÷ 500
CIOTTOLI, BLOCCHI DI SILICE	1000 ÷ 10000 e più
CALCARI	
Calcari teneri o molli	100 ÷ 300
Calcari compatti	1000 ÷ 5000
Calcari spaccati	500 ÷ 1000
SCISTI	50 ÷ 300 e più
Mica scisti	800 circa
Scisti grafitici	1 ÷ 35
GRES	10 ÷ 10000 e più
ROCCE IGNEE	300 ÷ 10000 e più
Granito compatto	10000 ÷ 15000



Fig. 18 - Il SIRECUST BSM-1 per il monitoraggio con oscilloscopio a doppia traccia a memoria, per elettrocardiogrammi, polso ed altri fenomeni.

Granito più o meno alterato	1500 ÷ 10000
Granito molto alterato	100 ÷ 600
Basalto, andesite	800 ÷ 10000 e più
Tufo siliceo	20000 e più

Fig. E. SURACE - Palermo
Misure sulle interferenze a frequenza intermedia su ricevitori FM

L'interferenza sulla frequenza intermedia, per definizione, è misurata dal dislivello all'entrata fra il segnale a frequenza intermedia ed il segnale desiderato, che sono necessari per ottenere la stessa potenza all'uscita, quando essi siano applicati l'uno in assenza dell'altro.

Per eseguire tale misura il generatore di segnali deve essere collegato al ricevitore, preferibilmente tramite un'antenna fittizia normale, e regolato su una frequenza sulla quale si desidera effettuare la misura. Il segnale dovrà essere modulato al 30% e a 400 Hz.

Su questo segnale, cioè il segnale desiderato, si sintonizzerà accuratamente il ricevitore per la massima uscita, quindi il regolatore del volume sarà predisposto in modo da ottenere una data potenza di uscita P_u (in genere si sceglie P_u uguale a 500 mW, ma ovviamente può essere scelto anche un altro valore).

La frequenza del generatore viene poi portata al valore corrispondente alla frequenza intermedia del ricevitore e regolata per il massimo di uscita. Si agirà quindi sull'uscita del generatore in modo da ottenere all'uscita del ricevitore lo stesso valore di P_u che si è ottenuto con il segnale desiderato, tenendo conto della variazione eseguita.

Per ricevitori FM in genere questa misura si esegue sulle frequenze di 88, 94 e 100 MHz.

Occorre fare attenzione che la tensione del segnale desiderato non sia troppo elevata affinché il CAS non possa alterare il risultato della misura, d'altra parte non deve essere troppo bassa per evitare che la misura stessa possa essere disturbata da rumore o da fruscio.

I risultati delle misure sono espressi dal dislivello in decibel all'entrata dei due segnali. Desiderando rappresentare graficamente l'andamento del dislivello in funzione della frequenza di sintonia del ricevitore, si riporterà, come mostra la figura 16, il dislivello sulle ordinate e la frequenza di accordo in ascisse.

Fig. G. GATTI - Roma
Ricerca dei guasti rapida sui circuiti integrati.

La Hewlett-Packard recentemente ha messo in commercio il LOGIC CLIP 548A, visibile in figura 17, il quale ha il compito di rendere più veloce la ricerca dei guasti nei circuiti logici digitali. Il suo funzionamento si basa essenzialmente sui seguenti principi:

- 1°) i LED visualizzano gli stati logici di 16 contatti IC realizzano un display tipo «tabella della verità».
- 2°) automaticamente si adatta a tutti i circuiti TTL, DTL, RTL, CMOS e HTL.

e sempre automaticamente rivela tensione continua e massa.

3°) è protetto contro i sovraccarichi fino a 30 V_{cc} allo scopo di evitare danni dai circuiti lineari.

4°) il consumo è inferiore a 15 µA per piedino, ragione per cui non esiste alcun problema di sovraccarico del circuito.

Della stessa famiglia di strumenti fanno parte l'inseguitore di corrente 547 A che si accende quando viene posto su un circuito oppure avvicinato ad un circuito a impulsi logici da 1 mA ÷ 1A. Ricerca i guasti sui collegamenti AND/OR e tre stati ed individua un dispositivo guasto su di un nodo. Il logic pulser 546 A è programmabile e può fornire un impulso per comandare un treno di impulsi a 1, 10 e 100 Hz oppure un burst di 10 o 100 impulsi. La sonda logica a famiglie multiple 545 A si accende per visualizzare alti e bassi stati logici e livelli difettosi. Può rivelare impulsi brevi fino a 10 ns.

Informazioni più dettagliate può richiederle, a mio nome, alla Hewlett-Packard Italiana, Via A. Vespucci 2, 20124 Milano.

Sig. D. MARCHIORI - Milano

Apparecchi di monitoraggio medico

Esistono in commercio diversi apparecchi di monitoraggio con oscilloscopio a doppia traccia con memoria per elettrocardiogramma, polso ed altri fenomeni.

La figura 18 si riferisce ad un dispositivo di questo genere il SIRECUST, BSM-1 il quale è altresì dotato di uno strumento indicatore della frequenza del polso centrale e periferico con controllo automatico d'allarme sui valori limite.

Sullo schermo dell'oscilloscopio a memoria, a due canali, viene rappresentato sul canale 1, l'elettrocardiogramma, mentre sul canale 2 può apparire una curva del polso o, se vengono collegati apparecchi supplementari, una curva di pressione od una curva respiratoria. La memorizzazione ha il vantaggio di consentire un nuovo modo di rappresentazione oscillografica di processi fisiologici sotto forma di tracciato continuo di luminosità uniforme, esteso su tutta la lunghezza dello schermo. L'informazione sul bordo destro dell'immagine corrisponde al tempo reale mentre l'informazione sul bordo sinistro è ritardata secondo il tempo di memoria predisposto.

I processi sui due canali dell'oscilloscopio possono essere congelati separatamente, mediante dei tasti di stop, in modo da ottenere un'immagine fissa della curva.


La luminosità è regolata automaticamente in funzione delle condizioni di illuminazione locale e della luminosità di base predisposta.

I tempi di scansione dipendono dalle velocità di deviazione predisposta di 4,5 s e 2,25 s.

Un circuito di traslazione supplementare permette la ripresa istantanea di processi interessanti, per esempio, forme particolari di QRS o di disturbi, dal canale 1 sul canale 2, per un esame più dettagliato e come segnale di confronto prefissato.


Per conoscere il relativo costo dell'apparecchiatura dovrà rivolgersi direttamente alla ditta costruttrice.

RADIOSVEGLIE


modello RD 200 

Gamme d'onda: AM-FM. Potenza di uscita: 400mW. Alimentazione: 220 Vc.a.. Commutatore da sveglia a suoneria a sveglia con l'accensione della radio. Temporizzatore che spegne automaticamente la radio dopo il tempo prefissato.
Dimensioni: 280x80x135
ZD/1100-00

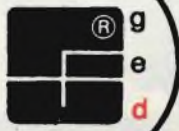


modello RD 100 

Gamme d'onda: AM-FM. Potenza di uscita: 600mW. Alimentazione: 220 Vc.a.. Commutatore da sveglia a suoneria a sveglia con l'accensione della radio. Temporizzatore che spegne automaticamente la radio dopo il tempo prefissato.
Dimensioni: 353x115x158
ZD/1150-00

modello PQ 470 

Gamme d'onda: AM-FM. Controllo automatico della frequenza. Potenza d'uscita: 400mW. Alimentazione: 220 Vc.a.. Sveglia funzionante con l'accensione automatica della radio. Presa per cuffia.
Dimensioni: 260x200x100.
ZD/1157-00



general electronic
devices®

VIALE AMMIRAGLIO DEL BONO, 69 - 00056 ROMA LIDO (ITALY) - TEL. 06/66.11.404

SISTEMI DI SICUREZZA

impianti completi e componenti per prevenire

● FURTI ● RAPINE ● SABOTAGGI
● SPIONAGGI ● INCENDI ● FUGHE DI GAS

● rivelatori di armi e di esplosivi ● sistemi antisaccheggio ● controlli codificati di accesso ● TVCC (anche con audio) ● videocitofoni ● cerca persone via radio ● radio ricetrasmittenti ● telecontrolli e teleallarmi radio/telefonici (singoli e centralizzati) ● derattizzanti ad ultrasuoni ● accumulatori ermetici ricaricabili (Pb-NiCd) ● cavi schermati ● segnalatori luminosi per autoveicoli ● amplificatori TV (singoli e centralizzati)

Installazioni tramite G.E.A. - General Electronic Appliances S.r.l.

Forniture per installatori e rivenditori
Import - export
distribuzioni e rappresentanze in esclusiva

Catalogo
per installatori
a richiesta

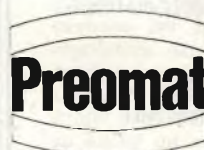


Programmatore X8

da abbinare ad una tastiera sensoriale od elettromeccanica di comando dei programmi televisivi

Le principali caratteristiche sono:

- Elevata stabilità delle piste potenziometriche, di fabbricazione originale PREH;
- memorizzazione di tutte le bande e di tutti i canali televisivi fino ad un massimo di otto programmi;
- costruzione piatta: il lato frontale, d'ingombro ridotto, può scomparire del tutto nel corpo dell'apparecchio televisore, senza lasciare organi di comando e quadranti in vista;
- facilità delle manovre di programmazione, che possono esser effettuate dallo stesso utente e senza intervento del servizio tecnico.



Complessi meccanici delle
Officine di Precisione
ANTONIO BANFI
di Baranzate/Milano

estraibile a cassetto

fabbricato in Italia
su licenza della PREH
di Bad Neustadt/Saale
(Germania Occidentale)



090 02007
REINIGLMANN

MIESA S.R.L.
20021

BARANZATE / MILANO
VIA PRIMO MAGGIO 41



per il comando di un programmatore di canali televisivi

tastiera sensoriale **S8**

090 02006

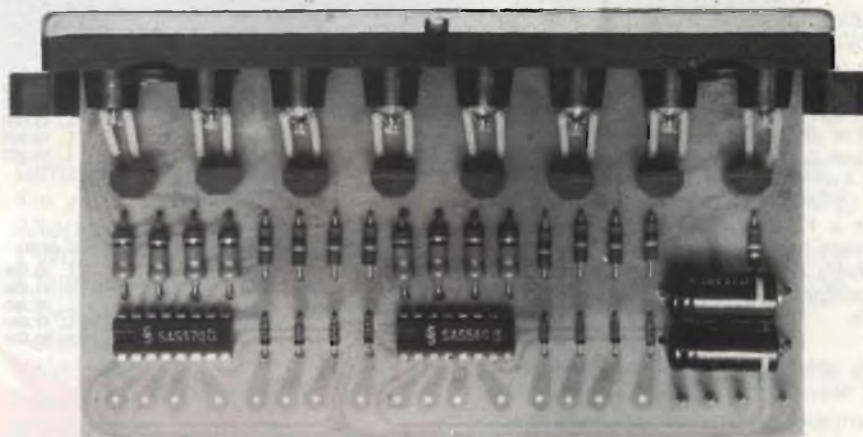
Le principali caratteristiche sono:

- ingombro frontale ridotto, che non vincola l'estetica dell'apparecchio televisore;
- due versioni: per inserimento verticale od orizzontale;
- per selezionare i programmi è sufficiente sfiorare il tasto corrispondente al programma desiderato;
- alla riaccensione del televisore s'inserisce automaticamente il primo canale.

A richiesta la tastiera
può essere fornita
con Design in esclusiva



Complessi meccanici delle
Officine di Precisione
ANTONIO BANFI
di Baranzate/Milano



MIESA S.R.L. - VIA PRIMO MAGGIO 41 - 20021 BARANZATE / MILANO

Rinnova il tuo impianto d'alta fedeltà con una coppia di diffusori Audax



A4101

A360

A230

Diffusore modello A4101
 Quattro vie e quattro altoparlanti
 Altoparlanti impiegati:
 1 Boomer \varnothing 350 "HD35S66"
 1 Basso medio "HD17B25H"
 1 Alto medio \varnothing 37 "HD13D37"
 1 Tweeter \varnothing 25 "HD12-9D25"
 Potenza: 100 W RMS
 Crossover: 200, 1200, 5000 Hz
 Frequenza: 40÷20.000 Hz
 Impedenza: 8 Ω
 Dimensioni: 750x400x370
 Peso: 25 kg
 Codice: AD/0854-00

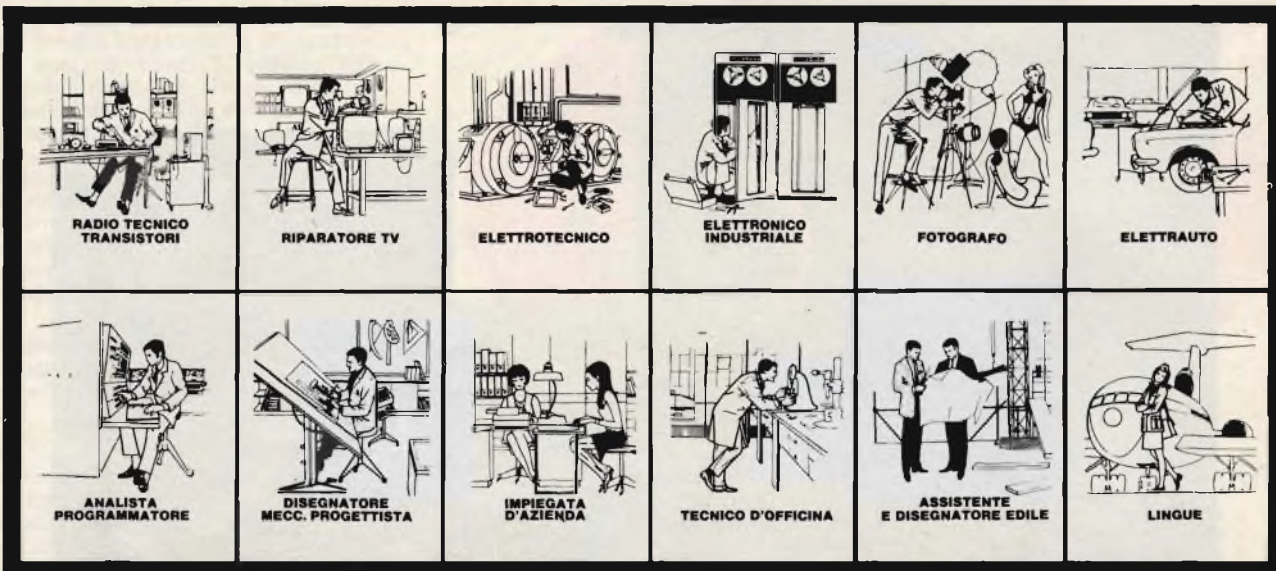
Diffusore modello A360
 Tre vie e tre altoparlanti
 Altoparlanti impiegati:
 1 Woofer 210x320 "HD21-32545"
 1 Midrange \varnothing 37 "HD13D37"
 1 Tweeter \varnothing 25 "HD12-9D25"
 Potenza: 60 W RMS
 Crossover: 600 e 5000 Hz
 Frequenza: 40÷20.000 Hz \pm 3 dB
 Impedenza: 8 Ω
 Dimensioni: 750x400x370
 Peso: 25 kg
 Codice: AD/0852-00

Diffusore modello A230
 Due vie e due altoparlanti
 Altoparlanti impiegati:
 1 woofer \varnothing 200 "Bexiform"
 1 tweeter \varnothing 34 "HD13D34"
 Potenza: 30 W RMS
 Crossover: 2,5 kHz
 Frequenza: 50÷20.000 Hz \pm 3 dB
 Impedenza: 8 Ω
 Dimensioni: 500x310x240
 Peso: 9 kg
 Codice: AD/0850-00

distribuiti dalla GBC

300'000 GIOVANI IN EUROPA SI SONO SPECIALIZZATI CON I NOSTRI CORSI

Certo, sono molti. Molti perchè il metodo della Scuola Radio Elettra è il più facile e comodo. Molti perchè la Scuola Radio Elettra è la più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza. Anche Voi potete specializzarvi ed aprirvi la strada verso un lavoro sicuro imparando una di queste professioni:



Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: le imparerete seguendo i corsi per corrispondenza della Scuola Radio Elettra.

I corsi si dividono in:

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

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

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

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

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

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

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

CORSO NOVITÀ (con materiali)

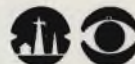
ELETTRAUTO. Un corso nuovissimo dedicato allo studio delle parti elettriche dell'automobile e ar-

ricchito da strumenti professionali di alta precisione.

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

Inviatemi la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucatala senza francobollo), oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa.

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



Scuola Radio Elettra

Via Stellone 5/487
10126 Torino

dolci adr

COD. POST. _____ MOTIVO DELLA RICHIESTA:	CITTÀ _____ VIA _____ N. _____ PROFESSIONE _____ ETA _____ COGNOME _____ NOME _____ MITTENTE: _____	(segnare qui il corso o i corsi che interessano) PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO	CORSO DI _____ INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL	487	Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955
---------------------------------------------	--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------------	-----	--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD



PHILIPS



Due nuovi assistenti per il TVC.

Philips ha realizzato per voi due nuovi « assistenti » per la regolazione e il controllo del TVC.

PM 5501 Compatto, leggero, permette la regolazione ed il controllo di qualsiasi TVC.

PM 3225 Facile da usarsi, di dimensioni ridotte, con elevate prestazioni; è indispensabile a tutti i Centri di Assistenza TVC.

PRONTA CONSEGNA

S

Desidero Informazioni sugli apparecchi Philips per il controllo del TVC


NOME _____

VIA _____

CITTA' () _____

TEL. () _____

Philips S.p.A. - Sezione Scienza & Industria (PIT)
2, Viale Elvezia - 20052 Monza
Tel. (039) 361.441



gruppo due di brescia



Fidelity Radio Limited



MC3

Modello MC3

Sintoamplificatore stereo con cambiadischi e registratore a cassetta

Sezione sintonizzatore

Gamma d'onda: OL-OM-FM

Sensibilità: OL 1 mV; OM 400 μ V

FM 15 μ V

Separazioni canali: 25 dB (a 1 kHz)

Controllo automatico della frequenza

Sezione amplificatore

Potenza massima: 8+8 W RMS

Distorsione: <1%

Sezione cambiadischi

Cambiadischi automatico BSR

Codice: ZH/2262-00

completo di testina ceramica
Dispositivo antiscaking
Pressione di appoggio regolabile
Velocità di rotazione regolabile

Sezione registratore

Frequenza: 50 Hz \pm 10 kHz \pm 3 dB

Distorsione: <0,4%

Rapporto S/D: 45 dB

Dimensioni: 540x380x166

Casse acustiche

Una via e un altoparlante

Altoparlante ellittico: 203x128 mm

Impedenza: 4 ohm

Cavo di collegamento: 3,6 metri

Dimensioni: 310x205x125

Modello UA8

Cambiadischi automatico con amplificatore stereo

Sezione amplificatore

Potenza massima: 8+8 W RMS

Frequenza: 40 Hz \pm 15 kHz \pm 3 dB

Sezione cambiadischi

Cambiadischi automatico BSR

Completo di testina ceramica

Pressione di appoggio regolabile

Capacità: 8 dischi

Dimensioni: 540x380x166

Casse acustiche

Una via e un altoparlante

Altoparlante ellittico: 203x128 mm

Impedenza: 4 ohm

Cavo di collegamento: 3,6 metri

Dimensioni: 310x205x125

Codice: ZH/2048-00



UA8

Modello UA9

Sintoamplificatore stereo con cambiadischi

Sezione sintonizzatore

Gamma d'onda: OL-OM-FM

Sensibilità: OL 1 mV; OM 400 μ V

FM 15 μ V

Separazione canali: 25 dB (a 1 kHz)

Controllo automatico della frequenza

Sezione amplificatore

Potenza massima: 8+8 W RMS

Frequenza: 40 Hz \pm 15 kHz \pm 3 dB

Sezione cambiadischi

Cambiadischi automatico BSR

completo di testina ceramica

Pressione di appoggio regolabile

Dispositivo antiscaking

Dimensioni: 540x380x166

Casse acustiche

Una via e un altoparlante

Altoparlante ellittico: 203x128 mm

Impedenza: 4 ohm

Cavo di collegamento: 3,6 metri

Dimensioni: 310x205x125

Codice: ZH/2257-00



UA9

sono distribuiti dalla GBC

RADIO MULTIBANDA TENKO

IL MODO PIÙ CONVENIENTE PER ASCOLTARE IL MONDO.



Modello MR 1930

Gamme d'onda:
 AM: 535 ÷ 1605 KHz
 PB1: 30 ÷ 50 MHz
 FM: 88 ÷ 108 MHz
 AIR: 108 ÷ 140 MHz
 PB2: 140 ÷ 174 MHz
 WB: 165,55 MHz
 UHF: 450 ÷ 470 MHz

Indicazione di sintonia a led
 Squelch; controllo automatico
 della frequenza.

Potenza di uscita: 1 W

Presa per auricolare o
 altoparlante esterno.

Antenne: una in ferrite e
 una telescopica.

Completo di cinghia per
 il trasporto.

Alimentazione a pile o rete.

ZD/0774-10

Modello MR 1930 B

Gamme d'onda:
 MB1: 1,6 ÷ 2,2 KHz, MB2: 2,2 ÷ 4,4 KHz
 SW1: 4 ÷ 6 KHz, SW2: 6 ÷ 12 KHz
 AM: 535 ÷ 1605 KHz, FM: 88 ÷ 108 MHz
 AIR: 108 ÷ 148 MHz, PB2: 148 ÷ 174 MHz
 WB: 162,55 MHz

Indicazione di sintonia a led.

Squelch; controllo automatico della frequenza.

Potenza di uscita: 1 W

Presa per auricolare o altoparlante esterno.

Antenne: una in ferrite e una telescopica.

Completo di cinghia per il trasporto.

Alimentazione a pile o rete.

ZD/0774-12

Modello MR 1930 CB

Gamme d'onda:
 MB1: 1,6 ÷ 2,2 KHz
 MB2: 2,2 ÷ 4,4 KHz
 SW1: 4 ÷ 6 KHz
 SW2: 6 ÷ 12 KHz
 AM: 535 ÷ 1605 KHz
 PB: 25 ÷ 30 MHz
 FM: 88 ÷ 108 MHz
 AIR: 108 ÷ 148 MHz

Indicazione della sintonia a led
 Squelch; controllo automatico
 della frequenza.

Potenza di uscita: 1 W

Presa per auricolare o
 altoparlante esterno.

Antenne: una in ferrite e
 una telescopica.

Completo di cinghia per
 il trasporto.

Alimentazione a pile o rete.

ZD/0774-14