

selezione di tecnica radio-tv

3

1961

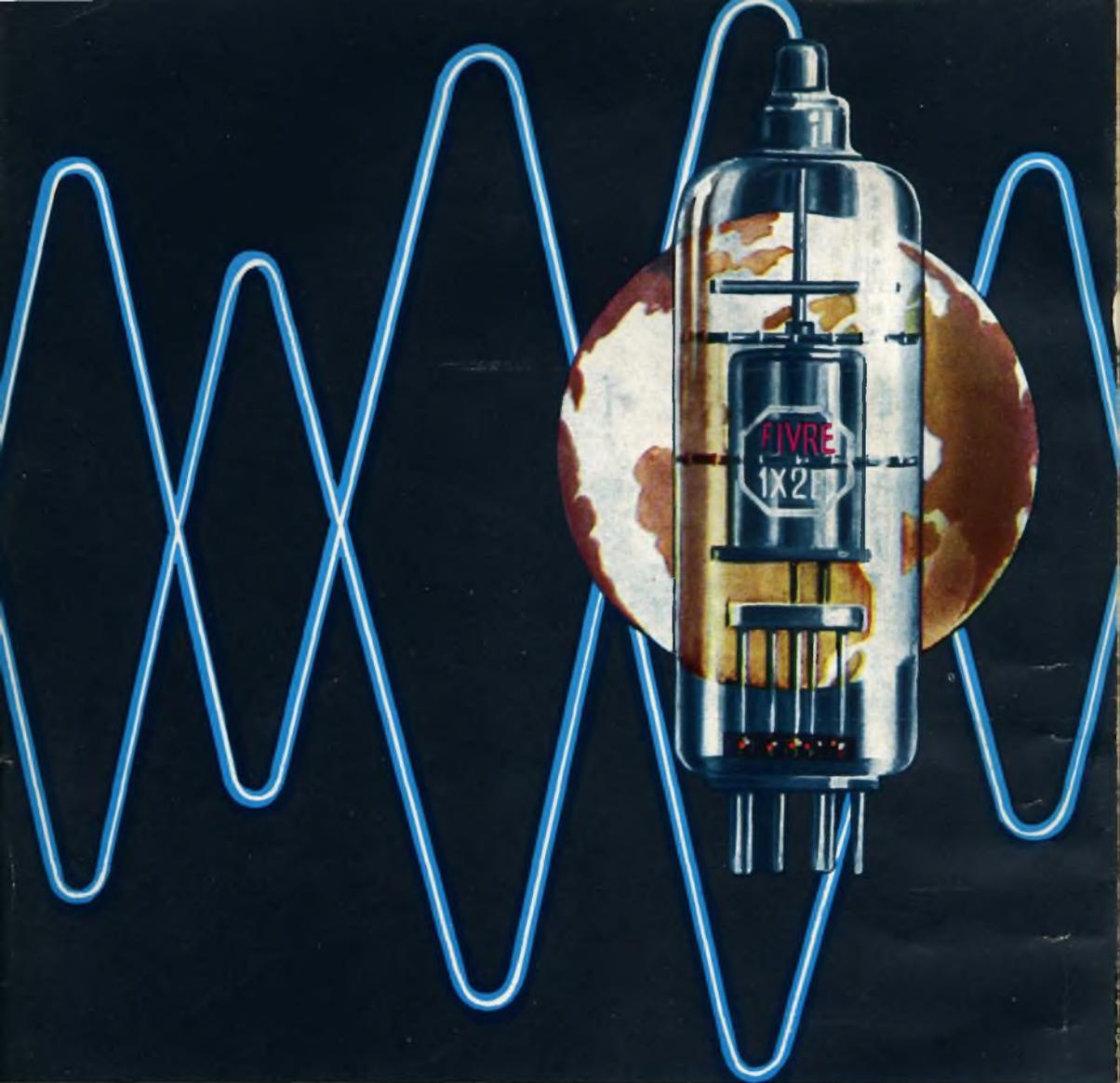
In questo numero:

Il diodo di Esaki.

Radiocomando a 6 canali.

SM/4412 - 4413 - Scatola di
montaggio di un complesso
amplificatore HI-FI.





- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.P.A.

MILANO - VIA GUASTALLA 2 - TEL. 700.335 - 535 - 440

steward

GIRADISCHI
monoaurale
a 4 velocità

mod. R/70



Piastra sostegno bicolore verniciata a fuoco
Testina "Ronette"
Piatto in pesante lamiera stampata

Ottima qualità - Prezzo eccezionale

presso tutte le sedi G. B. C.

L. 4.500

dazio e trasporto esclusi

CONDENSATORI CON DIELETTRICO IN POLIESTERE PER RADIO ED APPARECCHIATURE ELETTRONICHE



POLYESTER CAPACITORS FOR RADIO AND ELECTRONICS EQUIPEMENTS

Type Tipo	Capacitance Capacità		D.C. Working voltage V Tensione di lavoro V	Dimensions in mm Dimensioni in mm				Catalog No Numero di Catalogo	Prezzo Listino Lit.
				D	L	d	l		
Copo 1000/600	1000 pF	1 nF	600	7	19	0,6	40	B/160	40
» 1500/600	1500 pF	1,5 nF	600	7	19	0,6	40	B/161	40
» 2200/600	2200 pF	2,2 nF	600	7	19	0,6	40	B/162	40
» 3300/400	3300 pF	3,3 nF	400	7	19	0,6	40	B/165	40
» 4700/400	4700 pF	4,7 nF	400	7	19	0,6	40	B/166	40
» 6800/400	6800 pF	6,8 nF	400	7	19	0,6	40	B/167	40
» 0,01/400	0,01 μ F	10 nF	400	8	19	0,6	40	B/168	40
» 0,015/400	15000 pF	15 nF	400	9	19	0,7	40	B/169	40
» 0,022/400	22000 pF	22 nF	400	9	21	0,7	40	B/170	48
» 0,033/400	33000 pF	33 nF	400	10	21	0,7	40	B/171	54
» 0,047/400	47000 pF	47 nF	400	11	21	0,7	40	B/172	60
» 0,068/400	68000 pF	68 nF	400	10	28	0,7	40	B/173	68
» 0,1/400	100000 pF	100 nF	400	11	28	0,7	40	B/174	76

SUITABLE FOR NORMAL MOUNTING AND FOR PRINTED CIRCUIT
ADATTI PER MONTAGGIO NORMALE E PER CIRCUITI STAMPATI



oscilloscopio
GM 5650



analizzatore elettronico GM 6009



generatori RF modulati GM 2883 e GM 2893



generatore di geometrie GM 2891



generatore FM GM 2875



tester universale P 81700

apparecchi
di misura

PHILIPS

per radio e
televisione

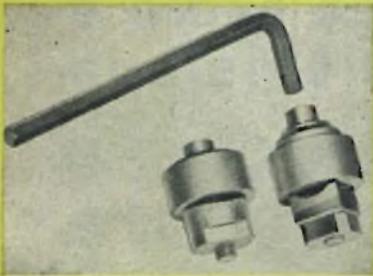


PHILIPS S.p.A. REPARTO INDUSTRIA
PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - MILANO

TRANCIAFORI "Q-MAX,,

Q
MAX

N catalogo	∅ in mm	Prezzo Listino
L/396	12,7	2.400
L/396-1	16	2.700
L/396-2	19	2.800
L/396-3	22,2	2.900
L/396-4	26	3.000
L/396-5	28,6	3.000
L/397	31,7	3.100
L/397-1	35	3.600
L/397-2	38	3.750
L/397-3	44	4.300
L/397-4	50,8	6.400
L/397-5	52,5	6.600
L/397-6	63,5	7.900



«Q - MAX» (ELECTRONICS) Ltd.
Napier House, High Holborn
LONDON, W.C. 1 - ENGLAND

la saldatura a stagno sempre
efficiente si chiama **ENERGO**

*Tutti i prodotti per saldature Radio-TV ed elettromeccaniche
Crogiuoli per saldature ad immersione e per stagnatura fili rame.*



Elettrosaldatori **ENERGOTERM**
normali e a stilo.

Richiedete il periodico «La Saldatura»
ENERGO ITALIANA s.r.l. MILANO

Via Carnia, 30 - Tel. 287.166

*...componenti elettronici d'alta qualità
per apparati d'alto pregio...*



Thomas

made by

selit cinescopi

semiconduttori **elsi**



MALLORY



**batterie al
mercurio**



commissionaria esclusiva:

GENE  **TRON**

GENERALE ELETTRONICA

Sede: MILANO Piazza Cavour 1 Tel. 66.96.61/2

Filiale: ROMA Piazza Poli 37 Tel. 64.00.08

Stabilimenti in PALERMO

NEV 400 / 500

COSÌ!

SI RIGENERANO I TUBI

Sono state di recente fissate le sette procedure da attuarsi consecutivamente per rigenerare i tubi a raggi catodici. Esse sono:

- 1 Tagliare il collare terminale ed estrarre il vecchio cannone elettronico.
- 2 Saldare sul tubo il nuovo collare.
- 3 Saldare internamente il nuovo cannone elettronico.
- 4 Pompare il tubo a raggi catodici a vuoto quasi assoluto, riscaldandolo esternamente a mezzo di forno ed internamente con azione elettrica (RF).
- 5 Accendere le leghe metalliche per aumentarne il vuoto.
- 6 Sistemare il nuovo zoccolo.
- 7 Mettere a punto il catodo affinché dia completa emissione.

Il tubo a raggi catodici è ora pronto per una normale prova ed utilizzazione.

LA NUOVA APPARECCHIATURA COMPLETA ED INDIPENDENTE NEV 400/500

sia essa automatica od a mano, comprende tutto l'equipaggiamento necessario per compiere le predette procedure:

EQUIPAGGIAMENTO NEV

Procedura uno: pinze per taglio e taglia-vetro.

Procedure quattro e sette: apparecchiature di Pompaggio MP400 od AP400.

Procedure quattro e cinque: riscaldatore a radio frequenza MPU420 od APU420.

Procedura 6: composto NEV per fissaggio e rinforzo.

La prova dei tubi riparati può essere effettuata su di un normale telaio ma, ove si desideri maggiore accuratezza e precisione, è a disposizione tutta la serie di apparecchiature NEV 500 per prove, esperimenti e collaudi.

PER EVENTUALI INFORMAZIONI L'INTERESSATO POTRÀ
RIVOLGERSI ALLA G. B. C. - VIA PETRELLA 6 - MILANO

THE NOTTINGHAM ELECTRONIC VALVE CO.LTD
NOTTINGHAM - ENGLAND



semiconduttori professionali



transistori per commutazione a tensione elevata

Sono transistori al germanio pnp a giunzione di lega, adatti per commutazione in applicazioni professionali e militari quando siano richieste elevata tensione, stabilità delle caratteristiche ed un alto grado di affidamento.

Tra le varie applicazioni speciali: circuiti con indicatori al neon, circuiti di comando di relais, circuiti numeratori a lettura diretta.

	V_{CEO} (volt)	I_C (mA)	P_C (mW)	h_{FE}	f_{α} (Mc)	I_{CEO} (mA) a V_{CE} (V)	V_{CE} (SAT) (mV)
45 volt	2G 524	-45	500	225	35	2.0	83 $I_C = 20$ mA $I_B = 2.0$
	2G 525	-45	500	225	52	2.5	83 $I_C = 20$ $I_B = 1.33$
	2G 526	-45	500	225	73	3.0	85 $I_C = 20$ $I_B = 1.0$
	2G 527	-45	500	225	91	3.3	93 $I_C = 20$ $I_B = 0.67$
70 volt	2G 1024	-70	500	225	35	2.5	75 $I_C = 20$ mA $I_B = 2.0$
	2G 1025	-70	500	225	52	2.8	75 $I_C = 20$ $I_B = 1.33$
	2G 1026	-70	500	225	73	3.2	75 $I_C = 20$ $I_B = 1.0$
	2G 1027	-70	500	225	91	3.6	80 $I_C = 20$ $I_B = 0.67$
105 volt	2G 398	-105	100	100	57	1.0	110 $I_C = 5$ mA $I_B = 0.25$

licenza general electric co.

U.S.A.

società generale semiconduttori s.p.a.

agrate milano italia

uffici di milano : via c. poma 61 - tel. 723.977



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMOELETTRICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termojoniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.

SEDI *G B C*

ANCONA - Via Marconi 143.

AVELLINO - Via Vitt. Emanuele, 122

AVERSA - C.so Umberto, 137

BARI - Via Dante, 5

BOLOGNA - Via R. Reno, 62

BENEVENTO - C.so Garibaldi, 12

CIVITANOVA - C.so Umberto, 77

CAGLIARI - Via Rossini, 44

CREMONA - Via Cesari, 1

FIRENZE - Viale Belfiore, 8r

GENOVA - P.zza J. da Varagine
- da Caricamento

LA SPEZIA - Via Persio, 5r

NAPOLI-VOMERO - Via Cimarosa, 93/A

NAPOLI - Via C. Porzio, 10a-10b

NAPOLI - Via Roma, 28/21

NOVARA - Via F. Cavallotti, 22

PALERMO - P.zza Castelnuovo, 48

PADOVA - Via Beldomandi, 1

ROMA - Via S. Agostino, 14

TORINO - Via Nizza, 34

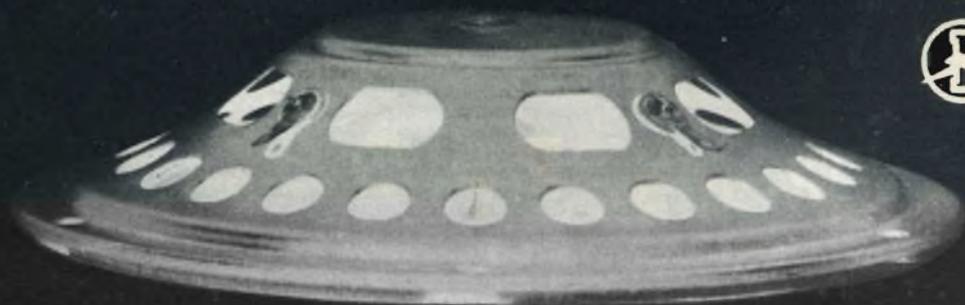
UDINE - Via Div. Julia, 26

A black and white photograph of a human hand, palm facing up, with fingers slightly spread. The hand is positioned in the upper right quadrant of the frame, appearing to reach towards the text on the left. The background is a solid, dark color.

ALTOPARLANTI SPECIALI

**PER COSTRUZIONI
PARTICOLARMENTE COMPATTE**

IREL



"Parapido"

Leggeri ...

Perfetti !



Dott. Ing. PAOLO AITA

Corso S. Maurizio 65 - TORINO - Telef. 82.344

FABBRICA MATERIALI E APPARECCHI PER L'ELETTRICITA'



Signora,
non perderà
più il suo
programma
favorito:
ho sostituito
il tubo
difettoso
con un



Anche la donna di casa conosce RCA!

Quando sostituite un tubo difettoso con un tubo RCA, mostrate al Vostro Cliente il prestigioso marchio che in tutto il mondo è sinonimo di progresso tecnico e di qualità.

La ATES produce una completa serie di tubi RCA particolarmente adatti per il servizio di assistenza tecnica Radio e TV, capaci di funzionare con la massima sicurezza e con pieno rendimento su qualunque telaio. Questi tubi sono costruiti in base ad un programma che persegue il continuo miglioramento della qualità, a salvaguardia del Vostro prestigio professionale.

Essi Vi consentono di ridurre al minimo il rischio di avarie premature dopo il Vostro intervento e di aumentare i Vostri profitti con una vasta Clientela soddisfatta.

Richiedete i tubi RCA prodotti dalla ATES presso il vostro grossista o il vostro negozio di fiducia.



ANCHE IN ITALIA!

**NASTRI MAGNETICI
INDEFORMABILI A DOPPIA
DURATA**

"Pydurtrop,,

"Professional,,



**stabilità assoluta
massima flessibilità
non logora le testine magnetiche**

	Art.	Pollici	Bobina	m	Prezzo List. Lit.
Nastro Normale	S/625	3"	78	85	590
	S/625-1	3 1/2"	85	100	660
	S/625-2	4"	100	120	890
	S/628	5"	127	180	1.290
	S/628-1	5 3/4"	147	260	1.950
	S/631	7"	178	360	2.550
Nastro Long Playing	S/626	3"	78	120	880
	S/626-1	3 1/2"	85	150	980
	S/626-2	4"	100	180	1.200
	S/629	5"	127	260	1.650
	S/629-1	5 3/4"	147	360	2.450
	S/632	7"	178	540	3.300
Nastro doppia durata	S/627	3"	78	160	2.100
	S/627-1	3 1/2"	85	200	2.700
	S/627-2	4"	100	240	3.100
	S/630	5"	127	360	4.800
	S/630-1	5 3/4"	147	520	6.800
	S/633	7"	178	720	9.500

é una esclusività



GBC

Kita Department



**COSTRUITEVI
UN
RADORICEVITORE
A
TRANSISTOR
DI
CLASSE
INTERNAZIONALE**

**VERO
GIOIELLO
DELLA
TECNICA
MODERNA**

SM/19

Prezzo Lire 12.500

Presso tutte le sedi GBC.

la nota più alta



renas ^a/₂

**il
registratore
per
tutti**



LESA
3 VELOCITÀ - 50 ÷ 12.000 HZ

**UNA REALIZZAZIONE STRAORDINARIA
AL PREZZO PIÙ CONVENIENTE**

L. 64.000

**RICHIEDETE CATALOGO RENAS INVIO GRATUITO
LESA s.p.a. - MILANO - VIA BERGAMO, 21**

PEIKER

Microphones



**MICROFONI
PEIKER PER**

**TELEVISIONE
RADIO,
SALE DI POSA
CINEMA E TV,
COMUNICAZIONI,
CONFERENZE,
REGISTRAZIONI DI
ORCHESTRE E DI
BANDE**

•

I MIGLIORI PER:

**STILE
PRECISIONE,
FUNZIONAMENTO,
SICUREZZA E
OTTIMA PRESENTAZIONE.**

•

**DI MASSIMO VALORE
SONO I PIU' MODERNI
E PROGREDITI.**

•

PEIKER acoustic

FABRIK ELEKTRO-AKUSTISCHER GERÄTE

Bad Homburg v. d. H., near Frankfurt/Main
Western Germany - Cables: MIKRO Badhomburg

ELETTROCoSTRUZIONI CHINAGLIA



BELLUNO - Sede: Via Col di Lana 36 - tel. 4102

MICROTESTER 240
sensibilità 500 Ω V



Prezzo L. 7.300

MICROTESTER 22
con signal Tracer



Prezzo L. 13.500

KILOVOLTMETRO
25 k V



Prezzo L. 6.000

ANALIZZATORE AN 22
sensibilità 500 Ω V



Prezzo 11.000

ANALIZZATORE AN 190
sensibilità 10.000 Ω V



Prezzo L. 14.000

ANALIZZATORE AN 138
sensibilità 20.000 Ω V



Prezzo L. 13.500

PROVA PILE AP/4



Prezzo L. 10.600

PROVA TRANSISTORI 650



Prezzo L. 19.500

PROVA VALVOLE 560



Prezzo L. 35.000

**ANALIZZATORE
ELETTRONICO ANE-106**



Prezzo L. 30.000

**ANALIZZATORE
A TRANSISTORI ANE-104**



Prezzo L. 30.000

OSCILLOSCOPIO 320



Prezzo L. 58.000

RICHIEDETECI I FOGLI PARTICOLAREGGIATI

GBC

Kita Department

SM/2003

SCATOLA DI MONTAGGIO DI UN
TELEVISORE DA 23"

16 VALVOLE

2 DIODI AL SILICIO

2 DIODI AL GERMANIO



costruitevi un
televisore atto
a ricevere
i programmi
VHF - UHF



selezione di tecnica radio-tv

selezione
di tecnica
radio-tv

1961



In copertina: antenne VHF-UHF installate sul grattacielo "Pirelli", di Milano

SOMMARIO

pag. 282	La valvola termojonica ha più di cinquant'anni
» 283	Il diodo di Esaki
» 288	Radio comando a 6 canali per modello di nave
» 293	Strumenti generatori e modulatori per UHF
» 303	Il lampeggiatore elettronico
» 307	Complesso di riproduzione sonora ad alta fedeltà - continuazione -
» 320	Varicap
» 323	Schemario G.B.C.
» 325	Criteri di scelta dello stabilizzatore
» 327	Il tele-processing
» 329	Principi di fisica elettronica -
» 337	SM/4412-4413 Complesso amplificatore HI-FI da 10 W indistorti
» 351	Appuntamento col dilettante
» 357	Cambiadischi automatico « Lesa » stereo - continuazione -
» 362	Si dice che...
» 363	Video risate
» 364	Dotato di antenne un venusiano capta onde radioelettriche
» 372	Transistor e diodi maggiormente usati in Italia
» 380	Estratto dal catalogo G.B.C.

Direzione Redazione:

Largo Richini, 4 - Milano.

Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di
Milano N. 4261 dell'1-3-57.

Grafiche Milani.

Concessionario esclusivo per la
diffusione in Italia e all'Estero:
G. INGOGLIA - Via Gluk, 59 -
Milano - Tel. 675914-5

Rivista bimestrale illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: Cesare DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo IV. Prezzo della Rivista L. 250, numero arretrato L. 500. Abbonamento annuo (sei numeri): in Italia L. 1.250; Estero L. 3.000.

I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Largo Richini 4 - MILANO.

Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario, cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati, sono riservati a termini di Legge.

LA VALVOLA TERMOJONICA HA PIÙ DI CINQUANT'ANNI

Nel lontano 1904, oltre mezzo secolo fa, il professor J.A. Fleming scoprì il primo tubo termojonico, un diodo.

Esso trovò la sua prima applicazione pratica come rivelatore in un'apparecchiatura per la ricezione della telegrafia senza fili allora ai primordi del suo sviluppo.

Le prove effettuate dimostrarono subito la sua grande duttilità d'impiego e la sua diffusione fu rapidissima.

Di pari passo ebbe inizio anche la sua evoluzione; infatti poco dopo, nel 1906, il fisico della Forest introdusse nel diodo di Fleming un terzo elettrodo; nacque così il triodo, un tubo capace di assicurare importantissime funzioni quali l'amplificazione del segnale e la generazione di oscillazioni elettriche.

Accanto a questo progresso videro la luce altri dispositivi atti a sfruttare il principio fondamentale del triodo, e cioè la regolazione di un flusso elettronico attraverso uno spazio vuoto, o riempito di gas.

Questi nuovi tubi contribuirono ad allargare maggiormente il campo delle loro applicazioni elettroniche.

Gli sviluppi si sono poi susseguiti in continuità e con un ritmo talmente rapido, che risulta oggi impossibile scoprire una qualunque traccia dell'attività umana sulla quale non trovino impiego, in un modo o nell'altro, i tubi termojonici.

Nello sviluppo delle telecomunicazioni la valvola ha sempre avuto funzioni di primaria importanza, sia che si trattasse di radiotelegrafia, radiotelegrafia, o più semplicemente di telefonia a grande distanza.

Infinite sono oggi le applicazioni che essa trova nella radiodiffusione nazionale e mondiale, nella televisione, nel cinema sonoro eccetera.

E non parliamo dell'utilizzazione dei tubi termojonici a terra, o a bordo di navi, od aerei, in impianti di avvistamento radar. Impianti che costituiscono, oggi, un aiuto preziosissimo per la navigazione.

Altre infinite applicazioni essi trovano in medicina e chirurgia.

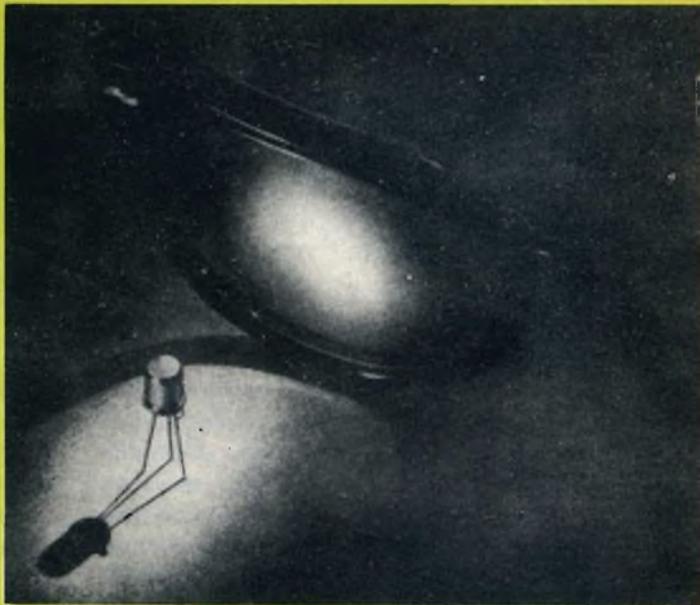
I tubi a raggi X danno preziosissime indicazioni nella diagnostica, e servono anche per la terapia.

Innumerevoli, poi, sono le applicazioni industriali dove essi abbracciano addirittura i campi più disparati che vanno dalle misure al controllo degli automatismi, dai forni ad alta frequenza, alla galvanica, eccetera.

Quanto alla ricerca scientifica, il domani è così vasto, e la varietà delle creazioni elettroniche così grande, che è oggi difficile per tutti, anche per l'ingegnere elettronico più specializzato, essere informato di tutti gli sviluppi e conoscere tutte le applicazioni che, a cominciare dal diodo all'ottodo, dal klistron al magnetron, all'ignitron eccetera, s'incontreranno nel futuro sviluppo dell'industria.

Quanto cammino in poco più di cinquant'anni.

IL DIODO DI ESAKI NUOVO RIVOLUZIONARIO ELEMENTO AMPLIFICATORE PER UHF



Tutti i più importanti complessi elettronici del mondo stanno lavorando intensamente per sviluppare e inserire negli amplificatori UHF il **diodo di Esaki**. La ragione principale di questa tendenza sta nel fatto che questo nuovo elemento semiconduttore consente il progetto di stadi d'ingresso di amplificatori UHF con un livello di fruscio molto basso.

Nel fenomeno del « tunneling », caratteristico di questo diodo, il meccanismo di conduzione delle cariche attraverso la giunzione avviene in un modo completamente diverso da quello dei normali diodi e dei transistor al germanio ed al silicio: **il movimento delle cariche che attraversano la giunzione di questi diodi**

avviene alla velocità della luce. La « frequenza di taglio » di questo diodo non è quindi limitata dalla velocità dei portatori di cariche, ma soltanto dalla capacità interna della giunzione, dalla resistenza del materiale di cui esso è fatto e dalle capacità esterne del circuito. L'altra peculiare caratteristica di questi diodi è rappresentata dalle loro caratteristiche elettriche le quali, a differenza degli altri semiconduttori, sono di poco influenzate dalle variazioni della temperatura ambiente. Nella fig. 1 è indicata la nota curva caratteristica di un diodo di Esaki. La particolarità di questa curva è rappresentata dalla porzione compresa tra il punto H (picco) e il punto T (valle); essa rappresenta il tratto di caratteristica dove **la resistenza dell'elemento ha andamento negativo**; ciò significa che, aumentando la tensione applicata, contrariamente alla nota legge di Ohm, **la corrente diminuisce anziché aumentare.**

Per impiegare questo elemento come amplificatore o oscillatore, lo si deve polarizzare con una tensione ($-V_D$) in modo che il punto di lavoro venga a trovarsi nella zona centrale di questo tratto rettilineo. La tensione di polarizzazione ri-

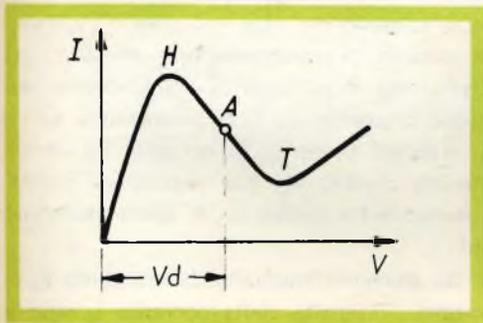


Fig. 1 - Curva caratteristica del diodo di Esaki.

chiesta ammonta soltanto a frazioni di volt ed esattamente ad una tensione compresa tra 150 ... 300 mV.

Dalla pendenza **negativa** della curva caratteristica si può calcolare una resistenza **negativa** in c.a. data dalla formula:

$$-r_d = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

il cui valore è compreso tra $-20... -150 \Omega$.

La sorgente da cui viene ricavata la tensione di polarizzazione, necessaria al funzionamento del diodo, deve avere una resistenza interna inferiore alla resistenza negativa $-r_d$ del diodo. Ciò si ottiene derivando questa tensione da un partitore di tensione di basso valore ohmico in parallelo al quale deve essere disposto un condensatore di elevata capacità. Se la resistenza interna della sorgente usata per la polarizzazione del diodo è superiore alla resistenza negativa $-r_d$, il punto di lavoro del diodo non è più stabile.

Una sorgente ideale per la tensione di polarizzazione è rappresentata da un elemento di batteria a secco, a bassa resistenza interna; in tal modo, il diodo di Esaki è reso indipendente dalle variazioni della tensione di alimentazione di rete. Con la batteria a secco si hanno infatti sempre le stesse condizioni di lavoro e ciò è molto importante per il buon funzionamento del diodo di Esaki, in quanto,

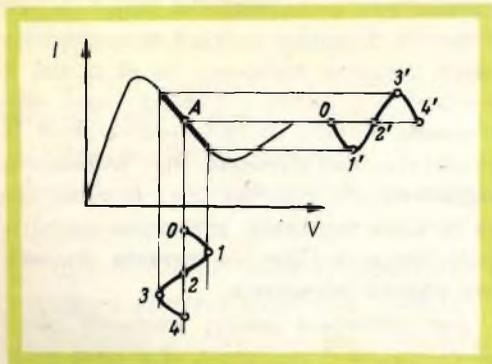


Fig. 2 - Andamento della corrente (I) in funzione di una tensione sinusoidale (V) applicata nel punto centrale del tratto a resistenza negativa della curva caratteristica del diodo di Esaki.

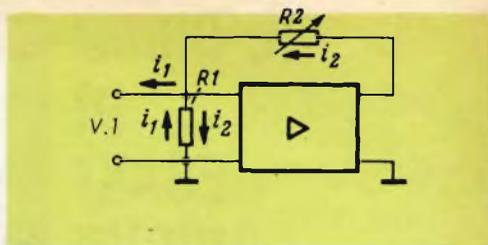


Fig. 3 - Principio di funzionamento di un amplificatore controreazionato

in questa maniera, il punto di lavoro si trova **sempre** al centro del tratto negativo rettilineo della caratteristica e non vi è pericolo che venga spostato sia verso il **picco** che verso la **valle** della curva.

La caratteristica a resistenza negativa è una novità per il tecnico anche se già da qualche anno esso ben conosce un analogo circuito a valvola, « il Dynatron », il cui funzionamento è basato su una caratteristica di resistenza ad andamento negativo.

In riferimento alla fig. 2 se noi sovrapponiamo alla tensione di polarizzazione che stabilisce il punto di lavoro del diodo, una tensione alternata di ampiezza tale da non superare il tratto lineare negativo della caratteristica si ha che, ad una semionda positiva di tensione corrisponde una semionda negativa di corrente e viceversa (contrariamente a quanto si verifica in una comune resistenza). In generale, ad un incremento sinusoidale di tensione corrisponde una **decrescita** sinusoidale di corrente e viceversa. Questo comportamento ci può essere ulteriormente chiarito dalla figura 3, dove è rappresentato un amplificatore controreazionato, munito soltanto dei due morsetti d'ingresso. Il circuito di controreazione effettua una variazione di polarità tale che ad una tensione crescente v_1 , (cui corrisponde all'ingresso un aumento di corrente i_1) venga inviata dentro R_1 , dal circuito di uscita, una corrente i_2 diretta in senso contrario ad i_1 .

Se, pertanto, mediante la resistenza R_2 , si regola l'intensità della corrente i_2 sino a farle assumere lo stesso valore della cor-

rente i_1 , nella resistenza R_1 queste correnti si annulleranno a vicenda (essendo uguali e contrarie) con il risultato che attraverso R_1 **non scorrerà nessuna corrente** anche se ai capi di quest'ultima **risulti applicata la tensione v_1** . Il fatto che attraverso la resistenza non venga a scorrere più nessuna corrente significa che la resistenza viene ad assumere un valore ohmico apparente molto elevato anche se, in realtà, essa non possiede che un valore di 100Ω . Questo « stadio amplificatore » non fa altro, quindi, che aumentare il valore ohmico della resistenza R_1 .

Se al posto della resistenza ohmica si inserisce un circuito oscillante in parallelo si avrà parimenti un aumento della resistenza ohmica che, in questo caso, non significherà altro che un fattore di merito (Q) molto elevato. Questo stato di cose è quello che si verifica esattamente nel comune circuito rivelatore - amplificatore a reazione, tanto noto al tecnico dilettante; naturalmente, nel caso del diodo di Esaki, manca sia la rivelazione che la amplificazione bf. Nel ricevitore a reazione, infatti, dal circuito di uscita della valvola viene riportato sul circuito d'ingresso, mediante un condensatore variabile, una tensione (tensione di reazione) che compensa le perdite dello stesso circuito oscillante, quelle di accoppiamento di antenna e quelle derivanti dai vari carichi. Tutti coloro che hanno avuto modo di cimentarsi con questi piccoli ricevitori

a reazione sanno benissimo che, in questa maniera, si aumenta considerevolmente la sensibilità e la selettività del ricevitore. Una azione analoga è svolta dal **moltiplicatore di Q** dei radioamatori usato per migliorare il fattore di merito (Q) dei circuiti oscillanti di media frequenza.

In linea di principio con il diodo di Esaki si può realizzare un circuito con 2 soli morsetti di ingresso (fig. 3); in esso, la resistenza R_1 viene sostituita dal circuito oscillante di cui si vuole aumentare il Q (fig. 4). Completando il circuito con la necessaria tensione di polarizzazione, si ottiene lo schema indicato in fig. 5. Regolando il valore della resistenza disposta nel circuito in corrente continua, si può aumentare o diminuire a piacere il fattore di merito (Q) del circuito oscillante; come nel sopracitato circuito a reazione, si può pervenire ad una regolazione limite oltre la quale il circuito entra in oscillazione.

Il diodo di Esaki può essere anche inserito in un circuito a 4 morsetti (quadripolo), come indicato in fig. 6, munito della solita sorgente di tensione in c.c., per la polarizzazione del diodo e della resistenza di regolazione, per la ricerca del miglior punto di lavoro. La sorgente di tensione del segnale, ai morsetti d'ingresso, è rappresentata, in questo caso, dal circuito di antenna mentre la resistenza di carico (R_a), ai morsetti d'uscita, può essere costituita dallo stadio conver-

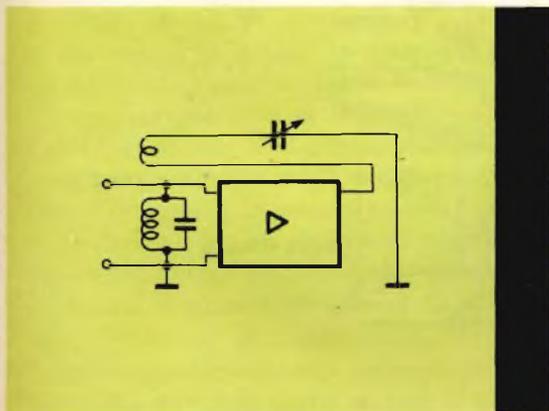


Fig. 4 - Aumento del fattore di merito (Q) di un circuito oscillante provocato da un circuito a reazione.

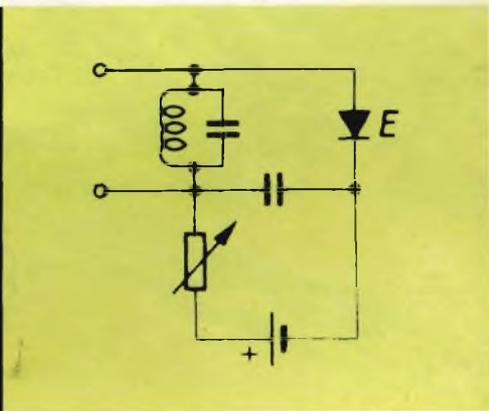


Fig. 5 - Aumento del fattore di merito (Q) di un circuito oscillante attuato mediante il diodo di Esaki.

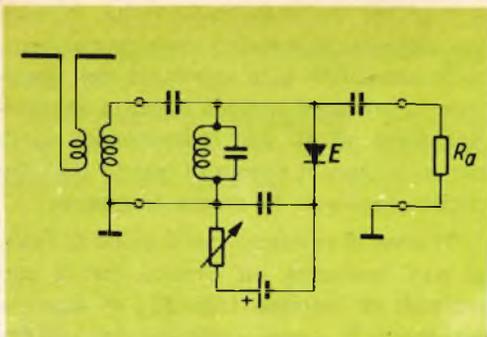
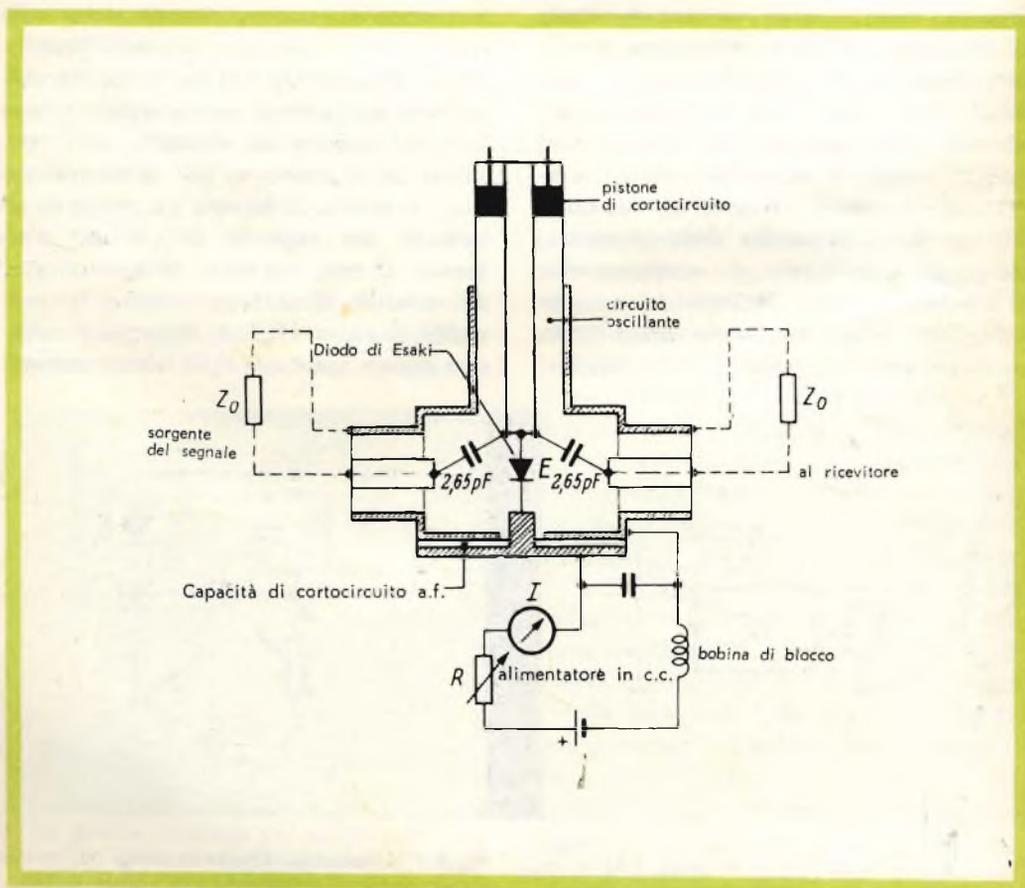


Fig. 6 - Inserimento del circuito di fig. 5 in un normale stadio d'ingresso.

Fig. 7 - Realizzazione pratica dello schema elettrico indicato in fig. 6 eseguita dalla Telefunken. Frequenza di funzionamento $f = 400 \dots 800$ MHz.



tore di una supereterodina. Il diodo di Esaki aumenta il Q del circuito oscillante, disposto nel circuito d'ingresso, al punto tale da far diminuire considerevolmente il fruscio dell'amplificatore che segue; praticamente, infatti, risulta presente soltanto il fruscio minimo prodotto dal diodo medesimo. Quest'ultimo è di piccola entità e praticamente è quello causato dall'« effetto mitraglia » (shot-effect) causato dalla corrente del diodo nel punto di lavoro.

È noto come, tutte le volte che si aumenta il fattore di merito (Q) di un circuito oscillante, viene ridotta proporzionalmente anche la larghezza di banda. Anche quindi nel caso del diodo di Esaki, l'aumento del Q del circuito porta con sé il restringimento della banda passante. Qualora si desiderassero larghezze di banda maggiori è necessario rinunciare all'amplificazione accoppiando più strettamente la sorgente di tensione con il carico.

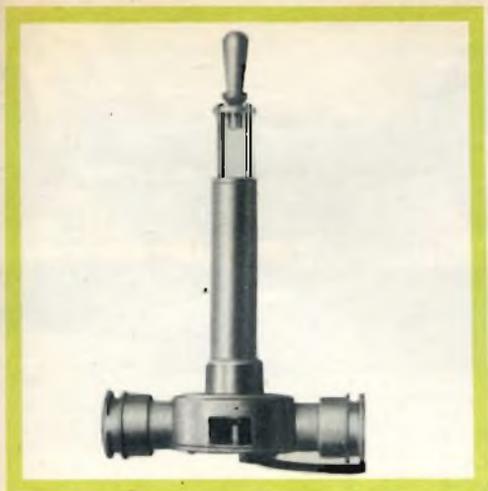


Fig. 8 - Fotografia dell'amplificatore UHF di fig. 7.

La realizzazione pratica di un siffatto stadio preamplificatore funzionante alla frequenza UHF di 400... 800 MHz è stata eseguita dalla Telefunken che lo ha presentato in occasione del Symposium sui Semiconduttori tenuto ad Heilbronn. La fig. 7 indica lo schema. Al posto del convenzionale circuito oscillante, come appare in fig. 6, è inserita una cavità risonante sintonizzabile mediante un pistone di cortocircuito scorrevole. L'entrata e l'uscita di questo stadio preamplificatore sono formate da comuni raccordi per collegamento in cavo coassiale. In questo circuito, funzionante alla frequenza di 500 MHz con una larghezza di banda di 30 MHz, si è ottenuto un guadagno di 10 e una cifra di fruscio di 3,2. Aumentando ancora il Q del circuito e riducendo proporzionalmente la larghezza di banda a 5 MHz, fu misurata una cifra di fruscio inferiore a 2,4. Il circuito è destinato ad essere usato principalmente negli stadi preamplificatori d'ingresso, in quanto, essendo molto limitato il tratto ad andamento negativo della caratteristica del diodo, aumentando il segnale si corre il pericolo di oltrepassare i limiti utili di questo tratto.

La dimostrazione pratica della riduzione della cifra di fruscio venne seguita in questa maniera: un normale ricevitore TV venne predisposto per ricevere un segnale

UHF. Con una normale antenna a dipolo venne ricevuta un'immagine trasmessa da un generatore disposto ad una certa distanza. La tensione di uscita di questo generatore fu portata ad un livello così basso che l'immagine sullo schermo del televisore risultava molto sbiadita, senza alcun contrasto e deturpata dall'« effetto neve ». A questo punto si inserì, nel circuito d'ingresso, tra antenna e stadio convertitore, un circuito con il diodo di Esaki; l'immagine risultò istantaneamente con contorni più netti, ricca di contrasto mentre sparì completamente qualsiasi traccia di fruscio (neve).

Questa dimostrazione fu talmente convincente che gli ingegneri, i capi dei laboratori di sviluppo e i fisici specializzati sui semiconduttori che assistettero a questo esperimento decisero di concentrare i loro sforzi per trasformare questa prova di laboratorio in un circuito pratico per normali ricevitori TV e di sviluppare contemporaneamente la produzione in serie del diodo di Esaki.

L.C.

(Rielaborato da « Funkschau »)



Gran parte di questi ingombranti componenti verranno eliminati con l'introduzione del **Varicap** e del **Diodo di Esaki**.

RADIOCOMANDO A 6 CANALI PER MODELLO DI NAVE

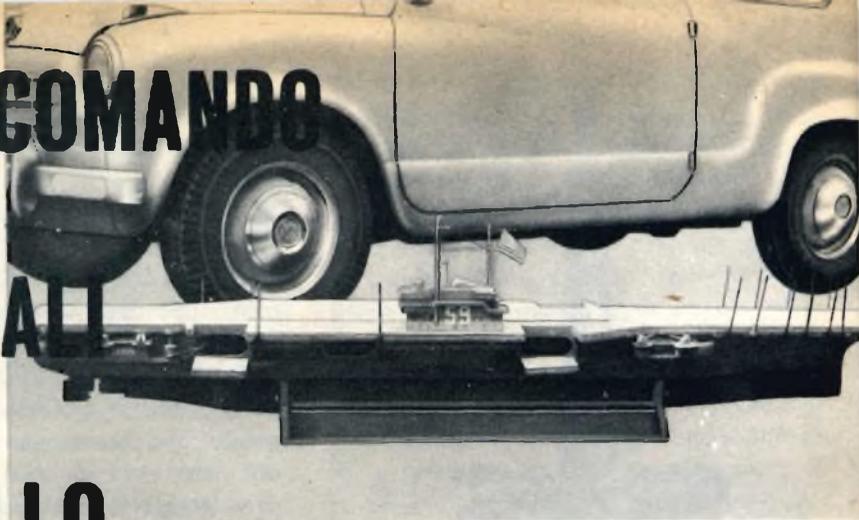


Fig. 1 - La riproduzione della Portaerei Forrestal trattata nell'articolo a confronto con una « Fiat 600 ».

L' applicazione dell'elettronica alla tecnica del radiocomando ha dato dei risultati veramente meravigliosi: missili, aerei, veicoli radioguidati sono all'ordine del giorno. Era logico che questa tecnica trovasse applicazione, da parte di amatori, nella guida di piccoli modelli di aerei o di navi.

È nata così una schiera di radioamatori con i suoi particolari problemi. Gli apparecchi installati a bordo dei modelli debbono, infatti, essere leggeri, compatti, di costo e consumo non eccessivi e infine di costruzione e funzionamento piuttosto semplici.

Tema del presente articolo sarà la descrizione del funzionamento e della realizzazione degli apparati riceventi e trasmettenti di un radiocomando installato a bordo di un modello navale.

La nave è una riproduzione di una portaerei del tipo Forrestal e misura m. 1,90 di lunghezza. I canali sono 6 e le loro funzioni sono così suddivise:

- 1) Comando dei motori
- 2) Virata a destra
- 3) Virata a sinistra
- 4) Comando accensione luci di bordo
- 5) Comando sollevamento ancore
- 6) Comando movimento Radar.

Apparato trasmettente

Nell'apparato trasmettente vengono impiegate tre valvole. Di queste la DL 93 ha la funzione di oscillatrice a R.F.; l'emissione avviene nella gamma concessa alle prove di radiocomando, compresa fra 28 e 29,7 Mc/s.

La DAF 91, di cui viene utilizzato solo il pentodo, funziona come oscillatrice di bassa frequenza e pilota la DF 91, separatrice, la quale, a sua volta, provvede a modulare la griglia della DL 93.



Fig. 2 - La trasmettente. Notare in basso a destra i fori per la regolazione dei cinque potenziometri.

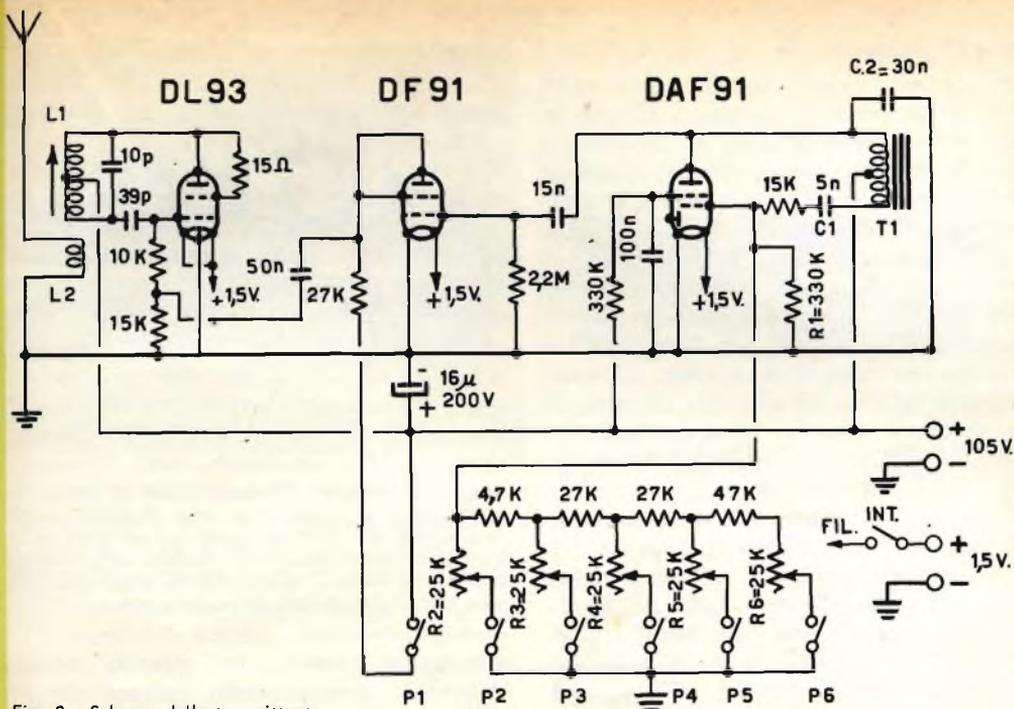


Fig. 3 - Schema della trasmittente.

L1 - 10 spire di filo da 10/10 smaltato con presa al centro, supporto con nucleo di ferrite del diam. di 12 mm.
 L2 - Tre spire di filo da 5/10 smaltato, avvolte a fianco di L1.

T1 - Trasformatore di uscita per Push-pull di 6V6 (il secondario non viene utilizzato): GBC N. H-61.

I condensatori da 10 pF e da 39 pF sono ceramici.

La frequenza della nota di BF generata dalla DAF 91 dipende, oltre che dal trasformatore T1 e dalle capacità dei condensatori C1 e C2, anche dalla resistenza di griglia della DAF 91 stessa.

Premendo il pulsante P2, ad esempio, si inserisce fra griglia e massa il potenziometro R2; il valore di tale potenziometro

va regolato in modo che, nella ricevente, entri in vibrazione la prima lamella del banco vibrante. Premendo P3 verrà inserito R3 e dovrà entrare in vibrazione la seconda lamella e così via.

Non premendo alcun pulsante fra griglia della DAF 91 e massa rimane inserita la resistenza R1 che è scelta in modo che la frequenza di BF generata non coincida con la frequenza di risonanza di alcuna lamella. Premendo il pulsante P1 viene tolta l'anodica alla DF 91 e nessuna frequenza di BF giunge a modulare la DL 93.

Questo sistema permette, come si dirà meglio in seguito, di estendere a sei il numero dei canali utilizzando un banco di sole cinque lamelle vibranti.

Dal punto di vista realizzativo, non vi sono particolari difficoltà; il tutto può essere montato in una cassetta di alluminio di cm 26 x 16 x 9. L'antenna usata nelle prove è stata uno stilo di circa un metro e venti di altezza.

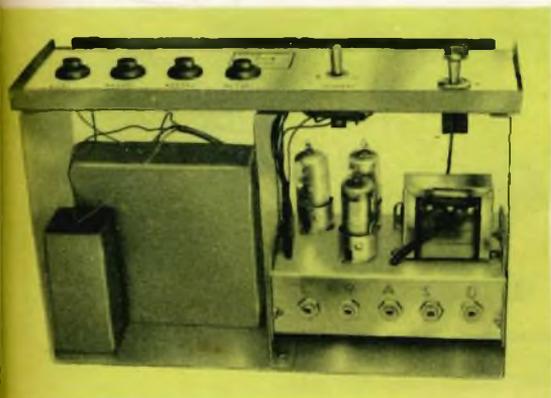


Fig. 4 - L'interno della trasmittente. A destra in basso i cinque potenziometri.

Apparato ricevente

L'apparato ricevente utilizza quattro valvole; lo schema, per quanto riguarda la parte interessante il relais a lamelle vibranti, è del tutto convenzionale. La prima valvola, una 1U5 montata a triodo, è la rivelatrice a superreazione; la DAF 91 e la DL 92 (1ª) amplificano il segnale di BF rivelato portandolo ad un livello più che sufficiente per il funzionamento delle lamelle vibranti. Va notato che nello schema elettrico, per semplicità, è stato riportato il circuito relativo ad una sola lamella. Si intende che vi saranno cinque condensatori elettrolitici da 5 μF e cinque resistenze da 220 ohm e cinque relais.

Riprendendo l'esame dello schema, si può notare che dalla placca della DL 92 (1ª) il segnale viene prelevato e portato, tramite un condensatore di 1.000 pF, ad un diodo. La tensione continua negativa che si ricava da questo diodo viene applicata alla griglia controllo della DL 92 (2ª) ed ha la funzione di comandare l'azione del relais RL1.

Questo circuito permette di estendere a sei il numero dei canali. Come si è precedentemente affermato, il modulatore del-

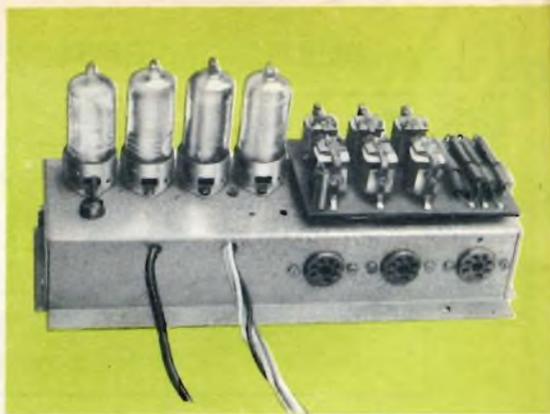


Fig. 5 - L'apparato ricevente. Notare a sinistra in primo piano il gambo del nucleo in ferrite per la regolazione della sintonia. A destra i sei relais ed un gruppo di condensatori (non riportati nello schema) applicati in parallelo ai contatti dei relais stessi per assorbire le extracorrenti di apertura.

l'apparato trasmettente, quando nessun pulsante viene premuto, genera sempre una nota di BF. Questa nota, raccolta dalla ricevente ed amplificata, viene applicata sia al relais a lamelle vibranti sia al diodo OA 85. La frequenza di questa nota è tale da non fare entrare in vibrazione alcuna

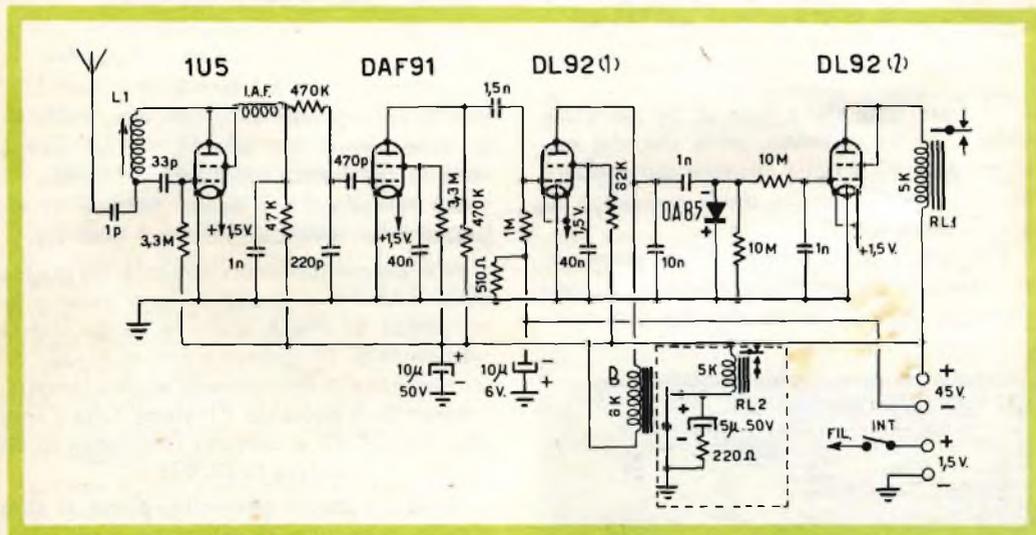


Fig. 6 - Schema della ricevente. Il gruppo compreso entro il tratteggio deve naturalmente essere ripetuto per ognuna delle cinque lamelle.

L1 - 30 spire di filo da 3/10 smaltato su supporto del diametro di 7 mm.

B - relais a lamelle vibranti.

RL1, RL2....., RL6 - relais con resistenza interna di circa 5000 ohm; scatto a 5 mA.

I.A.F. - impedenza A.F. 0,1 mH: GBC N. O/498-1.

Tutte le resistenze sono da mezzo Watt.

I condensatori di valore inferiore a 1500 pF sono tutti ceramici.

lamella. Questa stessa nota, d'altro canto, produce, per la rettificazione del diodo OA 85; una tensione negativa che blocca la DL 92 (2°) e mantiene disattivato il Relais RL1.

Passiamo ora ad esaminare il funzionamento generale dell'apparato. Premendo ad esempio P2 sistemato sul frontale della trasmittente, la frequenza della nota di B.F. si modifica in modo tale che entra in vibrazione nella ricevente la prima lamella e scatta il relais corrispondente RL2. Premendo P3 entrerà in vibrazione la seconda lamella e scatterà RL3 e così via. Premendo invece P1 (pulsante chiuso nella posizione di riposo) nessuna nota modula l'emissione; venendo perciò a mancare nella ricevente la polarizzazione che interdice la DL92 (2°) scorrerà nella valvola stessa una certa corrente che attiverà il relais RL1.

Il consumo anodico della ricevente è molto limitato: 2,5 mA circa a riposo e 7 mA circa sotto comando.



Fig. 7 - La ricevente vista dal di sotto. Al centro il banco a lamelle vibranti, e sulla destra in basso i cinque condensatori da 5 µF.

L'antenna usata è uno stilo di acciaio armonico di 1 mm di diametro fissato sul ponte della nave e lungo 40 cm circa.

Come si può vedere dalle fotografie il complesso ricevente è stato montato su un telaio di alluminio le cui dimensioni sono 180 x 55 x 35 mm; superiormente si trovano le quattro valvole e i 6 relais, nella parte inferiore i componenti e il banco a lamelle vibranti.

Spine miniatura provvedono alla alimentazione e ai collegamenti ai servocomandi. Il banco vibrante ha una resistenza interna di 8000 ohm e può essere reperito nei negozi specializzati di modellismo.

Messa a punto e servocomandi

La sintonia sia della trasmittente che della ricevente si effettua regolando i nuclei delle bobine L1; la frequenza deve aggirarsi intorno ai 28,5 Mc/s. I valori dati nello schema della trasmittente per l'oscillatore di B.F. sono adatti per un relais a lamelle vibranti, la cui frequenza di risonanza sia compresa fra 200 e 500 Hz.

Per ottenere altre frequenze o, in ogni caso, se non si riuscisse regolando i potenziometri, a far entrare in vibrazioni le lamelle, si potrà variare per tentativi il valore dei condensatori C1 e C2 in griglia ed in placca alla DAF 91.

I due primi canali corrispondenti alle lamelle vibranti più corte, sono utilizzati per comandare il timone della nave; sulla trasmittente i pulsanti P2 e P3 (corrispondenti a questi due canali) sono sostituiti da un interruttore a levetta con due posizioni e ritorno automatico al centro. Il servoco-

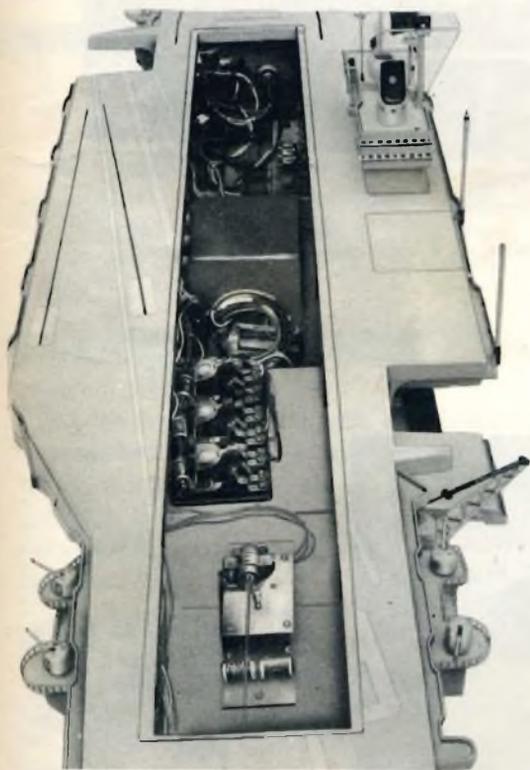


Fig. 8 - L'interno dello scafo. Dall'alto al basso si notano: la ricevente; i due accumulatori da 6 V che provvedono all'alimentazione dei quattro motori di propulsione; il selettore rotante che comanda i motori; i tre relais inversori ed infine il servocomando del timone.

mando dei timoni è formato da un piccolo motore elettrico che, a seconda se viene attivato RL2 o RL3, muove per mezzo di una demoltiplica il timone verso destra o sinistra. Nel servocomando sono previsti anche due interruttori di fine corsa che bloccano il motore nelle posizioni di « tutto a destra » e « tutto a sinistra ».

Le altre tre lamelle fanno invece scattare, tramite i relais RL4, RL5, RL6, tre relais inversori, del tipo usato dagli elettricisti nei lampadari a luci multiple. Questi inversori provvedono poi ad accendere e spegnere l'illuminazione di bordo, a muovere le ancore, ed a mettere in moto un piccolo mo-

tore elettrico che aziona le due antenne del radar.

Volendo ad esempio accendere l'illuminazione di bordo, basta premere per qualche secondo il pulsante relativo: a bordo della nave scatta il relais inversore e le luci si accendono. Un'altra breve pressione e queste si spengono. Il primo canale provvede invece allo scatto di un selettore rotante che comanda il gruppo dei quattro motori propulsori.

Questo selettore ha quattro posizioni:

- 1) motori fermi
- 2) due motori inseriti
- 3) quattro motori inseriti
- 4) motori indietro.

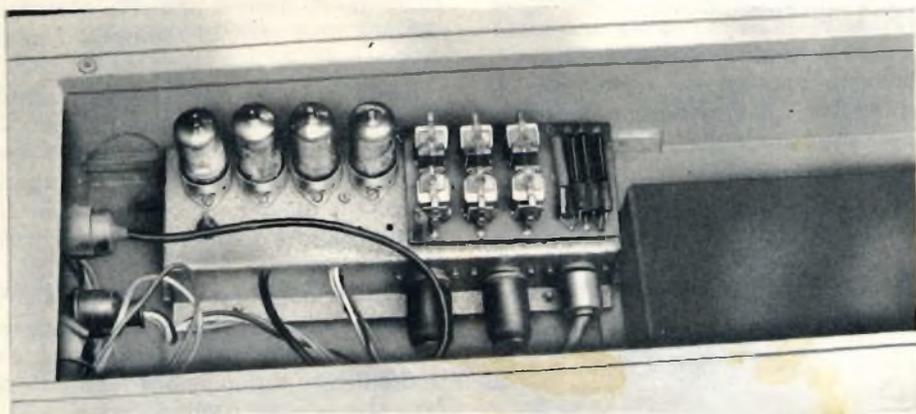
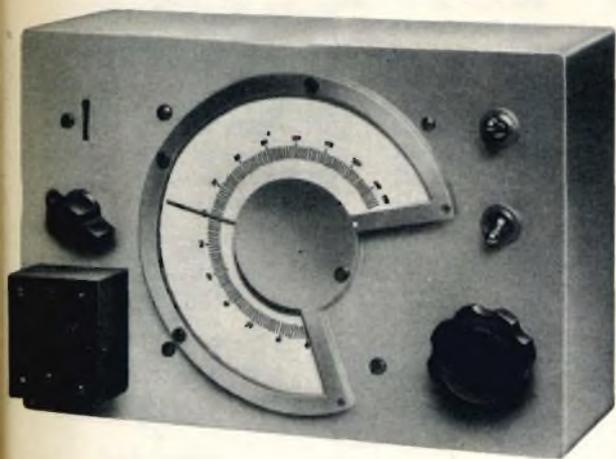


Fig. 9 - Particolare dell'installazione a bordo della ricevente.



Anche nel campo dello sport, l'attività della G.B.C. va via, via dilagando.

Ecco un kartista della scuderia di Padova in un campionato domenicale sulla pista di Carvazere.



STRUMENTI GENERATORI E MODULATORI PER UHF

a cura del dott. Guido Silva

La prossima entrata in servizio del secondo canale televisivo nella gamma delle U.H.F., pone al tecnico molti nuovi problemi di ordine teorico e di ordine pratico.

Uno tra i maggiori riguarda l'allineamento dei gruppi di conversione e gli strumenti relativi.

È bene precisare subito che allo scopo è necessaria una strumentazione adeguata, in quanto i comuni generatori impiegati per le V.H.F. non sono utilizzabili nelle U.H.F., senza rilevanti modifiche ed aggiunte.

Una rapida rassegna della produzione internazionale ed, in particolare, l'esperienza degli americani che, con le U.H.F. nel campo T.V. hanno avuto i primi contatti ufficiali dal 1953, può facilitare il Lettore nella scelta.

A compimento dell'esame, e parallelamente, abbiamo ritenuto opportuno esaminare, sia pure in sintesi, il processo di generazione del segnale secondo le diverse tecniche fin qui seguite.

GENERATORI E SWEEP IN FONDAMENTALE

A parte tutte le considerazioni teoriche relative agli oscillatori U.H.F. ed alla loro tecnica costruttiva, in fig. 1 è presentato il generatore-sweep tipo della RCA, WR 86/A U.H.F., che in Italia ed all'estero, ha avuto la più larga divulgazione anche attraverso numerose imitazioni.

Poichè delle sue prestazioni si sono già occupate numerose Riviste, noi lo descriveremo per sommi capi.

Lo strumento comprende un tubo oscillatore V_1 a linea di Lecher che copre la gamma da 300 a 950 MHz.

Il generatore impiega la valvola speciale per U.H.F. 6AF4A ed è completamente racchiuso in scatola schermante stagna.

Lo spazzolamento in frequenza (sweep) è ottenuto mediante uno speciale condensatore « variabile » C_1 in cui un treno di armature, ricavate da un blocco in fusione di alluminio, è solidale ad una bobina mobile, simile a quella di un altoparlante magneto-dinamico.

LEGENDA (fig. 1)

R1 = 270 Ω	R24 = 5600 Ω	R13 = 2500 Ω	C12 = 0,47 μf
R2 = 270 Ω	C1 = capacità di wobulazione	R14 = 390 Ω	C13 = 30 μf elettrolitico
R3 = 270 Ω	C2 = 66 pf	R15 = 68 kΩ	C14 = 30 μf elettrolitico
R4 = 51 Ω	C3 = Attenuatore	R16 = 150 kΩ	C15 = 0,47 μf
R5 = 220 Ω	C4 = 500 pf	R17 = 100 kΩ	C16 = 0,47 μf
R6 = 220 Ω	C5 = 500 pf	R18 = 1,5 MΩ	C17 = 500 pf
R7 = 10 Ω	C6 = 500 pf	R19 = 1,5 MΩ	C18 = 500 pf
R8 = 25 Ω	C7 = 50 pf	R20 = 82 kΩ	C19 = 0,015 μf
R9 = 220 kΩ	C8 = 50 pf	R21 = 100 kΩ	C20 = 0,1 μf
R10 = 500 kΩ	C9 = 0,47 μf	R22 = 100 kΩ	C21 = 33 pf
R11 = 270 kΩ	C10 = 0,25 μf	R23 = 100 kΩ	C22 = 33 pf
R12 = 470 kΩ	C11 = 50 μf elettrolitico		

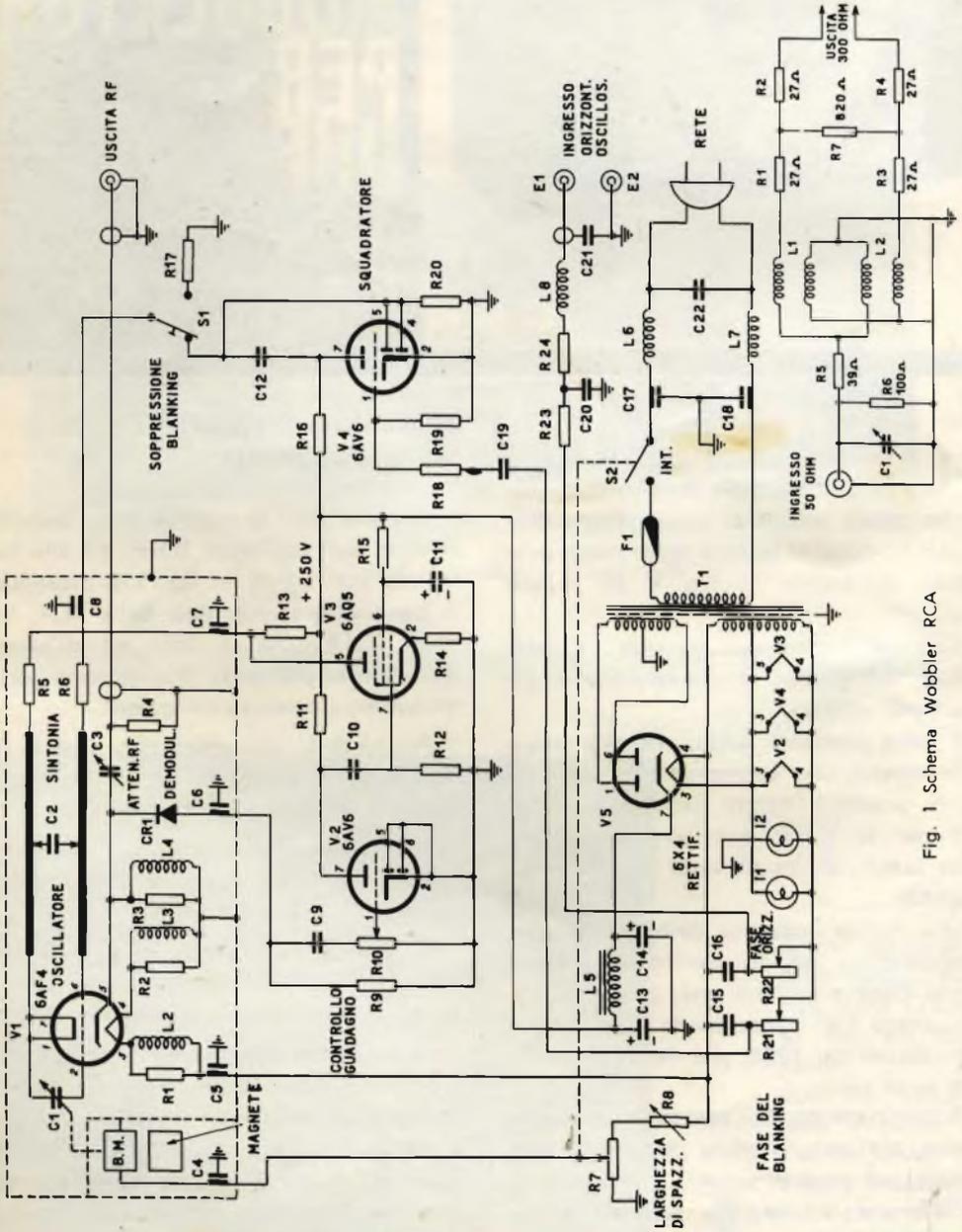


Fig. 1 Schema Wobbler RCA

Essendo la bobina percorsa da corrente a frequenza rete (regolabile attraverso R_7) essa vibra allo stesso ritmo spostando avanti e indietro le armature di C_1 e facendo variare in conseguenza la frequenza generata dall'oscillatore.

basta premere il pulsante S_1 . Lo strumento presenta un'uscita di RF a 50Ω ed è fornito con l'adattatore « balun » segnato a lato, indispensabile per l'allineamento dei gruppi con ingresso simmetrico a 300Ω .

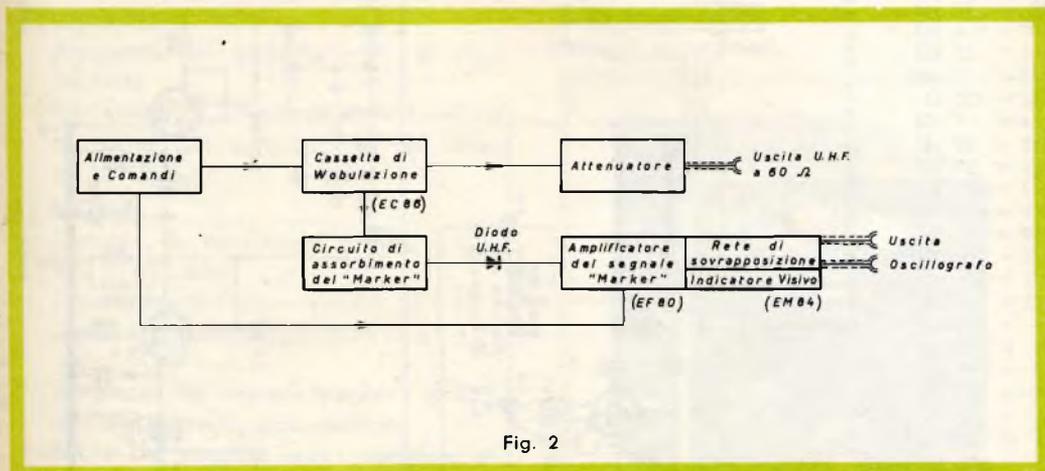


Fig. 2

La linearità di escursione di frequenza è notevole, e la variazione di ampiezza è contenuta entro $\pm 0,1$ dB/MHz per effetto di uno speciale circuito di compensazione che opera sulla alimentazione, in parallelo all'oscillatore.

Dall'uscita catodica un'aliquota di segnale è raddrizzata dal diodo CR1 (1N34A) ed applicata all'ingresso di V_2 .

Poichè ad ogni variazione di tensione in ingresso di V_2 corrisponde una variazione di tensione sull'anodo di V_3 in senso inverso, ad ogni incremento di tensione raddrizzata corrisponde una riduzione di tensione anodica della stessa V_3 e quindi di V_1 essendo entrambe alimentate attraverso R_{13} .

Il « blanking » del circuito (soppressione della ritraccia) è ottenuto mediante la V_4 che riceve, in ingresso, una tensione sinusoidale a frequenza 50 Hz, attraverso una rete a resistenza-capacità.

A ogni impulso in griglia corrisponde un impulso di segno opposto in placca.

Le semionde raddrizzate dai 2 diodi di V_4 interdicono per un semiperiodo il ciclo oscillatorio di V_1 , bloccandone la griglia. Per eliminare detta azione di blocco

L'alimentazione è del tutto normale.

Unitamente allo strumento descritto, nella pratica dell'allineamento si richiede l'uso di un « marker » (calibratore), capace di consentire un errore massimo di lettura dello 0,1 %.

L'uscita in RF si aggira sui 0,6 Veff.

Un attenuatore a pistone ammette la riduzione del segnale sino ad 1/1000 del suo valore normale.

Un altro strumento wobulatore di eccellenti caratteristiche è dovuto invece alla nota Casa Tedesca « Nord-Mende ».

In esso è anche compreso un marker di precisione realizzato con risonatore a cavità.

Il prototipo VHW 967 è stato esposto alla Mostra della Radio Tedesca del 1959. Si tratta di un dispositivo semplice dalle ottime caratteristiche di linearità, contraddistinto da un prezzo relativamente limitato.

A fig. 2 ne è riportato lo schema a blocchi, mentre la fig. 3 ne dà lo schema elettrico completo. Trattandosi di un circuito inedito, verrà descritto più dettagliatamente.

LEGENDA (fig. 3)

- R1 = 47 kΩ
- R2 = 100 kΩ
- R3 = 10 kΩ
- R4 = 1 kΩ
- R5 = 6,8 kΩ
- R6 = 8,2 kΩ
- R7 = 4,7 kΩ
- R8 = 47 kΩ
- R9 = 22 kΩ
- R10 = 1,6 kΩ
- R11 = 15 kΩ
- R12 = 1 MΩ
- R13 = 330 Ω
- R14 = 1 kΩ
- R15 = 22 kΩ
- R16 = 27 kΩ
- R17 = 2,7 MΩ
- R18 = 470 kΩ
- R19 = 1 MΩ
- R20 = 100 kΩ
- R21 = 470 kΩ
- R22 = 47 kΩ
- P1 = 500 kΩ
- P2 = 100 kΩ
- P3 = 250 kΩ
- P4 = 250 kΩ
- P5 = 2 kΩ
- P6 = 20 kΩ
- P7 = 300 Ω
- P8 = 20 kΩ
- LS1 = 6,3 V - 0,3 A
- LS2 = 6,3 V - 0,3 A
- Rd1 = OA79
- Rd2 = OA79
- Rd3-4-5-6 = Raddrizzatore
Siemens B250 C75
- Rd7 = OA150
- Rd8 = GD73E
- C1 = compensatore a minima C
- C2 = capacità di spazzolamento
- C3 = 0,22 μF
- C4 = 0,47 μF
- C5 = 22.000 pF
- C6 = 50 μF
- C7 = 50 μF
- C8 = 50 μF
- C9 = 0,1 μF
- C10 = 100 μF
- C11 = 0,1 μF
- C12 = 0,1 μF
- C13 = 0,1 μF
- C14 = 1000 pF passante
- C15 = 5000 pF passante
- C16 = 5000 pF passante
- C17 = 20 pF
- C18 = 10 pF
- C19 = 1000 pF
- C20 = 5000 pF passante
- C21 = 80 pF passante
- C22 = 30 pF passante
- F1 = 0,15 A
- K1-K2 = Doppio interruttore
- K3 = interruttore
- K4-K5 = doppio interruttore di rete
- T1 = Trasformatore di alimentazione
- T2 = Trasformatore di spazzolamento
- L1-2-3-4-5-6-7-8 = Impedenze di RF

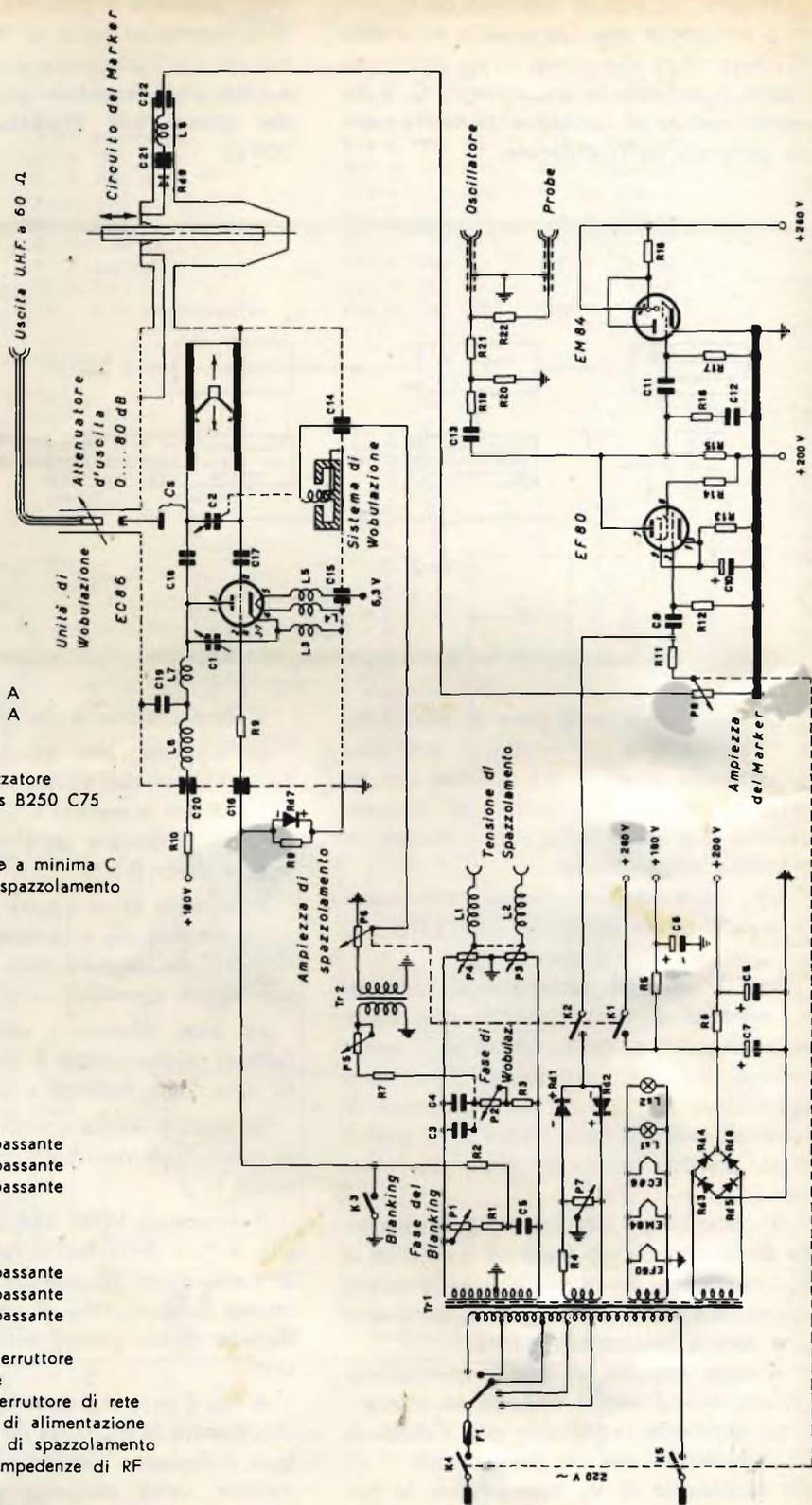


Fig. 3

DATI TECNICI

1) Wobulatore

Gamma di frequenza: $450 \div 830$ MHz
Tolleranza della frequenza: $\pm 2\%$
Tensione d'uscita: $\sim 0,5$ V su 60Ω
Attenuazione: ≥ 80 dB
Frequenza di wobulazione: 50 Hz...
sinusoidale
Ampiezza di wobulazione: 0 Hz...
50 MHz
Variazione di ampiezza della tensione
di uscita con wobulazione 50 MHz:
 $\leq \pm 12\%$

2) Marker

Gamma di frequenza (misurato):
 $470 \div 820$ MHz
Tolleranza di frequenza: $\pm 0,1\%$
Coefficiente di temperatura: $\leq 1,2 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$
Ampiezza del segnale Marker: $\leq 5\%$
dell'ampiezza di wobulazione
Entità del segnale spia: variabile at-
traverso l'amplificazione (EF80).

3) Altri dati:

Tensione di spazzolamento per l'asse X
dell'oscilloscopio: 100 Veff. simmetrici
Cavo e bocchettone di uscita a 60Ω
per U.H.F.
Valvole a corredo: EC86, EF80, EM84
Potenza nominale: 20 VA
Peso: kg 11
Dimensioni: mm 196 x 262 x 360

Particolare tra gli altri notevolissimo è l'impiego del markenkreis, con circuito a cavità, che per il suo elevatissimo Q permette una rilevante precisione di lettura, non consentita altrimenti che da oscillatori a cristallo con le loro note limitazioni.

Lo strumento a fig. 4, si presenta con un pannello frontale su cui spicca l'ampia scala centrale del Marker con l'apertura per l'indicatore visivo EM84; sotto, il comando di frequenza del wobulatore, a sinistra il bottone di sintonia del Marker, sotto ancora, il comando di ampiezza di spazzolamento, poi, verso destra, la manopola di regolazione della fase di wobulazione e le uscite per l'oscilloscopio.

A destra si trova il comando dell'attenuatore e sotto ancora l'uscita U.H.F. a 60Ω .

La cassetta di wobulazione, fusa e molto rigida, comprende la oscillatrice EC86 a fili di Lecher fortemente argentati e disposti ad arco.

Il ponticello di corto-circuito, naturalmente manovrato dall'esterno, è realizzato in metallo nobile per assicurare un contatto di lunga durata esente da ossidazioni superficiali.



Fig. 4

Il wobulatore è classico e comprende il magnete permanente, la bobina mobile, e solidale, la capacità variabile C_2 che opera lo « spazzolamento in frequenza ».

Lo stesso oscillatore del tipo « a 3 punti », è altrettanto classico.

L'ampiezza di spazzolamento è regolata mediante R_3 da 20Ω e può essere variata da 0 a 50 MHz con eccellente linearità e costanza di escursione.

Il comando di fase, come di consueto, va regolato con il pulsante del blanking abbassato.

Eccellente prerogativa dello strumento è quella di avere incorporato il marker ad assorbimento, con funzione multipla.

Il segnale generato dalla valvola oscillatrice EC86, prelevato da una sonda è trasferito nel risonatore a cavità di elevate prestazioni meccaniche intese ad eliminare giochi ed instabilità nel tempo.

La cavità può essere accordata tra 470 e 820 MHz con precisione dello 0,1 %.

L'impiego di materiale di minimo coefficiente termico, in unione allo strato d'argento che ne ricopre le pareti interne, elevando il Q del sistema ad oltre 1000, ne consente la costanza delle caratteristiche.

Ne deriva una traccia sottile nella curva di wobulazione visibile sullo schermo oscilloscopico, che incide sulla figura per meno del 5 % in ampiezza.

Il segnale, prelevato da una seconda sonda nella cavità del marker, è rivelato dal diodo U.H.F. GD 73E, amplificato dalla EF80 indi avviato, attraverso apposita rete, all'oscilloscopio.

Lo strumento può funzionare anche come semplice generatore senza modulazione in frequenza, escludendo il potenziometro di spazzolamento PG.

In queste condizioni, mediante gli interruttori K_1 e K_2 monocomandati da PG, si alimenta l'occhio magico EM84 che rivela l'esatta misura della frequenza generata dalla EC86.

Poichè la precisione di lettura dei segnali marker non dipende dalle variazioni di tensione della rete luce, ma limitatamente, dalle variazioni termiche e soprattutto dalla eccellente realizzazione meccanica della cavità risonante, non si è rilevata necessaria la stabilizzazione dell'A.T.

L'attenuatore è naturalmente di tipo speciale, adatto alle U.H.F.

Una piccola capacità Cs accoppiata al circuito anodico, trasferisce il segnale all'attenuatore a pistone che consente una attenuazione superiore a 80 dB.

La tensione U.H.F. di uscita massima si aggira su 0,6 V, la minima sui alcuni μ V.

Come si vede, si tratta di uno strumento di ottime caratteristiche capace di assicurare un lungo regolare servizio di laboratorio.

Contrariamente alla massa degli strumenti del genere, che non contengono il marcatore (salvo qualche rara eccezione come il Philips GM.2877), l'U.H.F. 967 consente il risparmio di un secondo strumento pur ammettendo una precisione di lettura difficilmente riscontrabile anche in apparecchiature più complesse.

D'altra parte, la tolleranza del ± 1 % comune su strumenti marcatori V.H.F. si rivela insufficiente nel campo U.H.F. di frequenza ben superiore, in quanto le caratteristiche dello standard TV non possono evidentemente mutare con la frequenza.

Un oscillatore a valvola difficilmente potrebbe consentire miglior precisione senza l'uso del cristallo di quarzo con le sue note limitazioni.

Solo il risonatore a cavità con una scala molto ampia poteva risolvere in senso concreto il problema.

Passati in rassegna due strumenti prototipi della produzione attuale di sweep U.H.F. che più direttamente possono interessare il lettore, vediamo ora di esaminare concretamente alcune tra le soluzioni avanzate da Case estere e da singoli Autori che hanno inteso risolvere il problema della wobulazione U.H.F. e della relativa marcatura per altra via.

In sostanza, esistono tre soluzioni fondamentali: l'impiego del wobulatore direttamente su U.H.F., la conversione del segnale (su cui ci soffermeremo ancora dopo) e l'uso di generatori di frequenze armoniche delle V.H.F. sia come sweep che come marker.

GENERATORI E SWEEP SU FREQUENZE ARMONICHE

Questa soluzione, che diremo di « emergenza », si presta solo per generatori caratterizzati da segnale di uscita piuttosto abbondante, il che, a vero dire, nel campo delle V.H.F. non è molto frequente.

Inoltre, per essa si richiede da parte del tecnico operatore una provata esperienza che, certo, non è alla portata di tutti i non « smalzati ».

L'allineamento avviene con i criteri classici che non stiamo a ripetere. Il segnale da avviare allo oscilloscopio viene infatti prelevato dalla seconda rivelatrice, a norma dell'uso comune.

Non avrebbe senso il voler rilevare l'oscillogramma all'uscita del convertitore, appunto stante la limitatissima entità del segnale in ingresso.

Pertanto, ci si avvale della « curva totale » che presuppone ovviamente la normalità di allineamento nel canale di M.F.

se il convertitore U.H.F. entra in M.F., e dello stesso gruppo V.H.F. se il segnale U.H.F. è invece convertito in V.H.F.

Comunque si dispongano le cose, si richiede una certa tecnica di interpretazione degli oscillogrammi, divenuti per l'occasione, molto sviluppati in ordinata, ma ben poco in ascissa.

E tutto ciò è naturale, poichè uno spaziolamento di 9 MHz in fondamentale, diviene 27 MHz in 3ª armonica, e la contrazione dell'asse orizzontale ne è la logica conseguenza.

Basta ridurre lo « spaziolamento » a 3 MHz in fondamentale per rimediare all'inconveniente.

Tra l'altro, se ne trae il vantaggio di una migliorata linearità conseguente alla minore escursione nella banda. È frequente che l'oscillogramma, da un canale U.H.F. ad un altro, separato da un certo intervallo di gamma, denunzi a tutta prima inspiegabili variazioni di entità.

Ciò è dovuto semplicemente al passaggio del segnale utilizzato su frequenza armonica di ordine diverso, il che comporta automaticamente una variazione del livello del segnale utilizzabile e della sua resa, presupposta costante l'amplificazione su tutta la banda.

Attenuatore e comandi sweep compenseranno, caso per caso, e finchè sarà possibile, eventuali variazioni.

È fondamentale comunque, che la linearità dello sweep sia fuori discussione, altrimenti le curve rilevate non avrebbero alcun significato pratico. D'altra parte, è importantissimo che i cavi di uscita del generatore non divengano sede di onde stazionarie.

Quindi si rispettino le impedenze di ingresso e di uscita.

Il segnale del marker va pure inserito in ingresso del gruppo UHF sotto prova, sì da consentirne la regolare amplificazione lungo tutti gli stadi del canale di M.F.

In assenza di detta amplificazione è impossibile rilevarlo sullo schermo dell'oscilloscopio.

L'identificazione dell'ordine di armonica, letta la fondamentale sul quadrante del marker, evidentemente dipende dal canale U.H.F. ricevuto.

Certo, come abbiamo detto in principio, questa tecnica di allineamento si presenta, per la massa, piuttosto cabalistica.

D'altra parte è noto che ogni oscillatore genera, in unione alla fondamentale su cui è sintonizzato il suo circuito oscillante, un certo numero di armoniche la cui entità dipende dalle condizioni di funzionamento del tubo e dall'energia in gioco.

Di norma ci si premura di eliminare le prime armoniche mentre quelle di ordine superiore divengono ben presto inoperanti per la loro stessa entità trascurabile.

Nel generatore americano Hickok Mod. 690, un prototipo nel suo genere, troviamo, fra i tanti, un esempio pratico di utilizzazione di frequenze armoniche di un oscillatore.

Del resto, la gran parte dei marker V.H.F., opera su una sola banda in fondamentale e, per il resto, su frequenze multiple della fondamentale. Nulla vieta che lo stesso criterio venga seguito anche nel campo U.H.F., salve restando alcune condizioni preliminari.

In particolare, oltre alla linearità di sweep: segnale d'uscita caratterizzato da sufficiente ampiezza, il che a vero dire, nel caso di generatori V.H.F. non è una consuetudine.

Comunque, abbiamo voluto citare anche questa soluzione più per... dovere di cronaca, che per convinzione.

L'ultima versione, elegante e poco dispendiosa, riguarda la tecnica di conversione del segnale da V.H.F. in U.H.F. mediante il classico processo attuato nella supereterodina.

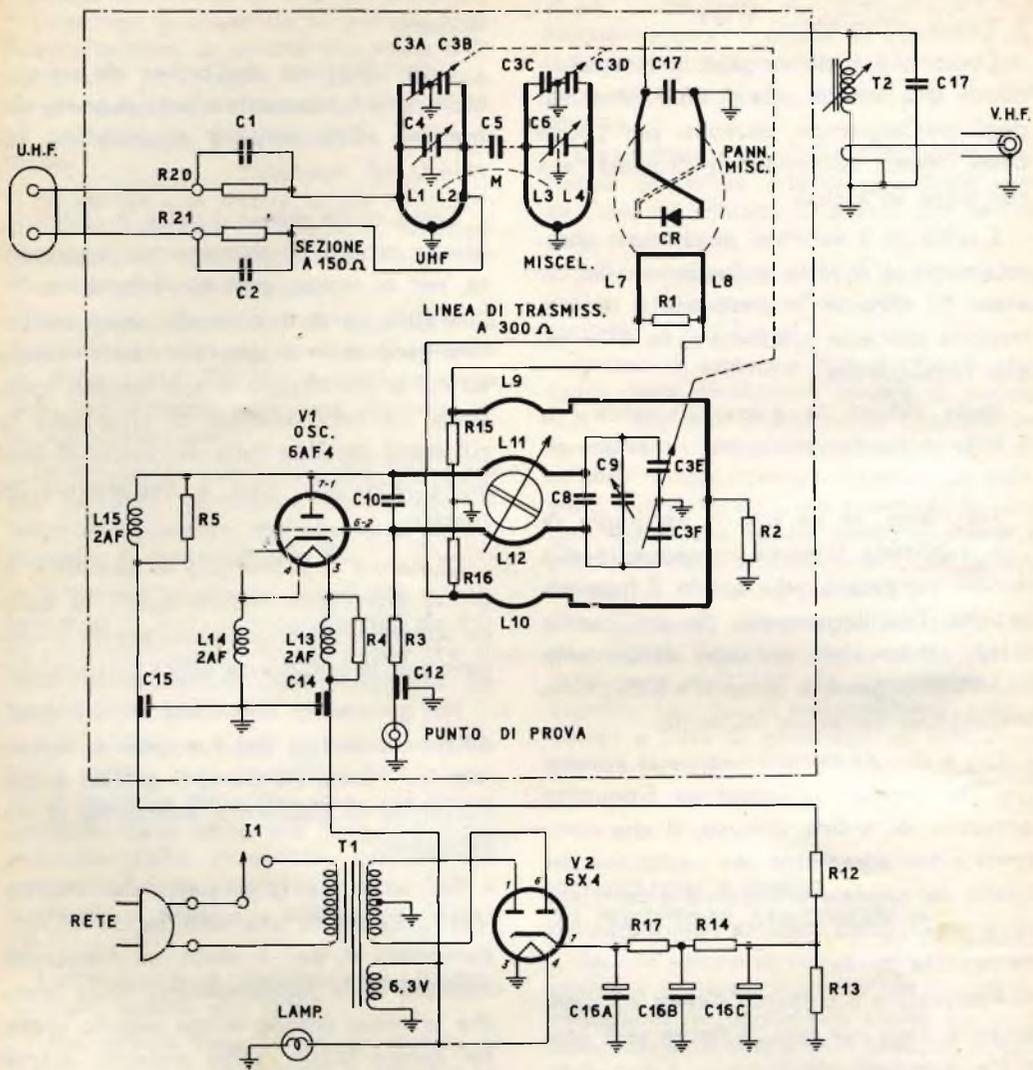


Fig. 5

GENERATORI CONVERTITORI E TRANSFERS

Nell'intento di ridurre le spese di attrezzatura nei laboratori TV per il nuovo canale U.H.F., già nel 1953 la Casa americana Philco aveva posto sul mercato il generatore U.H.F. convertitore G8000 il cui schema è riportato in fig. 5.

In esso, una valvola oscillatrice 6AF4A copre la gamma da 410 a 830 MHz.

il segnale generato è trasferito ad un diodo 1N82A al quale perviene pure un secondo segnale V.H.F. dell'ordine dei 60 MHz.

Dal battimento che ne deriva, attraverso due circuiti filtro, si può ricavare la somma dei segnali da 470 a 890 MHz.

Non solo, ma stante l'impiego di un diodo a cristallo senza tubi in serie, se ne potrebbe ricavare un segnale V.H.F. da uno U.H.F.

La banda passante del dispositivo si aggira sui 15 MHz a ± 3 dB.

Il segnale di 60 MHz è generato da uno sweep per l'allineamento nella banda V.H.F.

Non esistendo attenuatori di sorta sul G8000, viene impiegato l'attenuatore del generatore sweep a 60 MHz.

Naturalmente la conversione con il diodo 1N82A è di per sé attenuata e la perdita di segnale si aggira sui 6 dB.

L'uscita U.H.F. dello strumento è prevista per 300 Ω ; l'ingresso per 75 Ω .

Attraverso due diodi 0A160 e due condensatori, il segnale risultante somma dei due, perviene al circuito « butterfly » dal quale, mediante un partitore capacitivo esce simmetrico a 300 Ω , il segnale accordabile da 480 MHz a 525 MHz.

La frequenza somma dei due segnali è agevolata dal senso degli avvolgimenti del « balun » e dalla risonanza del circuito a « farfalla » oltre che dalla differenza di fase delle bande laterali, in vista della non linearità dei diodi.

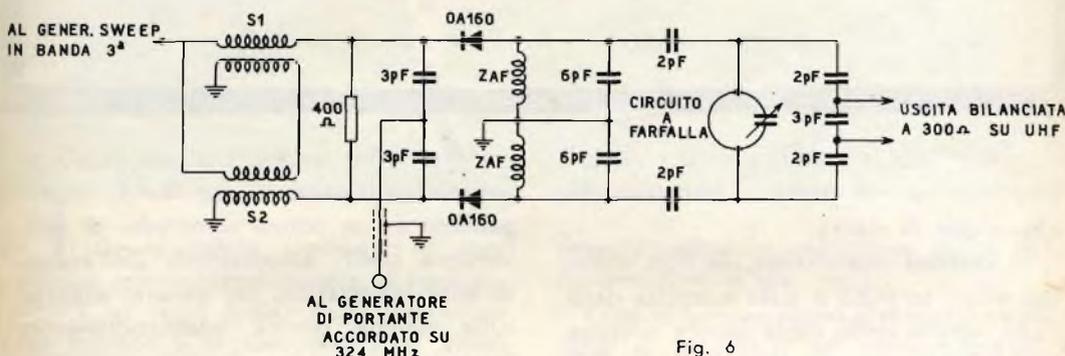


Fig. 6

Perché lo strumento consenta un segnale U.H.F. accettabile, si richiede una tensione di ingresso V.H.F. non inferiore a $0,2 \div 0,4$ V.

Un'altra soluzione pratica, dovuta ai tecnici della Telefunken è riportata in figura 6.

Per essa il segnale V.H.F. è convertito in U.H.F., mediante un « transfer » con modulatore diodico bilanciato ed oscillatore locale.

Il segnale V.H.F. (da 162 a 196 MHz) con ingresso a 75, attraverso un « balun » è trasferito ad un resistore di carico sul quale si chiudono due condensatori in serie che ricevono nel loro punto di giunzione il segnale locale a frequenza fissa, pari a 324 MHz.

Per un segnale di sweep dell'ordine di 0,1 V ed un segnale locale di circa 1,5 V l'uscita in U.H.F. si aggira su 0,01 V.

Una diversa soluzione, pure tedesca, è dovuta ai tecnici della Grundig ed è riportata a fig. 7 che mostra un'oscillatore U.H.F. con miscelatore diodico ed amplificatore del segnale convertito.

Le valvole sono le ben note PC86.

L'oscillatrice copre la gamma da 415 a 735 MHz; l'oscillatore sweep con ingresso a 60 Ω deve lavorare ad una frequenza di circa 55 MHz e fornisce un segnale di almeno 0,1 V.

In queste condizioni l'uscita, a 60 Ω , è prossima a 0,015 V.

Il convertitore è monocomandato e non presenta circuito marker incorporato.

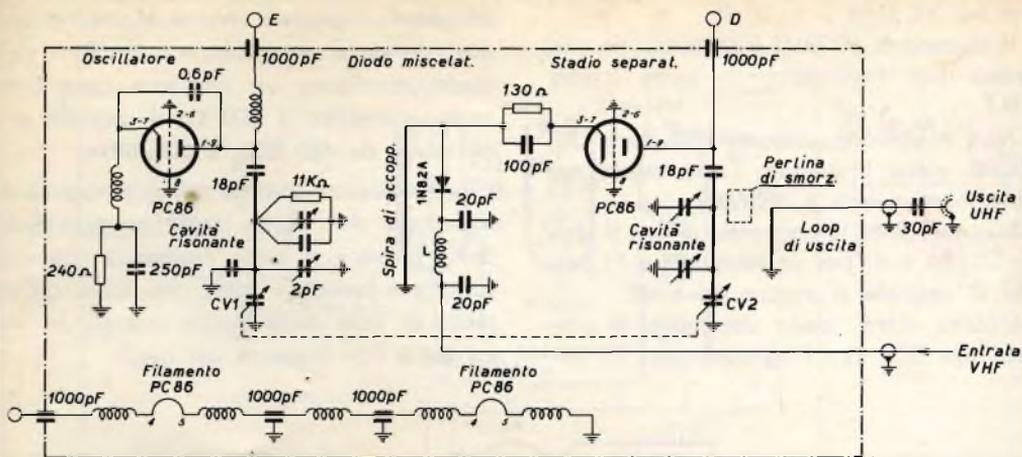


Fig. 7

Caratteristica la presenza di una valvola amplificatrice di U.H.F., naturalmente con griglia di massa.

In versioni recentissime, se non andiamo errati, la PC86 è stata sostituita dalla PC88, ultimo grido della tecnica europea in fatto di valvole amplificatrici in U.H.F.

Da tutte le considerazioni che siamo venuti via via elencando, il lettore avrà

compreso che è possibile valorizzare il proprio generatore sweep V.H.F. impiegandolo in un ottimo complesso di conversione U.H.F. autocostruito. Dall'esame di altre realizzazioni del genere, apparse sulla stampa tecnica internazionale in questi ultimi anni, è nato appunto il complesso oscillatore-convertitore che descriveremo nel prossimo numero.

(continua)



La nota cantante di musica leggera Betty Curtis, che qui vediamo posare accanto ad un televisore UT/59, ha di recente, terminato di girare con il Maestro Ferrio, il film « Canzoni di ieri e di oggi », e di registrare su nastro, una serie di programmi televisivi che verranno trasmessi dalla RAI nella prossima estate. Quanto prima la Signora Curtis si recherà all'estero per adempire ad impegni contrattuali con le TV Belga e Germanica.

IL LAMPEGGIATORE ELETTRONICO



Il lampeggiatore, strumento di concezione relativamente recente, è oggi applicato su larga scala: dalle lampadine che brillano e si spengono sugli alberi di Natale, alle insegne luminose all'ingresso dei ritrovi, durante il « count down » a Cape Canaveral, eccetera eccetera.

Com'è costituito un lampeggiatore?

Ne esistono di diversi tipi: quelli elettrici a bimetallo comprendono una resistenza che scalda un'asta composta di due lamine metalliche aventi diverso coefficiente di dilatazione; l'asta, riscaldandosi, si torce e la momentanea deformazione provoca l'interruzione del circuito della resistenza. Il bimetallo si raffredda e torna così alla posizione originaria ristabilendo di nuovo il contatto della resistenza e della lampadina, e il ciclo si ripete continuamente.

Sempre in tema di lampeggiatori elettrici, ne esiste uno meno usato, basato sulla carica e scarica di un condensatore che pilota un relè i cui contatti, a riposo, sono disposti in modo da caricare il condensatore, provocando così, per il tempo in cui il condensatore è carico, l'attrazione della armatura del relè; poi, appena il condensatore si scarica, il relè torna a ri-

poso, provocando una nuova carica del condensatore, e così via.

Oltre ai lampeggiatori elettronici, ve ne sono di meccanici ed elettromeccanici, fondati sull'azione di un motorino su una « camme » i cui contatti aprono o chiudono il circuito al quale comandano; è questo il « lampeggiatore » più usato per forti carichi quali sono, per esempio, le insegne luminose « aeree » o i sistemi per attrarre l'attenzione dell'automobilista verso ristoranti, motel eccetera.

Questi sistemi usati da lungo tempo per una infinità di impianti luminosi: dal folcloristico albero di Natale al lampeggiatore di direzione o alla gigantesca scritta al neon che lampeggia a Broadway, si è ora aggiunto il controllo integralmente elettronico delle luci mediante l'impiego di transistor.

Di questi, sfruttandone la saturazione e la conduzione, si è osservata la perfetta adattabilità come interruttori.

Un piccolo esempio di questo « New look » nel campo dei lampeggiatori e del controllo di luci intermittenti è costituito dal semplice circuito che ora descriveremo.

Si tratta praticamente di un amplificatore a due stadi complementari, munito di una reazione positiva la cui costante di tempo, estremamente bassa, trasforma il tutto in un oscillatore capace di dare un impulso ogni secondo, oppure ogni cinque o dieci secondi, a seconda delle necessità di applicazione.

Nel prototipo da noi costruito, con la potenza di circa 1 W' il circuito di controllo può azionare soltanto una lampadina

pila che deve durare il più a lungo possibile.

Veniamo quindi all'esame del nostro prototipo, che essendo perfettamente funzionante, può servire da « traccia » per chi volesse realizzare qualcosa di simile.

Come detto in precedenza, si tratta di due stadi complementari accoppiati, nei quali, come indicato in fig. 1, TR1 è un transistor NPN e TR2 uno PNP.

Per piccole potenze sono ideali l'OC140

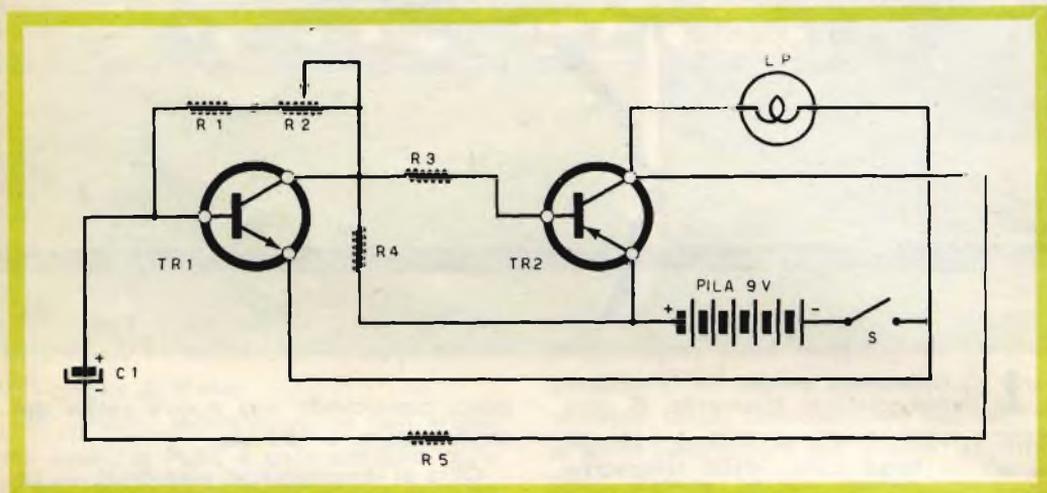


Fig. 1 - Schema elettrico del lampeggiatore

di potenza limitata; altri vantaggi lo rendono però interessante, primo fra tutti la cadenza di accensione che può essere regolata, mettiamo, da un lampo al secondo ad uno ogni 10 secondi, possibilità questa non consentita dai bimetalli o dai dispositivi elettromeccanici in genere.

Un altro merito del sistema è il controllo a transistor della lampadina; esso ha un alto rendimento; infatti, quando la lampadina è spenta, essendo interdetto lo stadio interruttore, la corrente che passa è molto bassa.

Per contro, negli altri sistemi si ha, con lampada spenta, un consumo forte e continuo, oppure un consumo ad impulsi, ma fortissimo. Inoltre, in questo circuito con lampada accesa la corrente è soltanto quella assorbita dalla lampadina.

È evidente il vantaggio offerto da questo alto rendimento per lampeggiatori portatili d'emergenza funzionanti con una

della Philips come TR1 e l'OC26 della stessa marca come TR2.

Volendo pilotare luci più potenti, il circuito può essere ridimensionato nei valori usando, come TR2, transistor del tipo 2N456, 2N548 o equivalenti.

Si potrebbe anche usare il sistema **indiretto**; di esso però parleremo più tardi.

Seguitiamo ora nell'esame del circuito.

Si vede chiaramente come tutto si riduce a due stadi accoppiati fra loro, alla reazione applicata attraverso C1-R2, ed al carico (la lampada) direttamente inserito sul percorso della corrente di collettore del transistor di potenza.

Come già detto il tempo « base » di ripetizione nei lampi dipende dalla costante di C1 e R1; il controllo è però più lineare se, invece di variare R1, si lascia questa fissa, e si inserisce una resistenza variabile fra il collettore ed R1.

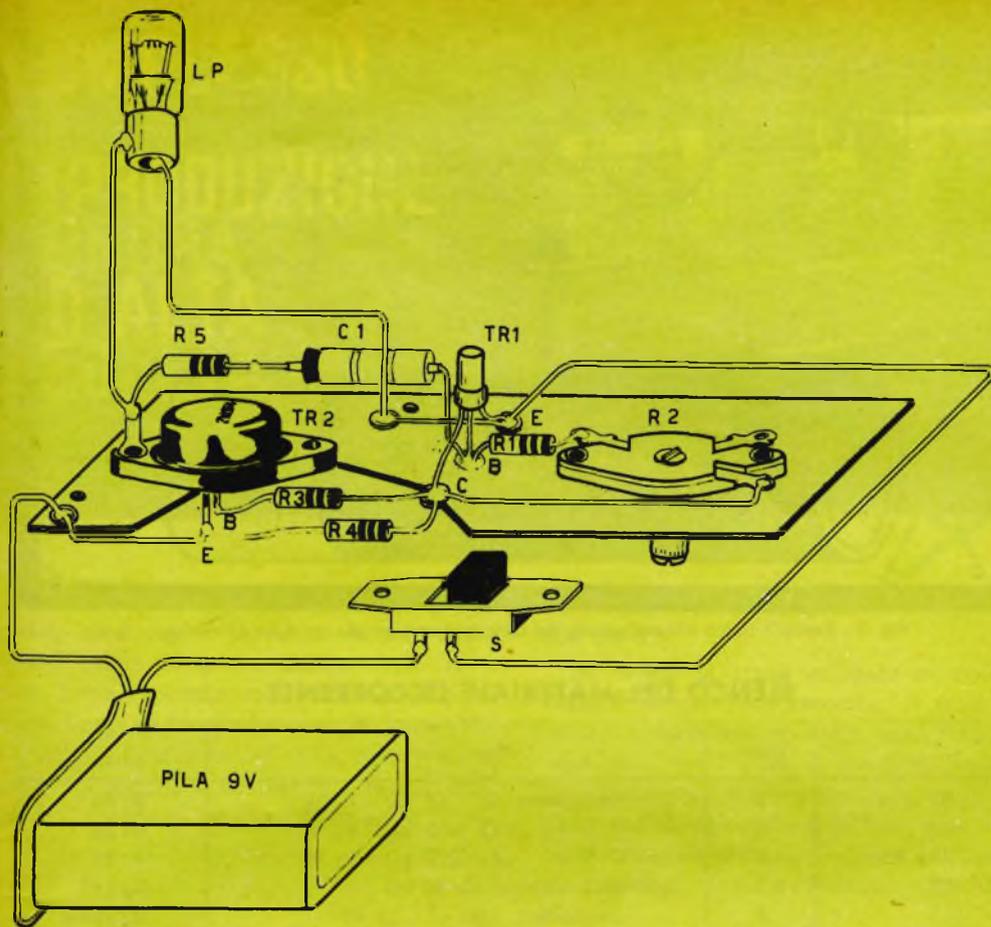


Fig. 2 - Schema di cablaggio del lampeggiatore

Con i valori indicati nello schema, si ottengono tempi d'interruzione da 1 a 10 secondi circa; volendo intervalli più lunghi si può aumentare il valore della capacità C1.

Sperimentalmente con un condensatore C1 da 2000 μF , si è ottenuto un lampo ogni 30 secondi circa.

Per forti carichi si può adattare il circuito come ora spiegheremo: si toglie la lampadina e al suo posto si collega un relè da 20 ohm circa; esso scatterà periodicamente con la stessa frequenza di accensione della lampadina, con la differenza che con un relè avente il magnete da 1 watt, si possono commutare carichi di $200 \div 300 \text{ W}$.

Come si vede dalle figure 2 e 3, costruire questo complessino è facilissimo, basta-

no infatti una basettina isolata che sopporti i due transistor, la mezza dozzina di piccole parti staccate ed il potenziometro.

I collegamenti non sono affatto critici, e per lunghi ed intricati che siano, il tutto funziona sempre regolarmente.

Il lampeggiatore non necessita di alcuna messa a punto, per funzionare; appena data la tensione e dopo che C1 si sarà caricato, scatterà il primo flash dalla lampadina, ed il ritmo si manterrà proporzionale alla regolazione di R2.

Volendo usare il lampeggiatore come marcatempo, basterà regolare accuratamente R2 per 1 lampo ogni secondo.

Per prova, regolato come sopra R2 ed avviato un cronometro, si è osservato, tra i due, un perfetto sincronismo.

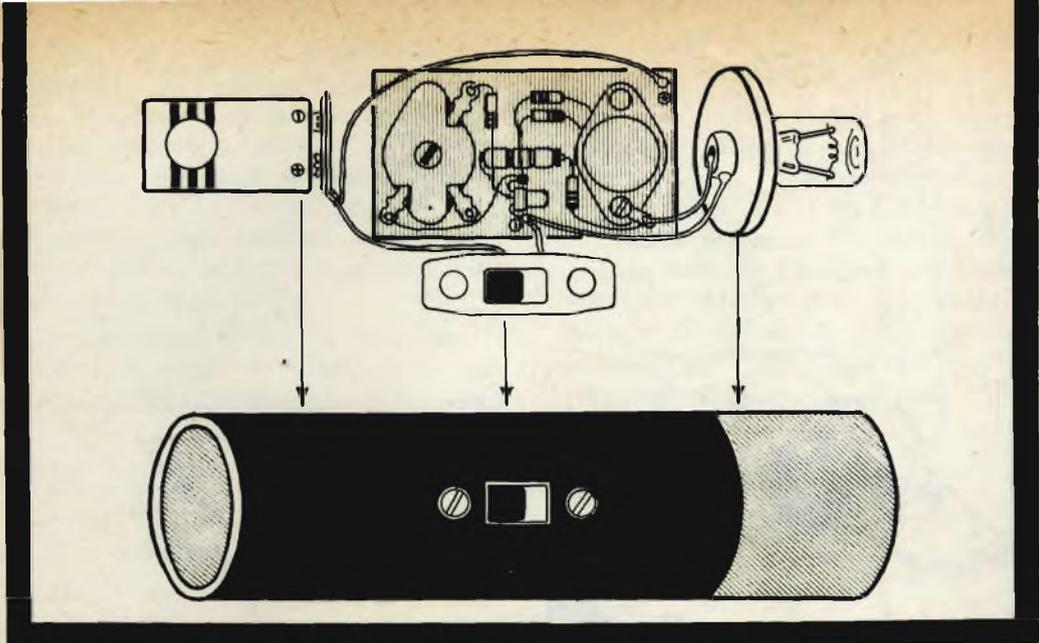
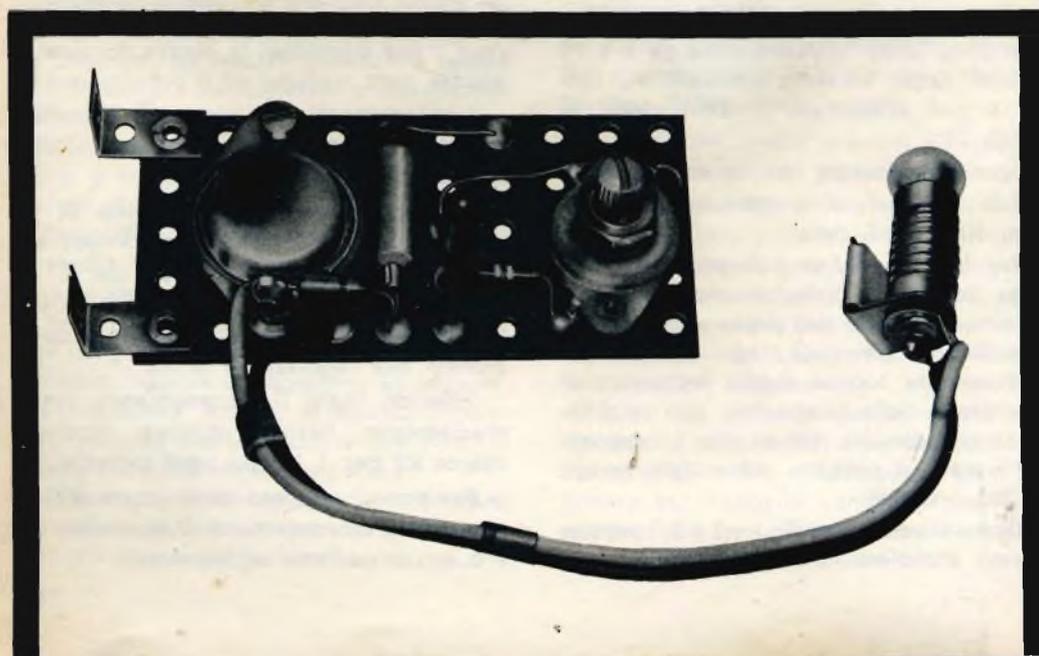


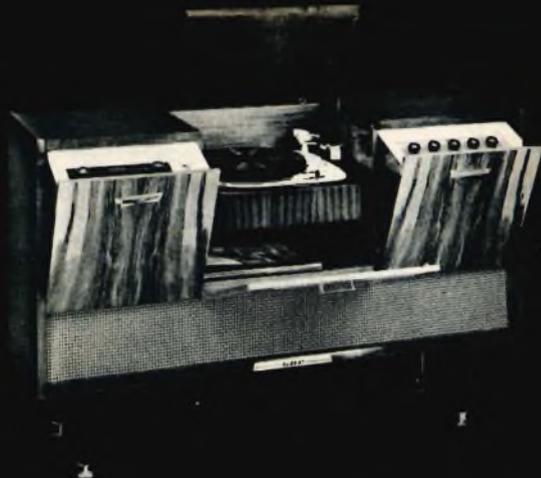
Fig. 3 - Esempio tipico d'installazione del lampeggiatore in una custodia cilindrica.

ELENCO DEL MATERIALE OCCORRENTE

Simbolo	Quant.	Descrizione	N. catalogo
R1	1	Resistenza da 47 k Ω - 1/8 W	D/32
R3	1	» da 470 k Ω - 1/2 W	D/32
R4 - R5	2	» da 2,7 k Ω - 1/2 W	D/32
R2	1	Micropotenz. da 50 k Ω	D/161
C1	1	Microlett. 100 μ F - 12 VL	B/339-1
B	1	Batteria da 9 V	I/462
LP	1	Lampadina 6-3 V - 1 W	G/1713
TR1	1	Transistor OC140	
TR2	1	» OC26	



COMPLESSO DI RIPRODUZIONE SONORA AD ALTA FEDELTA'



(Continua dal n. 2)

Possiamo affermare che tale risultato, quello cioè che il punto di lavoro dello stadio finale si sposta esattamente fra i due limiti abbastanza precisi corrispondenti l'uno, al funzionamento in classe AB, l'altro al funzionamento in classe B, è stato conseguito unicamente a mezzo della polarizzazione in parte fissa ed in parte

catodica ed alla felice suddivisione nelle due parti.

Se infatti si fosse adottata la polarizzazione unicamente catodica, il punto di lavoro si sarebbe spostato assai più del necessario, se invece si fosse adottata la polarizzazione totalmente fissa, il punto di lavoro sarebbe rimasto fisso e la massima potenza d'uscita indistorta ottenibile sarebbe risultata notevolmente inferiore.

Definito così in tutti i suoi particolari la struttura ed il funzionamento dello stadio finale dell'amplificatore, passiamo agli stadi precedenti: amplificatori di tensione ed invertitore di fase.

Continuando a trattare i vari stadi in ordine retrogrado, partendo cioè dagli ultimi e progredendo verso i primi, troviamo ora l'invertitore di fase, che è lo stadio pilota di quello finale in controfase.

Parecchi tipi di invertitori di fase sono stati via via studiati. Riferendoci ancora al Williamson, questi ha adottato l'invertitore a carico suddiviso fra placca e catodo, come indicato nello schema a) in fig. 7 che pareva, per allora, il migliore; senonchè in esso, benchè le due resistenze siano uguali, le loro impedenze d'uscita sono assai diverse, essendo quella catodica assai minore dell'altra.

L'analisi matematica infatti dimostra che, per il solo fatto che nel circuito catodico di una valvola c'è una resistenza, anzi in generale una impedenza, tutto

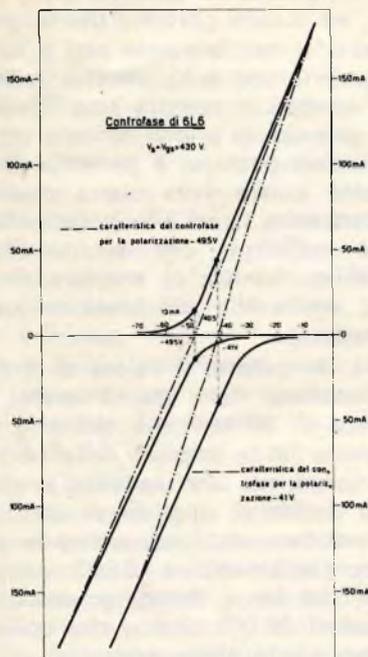


Fig. 6

N.B. - Nel numero precedente a pag. 245 questa figura è stata erroneamente indicata come figura 5.

avviene come se in parallelo a questa venisse posta una resistenza di valore:

$$\frac{r_a + R_L}{\mu + 1}$$

essendo r_a la resistenza interna del tubo, μ il suo coefficiente di amplificazione, ed R_L la resistenza di carico sulla placca.

È facile quindi rendersi conto, con qualche conteggio, di come viene grandemente diminuita l'impedenza catodica.

Ciò porta, all'uscita, ad una diversa resa delle varie frequenze ed è questo un primo inconveniente; l'altro è quello che non c'è amplificazione alcuna del segnale entrante, che anzi appare ridotto al 90 % su ciascun lato dell'invertitore.

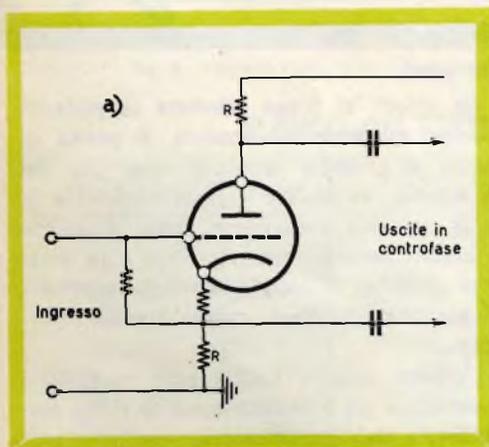


Fig. 7 a

Di poi William Creviston perfezionò detto schema, adottando un doppio triodo, come risulta dallo schema b) sempre in fig. 7; il rapporto delle impedenze d'uscita è migliorato, ma permane ancora un forte divario; il fatto che c'è amplificazione di 7 volte per ciascun lato dell'invertitore è dovuto, ovviamente, allo stadio in più che il doppio triodo comporta.

Recentemente, vedi fig. 7c, è stato ideato un tipo di gran lunga migliore, quasi perfetto, che è l'invertitore di fase ad accoppiamento catodico e che è stato da noi prescelto.

Anche qui è usato un doppio triodo, ma ambedue le uscite provengono dalle placche che hanno resistori in pratica

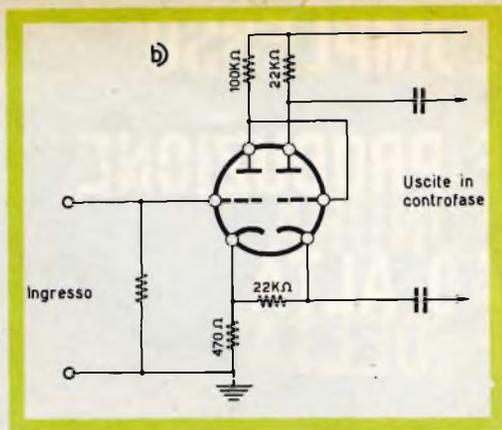


Fig. 7 b

uguali, e quindi le impedenze d'uscita sono praticamente uguali.

Inoltre, adottando un doppio triodo ad alta amplificazione, come la 12AX7, si ha una amplificazione di circa 35 per ciascun lato dell'invertitore.

L'accoppiamento tra i due triodi avviene a mezzo del resistore catodico comune R_k .

La corrente catodica complessiva dà ai catodi un potenziale positivo verso massa, V_c ; ed occorre pertanto che le griglie abbiano un potenziale base pari a V_c meno la polarizzazione V_p necessaria per il funzionamento in corretta amplificazione, vale a dire che le griglie abbiano un forte potenziale positivo, e pertanto debbono essere isolate dalla massa mediante il condensatore C ad alto isolamento, di capacità sufficiente per aver reattanza trascurabile, rispetto al resistore di griglia R_g , anche alla più bassa frequenza da riprodurre.

R_g ha, in genere, il valore di 1 $M\Omega$; il condensatore deve quindi avere, alla frequenza di 20 cicli che abbiamo supposto come limite inferiore delle frequenze da riprodurre, una reattanza al più di qualche decina di migliaia di ohm. Abbiamo adottato un condensatore a carta ed olio (isolamento a 3.000 volt) di 0,25 μF che ha, a detta frequenza, una reattanza di 30.000 ohm e che quindi è senz'altro adatto allo scopo.

Per dare alle griglie il necessario potenziale positivo, la soluzione più semplice ed elegante è quella dell'accoppia-

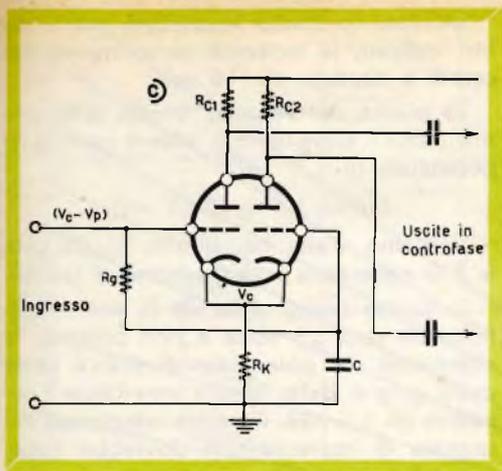


Fig. 7 c

mento diretto con la placca dello stadio precedente, vale a dire quella di unire la griglia del primo triodo dell'invertitore con la placca dello stadio precedente, con il che anche la griglia del secondo viene portata allo stesso potenziale positivo; e dimensionando i due stadi in modo che il potenziale della placca dello stadio precedente, che è anche il potenziale delle due griglie dello stadio invertitore, sia appunto quello occorrente per le griglie stesse cioè pari a $(V_c - V_p)$.

Inoltre tale soluzione non è solamente semplice ed elegante, ma anche molto efficiente poichè l'accoppiamento diretto fra due stadi elimina il condensatore d'accoppiamento ed il taglio delle basse frequenze che esso comportava. Infatti gli amplificatori con l'accoppiamento diretto si chiamano anche « amplificatori di corrente continua » poichè funzionano inalterati anche nell'amplificazione di correnti continue, cioè di frequenza zero; dunque il loro rendimento resta costante non solamente per la frequenza 20 che a noi interessa, bensì anche frequenza 10, 5, 4, 3, 2, 1!

Infine l'eliminazione del condensatore d'accoppiamento evita anche il relativo sfasamento che esso comportava alle frequenze più basse; e ciò è importante per il notevole grado di controreazione che noi vogliamo introdurre dal secondario del trasformatore d'uscita al catodo del secondo triodo della prima 12AX7.

Nel circuito di controreazione rimane, infatti, dal punto di vista degli sfasamenti,

solamente il condensatore d'accoppiamento fra l'invertitore e lo stadio finale; oltre naturalmente, il trasformatore d'uscita.

Poichè con tale montaggio il potenziale dei catodi dell'invertitore è notevolmente positivo, emerge l'opportunità di aver prescelto le valvole 12AX7; infatti per esse la casa costruttrice indica in 180 volt la massima differenza di potenziale tra catodo e filamento; siccome per lo stadio invertitore, il potenziale del filamento verso massa va da -25 volt ad un estremo a $+12,5$ volt all'altro estremo, i catodi non potranno aver verso massa un potenziale superiore a $+155$ volt.

Risulta quindi senz'altro possibile, ed anzi cautelativo, stabilire detto potenziale intorno a 115 volt; ed essendo già i catodi a detto potenziale positivo, per far funzionare i due triodi con una alimentazione effettiva intorno ai 300 volt, è opportuno alimentare lo stadio invertitore subito dopo la seconda impedenza, vale a dire con la tensione di 400 volt circa.

Occorre ora, per proseguire nel progetto dello stadio invertitore, stabilire la polarizzazione delle griglie rispetto ai catodi, che abbiamo indicato con V_p .

Essa dipende ovviamente dal segnale d'ingresso corrispondente all'uscita massima indistorta dello stadio finale.

Siccome abbiamo visto che la polarizzazione delle griglie di quest'ultimo può essere al più di $-49,5$ volt e che è prudente non sorpassare i -5 volt durante il funzionamento, l'escursione massima di una semionda di tensione sulle griglie dello stadio finale risulta di:

$$49,5 - 5 = 44,5 \text{ volt}$$

e deve essere data allo stadio invertitore, e cioè dalle sue placche.

Poichè abbiamo previsto il guadagno dello stadio invertitore in 35 volte circa, alle sue griglie il segnale entrante non deve superare:

$$\frac{44,5}{35} = 1,3 \text{ volt massimi}$$

Possiamo quindi stabilire la polarizzazione delle griglie rispetto ai catodi della 12AX7 invertitrice di fase in $-1,5$ volt onde avere un certo margine di sicurezza.

Con l'ausilio delle curve caratteristiche fornite dalla Casa costruttrice preventiva-

mo la resistenza comune di catodo in 75.000 ohm e le resistenze di carico sulle placche in 125.000 ohm.

Per meglio dire, i 125.000 ohm, saranno adottati per il secondo triodo dell'invertitrice, perchè l'analisi matematica del funzionamento dello stadio dimostra che la resistenza di carico del primo triodo deve essere alquanto inferiore a quella del secondo triodo, affinché siano uguali, salvo il segno, l'ampiezza delle due uscite sulla placca.

Più precisamente vale la relazione:

$$R_{c1} = \frac{R_{c2}}{1 + \frac{r_2 + R_{c2}}{R_k (1 + \mu_2)}}$$

nella quale R_{c1} ed R_{c2} sono le resistenze di carico, rispettivamente del primo e del secondo triodo; R_k è il valore della resistenza di catodo; r_2 e μ_2 sono rispettivamente la resistenza anodica interna del secondo triodo ed il suo coefficiente di amplificazione.

Avendo stabilito in 125.000 ohm il valore di R_{c2} , essendo r_2 , nelle stabilite condizioni di funzionamento, circa 60.000 ohm, ed essendo $R_k = 75.000$ ohm e $\mu_2 = 100$ avremo:

$$R_{c1} = \frac{125.000}{1 + \frac{60.000 + 125.000}{75.000 \times 101}} = \frac{125.000}{1,0244} = 122.000 \text{ ohm}$$

È possibile che, possedendo od acquistando più resistenze da 125.000 ohm con tolleranza 10 %, e misurandone il valore, se ne trovi una esattamente da 122.000 ohm, oppure due i cui valori distino fra di loro di 3.000 ohm; in quest'ultimo caso si metterà la minore al primo triodo e la maggiore al secondo triodo.

Se poi si hanno due resistenze precise di 125.000 ohm ciascuna, si può mettere in parallelo a quella da mettere nel circuito del primo triodo un'altra resistenza di 5 M Ω ; è facile calcolare che la resistenza risultata si riduce a circa 122.000 ohm.

Montato lo stadio invertitore con i valori indicati, la tensione verso massa dei catodi è risultata di 116 volt.

La placca del secondo triodo della prima 12AX7 deve quindi essere portata al potenziale di

$$116 - 1,5 = 114,5 \text{ volt.}$$

Vediamo anche per questo triodo quale è la necessaria polarizzazione di griglia.

In primo luogo, essendo la sua amplificazione circa 75 volte e non potendo le alternanze del potenziale di placca (cioè delle griglie dello stadio invertitore) superare gli 1,5 volt, il valore istantaneo del segnale di ingresso non dovrebbe superare gli:

$$\frac{1,5}{75} = 0,02 \text{ volt}$$

Abbiamo detto « dovrebbe » perchè, come già accennato, introdurremo dal secondario del trasformatore d'uscita una controeazione di 20 dB che farà capo appunto al catodo del triodo in esame; dimodochè il segnale da applicare alla griglia di questo, per ottenere la massima indistorta potenza d'uscita, deve essere maggiorato di 10 volte ed essere quindi di 0,2 volt.

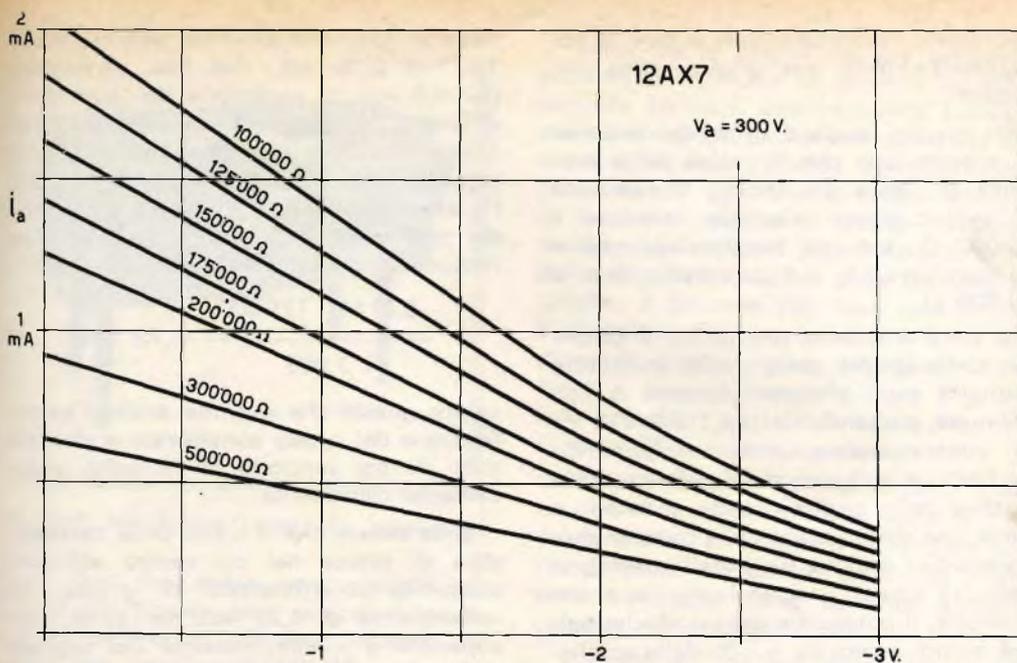
Ma anche tale misura è ben piccola e siamo perciò liberi di stabilire la polarizzazione più opportuna in base alla resistenza di carico necessaria, per avere sulla placca il desiderato potenziale di 114,5 volt; vale a dire fissandola nel punto mediano del tratto rettilineo della curva di variazione della corrente anodica in funzione del potenziale di griglia relativa a detta resistenza.

A tale scopo, in base alla tensione di alimentazione anodica che per detto triodo abbiamo già stabilito in 300 volt, proviamo diverse resistenze di carico:

$$100.000, 125.000, 150.000, 175.000, \\ 200.000, 300.000 \text{ e } 500.000 \Omega$$

tracciamo poi, sul diagramma delle caratteristiche anodiche fornite dalla Casa costruttrice, le rette di carico relative a dette resistenze e poi, da queste rette, ricaviamo le curve di variazione della corrente anodica in funzione del potenziale di griglia, che a noi interessano.

Le sette curve così ottenute sono state esposte nella fig. 8; esaminandola ve-



Vg. Fig. 8

diamo che il tratto rettilineo, cui corrisponde una amplificazione indistorta, si estende fino a $-1,5$ volt per le prime cinque curve, cioè per resistenze di carico da 100.000 a 200.000Ω ; per le altre è ancora maggiore, il che era prevedibile perchè è noto che per i triodi la distorsione diminuisce con l'aumentare della resistenza di carico.

D'altra parte, per amplificazione ad Alta Fedeltà, non bisogna adottare resistenze di carico troppo elevate, perchè comportano una attenuazione delle più elevate frequenze acustiche.

Dato che il segnale entrante non deve superare i $0,2$ volt, la polarizzazione al centro del tratto $0 - 1,5$ volt, cioè al valore di $-0,75$ volt, sarà più che sufficiente ed andrà bene per qualsiasi resistenza di carico, da 100.000Ω in poi.

Per $0,75$ volt le correnti anodiche per i sette valori contemplati per le resistenze di carico sono rispettivamente di: $1,55, 1,34 - 1,175 - 1,065 - 0,95 - 0,70 - 0,455$ mA; esse producono, nelle rispettive resistenze di carico, le cadute di tensione rispettivamente di: $155 - 167,5 - 176,3 - 186,4 - 190 - 227,5$ volt.

Essendo l'alimentazione anodica di 300 volt, le rispettive tensioni sulla placca del

triode saranno rispettivamente di: $145, 132,5 - 123,7 - 113,6 - 110 - 90$ e $72,5$ volt.

Vediamo dunque che abbiamo avuto la fortuna di trovare con 175.000Ω , cioè con un valore commerciale di resistenza di carico, una tensione di placca di $113,6$ volt, cioè di soli $0,9$ volt inferiore a quella da noi cercata.

A questo punto dobbiamo fare una interessante osservazione: che cioè il valore di detta resistenza di carico non è affatto critico.

Ammettiamo infatti che si adotti una resistenza di carico inferiore; la tensione sulla placca, e quindi sulle griglie dello stadio invertitore, aumenterà ed aumenterà altresì la corrente anodica, e quindi quella catodica, di detto stadio il che, data l'elevata resistenza catodica di 75.000Ω , aumenterà pure il potenziale di catodo; inversamente, se si adotta una resistenza di carico superiore, la tensione sulla placca del triode, e quindi sulle griglie dello stadio invertitore, diminuirà e diminuirà altresì la corrente anodica-catodica di detto stadio il che, data l'elevata resistenza catodica di 75.000Ω , diminuirà pure il potenziale di catodo; ci si rende quindi conto che, in definitiva, la differenza di potenziale fra griglia e catodo

dello stadio invertitore, vale a dire la polarizzazione delle sue griglie, varia pochissimo.

Per meglio renderci conto del fenomeno, supponiamo che il valore della resistenza di carico del triodo, inizialmente del valore giusto, alquanto inferiore a 175.000Ω , aumenti progressivamente e con continuità, ad esempio fino a 200.000Ω .

In base a quanto ora detto, il potenziale delle griglie dello stadio invertitore diminuirà pure progressivamente e con continuità, passando da $114,5 \text{ V}$ a 110 V ; ma contemporaneamente, comportando tale fatto un aumento della polarizzazione negativa delle griglie rispetto ai catodi, e quindi una diminuzione della corrente anodica-catodica dei due triodi dell'invertitore, diminuirà altresì, progressivamente e con continuità, il potenziale dei catodi che tenderà quindi a seguire quello delle griglie.

Si intuisce che l'equilibrio sarà raggiunto con una polarizzazione delle griglie che comporti una tensione sui catodi pari appunto a quella delle griglie più la polarizzazione stessa.

Poichè ai 116 volt iniziali di tensione sui catodi corrispondeva una corrente catodica di $116 : 75.000 = 1,546 \text{ mA}$, affinché la tensione scenda a $110 + 1,5 = 111,5 \text{ volt}$ e diminuisca quindi di $4,5 \text{ volt}$, è sufficiente che la corrente catodica diminuisca di $4,5 : 75.000 = 0,06 \text{ mA}$.

Prendendo a base, in via approssimativa, le stesse curve di cui alla fig. 8 vediamo che, per avere, con 125.000Ω di resistenza di carico, una diminuzione di $0,03 \text{ mA}$ per triodo è sufficiente un aumento della polarizzazione delle griglie di soli $0,025 \text{ volt}$; l'equilibrio si ha perciò con una polarizzazione di $-1,525 \text{ volt}$, anzichè di $-1,5 \text{ volt}$; e si che la resistenza di carico del triodo precedente l'invertitore è aumentata, rispetto al valore giusto, di ben 25.000Ω !

Possiamo quindi senza tema alcuna, stabilire senz'altro di adottare per il triodo in esame una resistenza di carico di 175.000Ω .

Possiamo ora anche determinare esattamente l'amplificazione del triodo stesso.

A tale scopo osserviamo (fig. 8) che per 175.000Ω di carico la corrente anodica, nel tratto rettilineo che va da ten-

sione di griglia 0 a $-1,5 \text{ volt}$, passa da $1,375$ a $0,75 \text{ mA}$, con una variazione, per $1,5 \text{ volt}$ di variazione del potenziale di griglia, di $0,625 \text{ mA}$; la variazione per 1 volt solamente sarà di $0,4165 \text{ mA}$; siccome la resistenza di carico è di 175.000Ω , ai suoi capi, per 1 volt di variazione del potenziale di griglia, si avrà una variazione di potenziale di:

$$\frac{0,4165 \cdot 175.000}{1.000} = 73 \text{ volt}$$

valore questo che esprime anche l'amplificazione del triodo considerato e che era stato da noi supposto in 75 volte , praticamente coincidente.

È da notare che il tratto della caratteristica di placca nel cui centro abbiamo scelto la polarizzazione di griglia, ha un'ampiezza di $0,75 \text{ volt}$ per parte, ben superiore a quella massima del segnale d'ingresso che abbiamo visto che è di soli $0,2 \text{ volt}$.

Ciò significa che l'amplificazione del triodo considerato si effettua senza distorsione alcuna.

Infine, per quanto riguarda detto secondo triodo della prima $12\text{AX}7$, essendo la corrente anodica-catodica di $1,065 \text{ mA}$, il potenziale di griglia di $-0,75 \text{ volt}$ si otterrà con una resistenza di catodo di:

$$1.000 \frac{0,75}{1,065} = 704 = 700 \text{ ohm}$$

che comporremo con una resistenza di 650Ω e con una resistenza di 35Ω in serie, quest'ultima da utilizzare per la controeazione dal secondario del trasformatore d'uscita; ciò perchè se si utilizzasse tutta la resistenza catodica per la controeazione suddetta, in primo luogo si aggiungerebbe la controeazione di corrente che, come è noto, provoca una resistenza catodica non shuntata, in secondo luogo complicherebbe il calcolo della controeazione dal secondario del trasformatore d'uscita perchè occorrerebbe considerare all'uopo l'impedenza effettiva, con la formula che già abbiamo avuto occasione di esporre.

Di conseguenza occorrerà shuntare la resistenza di 650Ω con un condensatore elettrolitico che offra ai 20 cicli stabiliti un'impedenza non superiore ai 65Ω , va-



Complesso amplificatore stereo con cambiadischi Z/280.

le a dire che abbia una capacità di 122 μF ; in pratica, non essendo tale valore in commercio, abbiamo adottato un elettrolitico catodico di 100 μF - 25 volt.

Ritornando allo stadio invertitore, per esso non si può calcolare l'amplificazione così semplicemente come l'abbiamo fatto per il triodo precedente, puramente amplificatore, essendo presente una elevata resistenza catodica non shuntata.

Vediamo come possiamo renderci conto del suo funzionamento.

Riferiamoci ancora alla fig. 7 c; se il circuito fosse limitato al solo primo triodo, il secondo triodo resterebbe inutilizzato e resterebbe attivo solamente il primo, funzionante con una elevata resistenza e catodica.

In tale caso è noto dal calcolo che l'amplificazione è data dalla formula

$$A' = \frac{\mu \cdot R_L}{(\mu + 1) \cdot R_k + R_L + r_a}$$

nella quale R_L è la resistenza di carico, μ è il coefficiente di amplificazione del triodo, R_k la sua resistenza catodica ed r_a la sua resistenza interna pari, nelle indicate condizioni di alimentazione anodica e di polarizzazione di griglia, a 61.000 Ω .

L'amplificazione avrà quindi il valore di:

$$A' = \frac{100 \cdot 125.000}{101 \cdot 75.000 + 125.000 + 61.000} = 1,6 \text{ volte}$$

cioè ben piccola.

Infatti, se la griglia ha una semionda positiva di tensione la corrente anodica-catodica ha pure una semionda positiva, ma ciò comporta anche una semionda positiva di tensione catodica, per effetto della resistenza R_{k1} ; tale semionda positiva di tensione catodica si sottrae evidentemente, agli effetti del funzionamento, della semionda positiva della tensione di griglia; e siccome nel caso specifico R_k è di valore elevato, la semionda di tensione di griglia viene fortemente diminuita, e con ciò l'amplificazione che, nel caso specifico, passa dal valore normale di circa 75 a sole 1,6 volte.

Ma per fortuna, dobbiamo proprio dire « per fortuna », anche il secondo triodo funziona, ed allora il potenziale dei catodi viene a risentire anche gli effetti delle variazioni della corrente anodica-catodica del secondo triodo.

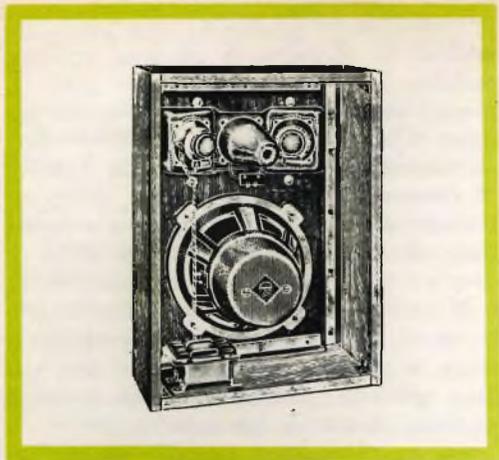
Avendo noi dimensionato l'intero stadio in modo da avere tensioni di uscita uguali, ma di segno contrario, dalle placche dei due triodi, le onde di corrente catodiche dovute al segnale entrante saranno sfasate di 180°, ed essendo di uguale ampiezza, si annulleranno reciprocamente, così che il potenziale dei catodi rimarrà costante al valore dato dalla corrente catodica complessiva di riposo.

Naturalmente per ottenere tale equilibrio, lo stadio dovrà, in pratica, dimezzare fra i due triodi le alternanze di corrente, dimodochè l'amplificazione data da ciascun triodo risulterà all'incirca la metà di quella conseguibile da un triodo del genere normalmente impiegato quale amplificatore.

Potremo quindi contare, nel caso specifico, su una amplificazione di circa 35 per ciascuna delle uscite in controfase.

La controeazione catodica riduce pertanto l'uscita alla metà ed alla metà sarà altresì ridotta la distorsione eventualmente introdotta dallo stadio invertitore.

E nello stadio invertitore, dato il necessario potenziale di griglia di -1,5 volt rispetto ai catodi, è presente una certa distorsione dipendente dal fatto che per semionde positive di tensione entrante viene interessato il tratto rettilineo della caratteristica di placca che va da -1,5 a -3 volt al più; e questo tratto non è perfettamente rettilineo (vedi fig. 8) bensì,



Combinazione « Isophon » G/3037 per potenza di uscita fino a 15 W.

sia pure leggermente, arcuato, e produce quindi una certa distorsione.

La controeazione catodica, d'altronde inevitabile, risulta quindi assai opportuna per ridurre questa distorsione; la quale sarà poi ulteriormente minimizzata dall'alto grado di controeazione (di tensione) di 20 dB del secondario del trasformatore d'uscita.

Dobbiamo infine, per quanto riguarda lo stadio invertitore e quello finale, dimensionare il relativo accoppiamento intervalvolare che, come è noto, comprende il condensatore posto fra la placca di ciascun triodo dell'invertitore ed una griglia delle 6L6, e la resistenza (di fuga) che collega le griglie delle 6L6 alla massa dell'amplificatore.

I due condensatori hanno, come è noto, il compito di trasmettere alle griglie dello stadio finale solamente le alternanze di tensione provocate dal segnale entrante, e di bloccare invece la tensione continua esistente sulle placche dell'invertitore, che è positiva e di valore elevato.

Occorrono quindi condensatori bene isolati e garantiti almeno per un isolamento completo sotto 400 volt.

La resistenza di griglia ha il compito di fugare a massa gli eventuali elettroni che pervengono sulla griglia, cosa temibile specialmente nelle valvole finali date le relativamente alte correnti in giuoco, e quindi i vari miliardi di elettroni che continuamente affluiscono dal catodo alla

placca, attraversando la griglia; ond'è che per gli stadi finali dette resistenze debbono essere di valore quanto minore è possibile.

L'ideale sarebbe resistenza nulla, o quasi; e ciò si ottiene, ad esempio, con l'accoppiamento a trasformatore.

Ma oramai è generalizzato l'uso di amplificatori, ed invertitori, a resistenza e capacità e per essi i costruttori di tubi consigliano di non superare i 0,5 M Ω per polarizzazione catodica, i 0,1 M Ω per polarizzazione fissa.

Siccome noi abbiamo adottato una polarizzazione all'incirca per 2/3 fissa e per 1/3 catodica, per il funzionamento a livelli modesti (funzionamento in classe AB), per circa metà fissa e per la restante metà catodica ai livelli massimi di uscita (funzionamento in classe B), potremmo stabilire in 300.000 Ω il valore delle resistenze di griglia.

Per ragioni prudenziali si è deciso peraltro di ridurre tale valore consentito a soli 110.000 Ω ; e come condensatori di accoppiamento abbiamo adottato il valore di 0,22 μ F — 400 volt per evitare dimensioni eccessive.

Con detti valori l'attenuazione a 20 cicli, frequenza più bassa considerata da riprodurre dall'amplificatore, risulta, essendo l'impedenza capacitiva di circa 40.000 Ω , ma essendo essa in quadratura con la resistenza ohmica di 110.000 Ω , del 6 %; valore più che tollerabile a tale



Diffusore acustico « Dynacord » a tre altoparlanti per riproduzione HI-FI.

frequenza limite inferiore, ed anzi opportuno poichè in definitiva è consigliabile attenuare le frequenze ancora più basse, che non occorrono per la riproduzione musicale e che possono invece causare disturbi nell'amplificatore.

Dobbiamo mettere in guardia contro l'uso di condensatori minori di $0,22 \mu\text{F}$, poichè si è provato a sostituirli con altri di $0,1 \mu\text{F}$, ma si è riscontrata una forte tendenza, dello stadio finale, ad autooscillare.

Probabilmente detto valore di $0,22 \mu\text{F}$ è il valore ottimo per il nostro amplificatore, in relazione al trasformatore di uscita impiegato.

Con quanto detto, abbiamo completamente definito, e vagliato con spirito critico, oltre allo stadio finale, quello invertitore di fase e quello amplificatore di tensione immediatamente precedente, al catodo del quale fa capo la controeazione dal secondario del trasformatore di uscita.

Con ciò abbiamo terminato lo studio e la progettazione dell'amplificatore propriamente detto, quella parte cioè, interessata dalla suddetta controeazione di tensione, e la resa della quale è quindi indipendente dalla frequenza del segnale da amplificare (entro la gamma stabilita, s'intende).

Rimangono da definire gli organi di controllo, cioè di variazione del tono e del volume, nonchè lo stadio preamplificatore aggiunto per l'eventuale uso del microfono, o comunque di una sorgente di segnale a livello molto basso.

Poichè l'uso del microfono è eventuale, è opportuno escludere dallo stadio preamplificatore detti organi di controllo; d'altra parte non si possono collocare entro la catena di controeazione; quindi non rimane altra soluzione che quella di interporli fra lo stadio preamplificatore e l'ingresso dell'amplificatore propriamente detto, cioè quello dello stadio amplificatore precedente lo stadio invertitore di fase.

Il potenziometro regolare del volume verrà quindi messo subito dopo lo stadio preamplificatore, collegandolo alla placca di questo, naturalmente tramite un condensatore, e l'organo di controllo del tono sarà messo fra l'uscita di detto potenziometro e la griglia dell'amplificatore.

Per dimensionare il tutto occorre far precedere lo studio ed il progetto dello stadio preamplificatore (primo triodo della prima 12 AX7).

Abbiamo già stabilito la sua alimentazione anodica in 250 volt, più che sufficiente, data la piccolezza del segnale entrante.

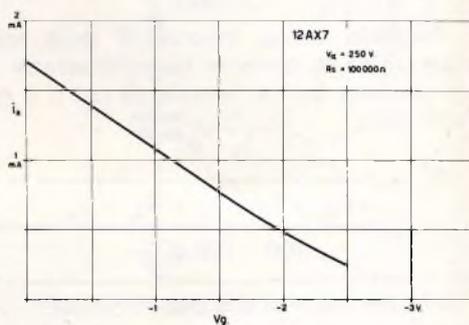


Fig. 9

Stabiliamo senz'altro in 100.000Ω il valore della resistenza di carico del triodo in questione e costruiamo nel modo già detto la curva di variazione della corrente anodica-catodica in funzione del potenziale di griglia (vedi fig. 9).

Vediamo che il tratto rettilineo va anche in questo caso da griglia a potenziale zero a griglia a potenziale $-1,5$ volt.

Anche qui adotteremo la polarizzazione a metà di detto tratto rettilineo cioè a $-0,75$ volt, senz'altro più che bastevole per un ingresso a basso livello.

A detto valore di polarizzazione corrisponde, nelle condizioni di funzionamento indicate, una corrente di $1,24 \text{ mA}$; il resistore catodico dovrà quindi avere il valore di:

$$1.000 \frac{0,75}{1,24} = 604 \Omega$$

ed adotteremo quindi il valore commerciale di 600Ω .

Essendo detto valore piuttosto basso, si è ritenuto opportuno non shuntarlo con un condensatore, essendo lieve la controeazione di corrente che ciò comporta e quindi la diminuzione di amplificazione.

Infatti, non considerando tale controreazione di corrente, dalla fig. 9 vediamo che nel tratto rettilineo della caratteristica di funzionamento la variazione della corrente anodica per 1 volt di variazione del potenziometro di griglia è di

$$(1,70 - 1,085) = 0,615 \text{ mA.}$$

Essendo la resistenza di carico di 100.000 Ω , l'amplificazione risulterebbe di 61,5 volte.

Tenendo conto, invece, di detta controreazione di corrente l'amplificazione A' va calcolata con la formula di cui si è già fatto uso:

$$A' = \frac{\mu \cdot R_L}{(\mu + 1) \cdot R_k + R_L + r_a} =$$

$$= \frac{100 \cdot 100.000}{101 \cdot 600 + 100.000 + 57.000} =$$

$$= 46 \text{ volte}$$

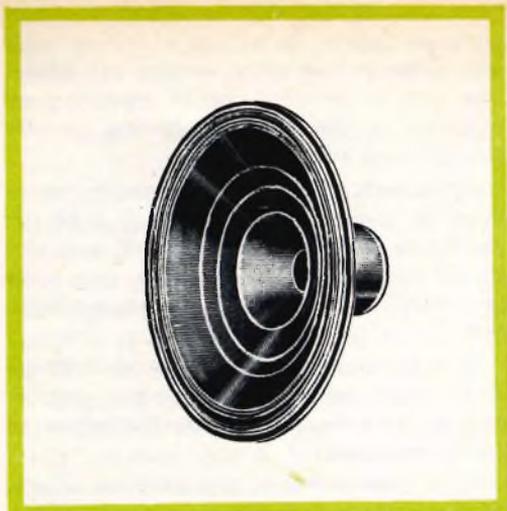
valore poco inferiore a quello di 61,5 volte e che d'altra parte è più che sufficiente.



Altoparlante bifonico « Isophon-Orchester » per potenza fino a 10 W.

Una avvertenza da seguire è che la resistenza catodica di 600 Ω , non essendo shuntata da una forte capacità, dev'essere del tipo a strato metallico spiralizzato, che è quello meno fonte di rumori elettronici; e, sempre dal punto di vista dei rumori elettronici, è opportuno che sia della maggior potenza possibile, indipendentemente dalla corrente che vi circola, abbiamo quindi adottato il tipo da 2 W.

Passiamo ora agli organi di controllo.



Altoparlante bifonico « Philips » AD/9762/A di grande potenza. Carico nominale 20 W.

Il potenziometro regolatore del volume, che segue immediatamente il primo stadio, non è opportuno che abbia un valore inferiore a 5 volte la resistenza di carico del primo stadio stesso, che si trova in parallelo al potenziometro, e che tende ad essere diminuita di valore dalla presenza del potenziometro stesso.

Abbiamo quindi senz'altro adottato il valore di 0,5 M Ω , ed è opportuno che esso sia del tipo miniatura, perchè le piccole dimensioni diminuiscono l'entità dei disturbi eventualmente raccolti; naturalmente esso sarà a variazione logaritmica.

Notiamo, a questo punto, che il fatto di avere messo il controllo di volume dopo il primo stadio, contribuisce a ridurre il rumore di fondo dato dal primo stadio stesso, poichè in generale non occorrerà ruotare al massimo il bottone di comando, e con ciò gli eventuali rumori indesiderati prodottisi nel primo stadio vengono ridotti nello stesso grado in cui si è ridotto il volume del suono o della voce.

Per quanto riguarda il condensatore di accoppiamento con la placca del primo stadio, se lo dimensionassimo in modo analogo a quello adottato per i condensatori di accoppiamento fra l'invertitore di fase e lo stadio finale, dovremmo adottare il valore:

$$0,22 \frac{110.000}{500.000} = \text{circa } 0,05 \mu\text{F} =$$

$$= 50.000 \text{ pF}$$

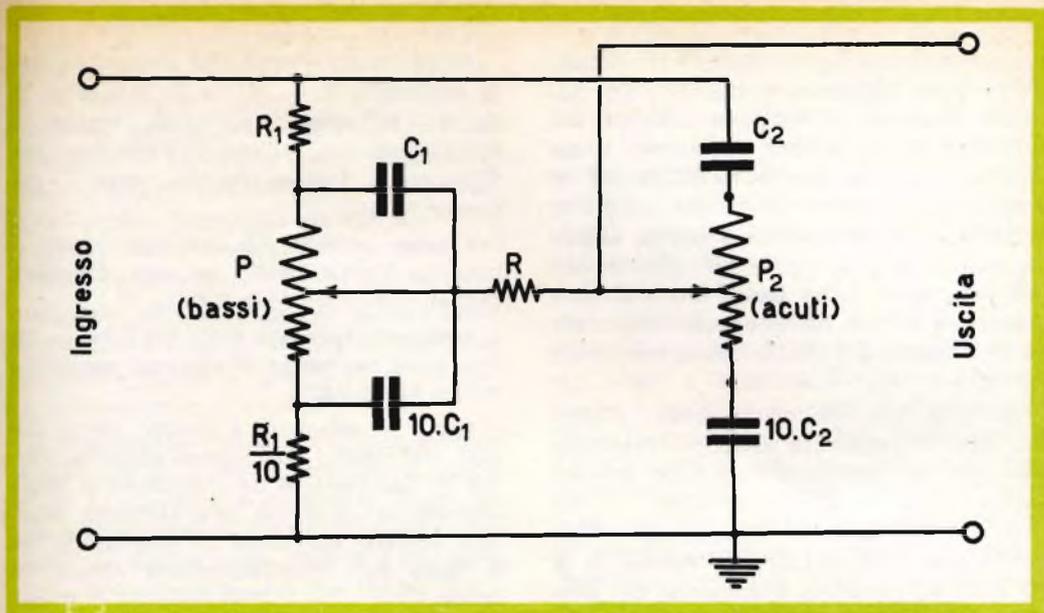


Fig. 10

Abbiamo peraltro, nella nostra realizzazione nella quale l'ingresso a basso livello vuol riferirsi all'esclusivo uso del microfono, alla riproduzione cioè della voce umana che non scende tanto in basso nella scala delle frequenze, voluto adottare un condensatore a bassissima perdita dato il basso livello del segnale, cioè a mica e di non grande capacità, vale a dire 10.000 pF. Con esso l'attenuazione a 100 cicli (il limite inferiore di frequenza per la voce umana è superiore) risulta, essendo l'impedenza capacitiva di 160.000 Ω ed essendo essa in quadratura con la resistenza del potenziometro, inferiore al 5 %; a 20 cicli l'attenuazione è del 45,3 %, cioè poco più di 5 dB, e non è quindi molto elevata.

Ben s'intende che, se il segnale entrante all'ingresso a basso livello comprendesse anche frequenze più basse di quelle facenti parte della voce umana (pick-up a riluttanza variabile) allora potrà essere opportuno elevare la capacità di detto condensatore, ad esempio al doppio, cioè a 20.000 pF, sempre adottando il tipo a mica.

Per quanto riguarda l'organo di controllo del tono, esso deve comprendere: due comandi distinti dell'estremo bassi e dell'estremo acuti; ed agire naturalmente con gradualità.

Due sistemi si contendono, ora, il campo per il controllo del tono: quello a semplici reti di resistenza e capacità; e quello a controreazione di grado variabile con la frequenza.

Si è preferito usare la controreazione per lo scopo per il quale essa è stata ideata; vale a dire per la riduzione al minimo della distorsione per tutta la banda di frequenza considerata, nonché per la notevole riduzione della impedenza d'uscita che smorza assai le vibrazioni fuori di... posto del cono dell'altoparlante.

D'altra parte, il modo più quotato di detto sistema è quello ideato dal BAXANDALL: ma esso richiede, ad esempio, per gli acuti, un potenziometro con presa centrale che non è facile trovare in commercio.

Abbiamo pertanto preferito le semplici reti di resistenza e capacità, di facile calcolo, e che hanno sempre dato ottimi risultati e nessuna sorpresa; il circuito di principio adottato è quello indicato alla fig. 10.

I potenziometri P_1 e P_2 sono gli organi di comando; essi sono a variazione logaritmica cosicchè, con i cursori al centro, la resistenza del tratto inferiore è 1/10 di quella dell'intero potenziometro.

Le due coppie di condensatori fissi hanno capacità pure nel rapporto 1/10, la

maggiore essendo l'inferiore; le impedenze sono ovviamente nel rapporto inverso, così che la tensione uscente dai cursori posti al centro della loro corsa rimane 1/10 di quella applicata all'ingresso.

Ciò è evidente senz'altro per la seconda rete, quella per gli acuti; per la prima rete, quella dei bassi, si deve dire che anche le due resistenze in serie stanno nel rapporto 1/10, la minore essendo l'inferiore.

Ne consegue che, con i cursori al centro, tutte le frequenze vengono trasmesse all'uscita uniformemente ridotte ad un valore 1/10 di quello entrante; si ha cioè il funzionamento lineare, con un'attenuazione però di 20 dB. Poiché P_1 è 10 volte R_1 , ruotando il comando dei bassi verso l'alto, da una parte C_1 viene progressivamente cortocircuitato, e dall'altra si inserisce verso massa una resistenza elevata rispetto ad R_1 , ma che è shuntata peraltro da un condensatore di capacità cospicua; in definitiva, col cursore al massimo, le più basse frequenze vengono trasmesse quasi senza attenuazione (se si suppone infinita, o quasi, l'impedenza d'uscita, come è il caso di una griglia negativa rispetto al catodo), mentre le note medie ed ancor più le acute, continuano ad esser trasmesse ridotte ad 1/10 circa della loro ampiezza entrante.

Rispetto alle note medie ed acute, quindi, i bassi risultano rinforzati di 20 dB circa.

Ruotando invece il cursore di P_1 verso il basso, il condensatore $10.C_1$ viene progressivamente cortocircuitato, C_1 offre ai bassi una impedenza elevata, ed in definitiva si costituisce un partitore di tensione che riduce le note basse verso 1/110 del loro valore d'ingresso, cioè verso un valore circa 1/10 del livello in cui continuano ad essere trasmesse le frequenze medie e acute. Rispetto a queste, quindi, le note più basse risultano ridotte di 20 dB circa.

C_2 , ed anche $10.C_2$, sono di valore basso, cioè di alta impedenza rispetto alle note basse, e quindi influiscono poco sul funzionamento ora descritto del controllo delle note basse.

È intuitivo, ora, l'analogo funzionamento del controllo acuti.

Notiamo solamente che l'aggiunta della resistenza $R \approx R_1$ ha lo scopo di ridurre l'influenza sulle note medie di R_1 : 10 quando i cursori di ambedue i potenziometri fossero ruotati verso il minimo.

I valori effettivi dei vari componenti si trovano indicati nello schema definitivo dell'amplificatore (fig. 2).

In questo vediamo anzitutto il basso valore della resistenza di ingresso nel primo stadio (0,25 M Ω).

Ciò è in relazione a quanto detto, che cioè, nel nostro caso, detto stadio è solamente per l'uso di un microfono a bassa impedenza; è inutile, anzi dannoso, adottare elevate resistenze di griglia, poichè è facile con esse introdurre rumori di fondo.

Detta resistenza, comunque, dev'essere del tipo a strato metallico spiralizzato che, come già posto in evidenza, è quello meno fonte di rumori.

Si nota pure che, per l'ingresso ad alto livello, si è preferito, con un deviatore a scatto, separare del tutto l'influenza del primo stadio.

Interessante è anche il modo con cui si ottiene l'eguaglianza delle correnti catodiche delle due 6L6, così da sopperire ad eventuali differenze di funzionamento, dovuto anche a diverso grado di esaurimento con l'invecchiamento.

Le resistenze di griglia dello stadio finale, di 110.000 Ω , fanno capo al negativo dell'alimentazione filamenti delle 12 AX7 per mezzo di due potenziometri a filo da 1.000 Ω , connessi in parallelo fra loro ed ambedue in serie con una resistenza di 3.000 Ω — 3 watt.

In tale modo si può variare il potenziale delle griglie in entità sufficiente per lo scopo anzi detto, senza peraltro assorbire troppa corrente dall'alimentazione filamenti delle 12 AX7; l'assorbimento è infatti, essendo la resistenza risultante di 3.500 Ω , di:

$$\frac{25}{3.500} = 0,007 \text{ ampère} = 7 \text{ mA}$$

Si nota anche che ambedue le placche delle 6L6 sono connesse alle rispettive griglie-schermo con un condensatore fisso a mica di 500 pF.

È risultato infatti, per lo stadio ultralinear, una forte tendenza ad autooscillare su frequenze supersoniche, sia che si adoperino pentodi, come le EL 34, sia che si adoperino valvole a fascio elettronico, come le 6L6 da noi prescelte; ed in realtà nel primo montaggio da noi effettuato lo stadio finale oscillava fortemente saturando le valvole.

Il modo più semplice per evitare dette oscillazioni è risultato in pratica quello di connettere placca e griglia schermo con un condensatore a mica di 500 pF.

È importante che la resistenza di controreazione di 2.500 Ω , così come quella di 35 Ω cui essa è collegata, siano del tipo a strato metallico spiralizzato e di potenza non troppo bassa, cioè di 2 W; detto valore è risultato quello che riduce l'uscita, a parità di segnale entrante, alla decima parte, e che corrisponde pertanto a una controreazione di 20 dB, che riduce alla decima parte anche eventuali distorsioni prodotte internamente all'amplificatore propriamente detto, con esclusione, cioè di quella eventualmente prodotta dal primo stadio preamplificatore dell'ingresso a basso livello.

Abbiamo visto però che in detto stadio abbiamo introdotto una controreazione di corrente omettendo il condensatore elettrolitico in parallelo alla resistenza di catodo; comunque abbiamo pure dimostrato che detto stadio funziona nel tratto rettilineo della sua curva caratteristica, e quindi nessuna distorsione è da temere dallo stadio stesso.

Nello schema si nota infine un condensatore fisso a mica di 500 pF fra la placca del primo stadio e la massa; quando infatti si adoperava l'ingresso a basso livello (deviatore a scatto a sinistra nella figura) ambedue i triodi della prima 12AX7 sono in funzione, ed allora, specialmente se il controllo toni acuti è al massimo, le capacità interne parassite della valvola possono provocare un accoppiamento fra i due triodi e quindi autooscillazioni a frequenza supersonica.

Detto condensatore aggiunto annulla l'amplificazione del primo triodo alle frequenze di tale tipo ed evita quindi la possibilità di innesco.

Con ciò abbiamo terminato lo studio teorico e la progettazione dell'amplificatore.

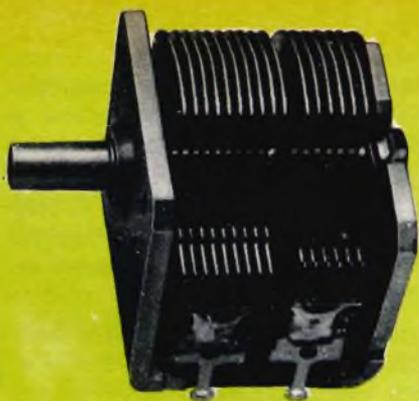
dott. ing. Ugo Carosone

Rientrata in Patria da una recente tournée canora negli U.S.A. Silvia Guidi, esprime il suo affetto per chi ha contribuito a renderla celebre. Ha poi dichiarato di essere soddisfatta per il successo riscontrato e ha confermato la sua prossima partenza per l'America del Sud.



VARICAP

**IL DIODO - CONDENSATORE
CHE VARIA
LA PROPRIA CAPACITA'
AL VARIARE
DELLA TENSIONE
AD ESSO APPLICATA**



Un normale condensatore, variabile o fisso, è formato essenzialmente da due superfici metalliche separate da un dielettrico. Il valore della capacità è dato dalla nota formula

$$C = \epsilon \frac{S}{d} \text{ (pF)}$$

dove S = area delle armature (in cm^2)
 d = distanza tra le armature (in cm)
 ϵ = costante dielettrica del mezzo interposto.

Per variare la capacità si può perciò:

- 1) cambiare il tipo di dielettrico,
- 2) aumentare o diminuire l'area delle armature,
- 3) aumentare o diminuire la distanza tra le medesime.

Il comune condensatore variabile impiegato per l'accordo dei circuiti oscillanti ha per dielettrico l'aria; le distanze tra le varie armature di cui è costituito risultano fisse mentre per variare la capacità si aumenta o si diminuisce la superficie attiva delle armature. Sino ad oggi (fatta eccezione per alcuni circuiti speciali come la valvola a reattanza) la variazione della

capacità si poteva effettuare *solamente* agendo sugli elementi a cui abbiamo accennato sopra.

Da qualche tempo varie industrie americane ed europee, quali la Pacific Semi-

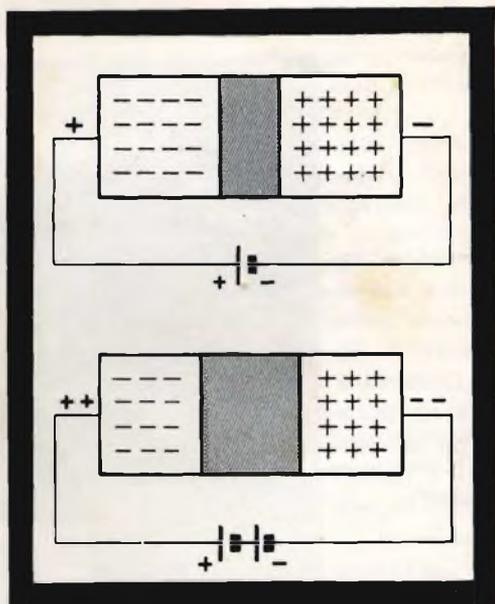


Fig. 1 - Formazione dello strato di sbarramento in corrispondenza di una giunzione P-N polarizzata in senso inverso. Le due figure vogliono indicare che tale strato (dielettrico) aumenta con la tensione.

conductor e la Philips (BA 102) hanno introdotto un nuovo tipo di condensatore variabile che differisce completamente da quello convenzionale. Esso infatti ha l'aspetto di un diodo e funziona in base agli stessi principi. È stato chiamato « **Varicap** », significando appunto che esso in realtà è una « *capacità variabile* ».

Dalla fig. 1 risulta che se si mettono in intimo contatto due pezzi di germanio o di silicio di tipo P e di tipo N* (quando cioè si realizza una giunzione P-N) e se si applica all'estremità di detti materiali una tensione con polarità tale che non si abbia conduzione, si forma, in corrispondenza della giunzione, uno « *strato di sbarramento* ». **L'entità di detto strato dipende dal valore della tensione inversa applicata** come indicato nella stessa fig. 1. Questo strato viene quindi ad avere le funzioni di un *dielettrico* il cui spessore varia al variare della tensione inversa applicata al diodo. Si hanno quindi tutte le condizioni necessarie per avere un condensatore variabile.

Le **armature** sono infatti costituite dal germanio N e P, il **dielettrico** dallo strato

di sbarramento che viene a crearsi in corrispondenza della giunzione mentre la **variabilità della capacità** è data dalla variazione dello spessore di detto dielettrico, e quindi dalla variazione della distanza tra le armature; la variazione infine di questo spessore può essere ottenuta mediante una variazione del valore della tensione inversa continua applicata.

In fig. 2 è indicato un diagramma dove in ascisse sono indicati i valori della tensione inversa (tensione di polarizzazione) da 0,1 a 100 V, in ordinate i corrispondenti valori di capacità da 1 a 100 pF.

Attualmente si producono Varicap che con la variazione di 4 V di polarizzazione producono una variazione di capacità compresa tra 20 e 56 pF.

All'aumentare della frequenza di lavoro i Varicap presentano un abbassamento del fattore di merito Q in maniera molto più accentuata dei normali condensatori. Ciò risulta evidente dal grafico di fig. 3 dove in ascisse è data la frequenza e in ordinate il fattore di merito ($1/\text{tg}\delta$).

Questo non sempre può essere un inconveniente. Alle frequenze elevate della

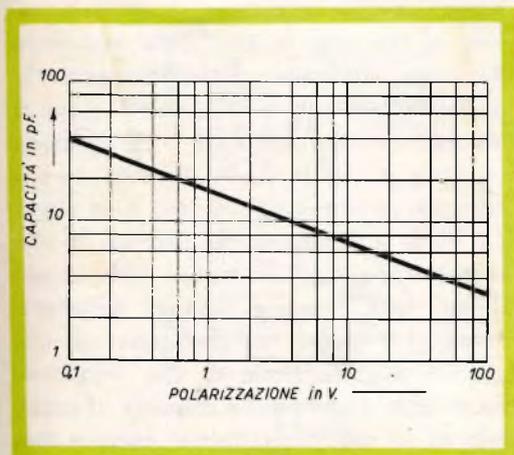


Fig. 2 - Relazione tra tensione di polarizzazione e capacità in un diodo Varicap.

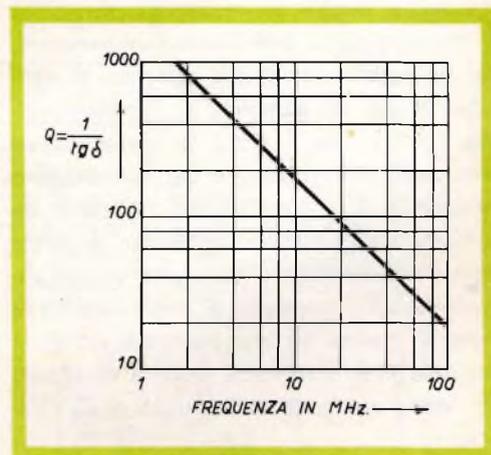


Fig. 3 - Diminuzione del fattore di merito (Q) del Varicap all'aumentare della frequenza.

* Ricordiamo che per ottenere il tipo N o P si parte dal germanio o silicio puro, monocristallino e vi si aggiungono successivamente atomi (impurità) di particolari metalli che conferiscono al materiale primitivo la conducibilità N o P.

FM e della TV, i circuiti accordati devono infatti possedere la necessaria larghezza di banda richiesta perchè i segnali trasmessi possano essere riprodotti con la

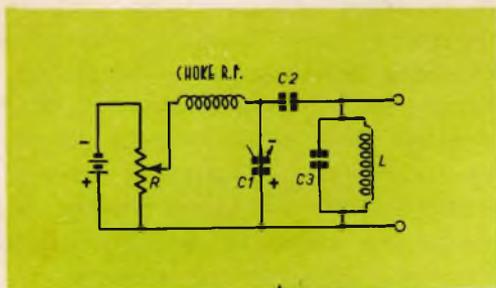


Fig. 4 - Variazione della frequenza di accordo di un circuito oscillante mediante Varicap.

necessaria fedeltà. Normalmente ciò si ottiene abbassando il fattore di merito Q dei circuiti, disponendo cioè in parallelo ad essi una resistenza di smorzamento. In queste circostanze, il condensatore di accordo (Varicap), a queste frequenze, effettua di per se stesso una diminuzione di Q che rende inutile la resistenza di smorzamento. Se poi si volesse attenuare anche questo inconveniente basterebbe collegare in serie al Varicap un normale condensatore a dielettrico fisso.

Impieghi

È facile intuire le molteplici possibilità di impiego di un tale diodo-condensatore. Noi ne accenneremo due soltanto. Si consideri la fig. 4. Abbiamo il circuito-parallelo formato da L e C_3 . In parallelo ad esso viene disposto il Varicap C_1 collegato in serie a C_2 ; quest'ultimo funziona da normale condensatore di blocco. Ai morsetti della batteria è collegato un potenziometro che consente di prelevare dalla batteria medesima una tensione variabile continua che, tramite la bobina di blocco r.f., viene applicata ai terminali di C_1 (Varicap).

Il funzionamento è ovvio: variando mediante il potenziometro la tensione continua applicata al Varicap se ne varia la capacità che, risultando in parallelo al circuito d'accordo (C_3 - L), varierà la frequenza di risonanza del medesimo.

rielaborato da « Funkschau »

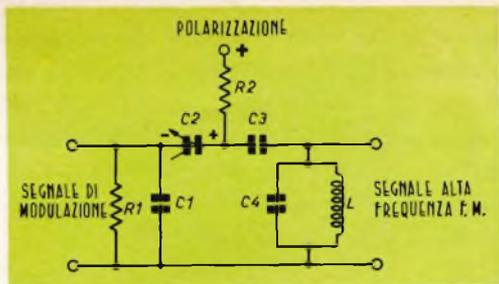


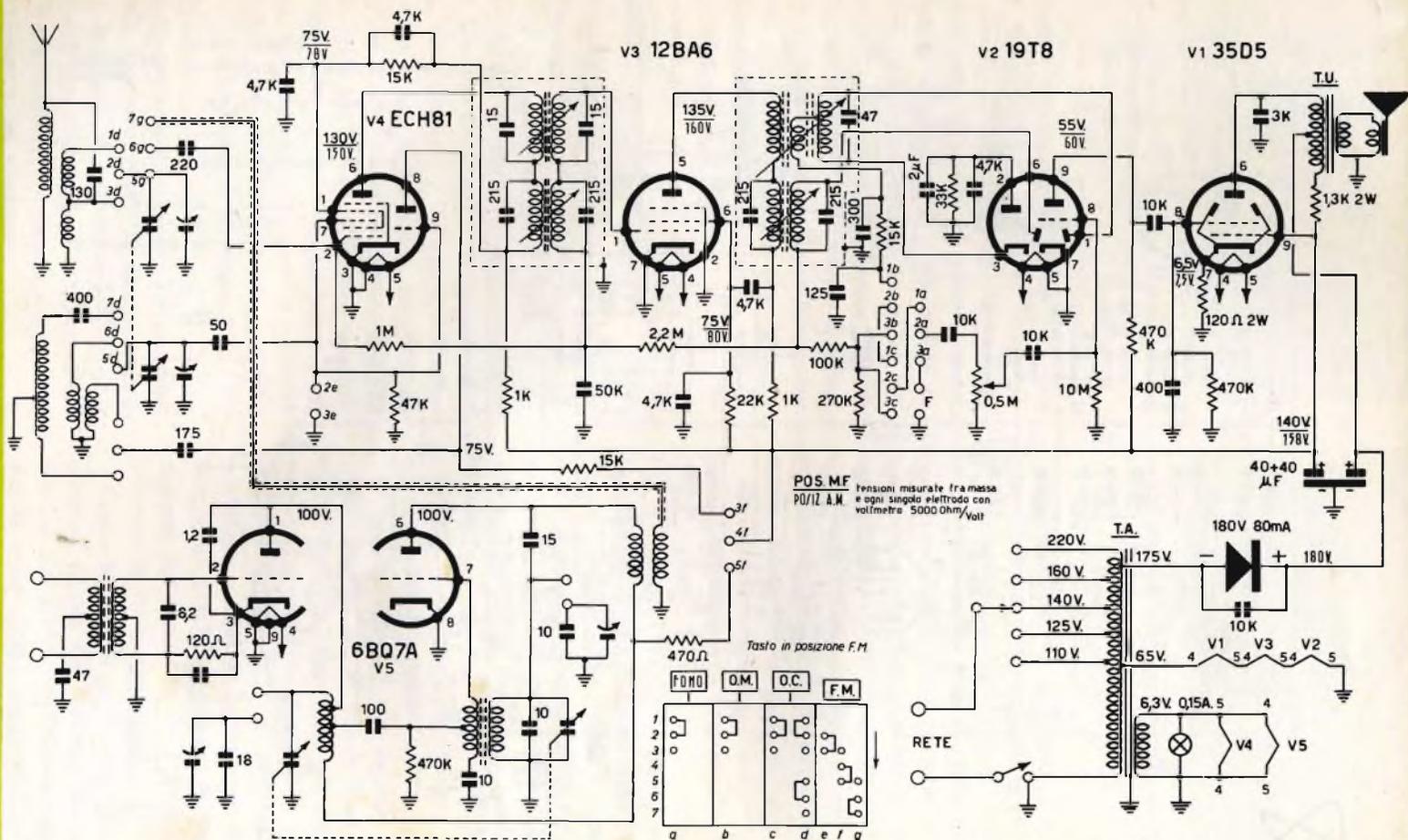
Fig. 5 - Modulazione di frequenza ottenuta mediante Varicap.

Naturalmente, se il circuito d'accordo fosse stato quello di un circuito oscillante di un ricevitore supereterodina (radiorecettore o televisore) e se alla tensione continua proveniente dalla batteria si fosse sostituita quella proveniente da un circuito discriminatore si sarebbe realizzato, con mezzi oltremodo semplici ed economici, un moderno circuito per il controllo automatico di frequenza (C.A.F.).

Altrettanto semplice risulterà un circuito per la modulazione di frequenza realizzato con il Varicap. Si consideri lo schema di fig. 5. Tramite le resistenze R_2 e R_1 il Varicap riceve una tensione fissa di polarizzazione che ne determina un dato valore di capacità. Ai capi della resistenza R_1 viene applicata contemporaneamente anche la tensione modulante, per cui al Varicap risulterà applicata; una tensione continua + una tensione alternata. La sua capacità varierà quindi in più o in meno (in base all'intensità del segnale modulante) intorno ad un valore fisso dipendente dalla tensione fissa di polarizzazione. Si è quindi realizzata una capacità che varia in funzione di una frequenza modulante e che risulta disposta in parallelo ad un circuito oscillante: classica condizione per modulare in frequenza una portante di radio frequenza.

Come appare dagli schemi indicanti, il simbolo attuale del Varicap risulta dalla fusione dei simboli del condensatore variabile e del diodo semiconduttore.

L.C.



Criteri di scelta dello stabilizzatore



H/457

Quando un radio-riparatore è chiamato ad esaminare un apparecchio radio o TV che funziona irregolarmente, e ne scopre la causa nelle alterazioni della tensione di rete, non deve fare altro che consigliare l'uso di uno stabilizzatore, il che è ovvio.

L'utente però, deve stare molto attento nella scelta, per non rendere inutile tale provvedimento.

Potrebbe sembrargli naturale, per prevenire ulteriori guai, di dover largheggiare nei dati di prestazione e scegliere uno stabilizzatore con potenza d'uscita superiore a quella assorbita dall'apparecchio.

Nulla sarebbe più sbagliato; infatti, in questo particolare caso, l'abbondanza risulterebbe altrettanto erronea che la scarsità.

In fig. 1 sono state riportate tre diverse curve di carico relative a tre stabilizzatori aventi, ognuno, una potenza apparente di 110, 150 e 200 VA.

Ad essi è stato derivato sempre lo stesso televisore.

Si nota subito che quando la potenza dello stabilizzatore è superiore a quella del televisore, curva III, una diminuzione della tensione di rete, comporta un aumento della tensione d'uscita.

Nel caso contrario, curva II, ad una diminuzione della tensione esterna, corrisponde una diminuzione di quella d'uscita.

È logico quindi che... la giusta misura, sta nel mezzo, e cioè, perchè sia idoneo alla sua funzione, **uno stabilizzatore deve essere scelto tenendo presente l'esatta potenza del ricevitore radio o TV che ad esso sarà derivato.**

Si dovranno pertanto tenere presenti le seguenti norme generali.

a) **Apparecchio ricevente alimentato con trasformatore che raddrizza entrambe le semionde.**

In questo caso la potenza richiesta può essere determinata, con sufficiente approssimazione, servendosi della formula sottoindicata:

$$P = \frac{VA}{\eta \times \cos \varphi} \quad (1)$$

dove: VA, sono i volt-ampere assorbiti

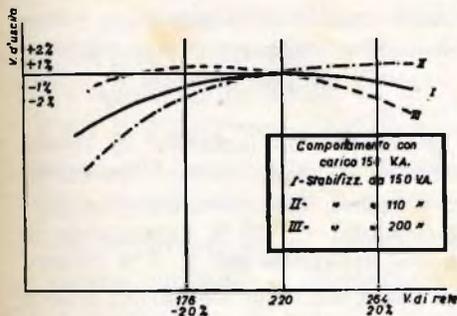


Fig. 1.

dall'apparecchio ricevente; η il rendimento del trasformatore (di norma $\eta = 90\%$); $\cos \varphi$, il fattore di potenza il cui valore si aggira intorno a 0,80.

Adottando questi valori medi, la formula (1) può essere ulteriormente semplificata nella:

$$P = \frac{VA}{0,90 \times 0,80} = \frac{VA}{0,72} = \sim 1,4 VA.$$

b) Apparecchio ricevente alimentato con autotrasformatore.

Bisogna distinguere due casi:

1) Si raddrizzano tutte e due le semionde.

Permangono le condizioni di cui al punto a) con un sensibile miglioramento di η e $\cos \varphi$.

Si può ritenere:

$$P = \sim 1,25 VA.$$

2) Si utilizza una sola semionda.

Le relazioni sovrariportate non valgono più in quanto, oltre al peggioramento di η , entra in gioco anche una forte componente di seconda armonica difficilmente determinabile.

c) Televisore nel quale l'alimentazione è diretta (senza trasformatore) e la rettificazione è ottenuta con circuito a ponte.

Il rendimento è massimo, la corrente in fase, e le armoniche ridottissime.

In queste condizioni si può ritenere:

$$P = \sim 1,15 \div 1,20 VA.$$

Se, viceversa, la rettificazione è limitata ad una sola semionda, allora le condizioni di funzionamento risultano ancora peggiori di quelle del caso b), punto 2), in quanto massime divengono la seconda armonica e lo scorrimento della componente continua dello stabilizzatore, e ciò a tutto svantaggio del suo corretto funzionamento.

Tenuti presenti i concetti surrichiamati, abbiamo avuto modo di esaminare recentemente una serie di stabilizzatori a ferro saturo costruiti dalla GBC, ed abbiamo trovato in essi una comune corrispondenza ai criteri suesposti; in particolare uno di essi, e cioè il modello H/457, si è dimostrato alle prove, veramente efficace,

in quanto essendo stato calcolato, per una potenza media d'uscita di 200 VA, presenta caratteristiche d'impiego realmente rispondenti a quella richiesta da quasi tutti i televisori aventi una media di $15 \div 18$ valvole.

Nel corso della sua costruzione, è stata tenuta in particolare considerazione la tendenza, assai comune in apparecchi similari, di produrre una deformazione nella forma d'onda della corrente d'uscita; si è ovviato all'inconveniente, realizzando uno speciale circuito compensatore della deformazione stessa costituito da un doppio filtro.

Il perfezionamento della forma d'onda è stato curato al punto da soddisfare anche le maggiori esigenze professionali, per cui l'uscita è stata caratterizzata da un'onda pressochè sinusoidale, con fattore di forma di 1,11.

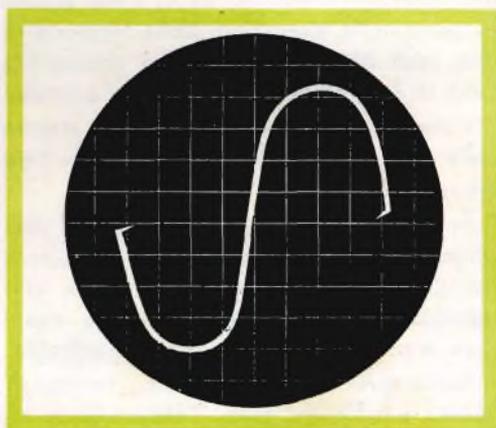


Fig. 2 - Forma dell'onda d'uscita dello stabilizzatore H/457 osservata sullo schermo di un oscillografo.

Questo stabilizzatore presenta inoltre un bassissimo contenuto di armoniche, il che equivale ad una garanzia di ottima prestazione.

Il grado di stabilizzazione di questo apparecchio è molto elevato, infatti ad una variazione della tensione di entrata dell'ordine del $\pm 20\%$ corrisponde in uscita una variazione del $\pm 1\%$ circa.

Con sbalzi istantanei del 40% , si sono ottenute, sempre in uscita, variazioni di tensione minime e comunque tali da non essere nemmeno avvertite dal Televisore.

ALLA XXXIX FIERA CAMPIONARIA DI MILANO

“IL TELE-PROCESSING”

Oggi le macchine parlano tra loro al telefono

Alla 39ª Fiera di Milano l'IBM Italia ha presentato una novità di rilievo: il « Tele-processing ». Mediante queste nuove apparecchiature, i dati codificati sotto forma di fori sulle schede perforate possono ora correre lungo i fili di una qualsiasi linea telefonica per essere inviati all'unità centrale di calcolo, situata magari a centinaia di chilometri di distanza, ed essere immediatamente registrati ed elaborati.

Il « Tele-Processing » è costituito da una piccola unità di « lettura schede », dotata di una tastiera per permettere eventuali integrazioni di dati, e collegata ad una normale linea telefonica. Cinque tasti della tastiera permettono inoltre di comandare direttamente la macchina perforatrice della stazione ricevente, perchè registri su nuove schede il messaggio trasmesso. Alla « stazione di partenza » l'introduzione delle schede nella macchina viene effettuata manualmente e la velocità di trasmissione è di 12 caratteri al secondo. Il Tele-Processing trasmette fino a 22 caratteri numerici per scheda. Alla « stazione ricevente », una macchina perforatrice IBM 024 o 026, dotata di uno speciale apparecchio di decodificazione, ha il compito di perforare su schede i dati trasmessi dalla stazione di partenza. Con il Tele-Processing possono essere trasmesse informazioni in qualsiasi momento senza che sia necessario l'intervento di alcun operatore alla stazione ricevente. Il Tele-Processing risulterà particolarmente utile per i grossi complessi ad organizzazione decentrata, che esigono un aggiornamento continuo e immediato delle varie situazioni periferiche. Sarà come se i pacchetti di schede, contenenti i dati, passassero da un capo all'altro del filo telefonico già pronti per l'elaborazione, in maniera da assicurare insieme la più assoluta riservatezza.

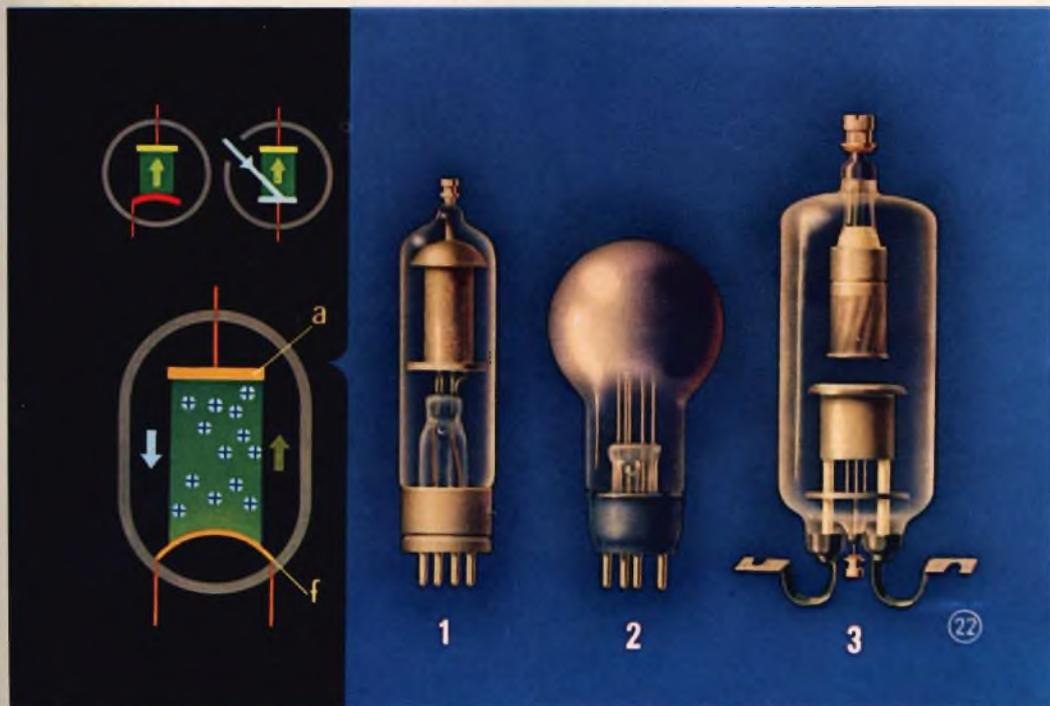


Il Tele-Processing: un rivoluzionario sistema per la trasmissione dei dati

I dati registrati in schede perforate, possono ora essere « telefonati direttamente », così come sono, in codice, servendosi di una qualsiasi linea telefonica, grazie al Tele-Processing, ideato dalla IBM. Dopo aver chiamato l'ufficio centrale ed aver avuto risposta, l'operatrice introduce nell'apparecchio una scheda perforata che viene letta e trasmessa alla velocità di 12 caratteri al secondo. Una tastiera permette di aggiungere informazioni supplementari.

Elettricità atomica nell'Antartide

Tutta l'energia elettrica occorrente per la base scientifica americana di McMurdo Sound, nell'Antartide, sarà fornita da una centrale nucleare prefabbricata attualmente in costruzione a Baltimora. L'impianto eliminerà uno dei principali inconvenienti delle basi polari: il rifornimento di combustibile, che le grandi distanze ed il mare ghiacciato rendono costoso e precario. Esso è necessario per assicurare l'illuminazione, il riscaldamento ed il funzionamento dei motori ivi utilizzati, e rappresenta il 70-80 per cento del loro rifornimento totale. La centrale elettronucleare antartica, che sostituirà la fornitura annuale di 16.000 fusti da 200 litri di combustibile, « brucerà » uranio arricchito in una piccola camera (diametro cm 50, altezza cm 56) e uno scambiatore di calore produrrà vapore a 240 gradi che azionerà una turbina a 7323 giri al minuto, collegata con un alternatore trifase. Il vapore verrà utilizzato anche per riscaldare i locali della base e le abitazioni. Le installazioni, del peso totale di 288 tonnellate, saranno trasportate per aereo in 27 elementi prefabbricati. L'impianto potrà entrare in funzione al massimo regime dopo 75 giorni dal momento del suo montaggio. Diciassette uomini basteranno per assicurarne il funzionamento.



Diodi a gas

Nei diodi a gas con catodo riscaldato, gli elettroni, emessi per effetto termoelettrico, si dirigono all'anodo se questo è positivo rispetto al catodo.

I diodi a gas, come quelli a vuoto vengono usati per raddrizzare tensioni alternate. Durante la semionda positiva l'anodo risulta positivo rispetto al catodo e può quindi attirare gli elettroni.

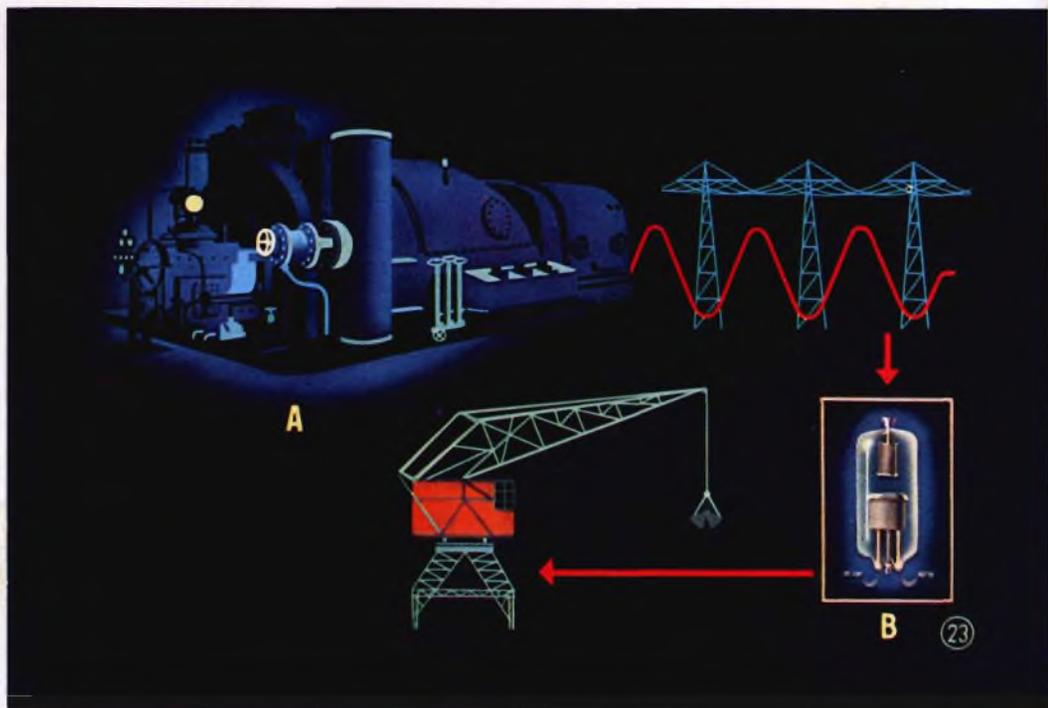
Nel loro percorso verso l'anodo, gli elettroni urtano le molecole del gas e le ionizzano. Gli elettroni così liberati, si dirigono a loro volta verso l'anodo, mentre gli ioni positivi residui si muovono verso il catodo e nell'urto liberano, per emissione secondaria, nuovi elettroni.

In questo modo, con tensioni deboli si ottengono correnti elevate.

Questi tubi sono perciò specialmente adatti per applicazioni industriali dove si richiedono correnti notevoli (alimentazione di motori, bagni galvanici).

La fig. 1 mostra un tubo raddrizzatore per l'alimentazione di tubi trasmettenti.

Quello raffigurato in fig. 2 si impiega per la carica di accumulatori, mentre quello indicato in fig. 3 viene adoperato nei raddrizzatori di grande potenza.



Alimentazione di impianti industriali con corrente continua

Non sempre risulta economico produrre l'energia elettrica necessaria per alimentare un determinato impianto, nel luogo stesso dove l'impianto è installato.

Nella grande generalità dei casi, la produzione dell'energia elettrica ha luogo nelle grandi centrali A, ubicate in luoghi meglio rispondenti allo scopo.

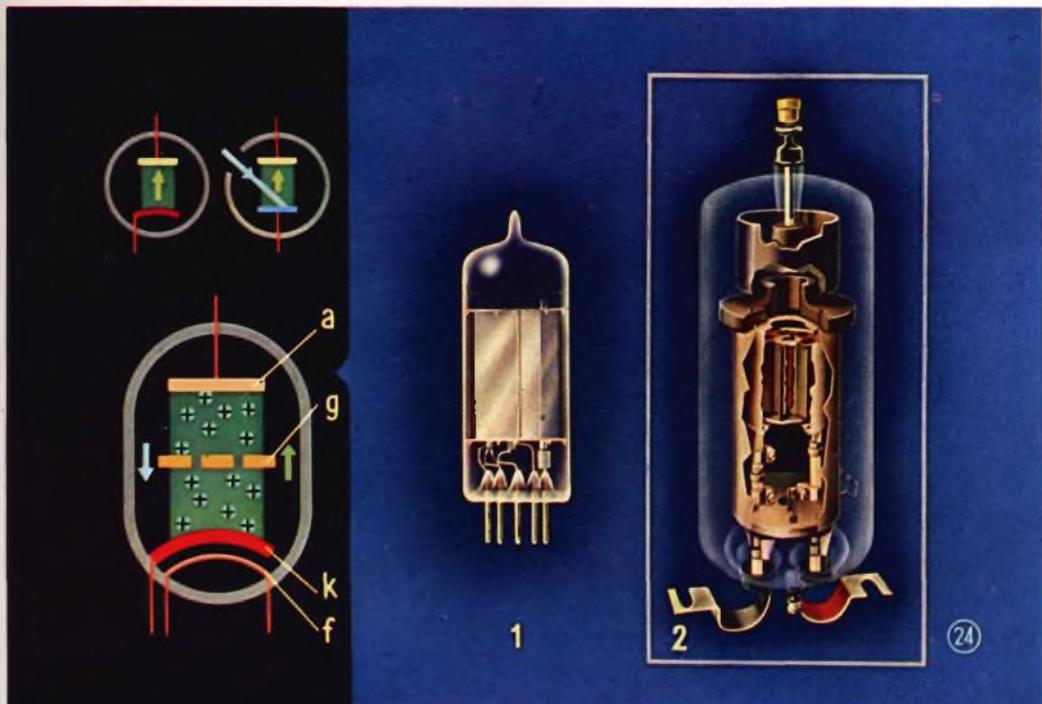
L'energia prodotta viene poi trasportata ad alta tensione nei luoghi di utilizzazione a mezzo di cavi speciali, e qui, ridotta al valore d'esercizio, utilizzata negli stabilimenti.

La corrente di cui abbiamo sin qui parlato è sempre *corrente alternata*.

L'utente privato, o industriale, ha però spesso bisogno di *corrente continua*.

Per ottenerla s'installa nello stabilimento un raddrizzatore B, nel quale vengono utilizzati uno o più diodi del tipo indicato alla pagina precedente.

Si ottiene così la corrente continua necessaria per alimentare impianti industriali galvanici, di sintesi ecc.



Thyatron

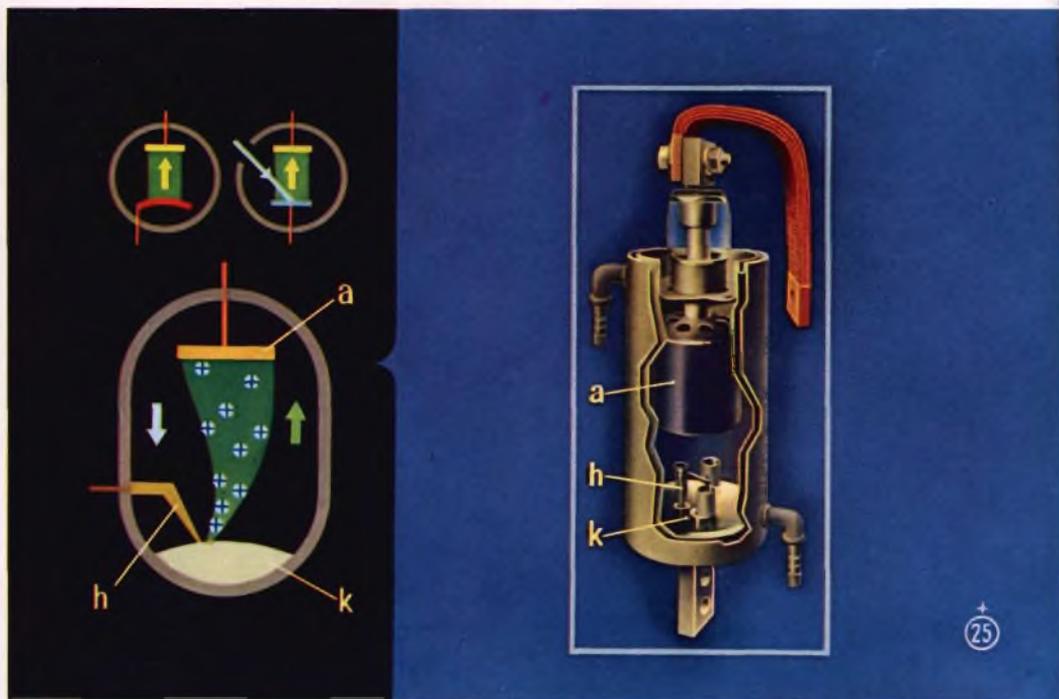
I thyatron sono dei comuni tubi a gas muniti di una o più griglie.

Se tra anodo (*a*) e catodo (*k*) si stabilisce una tensione positiva, si può, mediante una tensione applicata in griglia, stabilire l'istante in cui deve iniziare il flusso di corrente attraverso il tubo. A differenza dei tubi a vuoto, la griglia, in questo caso, una volta dato inizio al flusso elettronico, non è più in grado di controllarne l'intensità. La tensione sulla griglia determina quindi solo l'istante in cui nel tubo comincia a circolare la corrente.

Si può così lasciar fluire, attraverso il tubo, la corrente, durante la metà di una semionda positiva, per poi interromperla di colpo.

Con un simile metodo si può quindi controllare, in ogni istante, la corrente media nel tubo, e regolare così, per esempio, la velocità di rotazione di un motore.

Nella figura, con 1 è stato indicato un piccolo thyatron impiegato negli oscillografi, mentre in 2 è rappresentato un tubo per impieghi industriali.



Ignitron

Fermo restando il principio fisico comune a quello dei precedenti tubi, gli ignitron si presentano, costruttivamente, molto diversi.

Hanno, infatti, al posto del catodo, un pozzetto contenente del mercurio e sono completati da una placca anodica (*a*) e da un elettrodo d'accensione (*b*).

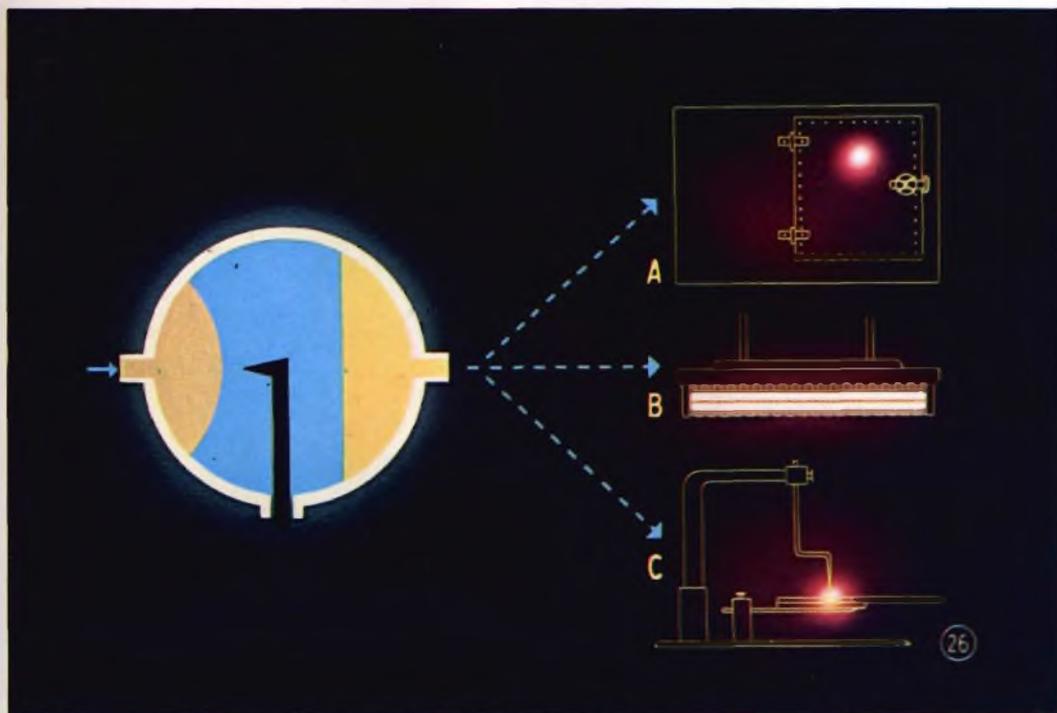
Scopo dell'elettrodo d'accensione è quello di provocare l'accensione del tubo facendo scoccare una scintilla tra esso ed il mercurio contenuto nel pozzetto.

Si liberano a questo modo degli elettroni che attratti dall'anodo positivo, ionizzano lungo il percorso il gas contenuto nell'ampolla.

Gli ioni positivi urtano contro la superficie del mercurio riscaldandolo, ed estraendone così, per effetto termoelettrico, nuovi elettroni.

Questi tubi, normalmente impiegati nei grandi raddrizzatori industriali, destinati ad alimentare impianti elettrochimici, galvanici, saldatrici ecc. convogliano fortissime correnti dell'ordine di migliaia di ampere.

La figura di destra rappresenta lo spaccato di un ignitron.



Esempi di applicazione dei thyatron e degli ignitron

Nell'industria, quando si debbano controllare forti correnti, si impiegano sempre ignitron e thyatron.

In linea di principio, essi agiscono per la corrente elettrica come interruttori di precisione. Con l'ausilio dei thyatron si può, ad esempio, ottenere una precisa e sicura regolazione della temperatura nei forni elettrici (A); per loro mezzo si può anche regolare l'intensità luminosa delle lampade fluorescenti (B).

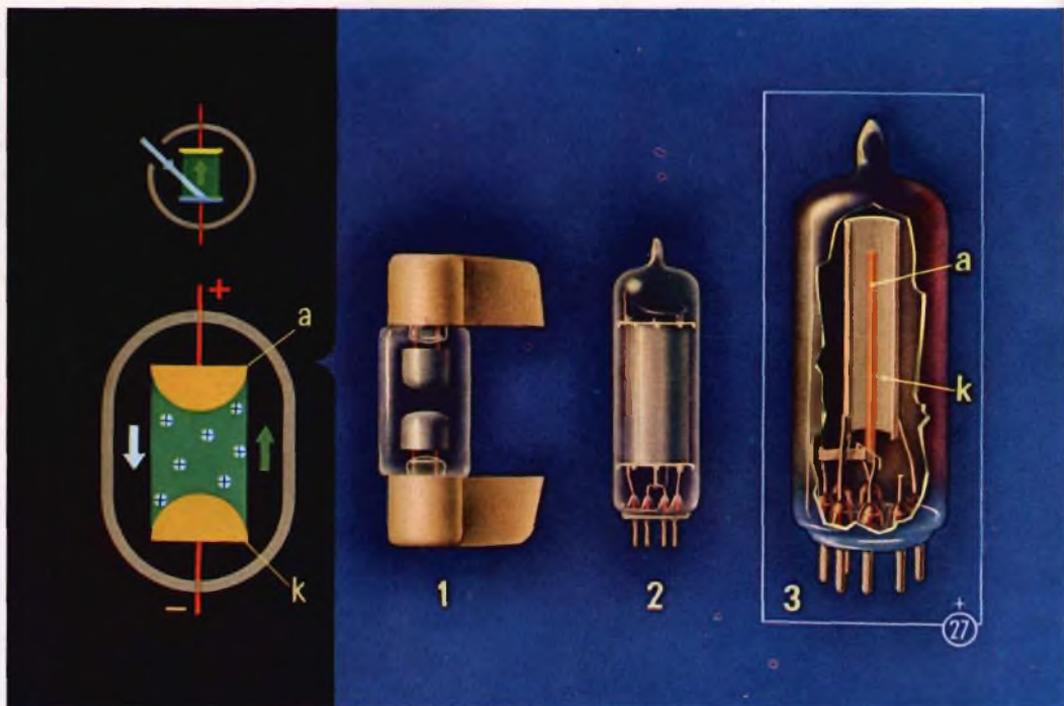
La regolazione della luminosità, avviene variando la durata d'accensione durante ogni semionda della tensione alternata; ciò si ottiene agendo sull'istante d'accensione del thyatron che funziona da interruttore elettronico.

Gli ignitron invece, s'impiegano principalmente nelle saldatrici (C).

Per la bontà della saldatura, sono soprattutto importanti l'intensità della corrente di saldatura e la durata del passaggio della corrente.

Con l'ausilio di un interruttore elettronico a tempo, è possibile regolare questa durata con la massima esattezza.

L'ignitron consente inoltre di far passare per questo tempo, attraverso il pezzo da saldare, tutta la corrente della saldatrice.



Tubi stabilizzatori di tensione e valvole a gas nobili

Volendo mantenere costante una tensione continua, ci si serve di tubi stabilizzatori. Si tratta di tubi a gas con due elettrodi freddi fra i quali si stabilisce, in esercizio, una scarica.

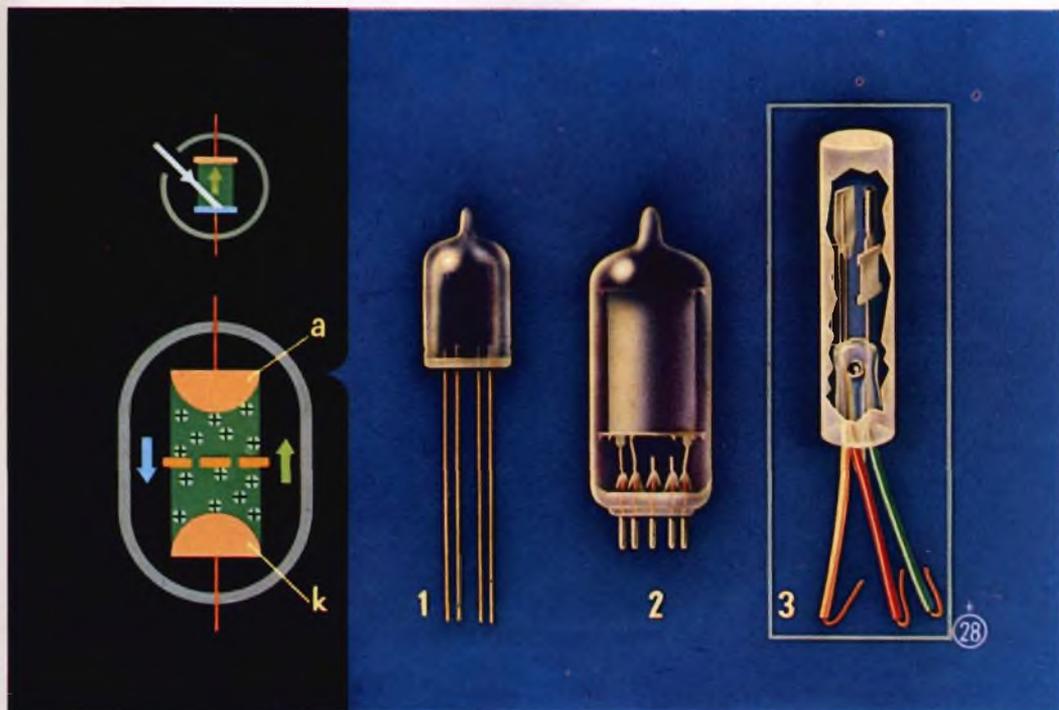
Se si applica fra l'anodo (*a*) e il catodo (*k*) una tensione sufficiente, elettroni e ioni, che sono continuamente prodotti dagli urti fra loro e dalle radiazioni cosmiche, vengono accelerati verso gli elettrodi.

Gli ioni che cadono sul catodo, liberando elettroni per emissione secondaria, provvedono a mantenere la scarica.

La figura 2 mostra un tubo stabilizzatore, e a destra, in figura 3, ne è mostrata la struttura interna.

Analogamente funzionano le valvole a gas nobili (1); esse si inseriscono fra due linee elettriche (specialmente linee aeree) per proteggerle da eventuali forti sovratensioni, dovute, per esempio, a caduta di fulmini.

Non appena una piccola sovratensione tende a stabilirsi, s'innesca nel tubo una scarica a massa che impedisce il danneggiamento degli apparecchi inseriti.



Tubi relé

Sono di preferenza impiegati in telefonia, nelle radiocomunicazioni, nelle calcolatrici elettroniche ecc., quali interruttori, modulatori e contatori.

Essi, sostanzialmente, sono dei piccoli thyatron a catodo freddo, funzionanti per deboli correnti.

L'inizio della scarica può essere comandato attraverso uno o più elettrodi d'accensione.

Le figure 1 e 3 rappresentano tubi relé per impianti miniaturizzati, mentre la figura 2 ne mostra uno avente l'aspetto e le dimensioni esterne di una comune valvola termoionica.

(continua)



Registratore portatile

Per tutti, finalmente, un registratore a transistor pratico, perfetto, semplice da impiegare ovunque:

affari
scuola
sport
arte
divertimento

Caratteristiche tecniche: Registratore a nastro con bobine da 3 1/2" - Selettore per riproduzione e registrazione, a tastiera - Velocità del nastro 9,5 cm/s - Altoparlante magnetodinamico incorporato - Amplificatore a 5 transistor - Dispositivo di sicurezza - Velocità del motore controllata da regolatore centrifugo - Alimentazione con batterie da 4,5 V - Peso: kg 2.200 - Elegante borsa in pelle - Dimensioni: 22,5 x 15 x 9 cm - L. 66.000

SM

4413

4412

Il successo veramente lusinghiero che ha sempre riscosso presso i nostri Lettori la descrizione di amplificatori di bassa frequenza, ci ha indotti a riprendere in esame un ottimo amplificatore, già largamente sperimentato, per completarlo secondo gli ultimi dettami della tecnica dell'amplificazione di bassa frequenza.

Ne è risultato un complesso dalle caratteristiche veramente eccezionali, avente una risposta non inferiore a quella presentata dai migliori amplificatori oggi in commercio.

Poichè la perfetta riuscita di questo apparecchio è dovuta in gran parte alla critica scelta di ogni suo componente, avvertiamo che i predetti buoni risultati potranno essere conseguiti solo adoperando il materiale indicato, ed eseguendo il montaggio secondo le norme descritte.

L'amplificatore si compone di due distinti telai di cui, il primo, è costituito dallo stadio preamplificatore SM/4413, ed il secondo, dall'amplificatore di B.F. vero e proprio, contraddistinto con la sigla SM/4412.

Da un esame di laboratorio è risultato che le caratteristiche principali di questo amplificatore sono:

Potenza di uscita indistorta 10 W
Distorsione massima a pieno carico < 1 %

COMPLESSO AMPLIFICATORE HI-FI DA 10 W INDISTORTI

Linearità, per frequenze comprese tra
20 ÷ 20.000 Hz : + 2,5 ÷ - 1,5 dB

I comandi, in numero di sette, si trovano tutti montati sul telaio del preamplificatore.

Essi sono:

- N. 1 Selettore a 5 posizioni e tre vie, per la commutazione dei circuiti d'ingresso, d'equalizzazione e di controreazione.
 - N. 1 Controllo di risposta dei toni alti.
 - N. 1 Controllo di risposta dei toni bassi.
 - N. 1 Controllo di volume.
 - N. 1 Regolatore dell'ampiezza del segnale in arrivo dalla radio o dal sintonizzatore.
 - N. 1 Regolatore d'ampiezza per il segnale in arrivo dal pick-up.
 - N. 1 Regolatore dell'ampiezza del segnale in arrivo dal registratore magnetico.
- Valvole usate: N. 1 12 AU7 (ECC. 82)
N. 1 12 AX7 (ECC. 83)
N. 2 6 BQ5 (E.L. 84)
N. 1 6 AX5 (EZ. 80)

Il primario del trasformatore d'alimentazione è provvisto di prese per tutte le tensioni di rete comprese tra 110 ÷ 220 V 50 Hz.

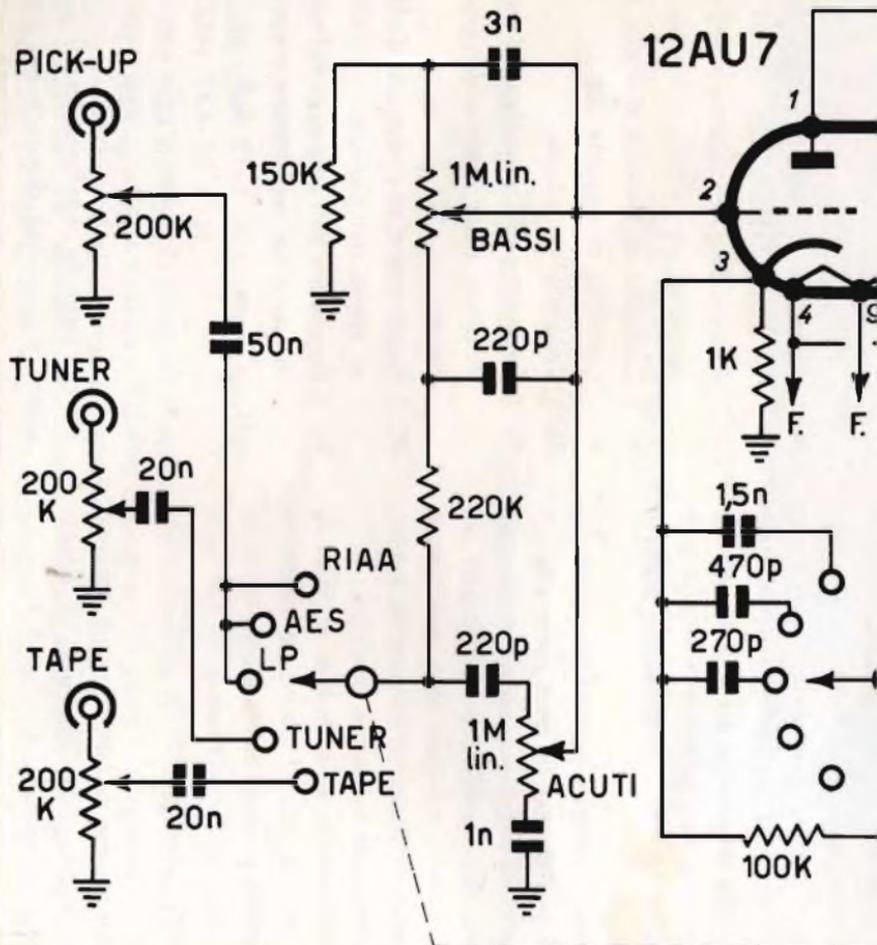
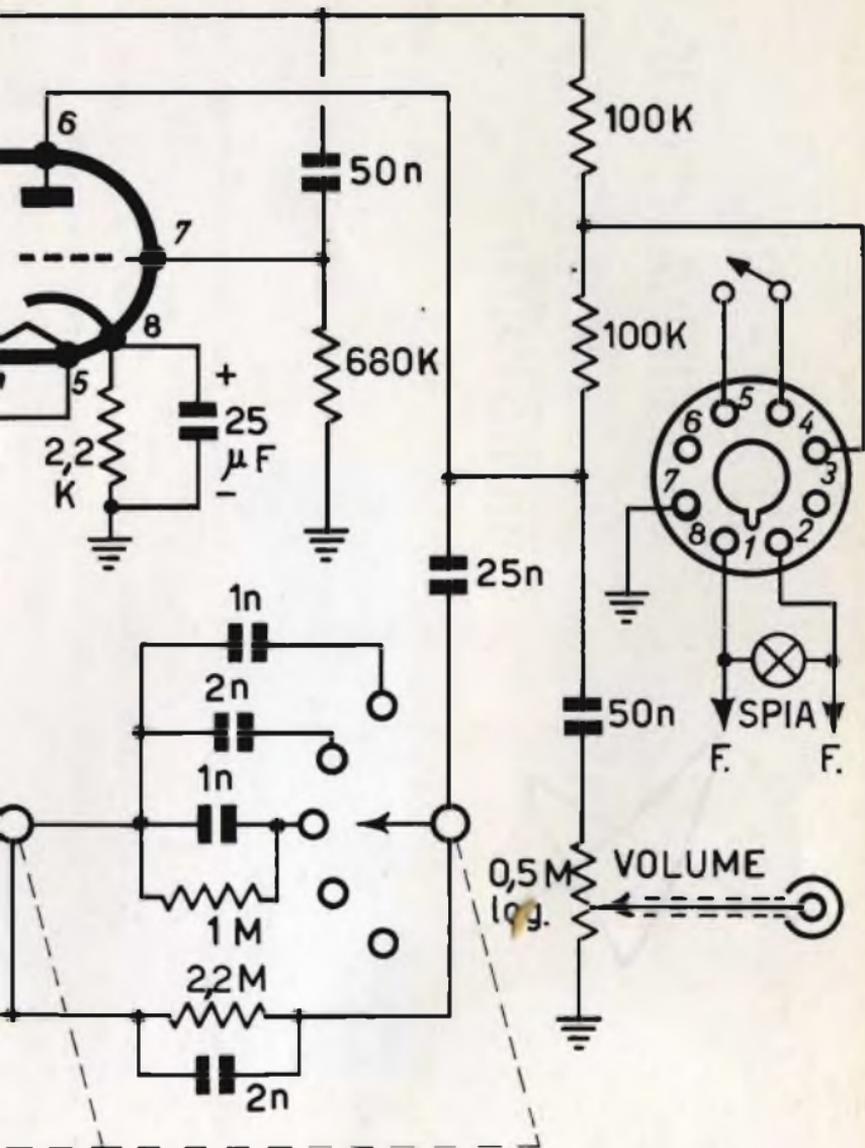


Fig. 1

Preamplificatore di B.F. - **SM/4413**



PREAMPLIFICATORE SM/4413



Lo schema elettrico di principio, è indicato in fig. 1.

I tre circuiti d'ingresso servono rispettivamente, per i segnali in arrivo da pick-up, per quelli del sintonizzatore, e per quelli del registratore magnetico.

In particolare, l'ingresso da pick-up fa capo, attraverso le tre prime posizioni del selettore, a tre distinte reti di equalizzazione che consentono così la lettura della maggior parte dei dischi oggi in commercio.

La quarta e la quinta posizione del selettore sono rispettivamente collegate all'ingresso del sintonizzatore e del registratore.

A ciascun tipo di segnale: pick-up, radio, registratore, corrisponde un apposito potenziometro da 0.2 M che ne regola l'ampiezza.

Il segnale così dosato, giunge poi alla rete che controlla il responso dei toni alti e bassi, e quindi viene applicato alla griglia del primo triodo.

Un particolare sistema di controreazione, posto tra la placca del secondo triodo ed il catodo del primo, assicura un responso lineare sull'intero spettro delle frequenze comprese nel campo da 20 ÷ 20.000 Hz.

Il segnale raccolto sulla placca del primo triodo viene iniettato sulla griglia del secondo triodo dove, nuovamente amplificato, arriva attraverso un condensatore da 50 kpF al potenziometro da 0,5 MΩ regolatore di volume.

La fig. 2 rappresenta l'andamento della risposta totale del preamplificatore: essa è stata ottenuta sommando algebricamente, per ciascuna frequenza, le ordinate delle curve di risposta singole dei toni alti e bassi.

Come si vede, il massimo scarto in dB, nel campo di frequenza compreso tra 20 ÷ 20.000 Hz, è + 2,5 ÷ - 1,5 dB.

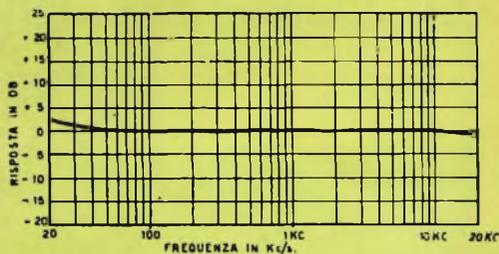


Fig. 2

MONTAGGIO MECCANICO

Il montaggio meccanico del preamplificatore non presenta eccessive difficoltà, ma richiede una certa attenzione; si raccomanda in modo particolare di orientare ciascuna parte esattamente come indicato in figg. 3 e 4.

Osservando questo schema, si nota come tutti i componenti dello chassis sono montati, ad eccezione dei tre potenziometri degli ingressi e dello zoccolo dei

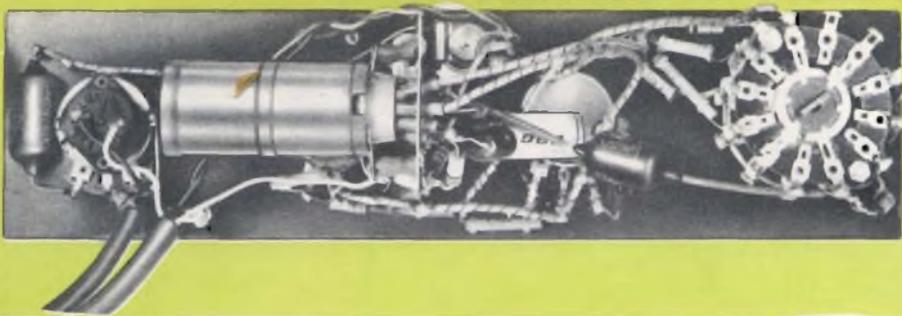


Fig. 3

conduttori in partenza per l'amplificatore, su un pannello separato (v. fig. 3); questo, a montaggio effettuato, verrà collocato nell'apposito telaio.

Per facilitare il successivo montaggio elettrico, la squadretta di sostegno della valvola 12AU7 è stata rappresentata secondo due viste, e cioè, in pianta e di fianco.

A questo modo la squadretta che si vede compresa tra i due potenziometri

« Bassi », « Acuti » fig. 5, e quella sottostante dove compare ben visibile lo zoccolo della valvola, sono la stessa cosa.

Ciò risulta maggiormente evidente osservando la fig. 4.

Analogamente le due sezioni del selettore, che in realtà sono sovrapposte l'una all'altra, sono state riprodotte una sotto all'altra, e più precisamente, la sezione riprodotta sul pannello è quella inferiore, e quella sotto, la superiore.

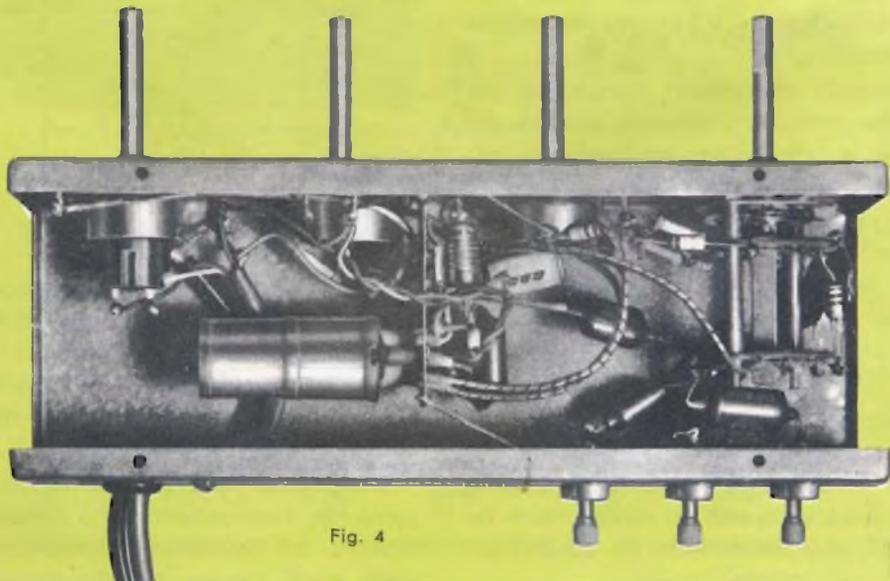


Fig. 4

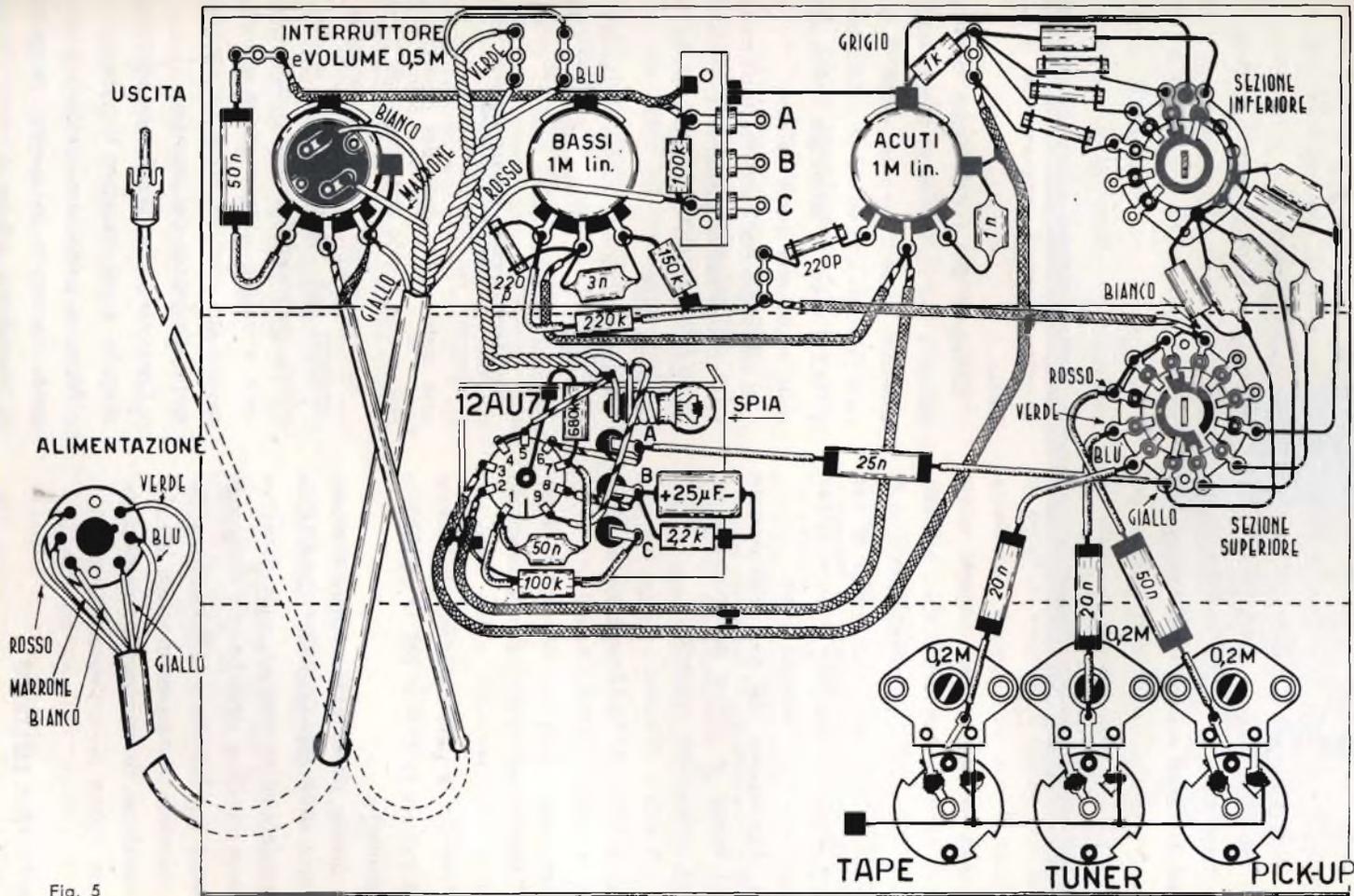


Fig. 5

Fatte queste brevi premesse, passiamo a descrivere il montaggio.

Sempre avendo sott'occhio lo schema della fig. 1 e le fotografie relative cominciamo col montare sul pannello di bachelite i tre potenziometri dei toni alti (treble), bassi (bass), volume, ed il selettore.

Essi dovranno essere fissati con un solo dado, in quanto, il secondo, servirà poi all'atto dell'introduzione del pannello nel rispettivo telaio.

Nel manipolare il selettore, si faccia attenzione di non danneggiare i condensatori e le resistenze premontate: questi organi hanno valori critici scelti in laboratorio, ed il loro danneggiamento, o la sostituzione con altri componenti di pari valore nominale, potrebbe ridurre, se non compromettere, il risultato finale.

La disposizione dei tre potenziometri dovrà essere, a partire da sinistra verso destra, nell'ordine seguente:

0,5 MΩ - VOLUME

1 MΩ - BASS (Bassi)

1 MΩ - TREBLE (Acuti)

Il selettore verrà montato con il terminale dipinto in giallo, rivolto verso il basso.

Si monti ora sulla squadretta lo zoccolo della valvola 12 AU7 e poi la squadretta sul pannello.

A questo punto abbandonare momentaneamente il pannello di bachelite, e provvedere al montaggio, sulla rispettiva custodia metallica, delle boccole d'ingresso « Tape » - « Tuner » - « Pick-up » e dei tre rispettivi micropotenziometri da 0,2 MΩ ciascuno, fissati con il pomello di comando rivolto verso l'esterno.

MONTAGGIO ELETTRICO

Si riprenda ora il pannello in bachelite e, cominciando da sinistra, si effettuino i

collegamenti relativi ai potenziometri ed allo zoccolo della 12 AU7.

Relativamente a quest'ultimo, ricordarsi che ai terminali contraddistinti con le lettere A-B-C fanno capo i conduttori che, nella figurina sovrastante il pannello (che indica lo stesso pezzo visto di fianco) sono contrassegnate con la stessa lettera.

I quadretti neri indicano il punto di saldatura da effettuare direttamente tra lo chassis (massa) e la calza che copre i cavetti schermati, oppure, tra le calze stesse.

Collegare poi i capi liberi delle resistenze e dei condensatori facenti capo al selettore, rispettivamente verso il terminale posto in alto vicino al potenziometro « TREBLE » ed al terminale « A » situato sulla squadretta porta valvole.

Il cablaggio del pannello verrà completato collegando il cordone d'alimentazione, poi il cavetto coassiale d'uscita, e la lampada spia.

Montare a questo punto il pannello di bachelite, fig. 3, all'interno della propria custodia metallica come indicato in fig. 4.

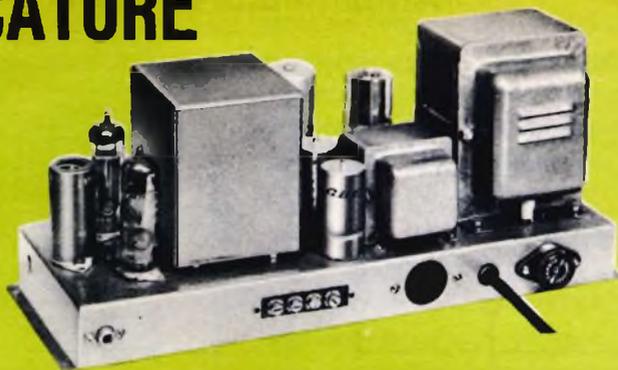
Per fare questo infilare i perni dei potenziometri nei fori corrispondenti, e fissare tutto con i dadi dei potenziometri che, prima, erano stati messi da parte.

Saldare quindi i tre condensatori da 50-20-20 kpF, rispettivamente ai tre terminali contraddistinti con i colori « verde », « rosso », « bleu », della sezione superiore del selettore, ed ai micropotenziometri d'ingresso del segnale.

Controllare l'esattezza delle connessioni eseguite e poi innestare la valvola.

Nessuna particolare messa a punto si rende necessaria in quanto, come detto in precedenza, il bilanciamento dei valori delle resistenze e dei condensatori è stato preventivamente effettuato in laboratorio.

AMPLIFICATORE SM / 4412



La fig. 6 ne mostra lo schema elettrico; come si vede, le valvole che lo compongono sono:

N. 1 12AX7 pilota invertitore di fase.

N. 2 6BQ5 amplificatore finale in controfase.

N. 1 6AX5 raddrizzatore bipacca.

Il trasformatore d'uscita del tipo « Trusound » ad altissima linearità, ha il secondario con prese ad impedenze multiple per ottenere l'esatto adattamento dell'avvolgimento all'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante usato.

Gli avvolgimenti sono a sezioni separate, impregnati sotto vuoto con una speciale miscela compound, ed il tutto è racchiuso entro una apposita schermatura metallica che fa anche da custodia esterna.

La controeazione è stata ottenuta collegando il secondario del trasformatore di uscita, tramite una resistenza da 47 k Ω , con il catodo del triodo pilota.

Anche il trasformatore di alimentazione è interamente schermato; il nucleo, abbondantemente dimensionato, annulla praticamente ogni flusso disperso.

Gli avvolgimenti sono stati anch'essi impregnati sotto vuoto, il primario è munito di prese intermedie che consentono di derivarlo da qualunque rete di tensione compresa tra i valori di 110÷220 V.

Per bilanciare qualunque eventuale tendenza alla formazione di ronzii modulati, il circuito d'accensione dei filamenti (6,3 V) è stato collegato a massa attraverso il circuito di polarizzazione dei catodi delle valvole 6BQ5.

Il filtraggio della corrente erogata dalle placche della 6AX5, è assicurato dall'impiego di un'impedenza di filtro inserito tra i due condensatori elettrolitici da 50 μ F cadauno.

Sono state previste anche due derivazioni che forniscono al preamplificatore, dopo l'alimentazione della placca del triodo pilota, la tensione anodica e, separatamente, quella d'accensione.

In fig. 7 è rappresentata la curva di risposta dell'amplificatore.

MONTAGGIO MECCANICO DELL'AMPLIFICATORE SM/4412

Per facilitare il lavoro dell'operatore, il telaio è stato parzialmente montato; infatti, su di esso sono stati già fissati gli zoccoli delle valvole e la morsettiera corrispondente al secondario del trasformatore d'uscita.

Si montino ora, nei rispettivi alloggiamenti, il cambiatensioni, lo zoccolo octal del connettore, ed il giunto schermato per l'ingresso del segnale in arrivo dal preamplificatore.

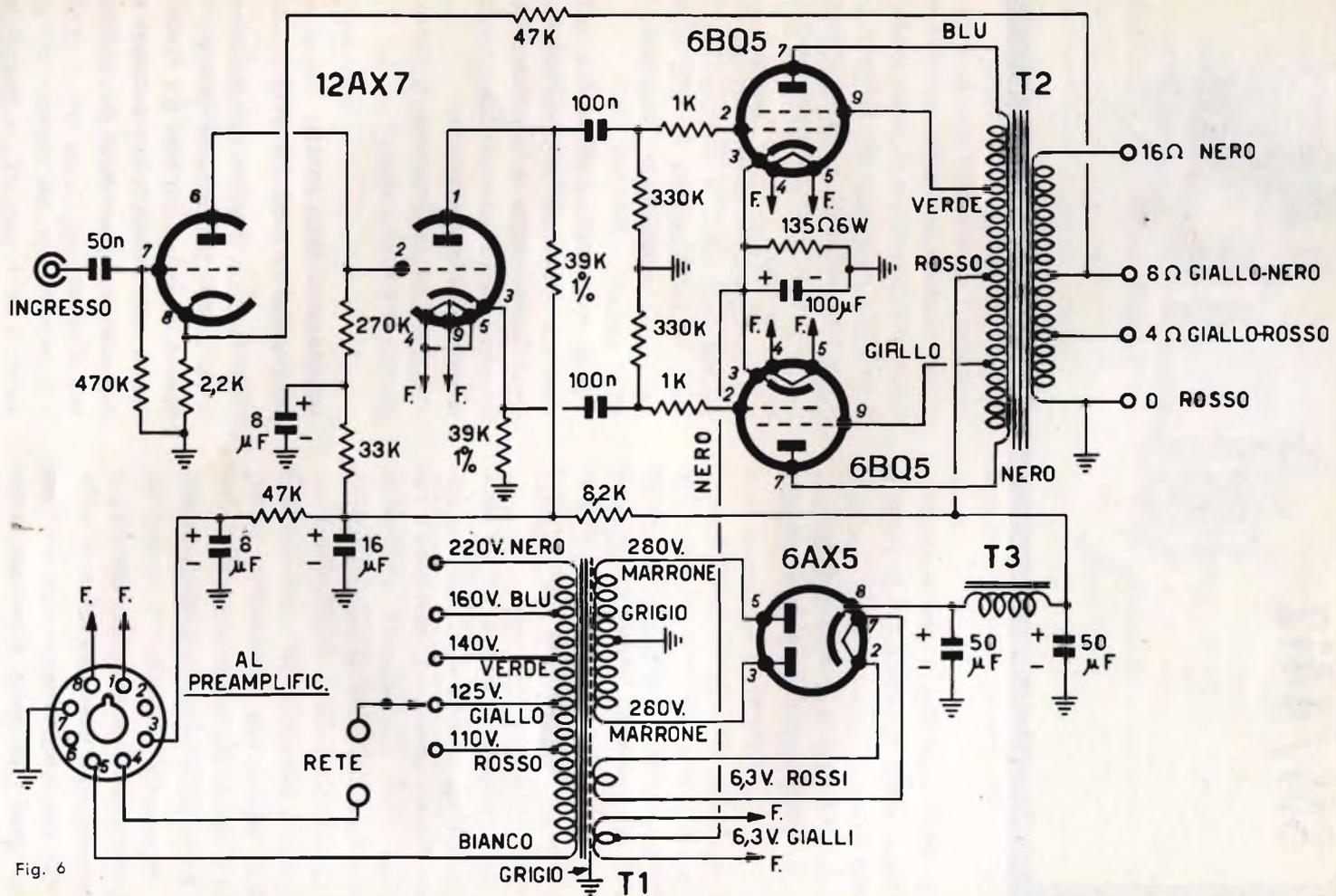


Fig. 6

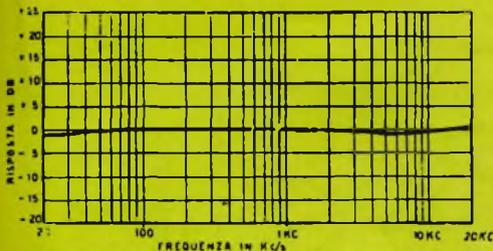


Fig. 7

Si richiama l'attenzione del radiomontatore sul fatto che la basetta premontata, fornita con la scatola di montaggio, è stata formata con resistenze scelte in laboratorio secondo il criterio del raggiungimento di un perfetto bilanciamento del « push-pull »; **si consiglia pertanto di evitare in modo assoluto la loro manomissione o sostituzione.**

Inoltre non sarà mai sufficientemente raccomandato di seguire fedelmente, nel montaggio delle varie parti, l'orientamento indicato nello schema di cablaggio di fig. 8.

Ciò premesso, il montaggio dovrà essere condotto nel modo sottoindicato:

- 1°) Montare il trasformatore d'alimentazione disponendolo in modo che i conduttori del primario si trovino rivolti verso il cambiotensione.
- 2°) Montare l'impedenza di filtro con i conduttori uscenti prospicienti l'apposito foro di passaggio praticato sul telaio.
- 3°) Saldare internamente al telaio la basetta centrale con il condensatore da 100 μ F rivolto verso la morsettiera d'uscita.

Si ponga attenzione a saldare bene le due squadrette estreme; infatti, oltre che essere squadrette di sostegno, esse costituiscono anche due punti di collegamento a massa.

4°) Montare, sistemandoli nell'ordine indicato sul piano di montaggio, i tre condensatori elettrolitici in modo che le linguette di massa fuoriescano dai fori laterali. Ciò faciliterà poi il loro collegamento a massa.

5°) Montare il trasformatore d'uscita in modo che i conduttori del primario (quelli ricoperti di gomma), risultino orientati verso gli zoccoli delle valvole; inoltre si suddividano questi conduttori facendo sì che quelli colorati in « verde » e « bleu », risultino a destra della basetta premontata, e quelli, « nero » - « giallo » - « rosso », a sinistra.

Per assicurare il suo contatto a massa, il terminale multiplo dovrà essere fissato al telaio tramite una rondella dentellata.

MONTAGGIO ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE

Il montaggio elettrico non presenta particolari difficoltà; lo schema di fig. 8 è molto chiaro in proposito.

Si comincerà con l'effettuare il collegamento di tutti i conduttori relativi al trasformatore d'alimentazione ed al cambiotensioni, si continuerà quindi collegando i condensatori elettrolitici, il trasformatore d'uscita e lo zoccolo relativo allo spinotto del cavetto di alimentazione del preamplificatore.

Infine si provvederà alla saldatura di tutti i conduttori facenti capo allo zoccolo della valvola 12 AX7 e a quelli delle due 6BQ5.

Non rimane ora che controllare attentamente le connessioni; verificata la loro esattezza, collegare il preamplificatore all'amplificatore e, quest'ultimo, al complesso riproduttore.

Acceso l'apparecchio, se tutto è stato eseguito nel modo giusto, dovranno essere rilevate, con una certa approssimazione, le tensioni riportate nella tabella di cui alla successiva pagina.

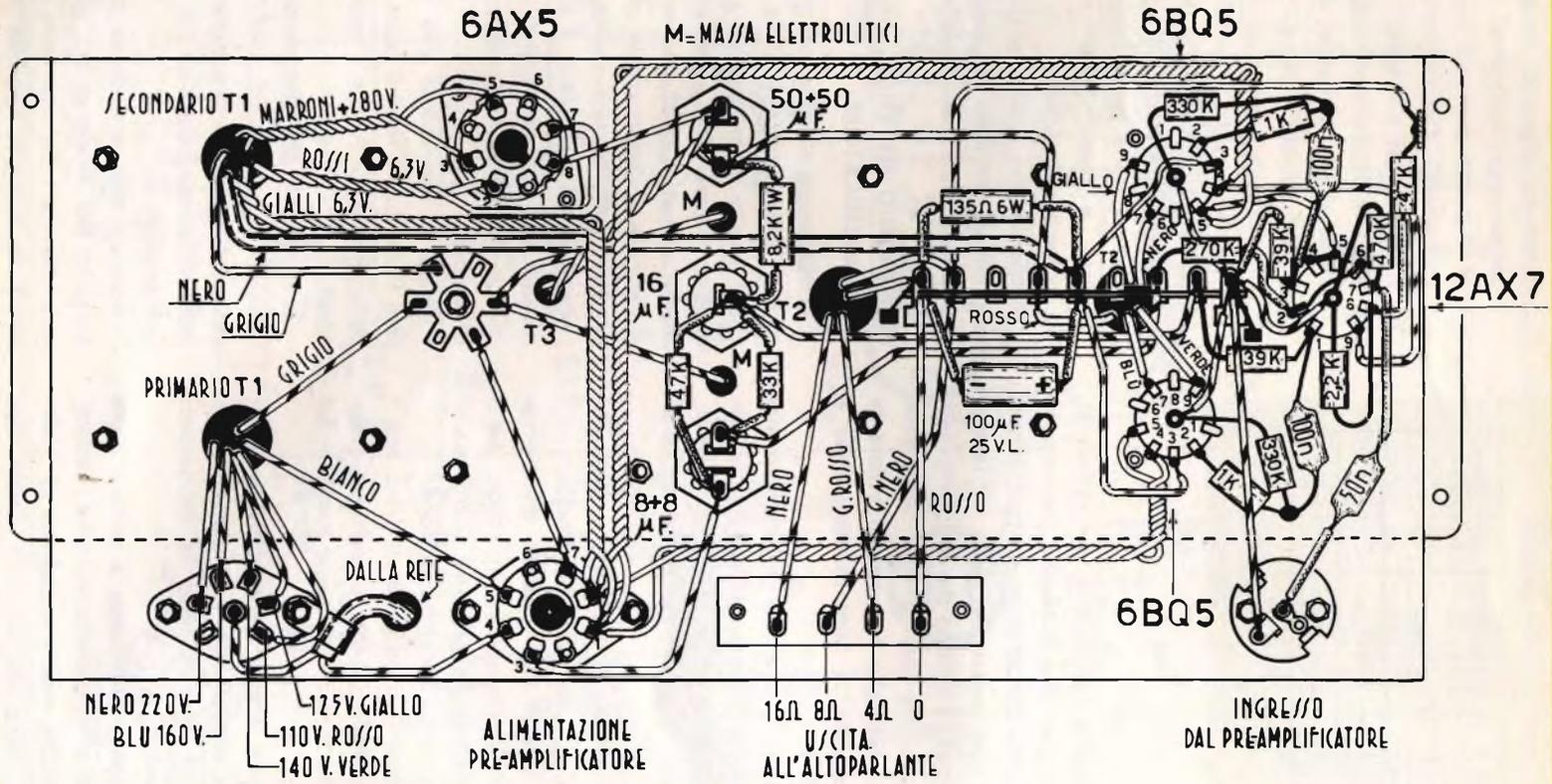


Fig. 8

TABELLA DELLE TENSIONI

Valvole	Piedini									Note
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
12 AU7	35			6,3 ~		55			6,3 ~	Misure eseguite con voltmetro a 20 kΩ/V.
12 AX7	180			6,3 ~		95			6,3 ~	
6 BQ5				6,3 ~	6,3 ~		300		305	
6 BQ5				6,3 ~	6,3 ~		300		305	
6 AX5		6,3 ~	280 ~		280 ~		6,3 ~	320		
Connettore	6,3 ~		150	Rete a c.a.			massa	6,3 ~		

Uscita filtro: 310 V.

Eseguito anche questo controllo, l'amplificatore è pronto per essere montato nel suo mobile.

Così descritto l'amplificatore, non sarà male spendere due parole sul complesso di riproduzione, anche se questo non fa parte della scatola di montaggio. **Infatti, per ottenere la massima soddisfazione da questo amplificatore, il complesso riproduttore deve avere adeguate caratteristiche elettriche e meccaniche.**

È una norma questa, spesso trascurata dal radio-montatore; eppure, spesso e volentieri, il senso di insoddisfazione che

lo assale al termine del montaggio di un complesso di bassa frequenza Hi-Fi ritenuto poco riuscito, è dovuto proprio alle scarse doti del riproduttore acustico.

A che vale infatti, l'accennata scelta del materiale, e dei circuiti dell'amplificatore, se poi l'altoparlante o gli altoparlanti adottati hanno una risposta irregolare alle varie frequenze, e la gamma riproducibile risulta sì e no compresa tra i 200 ÷ 10.000 Hz?

Chi dispone di un mediocre amplificatore può anche accontentarsi, per l'ascolto, di un mediocre riproduttore, chi però

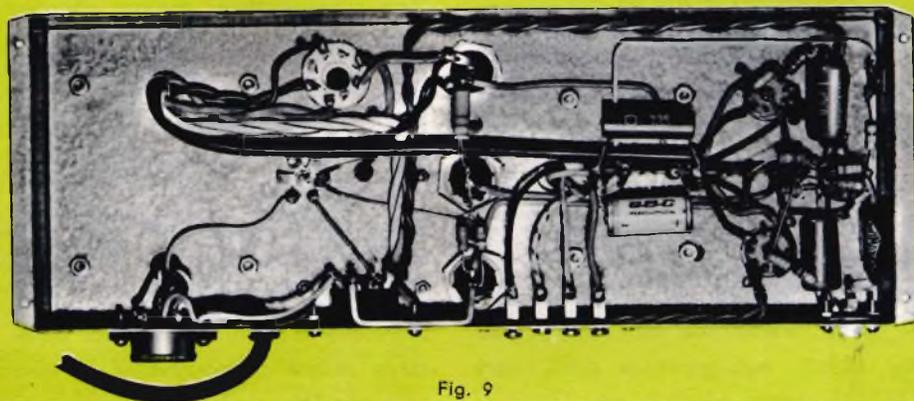


Fig. 9

possiede, o ha realizzato, un amplificatore di alta fedeltà, è bene che con altrettanta cura si preoccupi del mezzo riproduttore.

Ora non vogliamo, nè possiamo, svolgere un corso di acustica applicata ai complessi di riproduzione, pensiamo però che due parole di orientamento in proposito non guastino; da esse il costruttore inesperto potrà acquisire quella necessaria confidenza col materiale da trattare che, diversamente, farebbe dell'operatore un automa incapace di rendersi conto della natura di eventuali anomalie che, a lavoro compiuto, dovessero manifestarsi.

Dalla fisica sappiamo che il suono è generato da una successione di vibrazioni dell'etere, e quindi da successive onde di rarefazione e compressione che appunto attraverso l'etere vengono a colpire i nostri timpani procurandoci così la sensazione uditiva.

Queste vibrazioni, nel nostro caso, vengono generate dalle vibrazioni della membrana dell'altoparlante; avremo quindi un succedersi di rarefazioni e compressioni tanto nello spazio antistante alla membrana quanto in quello retrostante; siccome però, quando sul davanti della membrana si forma un'onda di compressione, dietro se ne forma una identica di rarefazione, occorre separare, mediante un pannello od altro mezzo, le due zone, altrimenti le due onde, essendo tra loro in opposizione di fase, verrebbero ad interferire una sull'altra dando luogo ad un battimento tale da ridurre l'ampiezza dell'onda risultante.

Questo fenomeno è oltremodo sentito alle frequenze più basse mentre lo è meno a quelle acute.

Per ridurre, se non eliminare l'inconveniente, il metodo più semplice consiste nel montare l'altoparlante su di un pannello di adeguate dimensioni avente, al centro, un foro di diametro eguale a quello della membrana dell'altoparlante stesso; questo accorgimento però, non sempre può essere adottato, per l'ingom-

bro che deriva all'ambiente in conseguenza delle dimensioni del pannello. Esse infatti non dovrebbero mai essere inferiori ad un metro di lato.

Soluzione più razionale, è invece quella di ricorrere ad uno qualunque dei due diversi sistemi sotto riportati, e cioè impiego di:

- a) Casse acustiche chiuse.
- b) Casse acustiche aperte.

Per eliminare l'interferenza di due onde in opposizione, il metodo più sicuro è quello... di eliminare una di tali onde.

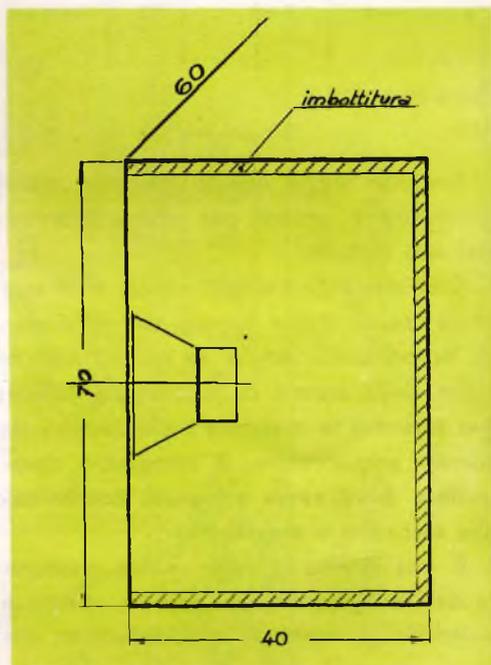


Fig. 10

Ciò si realizza in pratica montando l'altoparlante sulla parete anteriore di una cassetta chiusa, internamente imbottita con lana di vetro, cascami, sughero ecc.

In queste condizioni si avrà un completo assorbimento dell'onda posteriore, mentre quella anteriore rimarrà libera di propagarsi nello spazio circostante.

Poichè il volume interno della cassa deve essere proporzionale al volume di aria spostato dalla membrana, ne risulta

che, più è grande l'altoparlante, maggiori dovranno essere le dimensioni della cassa.

Per ottenere buoni risultati, questa dovrà essere costruita con legno dolce di spessore non inferiore a 2 cm e con una imbottitura interna, di spessore non inferiore ad un centimetro.

Le figure 10 e 11 mostrano due schizzi quotati di casse acustiche chiuse.

Sulla prima è stato montato un altoparlante « Isophon » tipo P 21/25/11 con membrana di 210 mm di diametro.

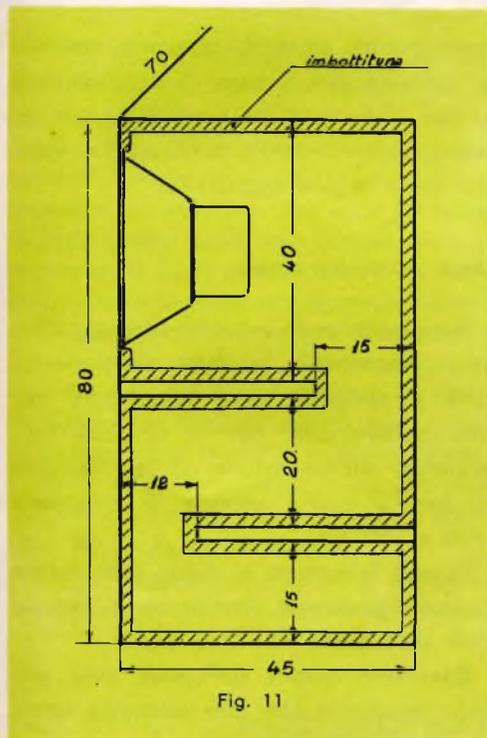


Fig. 11

Sulla seconda invece, tecnicamente migliore, è stato montato un altoparlante « Isophon ORCHESTER ».

Le eccellenti doti di questo altoparlante sono così sfruttate al massimo, consentendo una riproduzione gradevolissima, in qualunque condizione di lavoro.

Una particolare versione delle casse acustiche chiuse è quella comunemente denominata « bass-reflex ».

Queste custodie differiscono dalle prime, per la presenza di un'apertura fron-

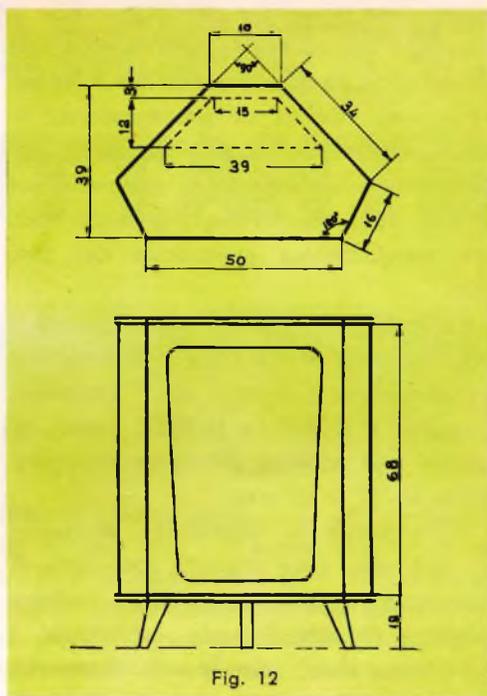


Fig. 12

tale opportunamente dimensionata, normalmente posta al di sotto di quella per l'altoparlante.

Scopo di detta apertura è di rinforzare le onde sonore corrispondenti alle frequenze più basse. Per questo, la distanza

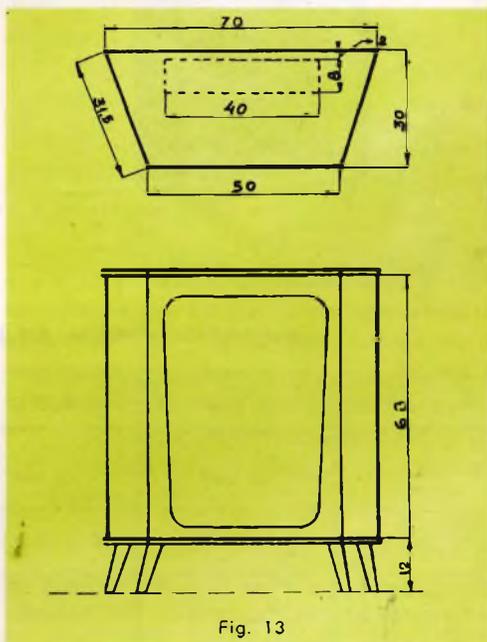


Fig. 13

tra la parte posteriore dell'altoparlante e l'apertura stessa, viene calcolata in modo che le onde da essa uscenti, tenuto conto della loro velocità di propagazione, risultino in fase, e quindi si sommino con quelle che direttamente si generano sul davanti della membrana, ottenendo così, una sensibilissima esaltazione dei toni bassi.

Nelle figure 12 e 13 sono riportati i dati costruttivi di due casse « bass-reflex » progettate per l'impiego con i complessi « Isophon » K 3031 e G 3037, capaci di fornire una potenza indistorta rispettivamente di 12 e 15 watt.

Nelle prove di laboratorio, entrambe le casse sono state costruite con abete di due centimetri di spessore, tenuto assieme mediante cavicchi di legno e collaforte.

L'interno delle casse è stato imbottito con due strati di cascami in fogli, dello spessore di cm 1 cadauno.

Le figure 14 e 15 mostrano i mobili

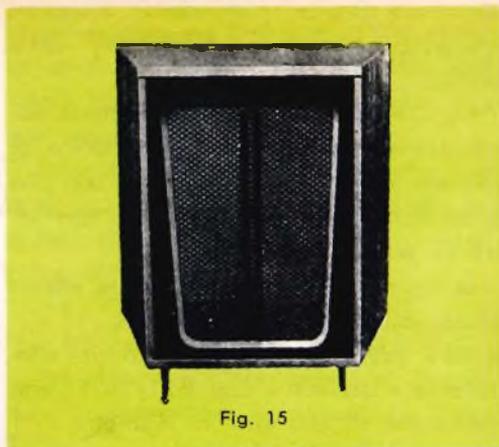


Fig. 15

sopradescritti. Entrambi montano, secondo la richiesta del cliente, le combinazioni ad alta fedeltà K 3031 o G 3037, le cui caratteristiche tecniche sono quelle riportate nella tabella sottostante.

Casse acustiche aperte

Pur presentando indubbi vantaggi (minore ingombro) rispetto al pannello puro e semplice, esse sono oggi del tutto abbandonate per la sensibile loro tendenza all'esaltazione delle frequenze pari a quella propria di risonanza ($100 \div 150$ Hz).

Questo fenomeno si rivela sotto forma di uno sgradevole rimbombo e di una forte distorsione dei toni bassi.

Riteniamo quindi sufficiente aver soltanto accennato alla loro esistenza senza dilungarci oltre nella descrizione.

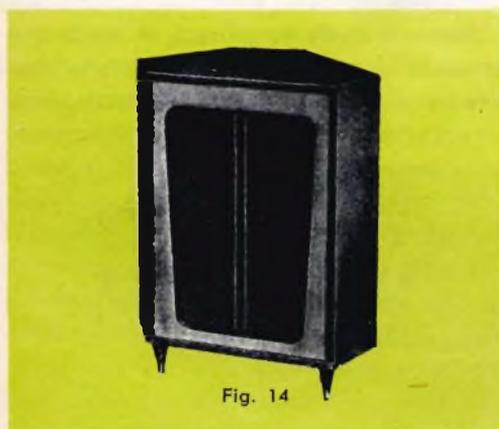


Fig. 14

Caratteristiche elettriche dei complessi G 37 x 31 e K 30 x 31

Dati	G 37 37	K 30 31	Caratteristiche comuni ai due complessi
Potenza d'uscita	12 watt	15 watt	Impedenze in ohm del trasformatore: 4-
Campo di frequenze	40 \div 16.000 Hz	30 \div 16.000 Hz	6/10 - 15/200/850/3000 - 4000/7000 - 9000.
Altoparlanti montati	N° 1 DHB 6/2 - 10 N° 1 P30/31/IOT	N° 1 DHB 6/2 - 10 N° 1 P30/37/IOS	Per funzionamento in controfase - valori fra anodo e anodo: 3500/8000 ohm.

APPUNTAMENTO COL DILETTANTE

Facili montaggi di amplificatori a transistor

II^a parte

Gli stadi finali degli amplificatori B.F. di limitata potenza vengono di solito equipaggiati con un solo transistor funzionante in classe A, dato che, con questo circuito, si ha una bassa percentuale di distorsione del segnale. Ciò però è ottenuto a spese di una considerevole corrente di riposo circolante nel transistor di uscita. Questo notevole consumo di corrente oltrechè accorciare la vita della batteria, produce un notevole riscaldamento della giunzione del transistor con tutti gli inconvenienti annessi. Una elevata corrente di riposo richiede inoltre anche una considerevole corrente nel partitore di tensione per la polarizzazione della base; anche questa a svantaggio della durata della batteria. Per questi motivi, quando sono in gioco considerevoli valori di potenza, raramente vengono costruiti stadi finali equipaggiati con un solo transistor. Quando si può, si preferisce impiegare sempre, per lo stadio finale, il circuito in push-pull, che necessita però di due transistor ma ammette una più bassa corrente di riposo e, per bassi volumi di segnale, produce nel transistor una limitata dissipazione interna che tende ad aumentare soltanto quando il pilotaggio viene spinto al massimo. Premesso ciò, descriveremo alcuni amplificatori dove lo stadio finale è costituito da un solo transistor funzionante in classe A. Tali amplificatori possono risultare in alcuni casi molto utili in quanto, fatte le riserve in precedenza menzionate, danno buone prestazioni.

Nei primi tre amplificatori, il punto di lavoro sulla caratteristica, una volta fissato, rimane invariato e non dipende dall'intensità del segnale.

STADIO FINALE PER POTENZA DI USCITA DI 1 W

In questo circuito (fig. 1), il transistor OC 30 viene pilotato da un trasformatore U1, collegato tra base ed emettitore.

Il trasformatore di uscita, U2, che ha il primario formato dagli avvolgimenti n1 e n2, non è inserito nel circuito del collettore, ma in quello dell'emettitore. Il collettore, agli effetti della tensione alternata

è a massa mentre, sull'emettitore, la tensione varia alla frequenza del segnale. Per questo motivo, alla tensione sulla base è necessario aggiungere un segnale della stessa ampiezza che neutralizzi l'inevitabile controreazione che annullerebbe qualsiasi amplificazione. Tale « tensione di compensazione » viene ricavata mediante

N.B. - Per la sostituzione dei transistor indicati negli schemi elettrici di questi amplificatori con tipi corrispondenti di altre marche, il Lettore può consultare la « Tabella di intercambiabilità » pubblicata nel N. 1, pag. 32 (1961) di SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV.

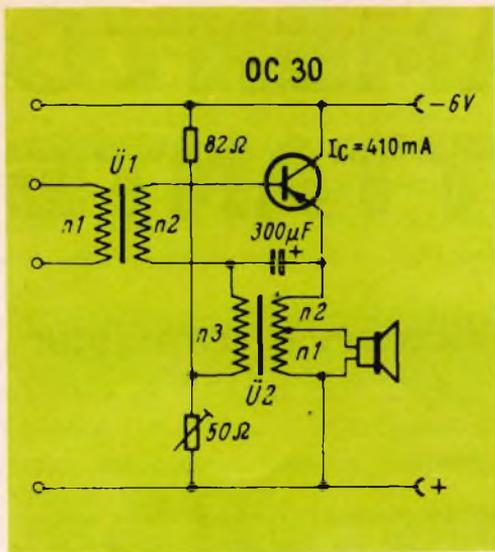


Fig. 1 - Schema elettrico di uno stadio finale con potenza di uscita di 1 W (funzionamento in classe A).

l'avvolgimento secondario n_3 del trasformatore di uscita U_2 . Questa insolita disposizione circuitale è stata preferita in quanto, in questo modo, la resistenza ohmica dell'avvolgimento primario $n_1 + n_2$ può essere sfruttata per la stabilizzazione del circuito contro le variazioni della temperatura. Per questo motivo, in questo stadio finale, non viene usata nessuna resistenza a coefficiente di temperatura negativo (NTC) ed, oltre a ciò, il partitore per la polarizzazione della base può essere dimensionato con resistenze di valore ohmico elevato così da shuntare il meno possibile il segnale d'ingresso. Con la resistenza variabile da 50Ω (resistenza-trim-

DATI TECNICI DEI TRASFORMATORI

Trasformatore pilota U_1

Nucleo EI, lamierini 0,35 mm, senza traferro

Dimensioni del pacco $30 \times 25 \times 14$ mm

$n_1 = 1600$ spire, rame smaltato $\varnothing 0,1$ mm

$n_2 = 160$ spire, rame smaltato $\varnothing 0,4$ mm

Trasformatore U_2

Nucleo EI, lamierini 0,35 mm traferro = 50μ

Dimensioni del pacco: $30 \times 25 \times 14$ mm

n_1 108 spire, rame smaltato $\varnothing 0,35$ mm

$R = 1,46 \Omega$

n_2 52 spire, rame smaltato $\varnothing 0,35$ mm

$R = 0,79 \Omega$

n_3 160 spire, rame smaltato $\varnothing 0,35$ mm

$R = 2,25 \Omega$

Impedenza altoparlante = 5Ω

mer) viene ricercato per tentativi il migliore punto di lavoro del transistor per le condizioni di massimo pilotaggio in modo da avere una minima percentuale di distorsione del segnale.

Per il massimo pilotaggio si richiede una tensione tra base ed emettitore di 150 mV con 15 mA di corrente. La resistenza dinamica d'ingresso di questo stadio è relativamente bassa (12Ω) e necessita quindi di un adeguato stadio pilota. La potenza resa si aggira su circa 1 W con una percentuale di distorsione inferiore al 10%.

(Per concessione della « Philips »)

STADIO FINALE PER POTENZA DI USCITA DI 4 W

Questo stadio finale (fig. 2) si ricollega circuitalmente a quello precedentemente descritto in quanto, anche in questo caso, il carico è posto sul circuito di emettitore e non su quello del collettore. Con la tensione di alimentazione di 7 V, il transistor OC 16 può fornire una potenza utile di uscita di 4 W. L'avvolgimento primario n_1 , del trasformatore U_2 , deve avere una resistenza ohmica relativamente bassa

($\leq 0,7 \Omega$). La corrente di riposo del collettore ($-I_c$) ammonta a 1,3 A; come si vede, per questo circuito, si richiede un accumulatore. Le misure effettuate indicano che, alla potenza di uscita di 4 W, la massima percentuale di distorsione è del 10%. La temperatura ambiente non deve superare i 50°C . Nel partitore di base di questo stadio è prevista una resistenza a coefficiente di temperatura, ne-

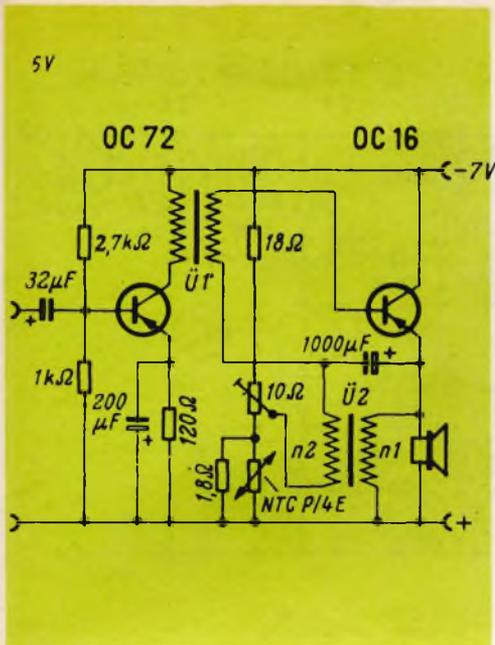


Fig. 2 - Schema elettrico di uno stadio finale con potenza di uscita di 4 W (funzionamento in classe A).

AMPLIFICATORE A 4 STADI CON POTENZA DI USCITA DI 2 W

L'amplificatore completo, fig. 3, è composto di due stadi preamplificatori (T1 e T2), di uno stadio pilota in cui il transistor è montato in un circuito con collettore comune (T3) e di uno stadio convenzionale finale (T4). Per la regolazione delle varie tonalità è previsto un circuito di controreazione dal collettore alla base del primo transistor. Come negli analoghi circuiti a valvola, il condensatore C1 esalta i toni bassi, C2 i toni alti.

Il potenziometro per la regolazione del volume (L) è munito di due prese onde ottenere una più bilanciata regolazione del volume sonoro. Le resistenze parziali di questo potenziometro (partendo dall'alto) ammontano rispettivamente a 3 k Ω , 1,5 Ω , 1,1 k Ω . Alla seconda presa è collegato un condensatore da 10 nF il quale, a bassi valori di volume, provvede ad esaltare le frequenze più elevate. Per una ulteriore correzione del tono viene inserito, in pa-

gativo (NTC) per la compensazione contro le variazioni della temperatura. Si può impiegare il tipo Philips NTC P/4 E. Anche in questo caso la resistenza-trimmer da 10 Ω serve per ricercare il miglior punto di lavoro del transistor.

(Per concessione della « Philips »)

DATI TECNICI DEI TRASFORMATORI

Trasformatore pilota U1

Nucleo EI, lamierini 0,35 mm, senza traferro
Dimensioni del pacco 48 x 40 x 16 mm
n1 = 840 spire, rame smaltato \varnothing 0,25 mm
n2 = 120 spire, rame smaltato \varnothing 0,60 mm

Trasformatore U2

Nucleo, EI, lamierini 0,35 mm, traferro = 0,16 mm
Dimensioni del pacco 48 x 40 x 16 mm
n1 = 120 spire, rame smaltato \varnothing 0,5 mm
 $R \leq 0,7 \Omega$
n2 = 120 spire, rame smaltato \varnothing 4 mm

rallero all'avvolgimento del trasformatore di uscita, un gruppo RC variabile. Le resistenze a coefficiente di temperatura negativo (NTC) vengono inserite non solo nel partitore di tensione per la polarizzazione della base del transistor pilota, ma anche nel suo circuito di emettitore; esse, come è noto, servono per ottenere la migliore stabilizzazione del punto di lavoro nei riguardi delle variazioni della temperatura ambiente. La tensione di uscita di questo stadio viene ricavata sull'emettitore. Il collettore infatti, agli effetti del segnale alternato risulta collegato a massa dal condensatore da 100 μ F. Grazie alla bassa resistenza di uscita di questo stadio (è noto come il circuito con collettore comune abbia la resistenza d'ingresso elevata e quella di uscita, bassa) non è necessario alcun trasformatore pilota.

(Per concessione della « Tekade »)

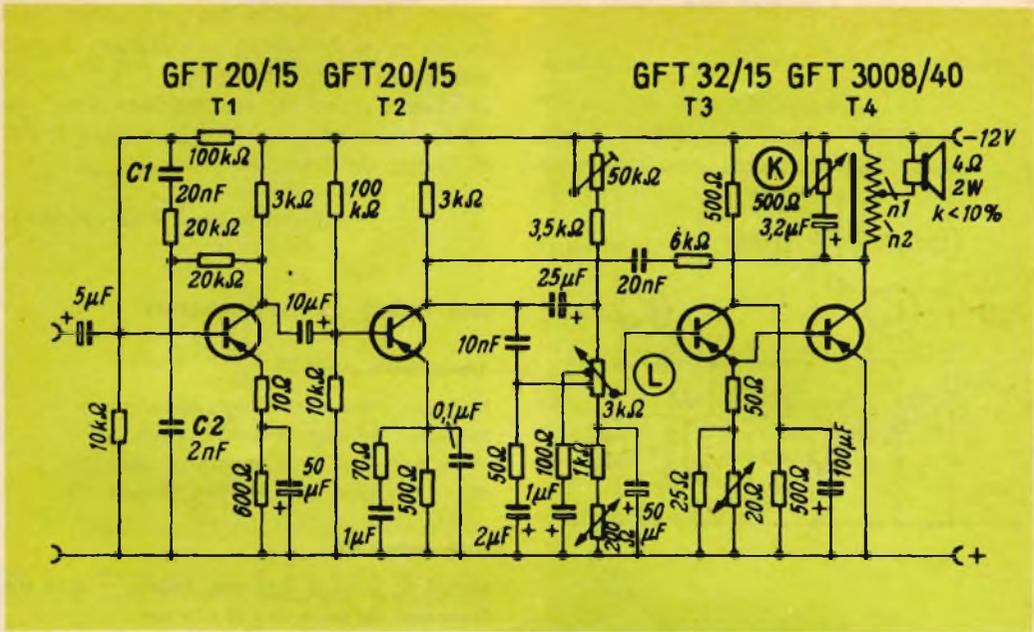


Fig. 3 - Schema elettrico di un amplificatore con potenza di uscita di 2 W. E' prevista la compensazione dei toni alti e dei bassi.

Dati tecnici del trasformatore di uscita

Nucleo EI, lamierini 0,35 mm, traferro = 0,16 mm
 Dimensioni del pacco 30 x 25 x 14 mm
 n1 = 180 spire, rame smaltato \varnothing 0,65 mm
 n2 = 120 spire, rame smaltato \varnothing 0,8 mm

STADIO FINALE PER POTENZA DI USCITA DI 4 W

Abbiamo detto che gli stadi finali equipaggiati con un solo transistor e funzionanti in classe A necessitano di una considerevole corrente di riposo. Per eliminare questo inconveniente sono stati studiati dei circuiti nei quali **il punto di lavoro del transistor finale si autoregola in base all'intensità del segnale.** In questi circuiti, in assenza di segnale, la corrente di riposo è molto bassa; in presenza del segnale, una tensione alternata (tensione ausiliaria) prelevata all'uscita e, opportunamente raddrizzata, viene portata sulla base in modo da spostare il punto di lavoro del transistor nel tratto centrale della sua caratteristica di uscita e farlo lavorare in classe A.

Il circuito indicato in fig. 4 deriva direttamente da quello indicato in fig. 2.

Per meglio compensare eventuali abbassamenti della tensione della batteria, la resistenza superiore del partitore di base è stata sostituita con una lampadina da 7 V/0,3 A. Lo stadio finale viene regolato in modo da avere una corrente di collettore corrispondente al 25-30% di quella che si avrebbe con funzionamento in classe A. La tensione che appare ai capi dell'avvolgimento n2, del trasformatore di uscita U2, viene riportata, previo raddrizzamento ad opera del diodo OA 5, nel circuito di base.

In questa maniera, il punto di lavoro del transistor si sposta in proporzione all'intensità del segnale presente all'uscita. Per compensare le inevitabili tolleranze dei vari elementi circuitali sono previste sull'avvolgimento n2, delle prese aggiun-

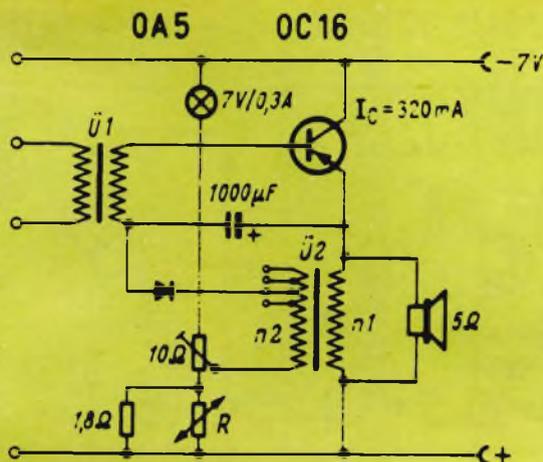


Fig. 4 - Schema elettrico di uno stadio finale funzionante in classe A (regolazione automatica del punto di lavoro). Potenza di uscita 4 W.

tive. Per il trasformatore valgono gli stessi dati indicati per il circuito di fig. 2. L'avvolgimento n2 risulta in questo caso aumentato di 5÷10 spire per consentire l'inserimento delle sopramenzionate prese aggiuntive. Siccome in questo stadio le perdite termiche sono ridotte, con una superficie del radiatore del transistor finale

uguale a quella del circuito di fig. 2, l'amplificatore può funzionare a temperature ambientali più elevate (5-10° C in più).

Come resistenza NTC si può impiegare il tipo Philips B 8 32001P/4 E.

(Per concessione della « Philips »)

AMPLIFICATORE DA 3 W

Questo amplificatore (fig. 5), come quello indicato in fig. 3, è formato da due stadi preamplificatori, da uno stadio pilota montato in circuito con collettore comune e uno stadio finale. Dato che l'accoppiamento tra stadio pilota e stadio finale è diretto, la tensione regolatrice prelevata dallo stadio finale viene applicata all'ingresso dello stadio pilota in quanto solo in questa maniera si può spostare il punto di lavoro del transistor finale. La tensione alternata ai capi di n2, del trasformatore di uscita, viene perciò riportata sulla base del transistor T3, previo raddrizzamento operato dal diodo FD 4. Grazie alla regolazione automatica del punto di lavoro, l'amplificatore, in assenza di

segnale, assorbe soltanto 10 mA. Se l'amplificatore dovesse essere impiegato in ambienti con temperature più elevate è consigliabile collegare in parallelo alla resistenza da 27 Ω del partitore di tensione di base dello stadio finale, una resistenza a coefficiente di temperatura negativo del valore di 50 Ω.

Anche tra i due stadi preamplificatori l'accoppiamento è diretto. Il primo transistor lavora in un circuito con collettore comune ed ha quindi una resistenza d'ingresso elevata che consente di collegare direttamente un pick-up piezoelettrico.

(Per concessione della « Intermetall »)

OC 304/2 OC 304/2 FD 4 OC 308 CTP 1109
 T1 T2 T3 T4

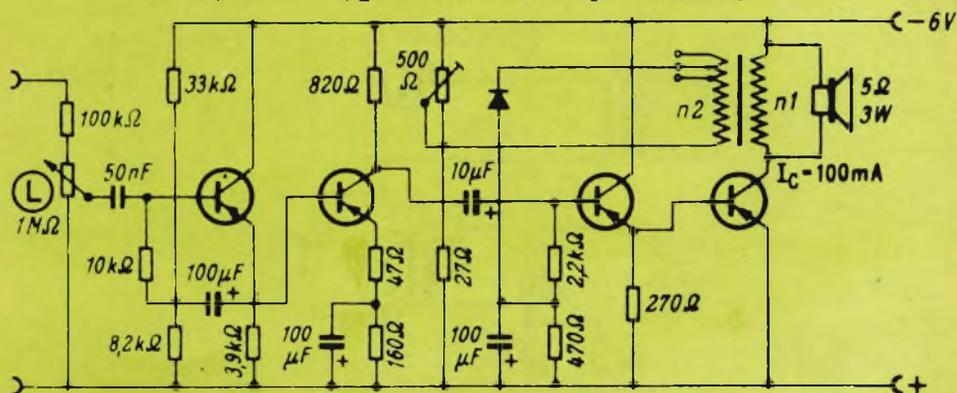


Fig. 5 - Schema elettrico di un amplificatore con ingresso ad alta impedenza con potenza di uscita di 3 W. Funzionamento in classe A autoregolabile.

Dati tecnici del trasformatore

Nucleo EI, traferro = 0,2 mm

Dimensioni del pacco 48 x 40 x 16 mm

n1 = 140 spire, rame smaltato \varnothing 0,80 mm

n2 = 170 spire, rame smaltato \varnothing 0,22 mm

con prese aggiuntive tra la 110ª e la 140ª spira.

(Rielaborato da «Funkschau»)

L. C.



Fissaggio dei terminali in un transistor di bassa frequenza (da Philips).



CAMBIADISCHI AUTOMATICO "LESA,, STEREO CADIS CD5/PU

- Continua dal n. 6 / 1960 -

GRUPPO MOTORE A 4 VELOCITÀ

GENERALITA'

Escludendo i difetti dovuti al rilevatore, una buona riproduzione fonografica dipende dalla corretta e uniforme velocità di rotazione del disco. È importantissimo quindi mantenere in perfetta efficienza gli organi che mettono in rotazione il piatto.

Occorre tener presente che la velocità di rotazione del disco può essere difettosa indipendentemente dalla velocità di rotazione del piatto.

1. Difetti di funzionamento non dipendenti dai cambiadischi.

- 1.1. Foro centrale del allargato per cui il disco ruota eccentrico.
 - 1.2. Eccessiva ondulazione del disco che causa un movimento di salita e discesa del rivelatore.
 - 1.3. Slittamento di un disco su altri dischi per una qualsiasi imperfezione.
- La variazioni di velocità del piatto sono

chiamate comunemente « vobulazioni » - wow - e presentano caratteristiche di periodicità. Si possono avere vobulazioni periodiche con il numero di giri del piatto, con il numero di giri della ruota di frizione in gomma e con il numero di giri del motore.

Si possono avere anche vobulazioni con periodicità diversa da queste citate. In tal caso occorre ricercarne la causa che si manifesta sotto forma di deformazione o irregolarità sul piatto, sulla ruota di frizione e sull'albero motore.

Nelle seguenti istruzioni si danno indicazioni sulle tolleranze ammesse e osservate in sede di costruzione e montaggio. Non sempre il riparatore è in grado di eseguire queste misure. Si ritiene comunque opportuno indicare questi dati perchè possono servire da orientamento per giudicare la precisione con cui devono funzionare alcuni organi.

CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO

2. Piatto 134 - vedi Fig. 3 -

- 2.1. Il bordo interno deve ruotare concentrico al proprio asse entro $\pm 0,1$ mm e deve essere privo di ogni irregolarità.
- 2.2. La superficie di appoggio del disco deve ruotare senza ondulazioni. L'escursione massima di altezza deve essere $\pm 0,2$ mm.
- 2.3. Il piatto montato e bloccato con l'anello elastico 137 deve avere un piccolo gioco in senso verticale.
- 2.4. Il piatto deve ruotare liberamente senza alcuna tendenza a fermarsi in una determinata posizione.
- 2.5. Il cuscinetto a sfere sotto il piatto deve ruotare silenziosamente.

DIFETTI

Vobulazione.

Vobulazione.

Bassa velocità - Rumore meccanico di rotazione - Vobulazione.

Vobulazione- Rumore meccanico di rotazione - Bassa velocità - Rumore di fondo durante la riproduzione.

Rumore di fondo durante la riproduzione.

3. **Ruota di frizione in gomma 33 per comando piatto** - Fig. 1 -

- 3.1. La superficie di lavoro deve ruotare concentrica al suo asse entro $\pm 0,05$ mm e deve essere senza irregolarità.
- 3.2. Il bordo esterno deve ruotare senza ondulazioni. L'escursione massima in altezza deve essere $\pm 0,1$ mm.
- 3.3. La ruota di frizione deve ruotare liberamente senza alcuna tendenza a fermarsi in una determinata posizione.
- 3.4. Il piano della ruota di frizione deve essere normale al perno motore.
- 3.5. La ruota di frizione deve essere disposta al giusto livello rispetto alla puleggia a gradini.
- 3.6. La sfera della ruota di frizione deve essere pressata dalla molla 34 con una forza di $70 \div 130$ g.

- 3.7. Il punto di contatto tra la sfera della ruota di frizione e la molla 34 deve essere lubrificato.

4. **Motore 141** - vedi Fig. 2 -

- 4.1. Il motore deve ruotare liberamente e silenziosamente.

5. **Puleggia del motore 32** - vedi Fig. 1 -

- 5.1. La superficie di lavoro deve ruotare concentrica al proprio asse entro $\pm 0,02$ mm e dev'essere senza irregolarità.
- 5.2. Deve essere regolata al giusto livello rispetto alla ruota di frizione 33 e alla ruota 84 di comando automatismi.

6. **Supporto articolare 22 - 23 per ruota di frizione 33** - vedi Fig. 2 -

- 6.1. Deve ruotare perfettamente libero sui suoi perni quando il cambiadischi è in condizione di funzionamento.

Vibulazione - Disturbo sotto forma di colpi periodici.

Vibulazione.

Vibulazione - Bassa velocità.

Bassa velocità - Vibulazione.

Bassa velocità - Vibulazione - Velocità diversa da quella indicata.

Con piatto carico di 8 dischi a 78 giri la velocità diventa 45 giri perchè la ruota di frizione risale al gradino superiore della puleggia 32 vincendo la forza della molla 34.

Cigolio durante il funzionamento di frequenza uguale al numero di giri del satellite - Vibulazione.

Bassa velocità - Rumorosità - Rumore di fondo durante la riproduzione.

Trillo (vibulazione con periodicità pari al numero di giri del motore) - Distorsione nella riproduzione.

Vibulazione - Bassa velocità.

Vibulazione - Bassa velocità di rotazione del piatto - Il piatto non ruota.

PROBABILI CAUSE

- 2.1.1. Piatto deformato.
- 2.1.2. Materiale estraneo che aderisce sul bordo del piatto.

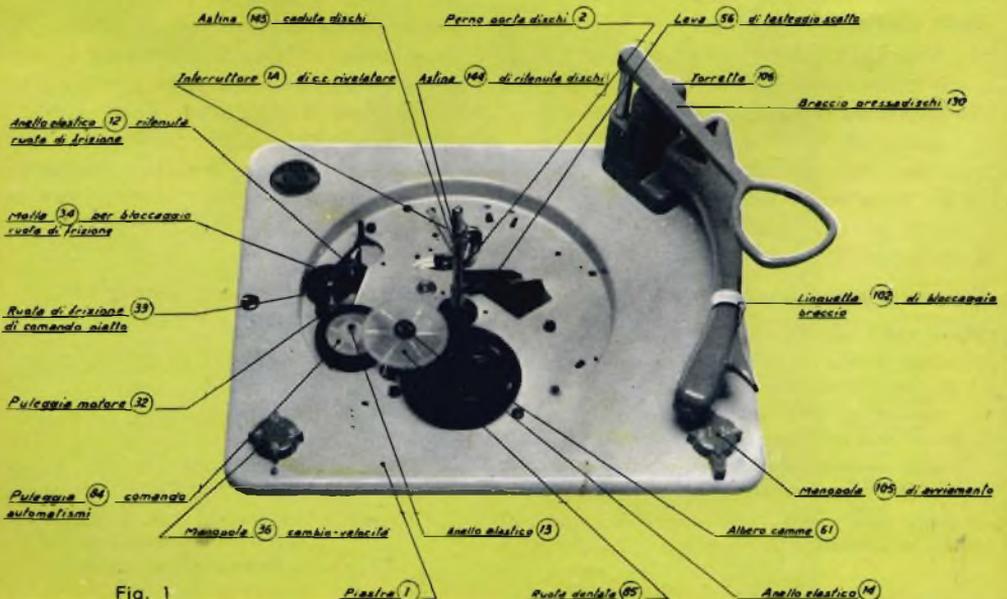


Fig. 1

- 2.2.1. Piatto deformato.
 2.2.2. Montaggio del tappeto in gomma non corretto.
 2.3.1. Cuscinetto a sfere e ranelle 133 montate in maniera errata. I difetti debbono scomparire quando si leva l'anello elastico 137 di bloccaggio del piatto.
 2.4.1. Cuscinetto a sfere 133 difettoso.
 2.4.2. Ranelle del cuscinetto danneggiate.
 2.4.3. Sfere del cuscinetto bloccate nella corona.
 2.5.1. Cuscinetto a sfere 133 sporco o mancante di grasso lubrificante.
 2.5.2. Cuscinetto danneggiato.
 3.1.1. Ruota in gomma deformata.
 3.1.2. Superficie di lavoro scheggiata o usurata.
 3.1.3. Materiale estraneo che aderisce sul bordo.
 3.2.1. Ruota di frizione deformata.
 3.2.2. Mozzo centrale difettoso.
 3.3.1. Perno deformato.
 3.3.2. Sfera non lubrificata in corrispondenza alla molla 34.
 3.4.1. Leva 23 deformata.
 3.5.1. Leva 23 deformata.
 3.5.2. Estremità della leva 20 piegata in modo non corretto. Per la regolazione vedi voce 11.6.
 3.6.1. Molla 34 snervata.
 3.6.2. Leva 23 deformata.
 3.7.1. Manca la lubrificazione. Lubrificare con grasso a punto di goccia superiore a 100° C.
 Es.: ESSO Andoc M 275
 SHELL Alvania Grease 2
 MOBIL OIL Grease BRB N° 4
 BARDAHL tipo « All purpose »
- 4.1.1. Corpi estranei tra lo statore e il rotore.
 4.1.2. Scentratura del rotore rispetto lo statore.
 Smontare il motore come da voce 9, allentare le viti di bloccaggio - vedi fig. 3 - inserire due lamine di acciaio elastico di larghezza 15 mm e spessore 0,3 mm fra rotore e statore. Serrare le viti di bloccaggio e togliere le lamine.
 4.1.3. Parziale corto circuito dell'avvolgimento.
 5.1.1. Albero motore incurvato.
 5.1.2. Puleggia con foro allargato.
 5.1.3. Puleggia deformata.
 5.2.1. Vite di bloccaggio puleggia allentata.
 5.2.2. Bloccare la puleggia secondo indicazioni di voce 10.4.
 6.1.1. Le leve 22 - 23 deformate.
 6.1.2. Manca l'azione della molla 26.
 6.1.3. La leva 7 non ritorna nella posizione di riposo verso l'esterno perchè non richiamata dalla molla 9 o per eccessivo attrito del tirante 40 contro la piastra.

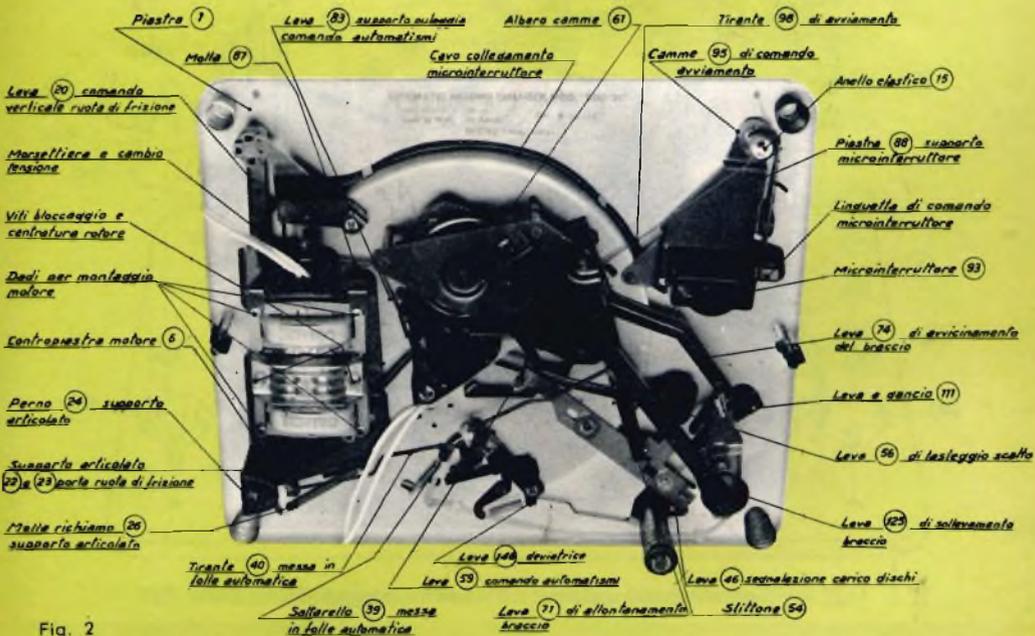


Fig. 2

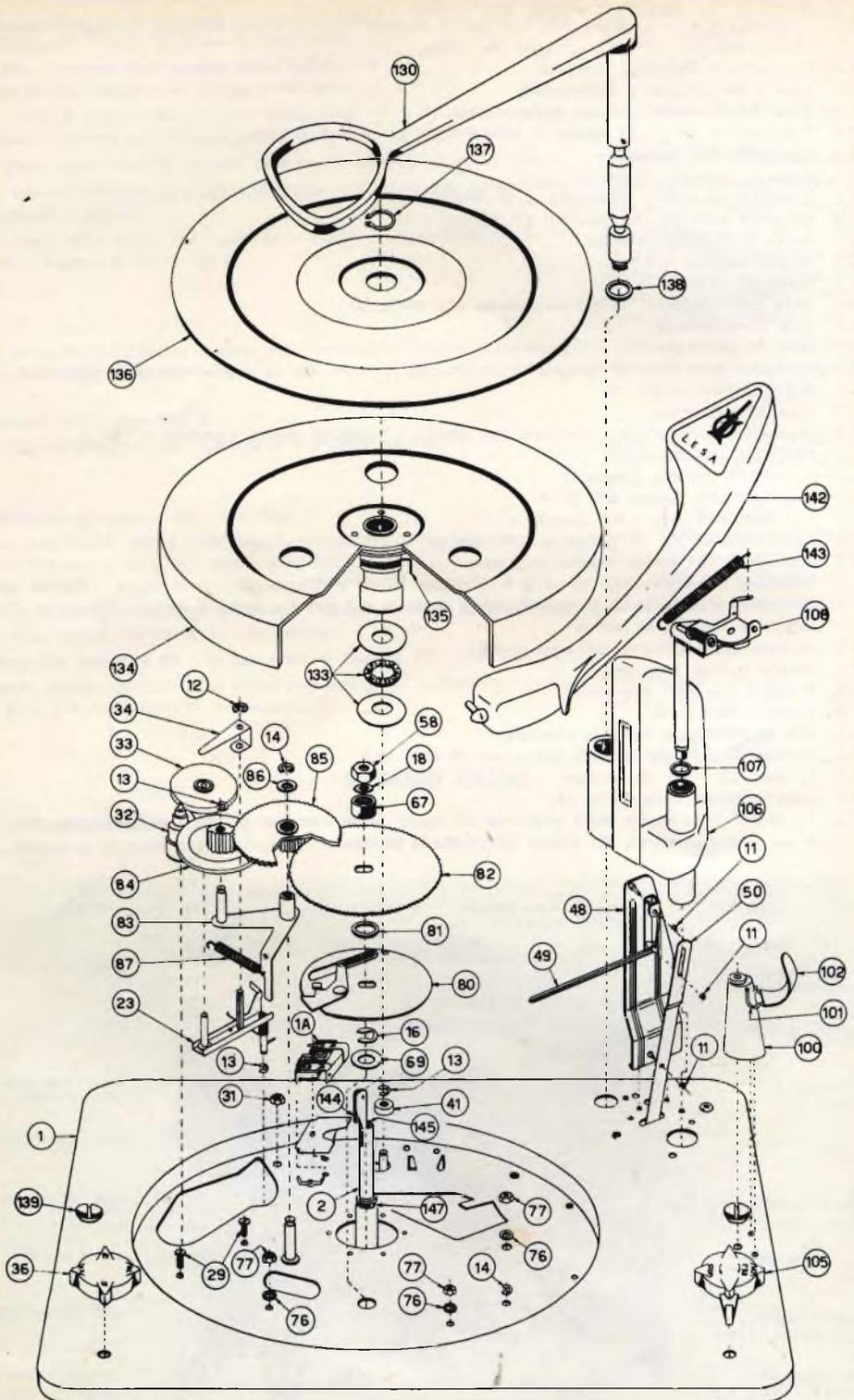


Fig. 3 - Cambiadischi automatico « Lesa » stereo Cadis CD5 PU.

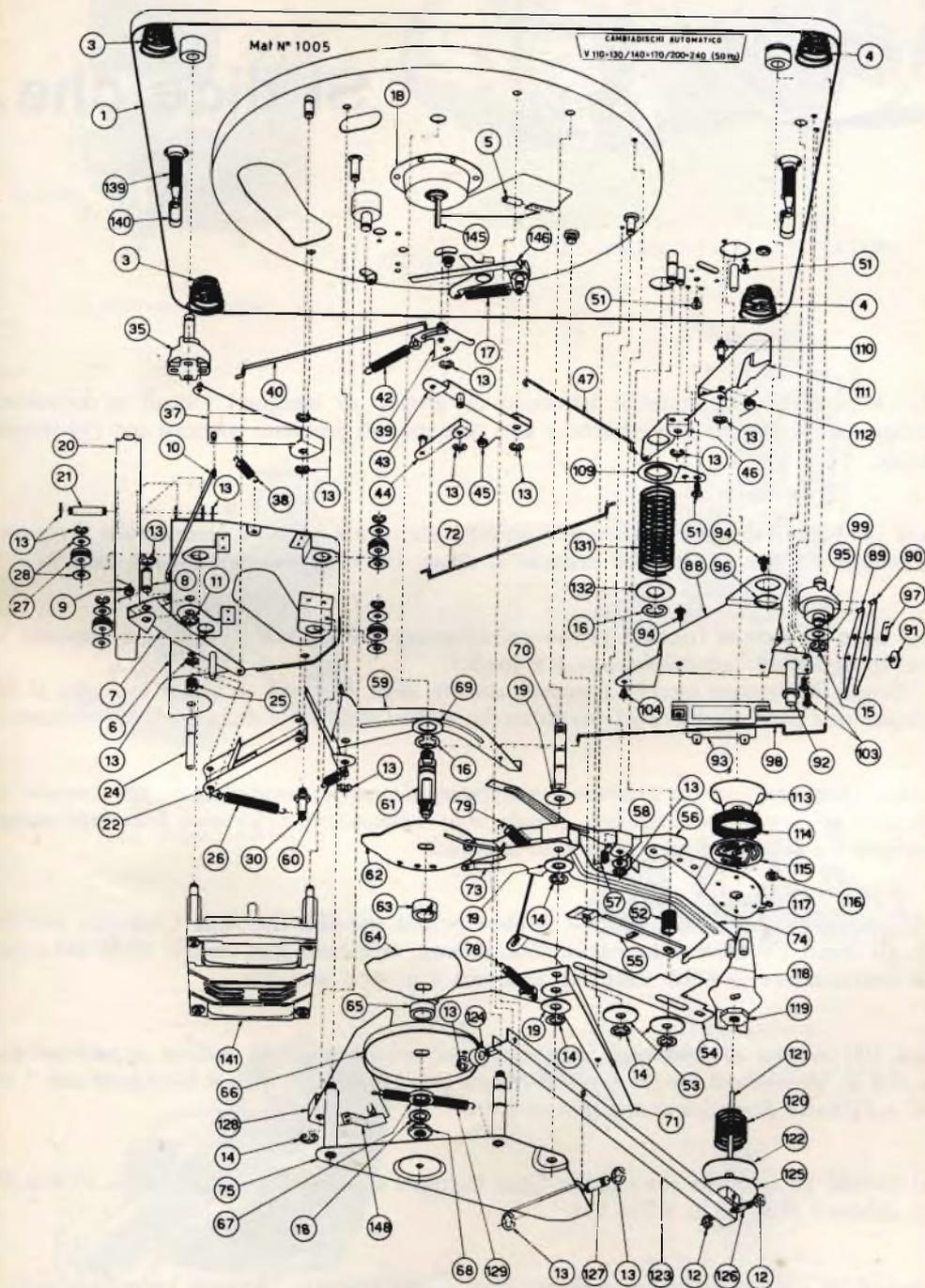


Fig. 4 - Cambiadischi automatico « Lesas » stereo Cadis CD5/PU.



Si dice che...

... la Decca di Londra starebbe istruendo un gruppo di ingegneri i quali si dovrebbero dedicare esclusivamente alle ricerche e allo sviluppo dei problemi connessi con l'elettronica spaziale.

... nel 1935 in un dizionario americano accanto alla voce « uranio » fosse scritto il seguente commento: « Senza applicazioni pratiche ». Anno 1935, appena venticinque anni fa.

... sia stato di recente formato presso un'università dell'Illinois (U.S.A.) un apposito reparto composto di tecnici elettronici e medici.

Scopo del reparto sarebbe il coordinamento degli studi tra tecnica e medicina al fine di creare una particolare branca per lo studio elettro-medicale e della medicina elettronica.

... siano stati realizzati in Germania particolari sistemi di modulazione per impulsi, da utilizzarsi per la telecomunicazione, il radar e la trasmissione e ricezione delle informazioni scambiate fra stazioni a terra e satelliti artificiali.

... nel secondo semestre del 1960 si sarebbe potuto stabilire che nella Germania meridionale, gli utenti TV privi di licenza di abbonamento sarebbero stati circa il 10 % del totale. Tale constatazione avrebbe costituito una vera e propria sorpresa.

... dei 100 milioni di televisori funzionanti nel mondo circa 56 milioni apparterebbero agli U.S.A. Verrebbero poi: la Gran Bretagna con 11 milioni circa, il Giappone con 5 milioni e l'Unione Sovietica con 4 milioni circa.

... al 30-9-60 gli abbonati alla radio in Gran Bretagna sarebbero stati calcolati in 10.868.288 e gli abbonati alla TV in 4.234.154.

... negli Stati Uniti d'America sarebbero stati sinora concessi 23 canali radio, per collegamenti privati. Questi servirebbero circa 100.000 apparecchi.

... l'industria elettronica in Francia sarebbe costituita da circa 400 aziende con circa 250.000 dipendenti.



LA DOMENICA SPORTIVA



Video
risate

PROGRAMMI TV E SPETTATORI



LA TV DEGLI AGRICOLTORI



ARIA DEL XX SECOLO



CARTONI ANIMATI



INTERLUDIO



L'AMICO DEGLI ANIMALI



le origini di una nuova scienza la radioastronomia

DOTATO DI ANTENNE UN VENUSIANO CAPTA ONDE RADIOELETTRICHE

di
MARGHERITA HACK

L'unico legame fra noi ed i corpi celesti, almeno finchè l'era dei viaggi interplanetari veri e propri non sarà iniziata, è rappresentato dalla radiazione che essi emettono. I nostri strumenti, il più antico dei quali si può dire sia l'occhio, captano questa radiazione e permettono di determinare la posizione ed i moti degli astri, il loro colore e splendore.

I corpi celesti emettono radiazioni comprendenti tutto lo spettro elettromagnetico, da quelle brevissime dei raggi gamma ed X, lunghe qualche centesimo di miliardesimo di centimetro, a quelle lunghe parecchi metri e anche chilometri delle onde radioelettriche. Tuttavia noi possiamo ricevere appena una minima parte di tutta questa dovizia raggiante, perchè l'atmosfera terrestre è trasparente solo a una ristretta banda di lunghezze d'onda, ossia a quelle comprese fra 4 o 8 centomillesimi di centimetro. Si tratta appunto delle radiazioni chiamate visibili perchè quando colpiscono la retina provocano rispettivamente la sensazione di luce violetta e rosso cupo.

Le onde più corte delle violette vengono assorbite da uno strato di molecole di ozono, formate da tre atomi di ossigeno, strato situato fra 20 e 30 km sopra la superficie terrestre, del tutto opaco all'ultravioletto; esso ci protegge perciò da radiazioni che altrimenti sarebbero mortali. Le onde più lunghe, cosiddette infrarosse, sono invece assorbite dalle molecole di ossigeno e vapor acqueo. Così abbiamo un breve intervallo di radiazioni detto « finestra ottica » a cui l'atmosfera è trasparente e grazie al quale fin dai primordi l'uomo ha potuto accorgersi di un cielo al di sopra di lui e di un misterioso universo.

È stato soltanto all'inizio di questo secolo che, con la scoperta delle radioonde e la loro applicazione alle radiotrasmissioni a grande distanza, ci si cominciò a render conto dell'esistenza di un'altra finestra, di un altro intervallo di lunghezze d'onda, a cui l'atmosfera era trasparente: quello compreso fra onde di qualche centimetro e onde di una sessantina di metri. Mentre le onde più corte sono assor-

bite dal vapor acqueo e dall'ossigeno atmosferico, quelle maggiori di 60 m, emesse da radiotrasmettenti terrestri, vengono riflesse al suolo dall'ionosfera; ed è proprio questo fenomeno che rende possibile le radiotrasmissioni fra stazioni lontane, non visibili fra loro a causa della curvatura della Terra.

Analogamente, però l'ionosfera riflette indietro negli spazi interstellari le eventuali onde extraterrestri in arrivo sul nostro pianeta, impedendoci di riceverle. Questa seconda finestra atmosferica è stata chiamata « finestra radio ». Fino a trent'anni fa la si riteneva di nessun interesse astronomico, perchè teoria ed osservazioni facevano pensare che i corpi celesti emetterebbero soprattutto nel visibile e ultravioletto, ma non radioonde. Ma da trent'anni l'uomo ha imparato ad affacciarsi anche a questa finestra, scoprendo un panorama completamente nuovo.

Così l'astronomia ottica, che studia l'universo attraverso la finestra ottica, e la radioastronomia, che studia l'universo attraverso la finestra radio hanno concorso a darci un'immagine più completa ed una comprensione più profonda della natura dei corpi celesti.

Si può aggiungere che è prossima la scoperta di un terzo aspetto dell'universo: quello che ci rivelerà le brevissime onde dell'estremo ultravioletto, il giorno in cui l'uomo sarà riuscito a piazzare qualche attrezzato osservatorio su un satellite artificiale o addirittura sulla Luna, scavalcando del tutto la barriera costituita dalla nostra atmosfera.

Fin dalla sua comparsa sulla Terra l'uomo, a differenza degli altri animali, ha alzato gli occhi al cielo ed ha visto le stelle, il Sole e la Luna. Pian piano, via via che il suo spirito d'osservazione si andava affinando, cominciava ad accorgersi di parecchie regolarità nel moto degli astri, della stretta correlazione fra stagioni e posizione del Sole, del variare delle costellazioni con la stagione; notò anche che fra le migliaia di stelle che mantengono inalterata la loro posizione relativa e che perciò furono dette « fisse », ne esistevano cinque molto splendidi, che si spostavano fra le costellazioni. Furono

chiamate « pianeti », che in greco significa appunto stelle erranti.

Questo aspetto del cielo divenne noto fin dalla più remota antichità perchè fra i nostri organi disponiamo di occhi che la natura ha particolarmente attrezzato per le condizioni esistenti sul nostro pianeta. Difatti la maggior parte della radiazione solare è emessa nell'intervallo di radiazioni a cui l'atmosfera terrestre è trasparente, ed a cui, per una coincidenza non certo fortuita, i nostri occhi sono sensibili. Come noi, abitanti della Terra, siamo dotati di occhi adatti a sfruttare al massimo l'emissione solare e la trasparenza atmosferica, così è quasi certo che gli abitanti di altri pianeti saranno diversamente dotati a seconda delle proprietà emmissive del loro sole ed assorbenti della loro atmosfera. Anche senza allontanarci dal sistema solare, vogliamo provare ad immaginare quali occhi potrebbe avere un ipotetico abitante di Venere? Il pianeta nostro vicino è sempre avvolto da una perenne coltre di nubi, che le onde visibili non riescono a penetrare. Ma dove non passa la luce, passano le onde radio; si può perciò azzardare che un venusiano potrebbe essere dotato di antenne capaci di captare le onde radioelettriche.

Tornando sulla Terra, domandiamoci quale sarebbe l'aspetto dell'universo se invece di occhi sensibili alle radiazioni visibili, fossimo dotati di antenne e di sensi capaci di ricevere le onde radio lunghe qualche metro. Oggi, a trent'anni dalla nascita della radioastronomia, possiamo senz'altro dire che il cielo ci apparirebbe completamente diverso. Le stelle, che ne costituiscono l'aspetto ottico dominante, sarebbero invisibili. Invece noteremmo larghe zone « luminose » (naturalmente per i nostri occhi radiosensibili) di forma irregolare, nubi filamentose e sfioccate, ed una larga fascia « brillante » là dove noi vediamo la traccia biancastra della Via Lattea. Il cielo sarebbe soffuso di un gran chiarore quasi uniforme, di notte come di giorno. Solo che di giorno il Sole risulterebbe come una macchia larga circa il doppio del sole ottico, di forma irregolare e sfrangiata, e poco più luminosa di tante altre macchie sparse per il cielo. Non si saprebbe niente del-

l'esistenza della Luna e degli altri pianeti, ad eccezione di Giove, che a intervalli irregolari emetterebbe dei violenti lampi di radiazione.

Quest'aspetto completamente differente che il cielo ci presenta, a seconda che lo studiamo a mezzo delle radiazioni visibili o delle onde radio, significa che mentre certi corpi celesti emettono soprattutto luce e poco o punto radioonde, altri corpi, come le nubi di materia interstellare, emettono soprattutto onde radio: sono questi ultimi corpi i nuovi primi attori di un cielo verso cui da meno di quindici anni si puntano antenne sempre più potenti, collegate a ricevitori sempre più sensibili.

È nata per caso

La radioastronomia è nata per caso. Del resto questo non è un fatto nuovo nella storia della scienza e molto spesso le più grandi scoperte sono state favorite dal caso.

La storia della radioastronomia si potrebbe cominciare nel 1927 col nome di Marconi, sebbene vi sia un'importantissima preistoria, che risale agli inizi del secolo, e su cui torneremo più tardi.

Dunque nel settembre ed ottobre del 1927 Marconi notava delle perturbazioni nelle trasmissioni radio, in coincidenza con la comparsa di grosse macchie solari, seguite da intense aurore boreali. Negli anni seguenti più o meno in tutto il mondo venivano notate queste coincidenze fra perturbazioni solari e disturbi nelle radio-trasmissioni. Appariva indubbio che il colpevole dei disturbi era il Sole, ma non si capiva quale fosse il meccanismo fisico attraverso cui questi disturbi si verificavano.

Nel 1929 il radiotecnico americano Gordon Stagner, che faceva ricerche sui disturbi alle trasmissioni radio per conto della Radio Corporation, notò una specie di sibilo che diveniva più forte in certe ore del giorno. Però o non volle, o non ebbe la possibilità di seguire osservazioni sistematiche di questo fenomeno.

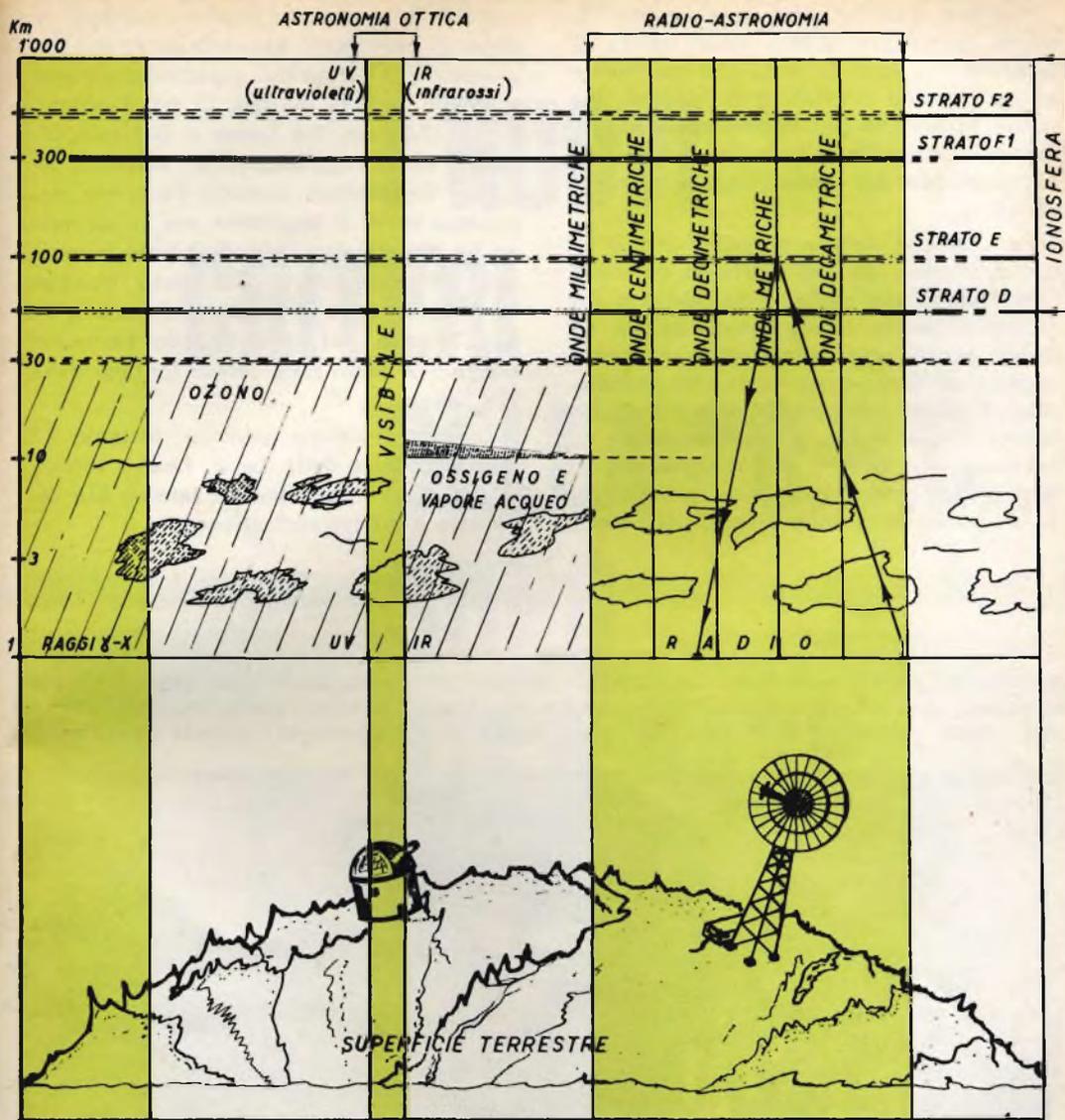
Sempre nel 1929 incontriamo il nome di colui che può veramente chiamarsi il primo radioastronomo, lo scopritore delle

radioonde extraterrestri: Karl Jansky. Egli era allora un giovane radio-ingegnere della Bell Telephone Company, e aveva l'incarico di studiare le cause dei rumori che disturbavano le trasmissioni radio. Le sue ricerche si svolgevano su due lunghezze d'onda che erano più o meno alle due estremità della banda usata per le radio-trasmissioni: 6000 m e 14,6 m. La tecnica di trasmissione e ricezione delle onde cortissime era allora appena agli inizi e le difficoltà che si presentarono a Jansky nel progettare antenna e ricevitore furono numerose. Comunque nel 1930 era pronto per iniziare gli esperimenti.

La sua antenna, che fu chiamata scherzosamente « la giostra », era situata a Holmdel, nel New Jersey, ed era formata da una piattaforma rettangolare lunga una quindicina di metri girevole sopra un cerchio di mattoni e portante una serie di tralicci metallici rettangolari, che costituivano l'antenna vera e propria. L'antenna faceva un intero giro in 20 minuti ed il ricevitore ad essa collegato registrava i parassiti provenienti da ogni direzione dell'orizzonte. Dopo parecchi mesi di paziente osservazione apparve chiaro che i disturbi erano dovuti a tre diverse cause: una individuata nei temporali vicini, una in quelli lontani, ma ambedue produttori quel caratteristico crepitio che ciascuno di noi può sentire ogni volta che si apre la radio durante un temporale; ogni lampo è accompagnato da un crepitio dell'apparecchio.

La terza causa era di origine sconosciuta e provocava un rumore del tutto diverso, una specie di fischio o fruscio, simile a quello che provoca il vento fruscando fra alberi senza foglie. Jansky lo descrisse come un rumore « molto debole, molto costante, che produceva un fischio nel microfono, difficilmente distinguibile dal fischio causato dal rumore proprio del dispositivo ricevente.

Novantanove ricercatori su cento avrebbero trascurato quel debole rumore, e si sarebbero accontentati di aver trovato la causa dei ben più forti crepitii. Jansky invece si incuriosì e si ostinò a registrare accuratamente la direzione di provenienza del fischio e l'ora in cui esso raggiungeva la massima intensità.



La finestra ottica e la finestra radio; la prima lascia passare le radiazioni visibili e un po' del prossimo ultravioletto, la seconda le onde radio comprese fra pochi centimetri e 60 metri.

dal « Corriere della Sera »

la rivolta di Algeri

È stata qualche cosa di peggio di una rivolta. Dal punto di vista morale, è stato un tradimento. Dal punto di vista militare, una farsa. È bastato che reparti di Marina occupassero la radio e annunciassero: « L'ordine è ristabilito ad Algeri » perchè la ribellione finisse. Ancora una volta si è dimostrato vero il detto che oggi vince chi ha la radio. I generali ribelli hanno tentato di arringare la folla dal balcone del Palazzo del Governo, ma non hanno potuto perchè i cavi degli altoparlanti erano stati tagliati. Allora, essi non hanno perduto tempo, e sono fuggiti. La polizia, quand'è arrivata al quartier generale della ribellione, non ha trovato più nessuno.

Sembra cosa da poco, ma questa testarda curiosità e questo acuto spirito di osservazione sono le virtù che permisero ad un giovane ricercatore di iniziare una nuova epoca che per importanza può paragonarsi a quella iniziata da Galileo con l'applicazione del cannocchiale allo studio del cielo.

Fu così che Jansky scoperse che il sibilo proveniva da una direzione del cielo fissa rispetto alle stelle; essa perciò in un giorno si sposta regolarmente da Est ad Ovest, e nel corso delle stagioni si sposta rispetto al Sole come fanno le costellazioni. Nessuna sorgente ferrestre avrebbe potuto avere questo comportamento; fu necessario ammettere che l'origine del sibilo era dovuta a radioonde provenienti da un punto della volta celeste posto nella

costellazione del Sagittario: proprio là dove gli astronomi avevano accertato che si trovava il centro del gigantesco sistema di stelle e nubi di gas di cui facciamo parte, chiamato Via Lattea o Galassia. Difatti il sibilo raggiungeva un massimo assoluto di intensità quando l'antenna era puntata verso il Sagittario, ma si udivano anche dei massimi secondari tutte le volte che l'antenna era diretta verso qualche altra parte della Via Lattea. Invece il sibilo cessava del tutto quando l'antenna era rivolta verso zone celesti lontane dalla Via Lattea.

Dunque il centro galattico, distante 27 mila anni luce dalla Terra, faceva sentire la sua voce: l'antenna di Jansky era diventata il primo radiotelescopio.

Vi presentiamo il pugile Giancarlo Garbelli della categoria "pesi medi" appartenente, con Benvenuti "pesi medi", De Piccoli "pesi massimi", Scatolin "medio massimi", Bianco "medio massimi", Scimion "pesi welter", Beretta "pesi gallo", Pomaro "pesi medi", Brondi "pesi leggeri" e Guzzo "pesi medi", alla Colonia G.B.C. che verrà presentata alla stampa alla fine di giugno.



dal "NAPOLI NOTTE",

I NUOVI CRITERI DELLA "G.B.C.", SONO ALLA BASE DEL SUO SUCCESSO

IL TECNICO
TROVA PRESSO
QUESTA ORGANIZZAZIONE
UNA SICURA
FONTE
DI GUADAGNO

Abbiamo preso parte all'inaugurazione avvenuta in questi giorni della nuova sede della « G.B.C. » (materiale elettronico) in via Camillo Porzio 10. Si tratta di un grande complesso con magazzino di vendita, ampi depositi, ed uffici, voluto nel decimo anniversario della Azienda, a coronamento di una intelligente e proficua attività. La G.B.C. di Napoli, infatti, sorta dieci anni fa è andata sempre progredendo, sotto la guida esperta del titolare signor Raffaele Cecere, conquistando la fiducia di una vastissima clientela.

Il segreto di tale affermazione, va ricercato sia nella organizzazione articolata in modo

che si ataglia perfettamente alla dinamica economica della azienda, sia a tale dinamica stessa, ispirata dallo studio e dalla passione del suo creatore e titolare capo Sig. Iacopo Castelfranchi, e seguita costantemente nelle numerose sedi in tutta Italia.

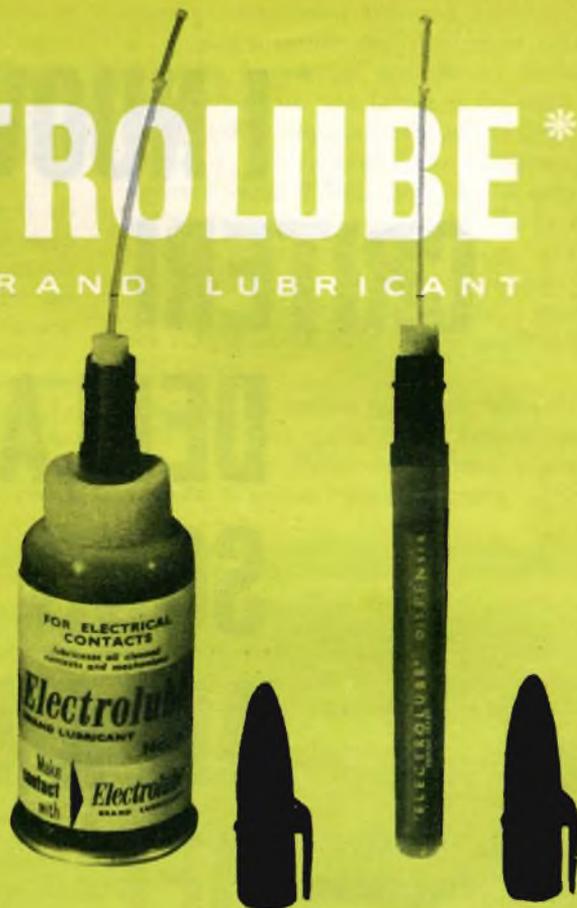
La G.B.C., rinunciando ad una notevole parte dei suoi profitti, svolge una politica espansiva di mercato. Essa, oltre che mettere a disposizioni del tecnico migliaia di prodotti elettronici diversi, lo pone in una condizione di privilegio. Infatti, chi acquista presso la G.B.C. trova nella assoluta convenienza dei prezzi la prima possibilità di guadagnare. Te-

nendo fede a questi principi, la Azienda è cresciuta fino alle invidiabili proporzioni odierne, e promette sempre nuovi sviluppi.

Bisogna dire a questo punto che per la nostra città e per il resto del mezzogiorno d'Italia era una sentita necessità disporre nel campo della elettronica di una organizzazione capace di trasferire su questo mercato i bassi prezzi del mercato settentrionale. E questo è stato realizzato dalla G.B.C., fin da quando dieci anni fa estese a Napoli la sua organizzazione. E' un esempio che è augurabile si sviluppi anche in altre branche dell'attività commerciale.

ELECTROLUBE*

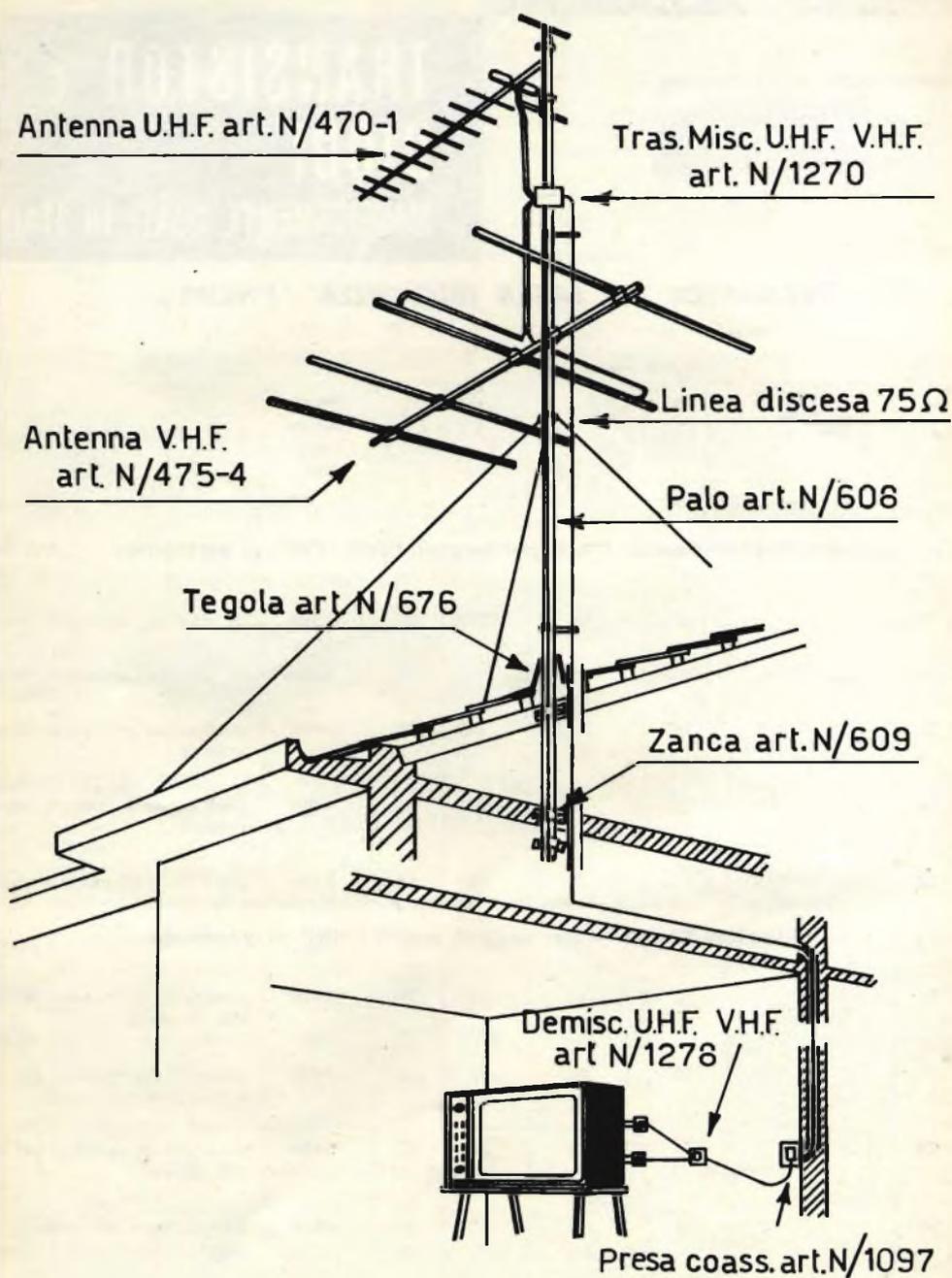
BRAND LUBRICANT



Il NUOVO lubrificante creato per l'industria ELETTRICO-MECCANICA. Eccezionalmente efficiente questo prodotto presenta le seguenti caratteristiche:

Per niente tossico - Chimicamente inerte - Privo di carbone - Non asciuga - Respinge l'acqua - Protegge le superfici dalle corrosioni e dalle ossidazioni - Indicato per i contatti ad arco ed elettrici - Con resistenza elettrica più bassa di qualsiasi lubrificante liquido - In pratici e originali contenitori.

INSTALLAZIONI DI ANTENNE



Riproduciamo un impianto standard
UHF - VHF di ottimo rendimento.

GUIDA PRATICA
PER L'ACQUISTO
E LA UTILIZZAZIONE DI



TRANSISTOR E DIODI

MAGGIORMENTE USATI IN ITALIA

TRANSISTOR PER BASSA FREQUENZA " PHILIPS "

Tipo	Valori massimi						Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore- emettitore		Corrente di cresta del collettore (mA)	Temperatura max. alla giun- zione in funzio- namento continuo (°C)	Dissipazione al collettore ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$) (mW)	Guadagno in corrente h_{fe}		
	Di cresta (V)	C. C. (V)						

Amplificatori Classe A e B per segnali forti - PNP al germanio -

OC 26	32	16	3500	90	13000	33	1760	di potenza, guadagno medio
OC 30	32	16	1400	75	3600	35	2560	di potenza, guadagno medio
OC 72	32	32	250	75	165	70	1030	stadi pilota e finali di media potenza
OC 74	20	20	300	75	550	65	1110	stadi pilota e finali di media potenza
OC 79	26	26	300	75	550	42	1170	stadi finali di media potenza

Amplificatori Classe A per segnali deboli - PNP al germanio -

OC 57	7	3	10	55	10	35	1620	preamplif. in ricevitori per deboli di udito
OC 58	7	3	10	55	10	55	1620	preamplif. in ricevitori per deboli di udito
OC 59	7	3	10	55	10	80	1620	preamplif. in ricevitori per deboli di udito
OC 60	7	3	10	55	10	60	1620	stadio finale per deboli di udito
OC 70	30	30	50	75	125	30	880	impieghi generali
OC 71	30	30	50	75	125	50	920	impieghi generali
OC 75	30	30	50	75	125	90	1000	elevato guadagno, per impieghi generali

TRANSISTOR PER RADIO FREQUENZA " PHILIPS "

Tipo	Valori massimi						Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore-emittente		Corrente di cresta del collettore (mA)	Temperatura max. alla giunzione in funzionamento continuo (°C)	Dissipazione al collettore (Tamb = 25°C) (mW)	Guadagno in corrente h _{fe}		
	Di cresta (V)	C. C. (V)						

Stadi, Convertitori, Mescolatori, Oscillatori - PNP al germanio -

CC 44	15	15	10	75	83	100	1120	oscillatore-convertitore in re-dioricevitori per onde medie (fab = 15 MHz)
CC 45	15	15	10	75	83	50	1080	amplificatore m.f. per ricevitori AM (fab = 6 MHz)
OC 169	20	20	10	75	50	100	1080	amplificatore m.f. in ricevitori AM/FM (fab = 70 MHz)
OC 170	20	20	10	75	83	100	1250	oscillatore-convertitore per onde corte (fab = 70 MHz)
OC 171	20	20	5	75	83	—	1820	amplif. a.f. e convertitore in ricevitori FM (100 MHz)

TRANSISTOR "PHILIPS,, PER USI INDUSTRIALI, CIRCUITI DI COMMUTAZIONE E CALCOLATRICI ELETTRONICHE

Circuiti di commutazione ad elevata velocità - PNP al germanio -

OC 22	32	24	1000	75	10000	150	4750	contatori digitali, amplificatori b.f. di qualità
OC 23	40	24	1000	75	10000	150	5320	generatori d'impulsi per memorie magnetiche
OC 24	32	24	1000	75	10000	150	5320	per telefonia a correnti portanti
OC 46	20	20	125	75	83	< 80	2810	corrente media
OC 47	20	20	125	75	83	< 200	3070	corrente media

Circuiti di commutazione a bassa velocità - PNP al germanio -

OC 28	60/80	60/80	6000	90	13000	32	4180	convertitori-elevatori di tensione in circuiti a correnti e tensioni elevate
OC 29	32/48/60	32/48/60	6000	90	13000	90	3800	
OC 35	32/48/60	32/48/60	6000	90	13000	50	3420	
OC 36	32/60/80	32/60/80	6000	90	13000	70	4750	oscillatori ad impulsi
OC 76	32	32	250	75	165	45	1220	
OC 77	60	60	250	75	165	52	1640	
OC 80	32	32	600	75	550	85	1220	

TRANSISTOR "PHILIPS,, PER USI INDUSTRIALI, CIRCUITI DI COMMUTAZIONE E CALCOLTRICI ELETTRONICHE

Tipo	Valori massimi assoluti						Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore-emettitore		Corrente di cresta di collettore (mA)	Temperatura max. alla giunzione in funzionamento continuo (°C)	Dissipazione al collettore (T _{amb} = 25 °C) (mW)	Guadagno in corrente h _{FE}		
	Di cresta (V)	C. C. (V)						

Circuiti di commutazione ad elevata velocità - NPN¹ al germanio -

OC 139	20	20	250	75	100		3190	calcolatrici
OC 140	20	20	250	75	100	45	3800	calcolatrici
OC 141	20	75	250	75	100	150	4180	calcolatrici

Usi industriali - PNP al silicio -

OC 200	25	25	50	150	250	20	4750	impieghi generali in b.f.
OC 201	25	25	50	150	250	30	5320	impieghi generali in b.f.

Fototransistor - PNP al germanio -

Tipo	Valori massimi						listino Prezzi GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore-emettitore		Corrente di cresta di collettore (mA)	Temperatura max. alla giunzione in funzionamento continuo (°C)	Dissipazione al collettore (T _{amb} = 25 °C) (mW)	Corrente in oscurità (μA)		
	Di cresta (V)	C. C. (V)						
OCP 70	7,5	7,5	20	0,5	25	325	3600	per fotoapplicazioni

1) Le tensioni e le correnti dei transistor NPN hanno polarità inverse.

DIODI AL SILICIO " PHILIPS ,,

Tipo	Valori massimi assoluti					Prezzi listino GBC Lire	Descrizione
	Tensione inversa di cresta (V)	Tensione continua inversa (V)	Corrente media diretta (mA)	Corrente di cresta diretta (mA)	Sovracorrente istantanea per la durata di 1 sec. (mA)		
BA 100	60	60	20	50	200	620	Diode al silicio a lega, esecuzione miniatura.
BA 102	50	50	50	150		820	Diode al silicio, esecuzione in miniatura, per controllo automatico di frequenza.
OA 200						910	Diode al silicio a lega per 50 V, esecuzione miniatura.
OA 202	150	150	30	100		1140	Diode al silicio per impieghi generali.

DIODI AL SILICIO " PHILIPS "

Tipo	Valori massimi assoluti				Prezzi listino GBC Lire	Descrizione
	Tensione nominale di Zener (-V _z) (V)	Massima corrente di Zener - (I _z) (mA)	Impedenza dinamica R _z con I _z = 5 mA (Ω)	Corrente inversa con V _A = 2 V (mA)		
OAZ 200	4,7	40	60	250	2660	Diodi al silicio a giunzione per lega per la stabilizzazione di correnti di debole intensità o per impiego come sorgenti di tensioni di riferimento.
CAZ 201	5,1	40	50	100	2660	
OAZ 202	5,6	40	25	30	2660	
OAZ 203	6,2	40	6	10	2660	
OAZ 204	6,8	40	4	10	2660	
OAZ 205	7,5	40	4	5	2660	
OAZ 206	8,2	40	4	5	2660	
OAZ 207	9,1	40	4	5	2660	
OAZ 208 ... OAZ 213					2390	

DIODI AL GERMANIO " PHILIPS "

Tipo	Valori massimi assoluti					Prezzi listino GBC Lire	Descrizione
	Tensione inversa di cresta (V)	Tensione continua inversa (V)	Corrente media diretta (mA)	Corrente di cresta diretta (mA)	Sovracorrente istantanea per la durata di 1 sec. (mA)		
OA 47	25	15	50	50	300	1060	Esecuzione miniatura del tipo OA 7. Impieghi professionali.
OA 90	30	20	8	45	200	230	Esecuzione miniatura del tipo OA 70.
OA 91	115	90	50	150	500	230	Esecuzione miniatura del tipo OA 81. Impieghi generali.
OA 92	20	15	5	10	100	300	Diodo miniatura per calcolatrici elettroniche.
OA 95	115	90	50	150	500	240	Esecuzione miniatura del tipo OA 85. Impieghi generali.

DIODI AL GERMANIO " PHILIPS "

Tipo	Valori massimi assoluti					Prezzi listino GBC Lire	Descrizione
	Tensione inversa di cresta (V)	Tensione continua inversa (V)	Corrente media diretta (mA)	Corrente di cresta diretta (mA)	Sovracorrente istantanea per la durata di 1 sec. (mA)		
OA 70	22,5	15	50	150	400	195	Diode al germanio a punta di contatto per rivelatore video.
OA 72	45	30	10	100	200	230	Diode al germanio per discriminatore e rivelatore a rapporto per FM.
OA 73	30	20	50	150	400	220	Diode al germanio a punta di contatto per usi professionali.
OA 79	45	30	35	100	200	215	Diode al germ. per rivelat. a rapporto (resist. di smorz. > 13,5 kΩ).
OA 81	115	90	50	150	500	185	Diode al germanio a punta di contatto per 100 V. Impieghi generali.
OA 85	115	90	50	150	200	220	Diode al germanio a punta di contatto per impieghi generali.
OA 86	90	60	35	150	500	760	Diode al germanio a punta di contatto per calcolatrici elettroniche.

RADDRIZZATORI AL GERMANIO " PHILIPS "

Tipo	Valori massimi assoluti			Prezzi listino GBC Lire	Descrizione
	Tensione inversa di cresta (V)	Corrente media diretta (A)	Corrente diretta di cresta (A)		
OA 31	85	12	12	3550	Diode al germanio a giunzione, raddrizzatore di potenza.

RADDRIZZATORI AL SILICIO " PHILIPS "

OA 210	400	0,5	5	1000	Diode al silicio a lega per 400 V e 500 mA, raddrizzatore per televisione.
OA 211	800	0,4	4	1900	Diode al silicio a lega per 800 V e 400 mA, raddrizzatore per televisione.
OA 214	700	0,5	5	1800	Diode al silicio a lega per 700 V e 500 mA, raddrizzatore per televisione.
OA 260	200	20	100	12500	Diode al silicio per impieghi industriali.

FOTODIODI AL GERMANIO " PHILIPS "

Tipo	Valori massimi assoluti			Prezzi listino GBC listino	Descrizione
	Massima tensione inversa (V)	Massima corrente inversa (mA)	Sensibilità con $T_c = 2500^\circ K$ N ($\mu A/100$ lux)		
OAP 12	3	30	> 5	4420	Fotodiode al germanio a giunzione P-N con lente in testa.

DIODI AL GERMANIO " S.G.S. "

Tipo	Valori massimi				Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione inversa (V)	Corrente inversa a 25°C (μ A)	Corrente raddrizzata (mA)	Temperatura ambiente ($^{\circ}$ C)		
1G 25	100	250	20	75	180	impieghi generali impieghi generali a tensione elevata rivelatore per ricevitori M.A. commutatori, modulatori, apparecchiature per telefonia coppie bilanciate per discrimin. FM rivelazione video
1G 26	120	200	30	75	200	
1G 27	65	200	25	75	170	
1G 30	70	100	180	75	650	
1G 31	100	75	200	75	800	
1G 85	35	250	30	75	200	
1G 95	35	350	35	75	200	

RADDRIZZATORI AL SILICIO " S.G.S. "

Tipo	Valori massimi					Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione inversa (V)	Corrente a 50°C (mA)	Corrente picco per un ciclo (A)	Temperatura ambiente ($^{\circ}$ C)	Corrente inversa a 100°C (mA)		
1S 1693	200	600	20	115	0,5	600	alimentazione media tensione per radio e amplificatori duplicatori tensione, alimentatori per radio e televisori
1S 1694	300	600	20	115	0,5	750	
1S 1695	400	600	20	115	0,5	900	
1S 1699	800	450	20	115	0,5	1650	

TRANSISTOR AMPLIFICATORI BASSA FREQUENZA CLASSE 'A' " S.G.S. "

- PNP AL GERMANIO -

Tipo	Valori massimi			Valori tipici		Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore (V_{cb})	Corrente collettore (mA)	Dissipazione collettore a 25°C (mW)	Guadagno corrente (h_{fe})	Frequenza di taglio f_c (Mc/s)		
2G 108	25	100	140	60	2,5	850	preamplificatore BF e driver per applicazioni radio
2G 109	25	100	140	95	3,5	900	

TRANSISTOR AMPLIFICATORI R. F. ED OSCILLATORI " S.G.S. "

- PNP AL GERMANIO -

Tipo	Valori massimi			Valori tipici		Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore (V _{cb})	Corrente collettore (mA)	Dissipazione collettore a 25°C (mW)	Guadagno (db)	Frequenza di taglio f _c (Mc/s)		
2G 138	20	200	150	34 (*)	5	900	amplificatore media frequenza A.M
2G 139	20	200	150	36 (*)	5	950	
2G 140	20	200	150	29 (**)	7	1.000	oscillatore-convertitore onde medie
2G 141	20	200	150	31 (**)	10	1.050	

(*) Guadagno come amplificatore a 0,47 Mc/s.

(**) Guadagno di conversione con ingresso a 1 Mc/s, uscita a 0,47 Mc/s.

TRANSISTOR AMPLIFICATORI BASSA FREQUENZA CLASSE 'A' e 'B' " S.G.S. "

- PNP AL GERMANIO -

Tipo	Valori massimi			Valori tipici		Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore (V _{cb})	Corrente collettore (mA)	Dissipazione collettore a 25°C (mW)	Guadagno corrente (h _{fe})	Frequenza di taglio f _c (Mc/s)		
2G 270	30	200	240	40	2,0	900	amplificatore finale BF
2G 271	30	200	240	80	3,0	950	

TANSISTOR PNP AL GERMANIO PER BASSA FREQUENZA " MICROFARAD "

Tipo	Caratteristiche e limiti assoluti a 25 °C							Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	V _{cb} max volt	I _c max mA	P _c max mW	Guadagno h _{21e} - h _{21E}	F _{2b} MHz	R _{bb'} Ω	C _{b'e} pF		
MFT 153	24	150	200	80 (1 mA)	2,5	75	32	800	Preamplificatore o pilota.
SFT 353	24	150	200	80 (1 mA)	2,5	75	32		
MFT 122	24	250	200	50 (100 mA)	1,5	60	32	850	Push-pull classe B per stadi finali, potenze fino a 500 mW.
SFT 322	24	250	200	50 (100 mA)	1,5	60	32		
MFT 123	24	250	200	80 (100 mA)	2,5	75	32	900	Push-pull classe B per stadi finali potenze fino a 500 mW.
SFT 323	24	250	200	80 (100 mA)	2,5	75	32		

Amplificatori classe A e B per segnali deboli e forti

MFT 153	24	150	200	80 (1 mA)	2,5	75	32	800	Preamplificatore o pilota.
SFT 353	24	150	200	80 (1 mA)	2,5	75	32		
MFT 122	24	250	200	50 (100 mA)	1,5	60	32	850	Push-pull classe B per stadi finali, potenze fino a 500 mW.
SFT 322	24	250	200	50 (100 mA)	1,5	60	32		
MFT 123	24	250	200	80 (100 mA)	2,5	75	32	900	Push-pull classe B per stadi finali potenze fino a 500 mW.
SFT 323	24	250	200	80 (100 mA)	2,5	75	32		

TRANSISTOR PNP AL GERMANIO PER ALTA FREQUENZA " MICROFARAD "

Tipo	Caratteristiche e limiti assoluti a 25 °C							Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	V_{eb} max volt	I_c max mA	P_o max mW	Guadagno dB	F_b MHz	$R_{bb'}$ Ω	$C_{b'e}$ pF		

Stadi convertitori - oscillatori - amplificatori di M. F.

MFT 107	18	100	150	38	6	90	6	1.000	Amplificatori FI 468 kHz.
SFT 307	18	100	150	38	6	90	6	1.000	
MFT 108	18	100	150	—	12	100	6	1.050	Convertitori e oscillatori AM.
SFT 308	18	100	150	—	12	100	6	1.050	

Dimensioni in mm: tipo SFT \varnothing 10,3 x 6,1 - tipo MFT \varnothing 11 x 10

I prezzi riportati nelle tabelle sono di listino e quindi soggetti agli sconti d'uso. I transistor ed i diodi elencati sono reperibili presso tutte le Sedi G. B. C.

Ferve la partita sul campo e gli sguardi degli spettatori sono protesi agli atleti del cuore: dribbling... passaggio all'ala... traversone al centro... scarto di due avversari... gol!... no, ahimè, corner! Gioie e dolori. Ristorate di tanto in tanto lo spirito, allo Stadio, perchè la troppa concentrazione è nociva. Spaziate lo sguardo agli spalti e troverete l'amica sigla della GBC Electronics a rincuorarvi, a rammentarvi altre gioie che vi raggiungono sulle eteree ali della radio TV. Poi... buon divertimento!



ESTRATTO DAL CATALOGO ILLUSTRATO **GBC**

Tutti i prezzi dell'Estratto dal Catalogo Illustrato GBC sono di listino e quindi soggetti a sconto d'uso

	Articolo		Prezzo listino
	A/429-1	<p>Altoparlante « Irel » C/6-25/39 Carico nominale 3 W Campo di frequenza 120 ÷ 9000 Hz Dimensioni del cestello 68 x 256 mm Diametri utili del cono 45 x 225 mm Distanza fori di fissaggio 55,5 x 194 mm Profondità massima 71 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 14,5 mm Induzione magnetica 8300 Gs Flusso magnetico totale 15600 Mx Frequenza di risonanza 140 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	1900
	A/429-2	<p>Altoparlante « Irel » C/9-36/90 Carico nominale 6 W Campo di frequenza 80 ÷ 8000 Hz Dimensioni del cestello 90 x 360 mm Diametri utili del cono 55 x 325 mm Distanza fori di fissaggio 70 x 280 mm Profondità massima 76 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 19 mm Induzione magnetica 9200 Gs Flusso magnetico totale 28800 Mx Frequenza di risonanza 90 Hz ± 10 % Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	2600
	A/430-2	<p>Altoparlante « Irel » C/11/18 Carico nominale 2 W Campo di frequenza 180 ÷ 9000 Hz Dimensioni cestello 106 x 106 mm Diametro utile del cono 80 mm Diametro circonferenza passante per i centri dei fori di fissaggio 119 mm Profondità massima 54 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 14,5 mm Induzione magnetica 5800 Gs Flusso magnetico totale 10850 Mx Frequenza di risonanza 200 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	1300
	A/430-3	<p>Altoparlante « Irel » C/13/30 Carico nominale 3 W Campo di frequenza 150 ÷ 8500 Hz Diametro cestello 129 mm Diametro utile del cono 92 mm Diametro circonferenza passante per i centri dei fori di fissaggio 120 mm Profondità massima 58,5 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 14,5 mm Induzione magnetica 7400 Gs Flusso magnetico totale 13800 Mx Frequenza di risonanza 170 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	1550

Prezzo listino	Articolo		
1680	<p>Altoparlante « Irel » C/13/39 Carico nominale 3,5 W Campo di frequenza 150 ÷ 8500 Hz Diametro cestello 129 mm Diametro utile del cono 92 mm Diametro circonferenza passante per i fori di fissaggio 120 Profondità massima 58,5 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 14,5 mm Induzione magnetica 8300 Gs Flusso magnetico totale 15600 Mx Frequenza di risonanza 170 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	A/430-4	
1800	<p>Altoparlante « Irel » C/16/39 Carico nominale 4 W Campo di frequenza 100 ÷ 7000 Hz Diametro cestello 165 mm Diametro utile del cono 127 mm Diametro circonferenza passante per i centri dei fori di fissaggio 155 mm Profondità massima 58 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 14,5 mm Induzione magnetica 8300 Gs Flusso magnetico totale 15600 Mx Frequenza di risonanza 150 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	A/430-5	
2300	<p>Altoparlante « Irel » C/20/66 Carico nominale 5 W Campo di frequenza 100 ÷ 8000 Hz Diametro cestello 205 mm Diametro utile del cono 165 mm Diametro della circonferenza passante per i fori di fissaggio 194 mm Profondità massima 88 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 19 mm Induzione magnetica 7900 Gs Flusso magnetico totale 24800 Mx Frequenza di risonanza 110 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	A/430-6	
1800	<p>Altoparlante « Irel » C/13-18/39 Carico nominale 4W Campo di frequenza 130 ÷ 9000 Hz Dimensioni cestello 130 x 185 mm Diametri utili del cono 92 x 145 mm Distanza fori di fissaggio 110 x 110 mm Profondità massima 73 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 14,5 mm Induzione magnetica 8300 Gs Flusso magnetico totale 15600 Mx Frequenza di risonanza 140 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	A/430-7	

	Articolo		Prezzo listino
	A/430-8	<p>Altoparlante « Irel » C/13-18/66P Carico nominale 3,5 W Campo di frequenza 100 ÷ 7000 Hz Dimensioni del cestello 126 x 182 mm Diametri utili del cono 90 x 145 mm Distanza fori di fissaggio 110 x 110 mm Profondità massima 38 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 25 mm Induzione magnetica 7500 Gs Flusso magnetico totale 24800 Mx Frequenza di risonanza 110 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	2300
	A/436-1	<p>Altoparlante « Irel » B/9/15 Carico nominale 0,2 W Campo di frequenza 200 ÷ 5000 Hz Diametro del cestello 87 mm Diametro utile del cono 80 mm Il fissaggio si effettua per mezzo di due fori filettati sul circuito magnetico Profondità massima 36 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 14,5 mm Induzione magnetica 6500 Gs Flusso magnetico totale 8850 Mx Frequenza di risonanza 250 Hz Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	1680
	A/436-2	<p>Altoparlante « Irel » B/9/18 Carico nominale 0,25 W Campo di frequenza 200 ÷ 5000 Hz Dimensioni cestello 89 x 89 mm Diametro utile del cono 80 mm Distanza fori di fissaggio 71 x 71 mm Profondità massima 42 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 14,5 mm Induzione magnetica 6800 Gs Flusso magnetico totale 9250 Mx Frequenza di risonanza 250 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 8 Ω</p>	1800
	A/438-1	<p>Altoparlante « Irel » B/10-16/39 Carico nominale 3 W Campo di frequenza 140 ÷ 7000 Hz Dimensioni del cestello 106 x 158 mm Diametri utili del cono 70 x 125 mm Distanza fori di fissaggio 93 x 93 mm Profondità massima 59 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 14,5 mm Induzione magnetica 8300 Gs Flusso magnetico totale 15590 Mx Frequenza di risonanza 160 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 4 Ω</p>	1900

<p>Prezzo listino</p> <p>2700</p>	<p>Altoparlante « Irel » E/18-26/66 Carico nominale 5 W Campo di frequenza 70 ÷ 10000 Hz Dimensioni del cestello 180 x 260 mm Diametri utili del cono 140 x 210 mm Distanza fori di fissaggio 160 x 160 mm Profondità massima 104 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 19 mm Induzione magnetica 7900 Gs Flusso magnetico totale 24800 Mx Frequenza di risonanza 80 Hz ± 10 % Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	<p>Articolo</p> <p>A/443-1</p>	
<p>2400</p>	<p>Altoparlante « Irel » E/16/66P Carico nominale 3,5 W Campo di frequenza 110 ÷ 9000 Hz Diametro del cestello 165 mm Diametro utile del cono 125 mm Diametro della circonferenza passante per i fori di fissaggio 156 mm Profondità massima 38 mm Lega del magnete Ticonal G Diametro del nucleo 25 mm Induzione magnetica 7500 Gs Flusso magnetico totale 24800 Mx Frequenza di risonanza 120 Hz ± 10% Impedenza bobina mobile 3,8 Ω</p>	<p>A/441-1</p>	

FINALMENTE

una soluzione per procurarsi un **CORSO di RADIOTECNICA** senza dover versare le solite quote.

156 lezioni a stampa comprendenti tutta la radiotecnica: contro rimessa di lire 6630. Invio immediato delle prime 100 lezioni e spedizione settimanale delle restanti per un periodo di 4 mesi.

INVIAMO — a semplice richiesta — un opuscolo illustrativo **GRATUITO** CON MODULO CHE DA DIRITTO AD UN ABBONAMENTO DI PROVA.

Indirizzare: «Corso di Radiotecnica Sez. F » via dei Pellegrini 8/4 - Milano (245)



selezione di tecnica radio-tv

CONCORSO "TUTTI COLLABORATORI,,

Nell'intento di diffondere sempre più fra i Lettori, la passione per i radio-montaggi, la nostra Rivista invita tutti coloro che avessero realizzato, con schema proprio, un apparecchio radio ricevente, uno strumento di misura, un telecomando, ecc. ad inviarcene una dettagliata descrizione completa di schemi e fotografie.

La descrizione o le descrizioni ritenute, ad insindacabile giudizio della nostra Redazione, meritevoli di pubblicazione, verranno riportate per esteso sulla rivista, ed all'Autore di ciascun articolo verrà inviata, a titolo d'incoraggiamento, una delle seguenti scatole di montaggio a sua scelta:

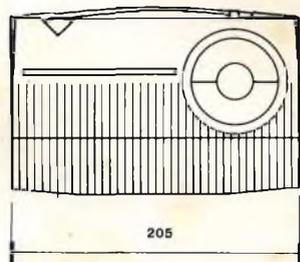
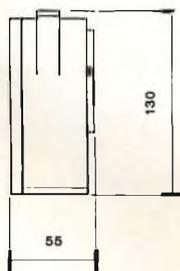
- SM/3363** - Valigetta fonografica a 4 velocità con amplificatore incorporato.
- SM/3368** - Ricevitore AM-FM a 6 valvole con comandi a tastiera.
- SM/3399** - Amplificatore di B.F. « HERMONYC » di grande fedeltà con push-pull di uscita di 2 x 6V6.
- SM/3350** - Ricevitore A.M. « FLORIDA » a 6 transistor più un diodo al germanio - Circuito stampato - 400 mW d'uscita.

N.B. - *Manoscritti e disegni dovranno essere inviati a « Selezione di Tecnica Radio-TV ». Milano - Largo Richini, 4. Le descrizioni, pubblicate diverranno proprietà esclusiva della nostra rivista. Non si restituiscono i manoscritti.*



AR/21

GBC



Radoricevitore supereterodina portatile a transistor per Onde Medie-Onde Lunghe. 6 Transistor + 1 diodo. Altoparlante con magnete rinforzato ad alto rendimento acustico. Antenna in ferroxcube incorporata. Presa auricolare. Presa antenna esterna per auto. Mobile in materia plastica antiurto. Alimentazione con 2 pile da 6 Volt, disposte in parallelo per ottenere un'autonomia di circa 100 ore. Peso: g 850. Impiegando l'alimentatore I/601 funziona con rete luce. Prezzo L. 22.500

la nitida voce del progresso



SCOTCH
Magnetic Tape

® NOME E MARCHIO REGISTRATI

l'altissima fedeltà nella riproduzione del suono

prodotto dalla

MINNESOTA



nella qualità il progresso - nella ricerca il futuro

Minnesota S.p.A. - MILANO - via Agnello, 18 - Tel. 873.843 - 803.709 - ROMA - via Stoppani, 34 -
Tel. 804.256 - TORINO - via Galliani, 15 bis - Tel. 682.195 - 689.822 - NAPOLI - via S. Lucia, 20 -
Tel. 231.140 - Ufficio vendita: MILANO - corso Indipendenza, 8 - Tel. 717.651.

SELEZIONE DI TECNICA RADIO - TV: **L. 250**