

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica



N. 8 - AGOSTO 1970

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 LIRE 500



linea S



VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI PER RADIO E TELEVISIONE

TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE

POLIODI DI OGNI TIPO E POTENZA PER APPLICAZIONI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

IGNITRONS E THYRATRONS PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE E KLYSTRONS

QUARZI PIEZOELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

COMPONENTI PER TV BIANCO-NERO E COLORE

FIVRE

**FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
AZIENDA DELLA F.I. MAGNETI MARELLI S.p.A.**

**27100 PAVIA - VIA FABIO FILZI, 1 - TELEFONO 31144/5 - 26791
TELEGRAMMI: CATODO-PAVIA**



Supertester 680 R / R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!
4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano
RESISTENZE A STRATO METALLICO di altissima stabilità con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!
IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA
DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!



- R**ecord di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
- R**ecord di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.)
- R**ecord di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
- R**ecord di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
- R**ecord di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
- R**ecord di protezioni, prestazioni e numero di portate!

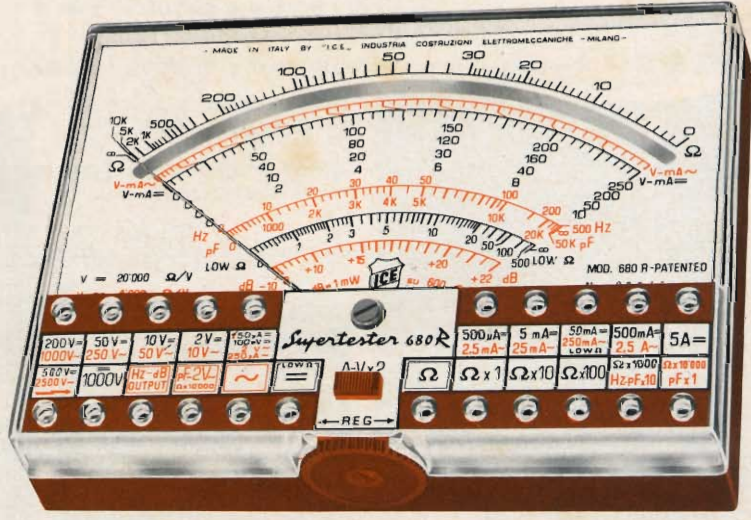
10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

- VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
- CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 uF e da 0 a 50.000 uF in quattro scale.
- FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
- V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
- DECIBELS: 10 portate: da - 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del Supertester 680 R con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.

Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali ed erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio "I.C.E." è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti. **PREZZO SPECIALE** propagandistico L. 14.850 franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, omaggio del relativo astuccio antiurto ed antimacchia in resinipelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi BREVETTATO permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del SUPERTESTER 680: **amaranto**; a richiesta: grigio.



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI

Transtest
MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le segue ti misurazioni: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (B) per i TRANSISTORS e VI - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - Prezzo L. 8.200 completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO

con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660.
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione piccolo-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P. = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V.C.C.; V. piccolo-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - Prezzo netto propagandistico L. 14.850 completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E.

MOD. 616
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili:
250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. - Prezzo netto L. 4.800 completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA

Amperclamp

per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - Prezzo L. 9.400 completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

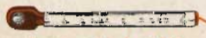


PUNTALE PER ALTE TENSIONI

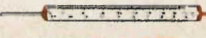
MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.

a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA

istantanea a due scale:
da - 50 a + 40°C
e da + 30 a + 200°C

Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.)

MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6



un nuovo modo per dire hi-fi!

Dove altri si fermano inizia l'alta fedeltà B. & O. Ecco perché gli intenditori acquistano un impianto Hi-Fi B. & O. Tutti gli apparecchi B. & O. sono studiati, progettati e realizzati in modo da offrire le più brillanti prestazioni unite ad una notevole praticità ed una linea modernissima ideata dai più famosi designer del mondo. I materiali ed i componenti sono tutti di qualità selezionata per cui la sigla B. & O. è conosciuta anche come marchio di garanzia.

COMBINAZIONE B. & O. N. 3 - Impianto stereo HI-FI composto da:

1 Amplificatore sintonizzatore stereo FM
« Beomaster 3000 »

1 Registratore stereo « Beocord 1800 »

1 Giradischi stereo « Beogram 1800 »

2 Diffusori acustici « Beovox 5000 »



* Prezzi netti imposti



S O M M A R I O

In copertina		Impiego del radiotelefono nei cantieri «Stroika», la fabbrica che la Fiat sta costruendo sulle rive del Volga
Strumenti e misure di laboratorio	1347	Controllo della fedeltà di riproduzione degli amplificatori di bassa frequenza
Bassa frequenza	1357	Preamplificatore B.F. Hi-Fi con regolatore di toni incorporato
Elettronica industriale	1361	Circuiti a impulsi - III parte
L'angolo del tecnico TV	1367	Tubi di ripresa televisiva con schermo di diodi al silicio
Televisione a colori	1373	La funzione della linea di ritardo nella compensazione PAL - II parte
Nuovi prodotti	1379	Registratore Sony a cassetta TC 110 con microfono a condensatore incorporato
Scatole di montaggio	1389	Preamplificatore stereo equalizzato R.I.A.A. UK 165
Realizzazioni sperimentali	1403	Dispositivo d'allarme
Schemi	1408	Possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
Registrazione	1417	Significato e misura dei fenomeni di «WOW» e «FLUTTER» nella registrazione su nastro
Alta fedeltà	1427	Amplificatori Hi-Fi di potenza da 20... 70W considerazioni di progetto - I parte
Servizio Radio TV	1433	La messa a punto dei ricevitori a modulazione di frequenza Fedeltà acustica - modulazione di fase
Radioamatori	1445	Comunicazioni a grande distanza per riflessione delle onde EM su oggetti vaganti
Rubriche	1395	Apollo color camera
	1454	La scrivania dello zio
	1457	Rassegna riviste estere
	1466	Taccuino di un viaggio
	1469	Informazioni tecnico commerciali
	1473	Vocabolario: Inglese, Italiano, Francese, Spagnolo, Tedesco, dei termini tecnici relativi alla televisione e le antenne
	1479	I lettori ci scrivono
	1486	Estratto dal catalogo G.B.C.

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

Da qualche tempo i clienti che sfilano dinanzi agli sportelli della Cleveland Trust Company, primo istituto di credito dell'Ohio e ventunesimo degli Stati Uniti per capitale versato, non mancano mai di rivolgere elogi ai cassieri. Il motivo è la rapidità con cui essi riescono a compiere importanti operazioni di banca. Non solo, ma anche l'abilità e la scaltrezza, due doti che hanno fatto inceppare le girandole d'assembli falsi, gettando nella costernazione gli specialisti di ghermine nelle bancarie.

Il segreto di questi solerti impiegati sta nel fatto che i servizi della Cleveland Trust Company sono stati automatizzati. Presso il centro di calcolo dell'Istituto di credito funzionano infatti cinque calcolatori che conoscono a memoria l'esatta situazione contabile d'ogni cliente. Per mezzo dell'unità di risposta a voce il sistema elettronico risponde in 30 secondi a qualsiasi richiesta di controllo dei conti aperti presso la banca.

SOMMARIO INSERZIONI

B & O	1344-1504
BERNSTEIN	1355
BRITISH	1401
CASSINELLI	1441
CHEMTRONICS	1437
CONTINENTAL WIRT	1405
ELAC	1431
ERSA	1360
FACON	1425
FIVRE	1342
HELLESENS	1444
HIGH-KIT	1421
ICE	1343
KRUNDAAL	1413
PHILIPS	1383-1477
PRESTEL	1399
R.C.F.	1453
SICTE	1407
SOC. IT. TELEC. SIEMENS	1503
SONY	1371-1449
TES	1351

TARIFE ESTERE

AUSTRIA	Sc.	290
BELGIO	Fr.Bg.	570
DANIMARCA	Kr.D.	84,20
FRANCIA	Fr.Fr.	64,20
GERMANIA	D.M.	41,30
INGHILTERRA	Lgs	4.13,3
ITALIA	£	7,000
JUGOSLAVIA	Din.	184,20
LUSSEMBURGO	Fr.Bg.	569,10
MALTA	Lgs.M.	4.12,1
NORVEGIA	Kr.N.	80,45
OLANDA	Fol.	40,65
PORTOGALLO	Esc.	328,65
SPAGNA	Pts.	813,95
SVIZZERA	Fr.Sv.	48,40
ARGENTINA	Pesos	40,34
AUSTRALIA	£a	10,—
BRASILE	Crs.	48,70
CANADA	£Can.	12,25
CILE	sc.	112,20
EGITTO	Leg.	4.14,3
ETIOPIA	£Et.	28,—
GIAPPONE	Yen.	4729,80
ISRAELE	L.I.	40,./
LIBIA	L.Lib.	4,./
PARAGUAY	Guar.	141,35
PERU'	Sol.	440,25
SUD-AFRICA	R.	8,—
TURCHIA	L.T.	1007,90
URUGUAY	Pesos	28,—
USA	£	11,20
VENEZUELA	Bs.	50,40

 Editore:
J.C.E.

 Direttore Responsabile
ANTONIO MARIZZOLI

 Redattore:
 Marcello Longhini
 Segretaria di Redazione:
 Mariella Luciano

Collaboratori

 A. Basso Ricci - Lucio Biancoli
 Ludovico Cascianini
 Carlo Chiesa - Enrico Lercari
 Luciano Marcellini - Italo Mason
 Serafini Domenico - Piero Soati
 Franco Toselli - Giorgio Uglietti

 Direzione, Redazione,
 Ufficio Pubblicità:
 V.le Matteotti, 66
 20092 Cinisello Balsamo - Milano
 Tel. n. 9281801

 Amministrazione:
 Via Vincenzo Monti, 15
 20123 Milano

 Selezione di Tecnica Radio TV
 N. 8 - Agosto 1970

 Rivista mensile
 edita per la divulgazione
 dell'elettronica,
 della radio e della televisione

 Autorizz. alla Pubbl.
 Trib. di Milano n. 4261
 dell'1-3-1957

Sped. in abb. postale gr. III/70

 Stampa Stab. Grafico Matarelli
 Via Lucini, 8 - 20125 Milano

 Prezzo della Rivista L. 500
 numero arretrato L. 1.000
 Abbonamento annuo L. 5.000

per l'Estero L. 7.000

 I versamenti vanno indirizzati a:
 Selezione di Tecnica Radio-TV
 Via Vincenzo Monti, 15
 20123 Milano
 C/C Postale 3/40678

 Per i cambi d'indirizzo indicare
 oltre naturalmente al nuovo
 anche l'indirizzo precedente
 ed allegare alla comunicazione
 l'importo di L. 300,
 anche in francobolli.

Riportiamo in questo articolo alcuni sistemi per effettuare un controllo della fedeltà di riproduzione degli amplificatori di bassa frequenza. Vedremo caso per caso le varie distorsioni che possono interessare un amplificatore e le verifiche da effettuare.

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

CONTROLLO DELLA FEDELTÀ DI RIPRODUZIONE DEGLI AMPLIFICATORI DI BASSA FREQUENZA

a cura di F. Flyingjib

Per effettuare il controllo o lo studio di un amplificatore di bassa frequenza, qualunque sia la sua funzione, come riproduttore alta fedeltà, ditta-fono, ricevitore radio, ecc., è necessario, per effettuare un lavoro razionale ed efficace, disporre di un generatore di bassa frequenza, di un oscilloscopio e di un voltmetro elettronico.

Prima di procedere a ogni operazione, conviene osservare le raccomandazioni seguenti. Prima di tutto, prima di mettere in funzione un amplificatore, si deve fare attenzione che l'uscita sia collegata al carico corrispondente. Non rispettando questa regola si rischia di rovinare la valvola e il trasformatore di uscita o il transistor di potenza. Il carico di uscita dovrà avere una impedenza o una resistenza identica all'impedenza di uscita dell'amplificatore, essa sarà costituita dal-

l'altoparlante o dall'insieme di altoparlanti, oppure ancora da una resistenza non induttiva avente un valore corrispondente e in grado di dissipare la potenza di uscita fornita dall'amplificatore da controllare.

In seguito, ogni volta che si dovranno effettuare delle misure quantitative si dovrà adattare l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore all'impedenza di uscita del generatore per mezzo del trasformatore o delle resistenze. Non agendo in questo modo, i risultati ottenuti saranno poco reali.

Controlli da effettuare

Si può considerare che un amplificatore è affetto da distorsione quando la forma d'onda del segnale di uscita non è più uguale alla forma d'onda del segnale applicato all'ingresso.

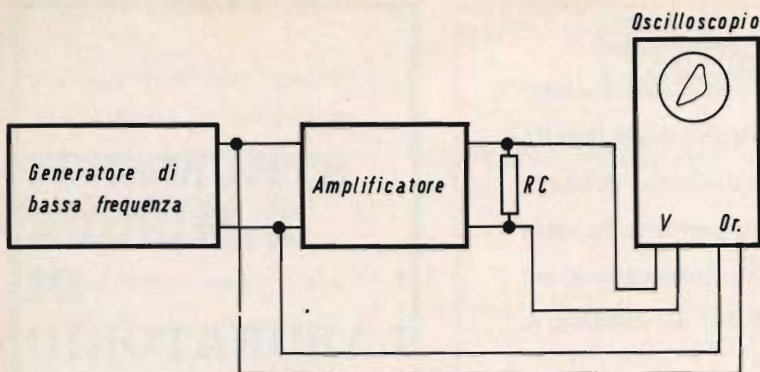


Fig. 1 - Circuito per la determinazione della distorsione totale di un amplificatore.

Se si escludono gli effetti che possono introdurre dei segnali estranei nel funzionamento normale dell'apparecchio le distorsioni che si possono produrre nell'amplificatore sono di quattro tipi diversi: distorsione di frequenza, distorsione di fase, distorsione armonica, distorsione di intermodulazione. Vediamo ora in dettaglio questi diversi tipi di distorsione.

- 1) Distorsione di frequenza. Essa viene caratterizzata da una amplificazione superiore o inferiore di certe frequenze rispetto ad altre frequenze dello stesso segnale.
- 2) Distorsione di fase. In questo caso i segnali applicati all'ingresso dell'amplificatore subiscono una rotazione di fase durante il loro passaggio all'interno dei circuiti dell'amplificatore. Se, di conseguenza alla differenza di frequenza dei componenti dell'onda completa applicata all'ingresso, ogni componente subisce uno sfasamento distinto rispetto al segnale fondamentale, l'amplificatore è affetto da distorsione di fase.

In pratica, si constata che le distorsioni di frequenza e di fase si producono sempre allo stesso tempo.

Mentre i tubi e i transistori presentano, nella loro costituzione una variazione di fase identica per tutte le frequenze, le componenti reattive di accoppiamento fra i tubi o fra i transistori, a causa della loro natura non si comportano nello stesso modo e sono essi che provocano le distorsioni di fase. Quando un segnale di ingresso è puramente sinusoidale e non si producono delle distorsioni di fase, dovute al fatto che la forma dell'on-

da di uscita, qualunque sia la sua fase rispetto al segnale d'ingresso è sempre uguale. Al contrario un segnale costituito da un'onda complessa (per esempio segnale rettangolare) darà un'onda di uscita che non sarà l'immagine dell'onda d'ingresso, a meno che le diverse frequenze armoniche componenti del segnale siano sottomesse in modo uguale allo stesso sfasamento, durante il loro passaggio nell'amplificatore.

- 3) Distorsione di intermodulazione. Quando all'ingresso di un amplificatore, si applicano simultaneamente due frequenze diverse, che appaiono all'uscita, e in più di queste due frequenze, degli altri segnali che non presentano più alcuna relazione con i segnali di origine, si dice che l'amplificatore è affetto da distorsione di intermodulazione. Questo tipo di distorsione si produce anche con un funzionamento non lineare su uno o più elementi dell'amplificatore.

Benché questa distorsione si produca nelle stesse circostanze nella distorsione armonica, i suoi effetti sono molto distinti. La distorsione armonica porta alla produzione di segnali le cui frequenze sono multiple della frequenza del segnale d'ingresso, questi segnali armonici si aggiungono al segnale originale e modificano la sua forma. Al contrario, la distorsione di intermodulazione provoca l'apparizione dei segnali parassiti uguali alla somma e alla differenza della fondamentale e di una o di due armoniche qualsiasi o di due segnali non aventi del rapporto armonico e appli-

cato simultaneamente all'ingresso dell'amplificatore. Inoltre, è evidente che una delle condizioni necessarie perché si produca la distorsione di intermodulazione è che all'ingresso dell'amplificatore vengano applicati, due segnali di frequenza aventi o no un rapporto armonico; questa condizione non è più necessaria per la distorsione armonica.

L'intermodulazione è la forma più fastidiosa della distorsione che può interessare un amplificatore di bassa frequenza; essa dà luogo a delle dissonanze incompatibili con una riproduzione comprensibile e agevole della parola o della musica. Essa si produce ogni volta che gli stadi amplificatori lavorano con un sovraccarico o quando il circuito magnetico del trasformatore di uscita è saturato, ciò che interessa i tubi, i transistori e soprattutto il trasformatore di uscita, in modo da funzionare nella parte lineare delle loro caratteristiche. Vedremo in seguito i metodi di verifica della distorsione usando in primo luogo il segnale sinusoidale di un generatore.

Distorsione armonica

Se uno stadio amplificatore a valvole o a transistori, funziona in una parte non lineare della sua caratteristica dinamica, ogni variazione del segnale d'ingresso

produrrà una variazione di corrente in uscita che non sarà proporzionale al segnale d'ingresso, ciò che provoca una distorsione. In questo caso lo stadio amplificatore produrrà delle armoniche che si aggiungeranno a quelle del segnale d'ingresso. Evidentemente questo tipo di distorsione è molto ridotta nei circuiti amplificatori che lavorano in classe A, ma sarà spesso presente negli stadi di potenza che lavorano in classe B o C.

Misura della distorsione totale di un amplificatore

La distorsione totale di un amplificatore, eccetto quella di intermodulazione, si può misurare facilmente con l'aiuto del montaggio rappresentato in fig. 1.

Il segnale applicato all'ingresso verticale dell'oscilloscopio corrisponde alla uscita dell'amplificatore; esso si trova controllato con il segnale applicato all'ingresso orizzontale e che proviene direttamente dal generatore. L'oscillogramma ideale che ne risulta dovrà essere una traccia rettilinea in diagonale come mostra la fig. 2, o fra le due estremità dell'immagine, se si tratta di un amplificatore ideale che non presenta alcuna distorsione.

L'esistenza della distorsione sarà determinata praticamente sovrapponendo alla traccia ottenuta sullo schermo del-

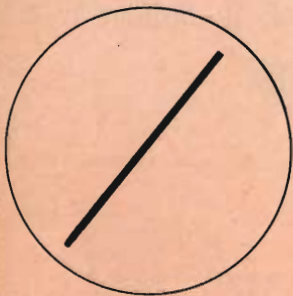


Fig. 2 - Oscillogramma risultante da un amplificatore che non presenta alcuna distorsione.

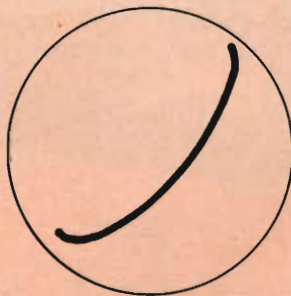


Fig. 3 - Oscillogramma che rivela una distorsione prodotta da armoniche dispari.

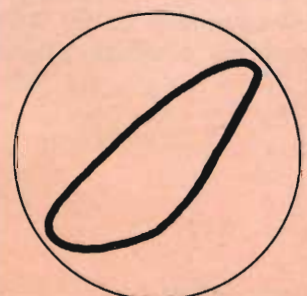


Fig. 4 - Oscillogramma risultante da un amplificatore che produce uno sfasamento di 45° circa.

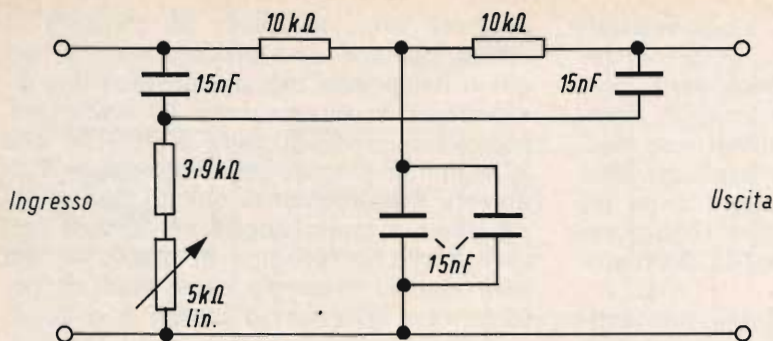


Fig. 5 - Circuito ausiliario per la determinazione della distorsione armonica.

l'oscilloscopio, una linea retta. Più importante sarà la deformazione della traccia rispetto a una linea retta, più grande sarà la distorsione se la linea retta che riunisce i due punti estremi della diagonale non passa dal punto centrale, il segnale di uscita dell'amplificatore non sarà più simmetrico ciò che indica la presenza di armoniche pari con o senza armoniche dispari.

Se la linea retta passa dal punto centrale ma le estremità della diagonale della traccia si ricoprono come mostra la fig. 3, la distorsione sarà prodotta dalla presenza di armoniche dispari solamente. Queste semplici deduzioni indicano il metodo migliore che permette di determinare le perturbazioni degli amplificatori.

Se esiste una distorsione di fase, la diagonale si trasformerà in una ellisse che mette più in evidenza l'esistenza di una distorsione armonica con la deformazione osservata sull'ellisse, d'altronde più grande a misura che la distorsione sarà maggiore. La fig. 4 riproduce l'oscillogramma ottenuto all'uscita di un am-

plificatore che introduce uno sfasamento di 45° circa e che inoltre, presenta una distorsione armonica (ellisse deformata).

Distorsiometro sensibile con filtro a doppia T

Per mezzo del circuito rappresentato in fig. 5 e del montaggio di fig. 6, si può facilmente procedere alla misura della distorsione armonica.

Un segnale sinusoidale a 1.000 Hz viene inviato all'ingresso dell'amplificatore da provare all'uscita del quale in parallelo al carico, si metterà il filtro come è indicato in fig. 6. L'uscita di quest'ultima può essere collegata all'ingresso verticale di un oscilloscopio, a un millivoltmetro o congiuntamente ai due apparecchi collegati in parallelo.

Il principio è evidente, il filtro elimina il segnale fondamentale a 1.000 Hz ma lascerà passare le frequenze armoniche verso il millivoltmetro o l'oscilloscopio che permetteranno di misurare i segnali armonici.

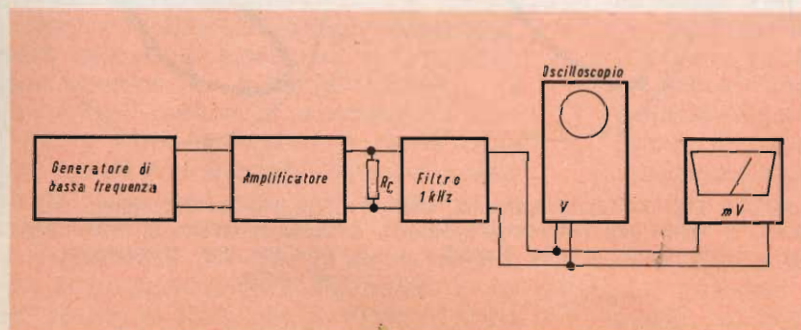


Fig. 6 - Circuito di collegamento degli strumenti necessari alla misura della distorsione armonica.

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO

Via Moscova, 40/7 - Tel. 667.326 - 650.884

ROMA

Via Saluzzo, 49 - Tel. 727.663



VOLTMETRO ELETTRONICO mod. VE. 369

È il risultato di nuove tecniche di progetto e di realizzazione, rispondenti alle attuali esigenze di servizio, di produzione e di studio nel campo elettronico in genere con particolare riferimento al settore TV. Impiega una coppia di FET rigorosamente selezionata su diversi parametri e largamente protetta contro i sovraccarichi. L'alimentazione, fornita da due pile normali da 4,5 V entrocontenute aventi una lunga autonomia, svincola lo strumento dalla rete e consente misure anche di tensioni fluttuanti o su telai TV con rete a massa.



VOLTMETRO DC

Campo di misura:

Con puntale EAT:

Resistenza d'ingresso:

Precisione taratura:

da 0,5 V a 1.500 V f.s. in 8 portate

30 kV (max 50 kV)

11 M Ω

migliore del 3%

VOLTMETRO AC

Campo di misura V_{eff}:

Campo di misura V_{p-p}:

Impedenza d'ingresso:

Responso in frequenza con probe:

da 1,5 V a 1.500 V f.s. in 7 portate

da 14 V a 4.200 V f.s. in 7 portate

1 M Ω circa con 90 pF cavo

da 50 kHz a 250 MHz

OHMMETRO

Gamma di misura:

da 0,2 Ω a 1.000 M Ω in 7 portate

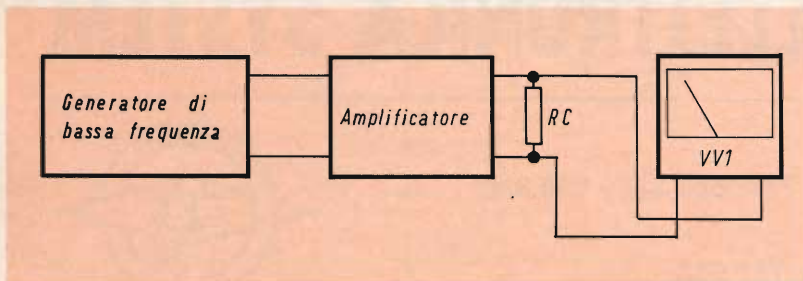


Fig. 7 - Circuito per la misura della risposta in frequenza di un amplificatore.

Quando si realizza la misura, tenuto conto delle variazioni che possono essere prodotte dal filtro, converrà agire simultaneamente sul generatore e sul potenziometro di filtro per centrare la frequenza di risonanza di quest'ultimo, di modo che l'azione sui due comandi si traduca con una lettura minima all'uscita del filtro. I comandi di ampiezza di uscita e di volume dell'amplificatore dovranno essere regolati in funzione della potenza alla quale si desidera fare la misura della distorsione.

Se è necessario effettuare numerose misure della percentuale di distorsione, sarà pratico usare un semplice commutatore in modo da intercalare o sopprimere il filtro perché le letture del millivoltmetro e sull'oscilloscopio, possano essere effettuate simultaneamente con o senza filtro.

Se la tensione misurata con il filtro nel circuito, con la sua frequenza di risonanza accuratamente regolata come è indicato precedentemente è V_f , se la tensione con il filtro scollegato è V_t , la percentuale di distorsione sarà data dalla formula:

$$D \% = V_f / V_t \cdot 100$$

Misura della risposta in frequenza di un amplificatore

Il metodo consiste nell'inviare un segnale sinusoidale di tensione costante e di frequenza variabile all'ingresso dell'amplificatore da provare e rilevando successivamente il valore della tensione di uscita ai capi del carico corretto dell'amplificatore per ogni valore della frequenza iniettata. Le diverse frequenze iniettate saranno portate sull'asse delle ascisse e i valori di tensione corrispondenti sul-

l'asse delle ordinate; questo darà un sistema di coordinamento indicante la curva di risposta dell'amplificatore quando si riuniranno i diversi punti tracciati fra di loro.

La fig. 7 mostra la disposizione da adottare. La gamma di lettura del voltmetro a valvole sarà determinata dalla potenza di uscita nominale dell'amplificatore in watt e dall'impedenza di carico per mezzo della formula $V = \sqrt{W \cdot Z}$ e le letture dovranno essere realizzate su dei valori inferiori riducendo il segnale d'ingresso per evitare ogni rischio di distorsione.

La prima lettura di tensione si farà a una frequenza inferiore al limite della banda passante dell'amplificatore continuando in seguito con delle letture successive di frequenze ascendenti di 10 Hz in 10 Hz fino a 100 Hz. In seguito si rileverà la tensione ogni 100 Hz fino a 1.000 Hz, a partire da questo punto, si farà la misura ogni 1.000 Hz fino al limite della curva di risposta dell'amplificatore.

Quando la curva presenta dei picchi e delle punte o delle irregolarità più o meno importanti, la qualità dell'amplificatore sarà bassa per ciò che riguarda la sua risposta in frequenza.

Verifica della distorsione di fase di un amplificatore

Benché la misura della distorsione di fase si effettui più facilmente usando i segnali quadrati, si può anche usare la uscita sinusoidale, per rilevare la distorsione di fase a una frequenza determinata.

Il montaggio è uguale a quello di fig. 1. Il segnale proveniente dal generatore viene iniettato da una parte all'ingresso oriz-

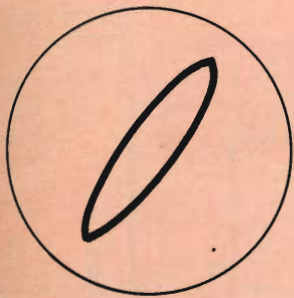


Fig. 8 - Oscillogramma ottenuto in presenza di distorsione di fase.

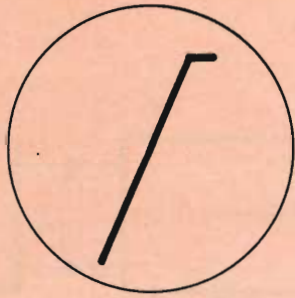


Fig. 9 - Oscillogramma ottenuto con un segnale senza distorsione di fase ma con lo stadio sovraccaricato.

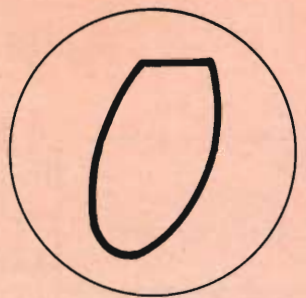


Fig. 10 - Oscillogramma ottenuto con un segnale affetto da distorsione di fase e con sovraccarico.

zontale dell'oscilloscopio e dall'altra parte all'amplificatore. Ai capi del carico dell'amplificatore saranno collegati i terminali dell'ingresso verticale dell'oscilloscopio.

L'immagine ottenuta sarà la diagonale precisata se non esiste la distorsione di fase. Se ne esiste, la diagonale sarà trasformata in una ellisse come indica la fig. 8. L'immagine di fig. 9 mostra che non si ha distorsione ma lo stadio è sovraccaricato e nel caso di fig. 10, si ha allo stesso tempo distorsione di fase e sovraccarico.

Partendo dall'ellisse, è possibile determinare con esattezza l'angolo di sfasamento che provoca la distorsione. Per questo, riferendoci alla fig. 11, si dovranno misurare A e B sullo stesso oscillogramma e applicare la formula:

$$\text{sen } a = B/A$$

che dà il seno dell'angolo in cui il valore ottenuto riportato su una tavola trigonometrica permetterà di conoscere l'angolo di sfasamento.

Determinazione della distorsione d'intermodulazione

Iniettando due segnali di frequenze diverse su un circuito che non è lineare, il segnale la cui frequenza è più elevata sarà modulata da quella di frequenza inferiore. Questo si ha più o meno in tutte

le realizzazioni pratiche degli amplificatori e questo fenomeno si chiama intermodulazione. All'uscita dell'amplificatore non appariranno solamente le due frequenze fondamentali inviate all'ingresso ma, in più delle armoniche corrispondenti, dei segnali che sono la somma o la differenza delle due frequenze fondamentali. Questo fenomeno è strettamente legato alla linearità dell'amplificatore

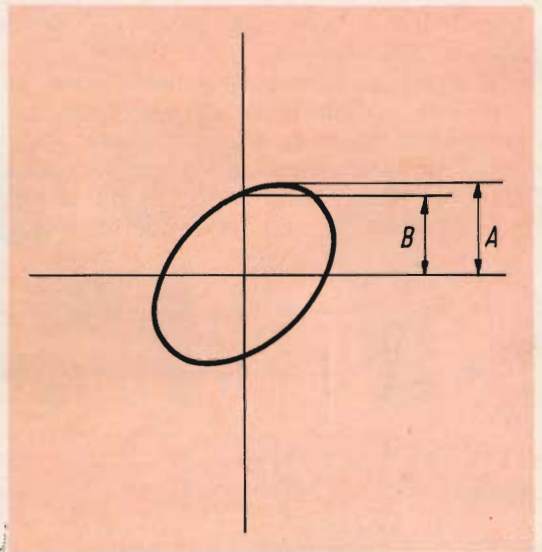


Fig. 11 - Metodo di misura dell'angolo di sfasamento.

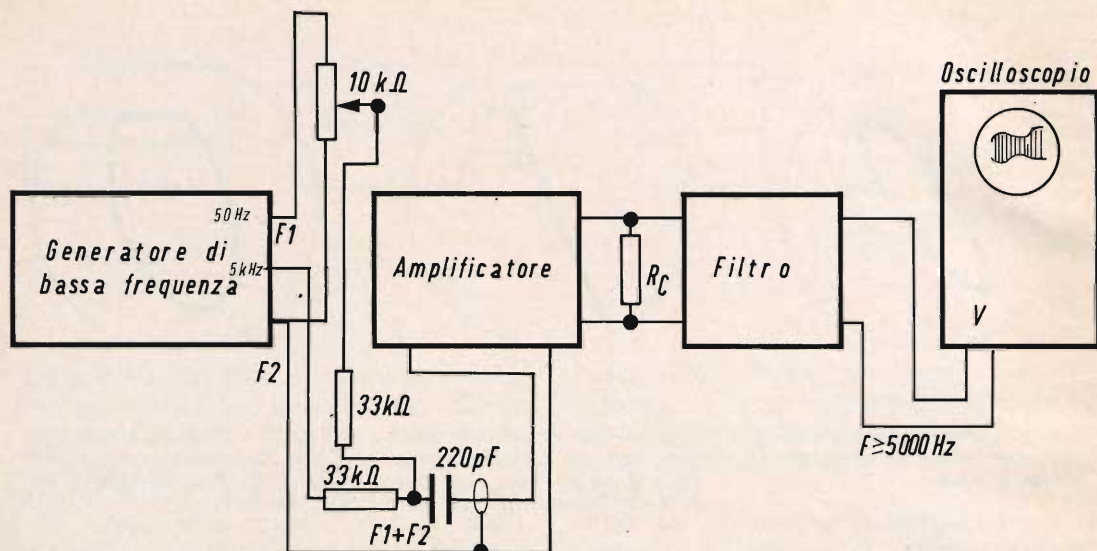


Fig. 12 - Circuito elettrico che consente la determinazione della distorsione di intermodulazione.

di uscita; la misura dell'intermodulazione dà una indicazione riferita alla linearità dell'amplificatore.

L'effetto dell'intermodulazione è più percepibile all'orecchio della distorsione armonica. Quando si ha della distorsione di intermodulazione, questa si traduce in un ascolto disturbato all'orecchio per un dato volume sonoro allorché lo stesso livello sonoro è perfettamente accettabile quando la riproduzione è di qualità eccellente e del tutto priva di questo tipo di distorsione.

Il metodo di misura consiste nel riprodurre un'onda modulata risultante dalla miscelazione di due frequenze applicate simultaneamente all'ingresso dell'amplificatore da provare, F_1 da 50 Hz e F_2 da 500 Hz con un rapporto di am-

piezza fra di esse da 4 a 1, essendo F_1 quattro volte superiore alla tensione di F_2 . Come si può vedere in fig. 12, una rete di resistenze ha per funzione di stabilire il rapporto corretto nella miscelazione delle due frequenze da 4 a 1, tenendo ben conto che la somma delle ampiezze, non deve arrivare a saturare l'amplificatore. All'uscita in parallelo con il carico normale, si collegherà un filtro passa-alto il cui schema è indicato in fig. 13 e che ha per funzione di lasciar passare verso l'oscilloscopio solo le frequenze uguali o superiori a F_2 , e anche uguali alla somma $F_1 - F_2$ che è come si sa, una risultante della intermodulazione.

Un collegamento preliminare dell'oscilloscopio con l'ingresso dell'amplificatore o ai capi del carico (vale a dire con il

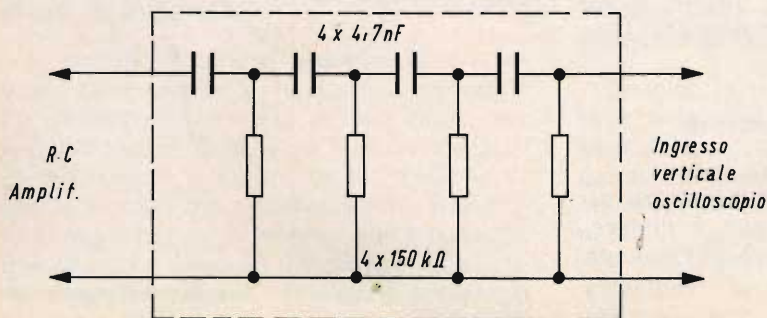


Fig. 13 - Circuito elettrico di un filtro passa alto.

BERNSTEIN

Morsa da banco

« Bernstein »

Di particolare costruzione, in lega metallica leggera, può essere ruotata di 360°, consentendone la utilizzazione in qualsiasi posizione.

Fissaggio: a morsetto su spessori fino a 50

Apertura massima ganasce: 40

Lunghezza ganasce: 42

Dimensioni massime:

110 x 160 x 280

9-205 - L/401



Morsa da banco

« Bernstein »

Di particolare costruzione, in lega metallica leggera, può essere ruotata di 360°, consentendone la utilizzazione in qualsiasi posizione.

Questa morsa è dotata inoltre di:

1) supporto porta circuiti stampati con bracci regolabili, isolati fino a 50.000 V

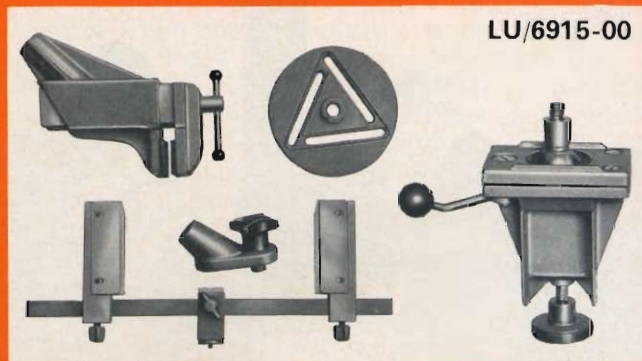
2) un plateau regolabile. Questa combinazione è particolarmente adatta per laboratori di prova, per lavori di meccanica fine, per l'esecuzione di piccoli stampi.

Fissaggio a morsetto in spessori fino a 65.

Apertura massima ganasce: 45

Lunghezza massima ganasce: 42

9-250



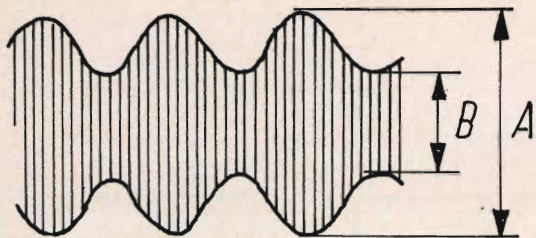


Fig. 14 - Oscillogramma tipico di un'onda modulata.

filtro soppresso) per mezzo delle regolazioni del cursore del potenziometro esterno da 10 k Ω e del comando della ampiezza di uscita del generatore permetterà di ottenere facilmente il rapporto di amplificazione da 4 a 1 come è stato indicato.

Se l'amplificatore non è più affetto da intermodulazione si osserverà sull'oscilloscopio l'immagine della frequenza F_2 di 5.000 Hz senza alcuna traccia di modulazione. Se, come capita spesso, la amplificazione non è del tutto esente da intermodulazione, si osserverà un'immagine simile a quella di fig. 14 che corrisponde all'oscillogramma tipico di un'onda modulata.

La percentuale di distorsione di inter-

modulazione si otterrà per mezzo della relazione:

$$D \% = (A - B) / (A + B) \cdot 100$$

in funzione della fig. 14, essendo A l'ampiezza massima dell'onda modulata e B l'ampiezza minima. Queste due ampiezze potranno essere misurate sullo schermo stesso dell'oscilloscopio per mezzo di una carta millimetrata.

Le cause più frequenti della distorsione di intermodulazione sono le seguenti:

- a) Difetto di linearità delle caratteristiche dinamiche dei tubi o dei transistori.
- b) Accoppiamento per mezzo di trasformatori non lineari.
- c) Accoppiamento inesatto fra i due punti centrali dei circuiti push-pull.
- d) Polarizzazione inesatta negli amplificatori push-pull classe B.

Impiego dei segnali quadrati

L'impiego di segnali quadrati, durante la verifica della curva di risposta in frequenza rileva la presenza eventuale di distorsione di fase, cosa questa che non è possibile nella prova con onde sinusoidali.

(Da « Radio Plans »)



Nella foto il calciatore del Milan Cudicini estrae le cartoline vincenti inerenti al Concorso « Nastri Magnetici Basf ».

L'estrazione si è svolta recentemente presso gli uffici della SASEA in Milano.

PREAMPLIFICATORE B.F. Hi-Fi CON REGOLATORE DI TONI INCORPORATO

di L. Cascianini

**BASSA
FREQUENZA**

È più facile trovare descrizioni di amplificatori di potenza che non di preamplificatori. È per questo motivo che presentiamo questo interessante preamplificatore di elevate prestazioni, incorporante un regolatore di toni alti e bassi e capace di pilotare un convenzionale amplificatore di bassa frequenza di potenza.

Questo preamplificatore possiede elevate prestazioni e pertanto è molto adatto ad essere accoppiato ad amplificatori di potenza. Tutti i transistori impiegati sono al silicio. Il preamplificatore è munito di regolatore del volume e di due regolatori rispettivamente per i toni alti e i toni bassi che sono azionati indipendentemente tra di loro. Se all'ingresso di questo preamplificatore vengono applicati 200 mV potremo avere un segnale di uscita con un livello di 2 V.

Descrizione del circuito

Il segnale di ingresso viene applicato ai capi del potenziometro P_1 (regolatore di volume) mediante il condensatore C_1 . Il potenziometro P_1 permette di avere una regolazione del volume che compensa il particolare comportamento dell'orecchio umano rispettivamente alle note basse e alle note alte. A bassi valori di volume, e cioè quando il cursore di P_1 è ruotato tutto o quasi tutto a sinistra, i condensa-

tori rispettivamente C_3 e C_2 provvedono ad esaltare contemporaneamente, C_3 le frequenze basse, e C_2 le frequenze elevate. In questa maniera si adatta l'uscita dell'impianto di bassa frequenza alle particolari caratteristiche dell'orecchio umano con il risultato di avere anche a bassi livelli sonori una riproduzione del tutto naturale. Dal cursore del potenziometro P_1 , il segnale di bassa frequenza perviene alla base del transistor T_1 tramite il condensatore di accoppiamento C_4 (0,22 μ F). Il transistor T_1 (BC 107 B) lavora come trasformatore di impedenza (emitter follower). Dall'emittore del transistor T_1 , il segnale di bassa frequenza viene applicato alla rete regolatrice dei toni alti e dei toni bassi tramite il condensatore C_7 e il resistore R_6 .

Il circuito regolatore dei toni alti e dei toni bassi permette di esaltare o di attenuare in maniera del tutto indipendente sia i toni alti che i toni bassi (fig. 2). Il circuito regolatore dei toni è costituito essenzialmente da due reti RC collegate

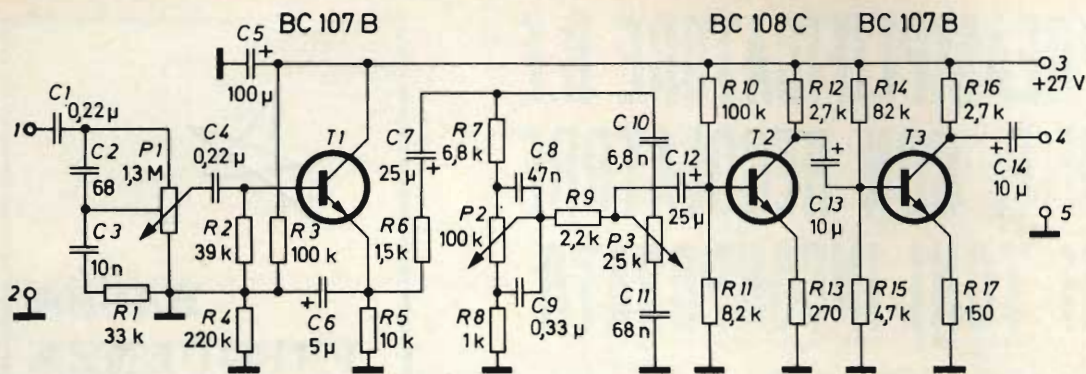


Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore di bassa frequenza Hi-Fi con incorporato il circuito per la regolazione separata dei toni alti e dei toni bassi. I resistori sono da 0,33 W. I potenziometri P₂ e P₃ sono logaritmici mentre il potenziometro P₁ è un tipo speciale. Il condensatore C₂ ha una tensione di lavoro di 400 V. Tutti gli altri condensatori hanno una tensione di lavoro di 63 V. Il condensatore elettrolitico C₅ ha una tensione di lavoro di 35 V mentre gli altri condensatori elettrolitici hanno una tensione di lavoro di 15 V.

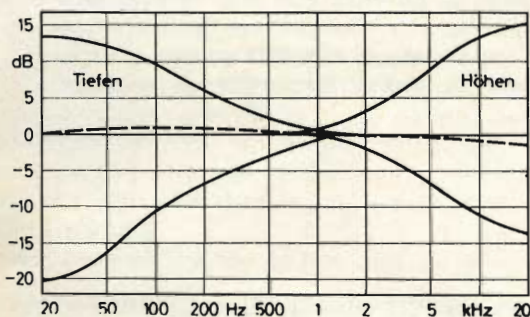


Fig. 2 - Campo di regolazione rispettivamente del regolatore dei toni bassi (Tiefen) e dei toni alti (Höhen).

in parallelo. La rete che provvede alla regolazione delle frequenze basse è formata da R₇, R₈, C₈, C₉, P₂. Mentre la rete che provvede alla regolazione dei toni alti è formata da C₁₀, C₁₁ e P₃. Quando il cursore del potenziometro che provvede alla regolazione dei toni bassi cortocircuita il condensatore C₉, succede che il resistore R₈ viene a caricare il condensatore C₈. In questo caso si ha una attenuazione dei toni bassi. Quando invece con questo stesso cursore del potenziometro P₂ si mette in cortocircuito il condensatore C₈ vengono automaticamente esaltati i toni bassi in quanto attraverso il con-

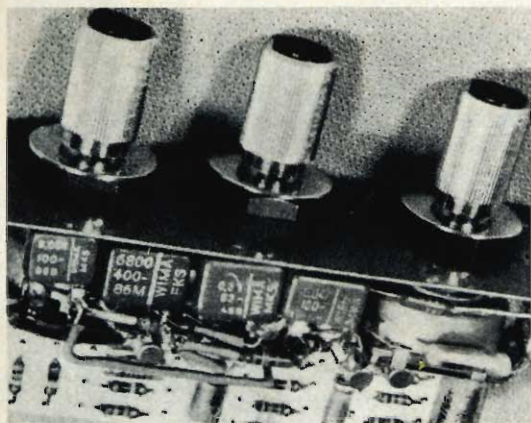


Fig. 3 - Il preamplificatore visto dalla parte anteriore.

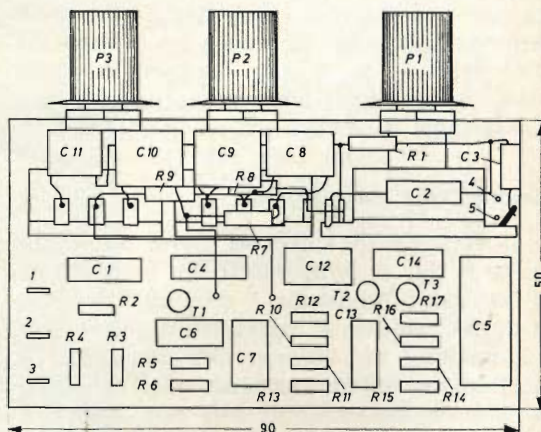


Fig. 4 - Disposizione dei componenti sulla piastrina di resopal.

densatore C_9 può passare un maggior numero di basse frequenze. I toni alti, a loro volta, possono essere regolati mediante il potenziometro P_3 . Ruotando infatti il cursore del potenziometro P_3 in direzione del condensatore C_{10} , si ottiene una esaltazione delle note alte; una attenuazione di queste stesse note alte si verifica tutte le volte che il cursore del potenziometro P_3 viene ruotato in direzione del condensatore C_{11} . Queste due reti RC regolatrici rispettivamente dei toni bassi e dei toni alti vengono disaccoppiate mediante il resistore R_9 . Al circuito regolatore dei toni alti e bassi seguono due stadi amplificatori nei quali i transistori sono montati in circuiti con emettitore comune. Il primo stadio amplificatore T_2 (BC 108 C) e T_3 (BC 107 B) provvedono ad amplificare il segnale che nel circuito regolatore dei toni aveva subito una forte attenuazione. Questo segnale amplificato viene prelevato dal collettore del transistor T_3 mediante il condensatore C_{14} (10 μ F).

Il circuito regolatore dei toni alti e bassi insieme a tutti gli stadi di questo preamplificatore necessita di una tensione di alimentazione di 27 V e un assorbimento di corrente di circa 9 mA.

Realizzazione del preamplificatore

Il preamplificatore con incorporato il regolatore dei toni può essere realizzato su una piastrina di resopal con dimensioni di 90 x 50 mm (fig. 4). I terminali dei componenti sono disposti al di sotto di questa piastrina in maniera da simulare un perfetto circuito stampato. Queste connessioni, grazie alla particolare disposizione dei componenti, non si incrociano tra di loro.

Il frontale del preamplificatore è costituito da una striscia di lamierino di dimensioni di 90 x 50 mm avente uno spessore di 0,75 mm. Il lamierino che costituisce il frontale è ripiegato ad angolo retto nella sua parte inferiore per una lunghezza di 10 mm. Questo frontale serve da supporto dei potenziometri rispettivamente del volume (P_1) e del regolatore dei toni bassi (P_2) e del regolatore dei toni alti (P_3). Sul bordo ripiegato infe-

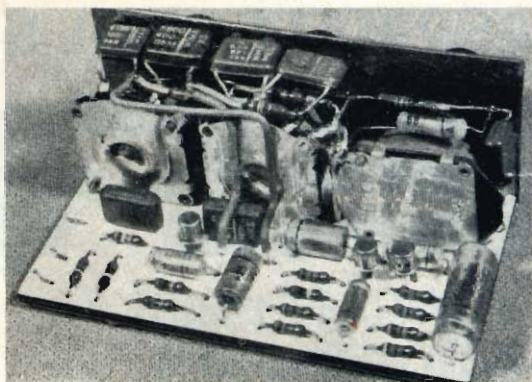


Fig. 5 - Il preamplificatore completo visto dalla parte posteriore.

riore viene fissata la piastrina di resopal sulla quale è montato il circuito del preamplificatore con la rete di correzione dei toni alti e dei toni bassi.

Dietro il regolatore dei toni alti P_3 viene montato il circuito-trasformatore di impedenza costituito dal trasformatore T_1 . Il circuito per la correzione del volume ai bassi livelli e i due circuiti per la esaltazione o la attenuazione rispettivamente dei toni alti e bassi vengono disposti vicino ai rispettivi potenziometri. Dietro il potenziometro P_1 (regolatore del volume) si trovano i due transistori preamplificatori rispettivamente T_2 e T_3 .

Dati caratteristici del preamplificatore

Tensione di alimentazione:	27 V
Assorbimento di corrente:	9 mA
Tensione di ingresso:	20 mV _{eff}
Tensione di uscita:	2 V _{eff}
Esaltazione degli alti a 20 kHz:	+ 15 dB
Attenuazione degli alti a 20 kHz:	- 14 dB
Esaltazione dei bassi a 20 Hz:	+ 13 dB
Attenuazione dei bassi a 20 Hz:	- 20 dB
Transistori:	2 x BC 107 B, BC 108 C.

ASPIRATORI DI STAGNO

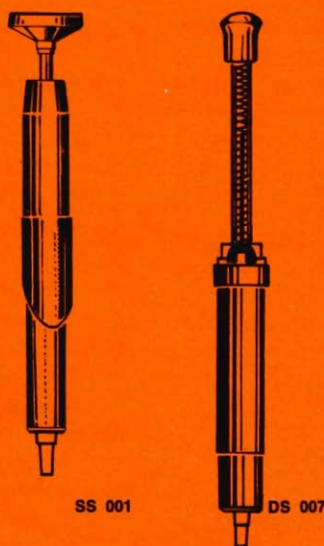
ERSA

L'aspiratore **ERSA Soldapullit** è un utensile robusto ed economico appositamente studiato per aspirare lo stagno fuso delle connessioni.

L'apparecchio è praticamente una pompa a forte azione aspirante. Esso viene impiegato in combinazione con un saldatore di bassa potenza (es. **ERSA Tip 16**). Il saldatore porta al punto di fusione lo stagno della connessione da togliere ed il Soldapullit, precedentemente caricato, lo aspira. Il funzionamento avviene effettuando una semplice pressione sull'apposito bottone di scatto. Non necessita di manutenzione speciale poichè la saldatura aspirata è automaticamente espulsa al momento della ricarica.

Si consiglia comunque di effettuare una pulizia periodica.

Porre inoltre attenzione durante il caricamento, che deve essere effettuato in posizione verticale, e durante la dissaldatura (evitare qualsiasi contatto diretto tra la punta del saldatore e la punta di teflon).



ERSA Soldapullit

Aspiratore per dissaldare di tipo manuale, particolarmente studiato per l'impiego su circuiti stampati. Da utilizzare in combinazione con un saldatore (ad esempio TIP 16). Viene fornito con una punta in teflon intercambiabile.

Lunghezza dell'utensile non caricato: 300 mm
 Peso: 73 g (senza punta)
 Diametro interno della punta: 3 mm
 N° originale: SS 001
 Codice G.B.C.: LU/6115-00

Punta di ricambio

N° originale: SRT 002
 Codice G.B.C.: LU/6116-00

ERSA Soldapullit DELUXE

Aspiratore per dissaldare simile al modello standard, ma con due dispositivi: uno di caricamento protetto (nessun pericolo al momento del rinculo del pistone) ed uno di regolazione continua della forza d'aspirazione. Viene fornito con una punta in teflon intercambiabile.

Lunghezza: 330 mm
 Peso: 115 g
 Diametro interno della punta: 3 mm
 N° originale: DS 007
 Codice G.B.C.: LU/6118-00

Punta di ricambio

N° originale: DRT 008
 Codice G.B.C.: LU/6119-00

PUNTI DI PROLUNGA

Queste prolunghine sono innestate sulla punta normale dei due dissaldatori tipo Soldapullit e vengono impiegate solo in casi particolari.

Ciascuna prolunga è fornita con uno scovolino per la pulizia interna.

I tipi 45 ET 011 ed LET 012 servono per connessioni disposte in punti particolarmente inaccessibili; il tipo MET 013 è utilizzato per la dissaldatura di connessioni miniatura (\varnothing int. della punta 2 mm).

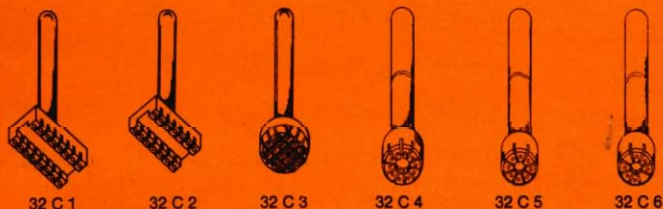


45 ET 011

LET 012

MET 013

PUNTE SPECIALI PER DISSALDARE CIRCUITI INTEGRATI DA UTILIZZARE CON SALDATORE TIPO ERS 30



32 C 1

32 C 2

32 C 3

32 C 4

32 C 5

32 C 6

Queste punte, di forma particolare, vengono utilizzate per dissaldare alcuni tipi di circuiti integrati. Esse vanno applicate su un saldatore del tipo ERS 30 al posto della normale punta (il diametro esterno è di 5 mm).

Punta tipo	Per circuiti integrati con contenitore tipo	Fori
32 C 1	Dual - in - line	16
32 C 2	Dual - in - line	14
32 C 3	To	16
32 C 4	To	10
32 C 5	To	8
32 C 6	To	6

CIRCUITI A IMPULSI

terza parte a cura dell'Ing. Torcellini

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

Vedremo in questa parte abbastanza dettagliatamente il funzionamento dell'oscillatore bloccato.

In fig. 1 è rappresentato lo schema di un circuito oscillatore bloccato nel quale l'interruttore e il meccanismo di comando costituiscono tutto l'insieme (si tratta della parte di fig. 1 compresa nel tratteggio).

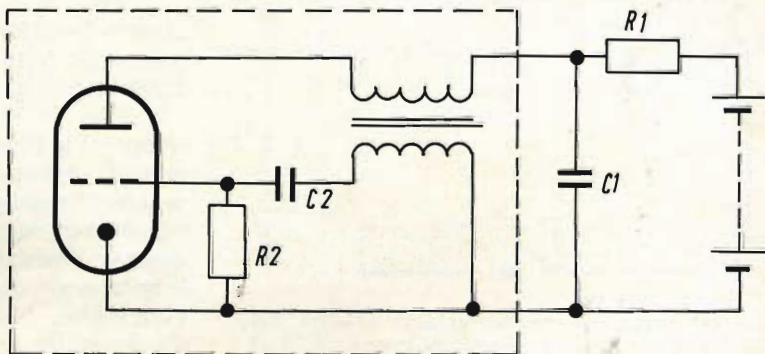
Esamineremo ora dettagliatamente questo circuito, noto con il nome di oscillatore bloccato. A prima vista lo schema dell'oscillatore bloccato assomiglia molto

a quello dell'oscillatore classico usato in radiotecnica. Si confrontino a questo scopo le fig. 2a e 2b nelle quali un oscillatore bloccato e un oscillatore convenzionale sono stati rappresentati l'uno accanto all'altro.

L'oscillatore bloccato si può dunque ridurre a una sorgente di alimentazione, un elemento che amplifica il segnale e un circuito di reazione. L'elemento amplificatore può allora essere un tubo o un transistor.

Esaminiamo ora le due versioni, cominciando da quella nella quale l'elemento amplificatore è un tubo elettronico. Esaminando più da vicino le fig. 2a e 2b, si notano due differenze importanti. Per prima cosa, l'accoppiamento fra i circuiti di griglia e d'anodo è molto più stretto nell'oscillatore bloccato che nell'oscillatore convenzionale.

Fig. 1 - Esempio di oscillatore bloccato.



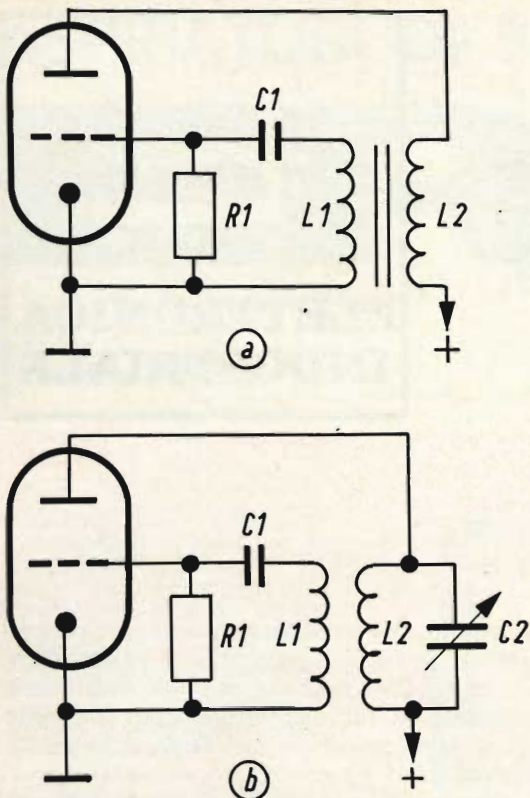


Fig. 2 - Confronto fra un oscillatore bloccato e un oscillatore convenzionale.

Nel primo di questi oscillatori, gli avvolgimenti L_1 e L_2 sono avvolti su un nucleo magnetico, contrariamente a quello che si è fatto nell'oscillatore di fig. 2b. Inoltre si nota che il circuito anodico dell'oscillatore bloccato non è più accordato.

Prima di passare allo studio del circuito di fig. 2a, dobbiamo prima esaminare

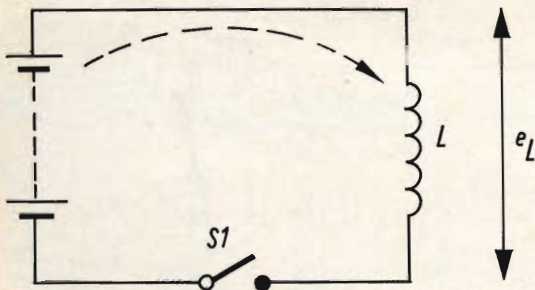


Fig. 3 - Relazione tra la tensione ai capi della bobina e la corrente che la attraversa.

qual'è la relazione che esiste fra la tensione ai capi di una bobina e la corrente che la attraversa.

Consideriamo ora la bobina come una autoinduttanza pura, quindi trascureremo la sua resistenza ohmica e la sua capacità ripartita (fig. 3).

La relazione fra la corrente che circola nella bobina e la forza elettromotrice indotta nella bobina è data dalla nota formula (legge di Faraday):

$$e = -L \, di/dt$$

dove:

e = forza elettromotrice indotta nella bobina

L = autoinduttanza della bobina

di/dt = variazione della corrente durante un istante molto breve.

Il segno negativo nella formula indica che la forza elettromotrice si oppone alla sua origine, cioè la variazione del campo magnetico abbracciato dagli avvolgimenti.

Quando la corrente cresce linearmente con il tempo, come indica la fig. 4, il quo-

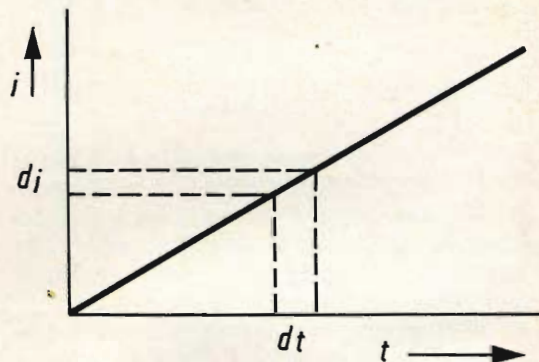


Fig. 4 - Aumento lineare della corrente nel tempo.

ziente di/dt non cambia di valore e la tensione indotta nella bobina resterà ugualmente costante.

La fig. 5a rappresenta, in funzione del tempo, l'intensità di corrente che circola in una bobina. Durante l'intervallo $(0 - t_1)$ cresce linearmente con il tempo, per restare costante dopo l'istante t_1 . Si può dedurre immediatamente dalla figura che il quoziente di/dt resta costante durante l'intervallo $(0 - t_1)$ per diventare bruscamente nullo dopo l'istante t_1 .

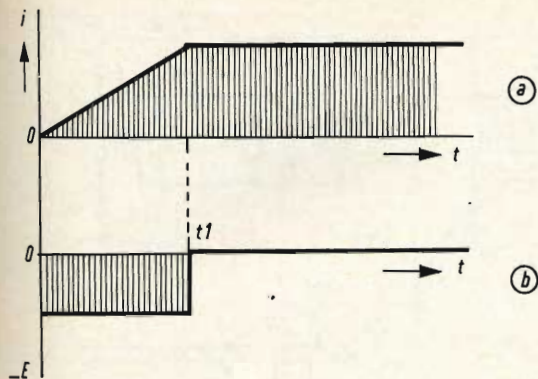


Fig. 5 - a) Rappresentazione della corrente che circola in una bobina. b) Rappresentazione della tensione.

La grandezza della forza elettromotrice indotta nella bobina dipende da due fattori: la grandezza del quoziente di/dt e l'autoinduttanza della bobina (L). ($e = -L di/dt$).

Durante l'intervallo $(0 - t_1)$, la corrente aumenta in valore, di modo che il quoziente di/dt ha un valore positivo. Questo significa che la tensione indotta avrà un valore negativo. È per questa ragione che questa tensione è designata sopra all'asse zero nella fig. 5b.

Quindi la situazione cambia dopo l'istante t_1 . Il quoziente di/dt diventa allora bruscamente nullo. Ciò significa che la tensione indotta passa così bruscamente da E volt a zero.

A una variazione di corrente simile a quella indicata in fig. 6a, corrisponde dunque una variazione di tensione come quella di fig. 6b. In quest'ultima figura si vede particolarmente la polarità della tensione indotta. In effetti quando la corrente diminuisce (come nel caso dell'intervallo $t_2 - t_3$), il quoziente cambia di segno e diventa negativo, di modo che la tensione indotta diventa positiva e deve dunque essere rappresentato sopra l'asse zero di fig. 6b.

Lo schema di un oscillatore bloccato è riportato in fig. 7. Il trasformatore T (elemento che assicura la reazione) è collegato in modo tale che, quando la corrente attraverso l'avvolgimento secondario (I_a) aumenta, la polarità della tensione ai capi dell'avvolgimento primario è quello indicato nello schema. Si noterà anche che la

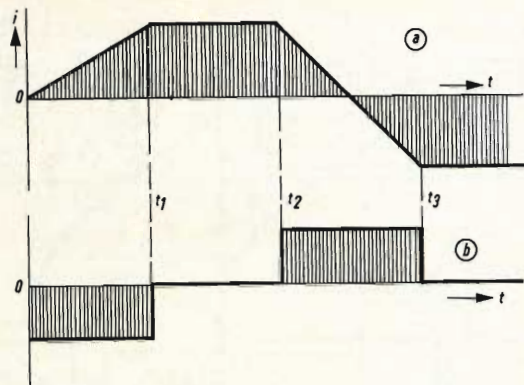


Fig. 6 - Variazione della corrente a) e della tensione b).

freccia vicino a I_a indica il senso della corrente elettronica.

Come elemento amplificatore si è scelto un triodo, la cui tensione di rottura è di 3 V (questa tensione dipende come abbiamo già detto in precedenza, dalla tensione anodica e dal coefficiente di amplificazione della valvola).

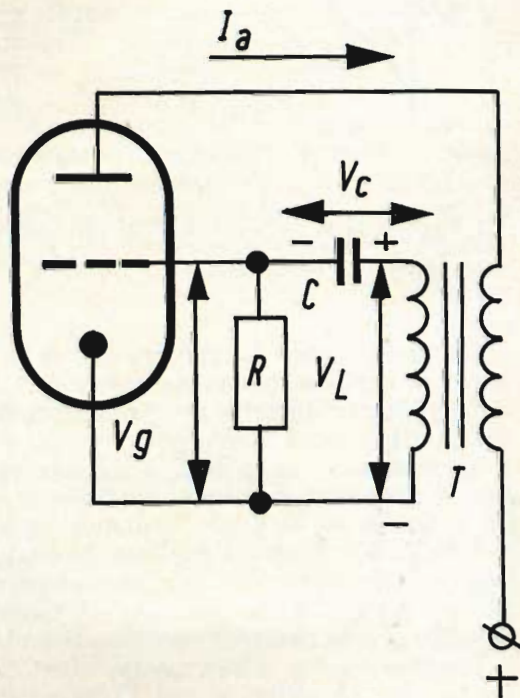


Fig. 7 - Schema elettrico di un oscillatore bloccato.

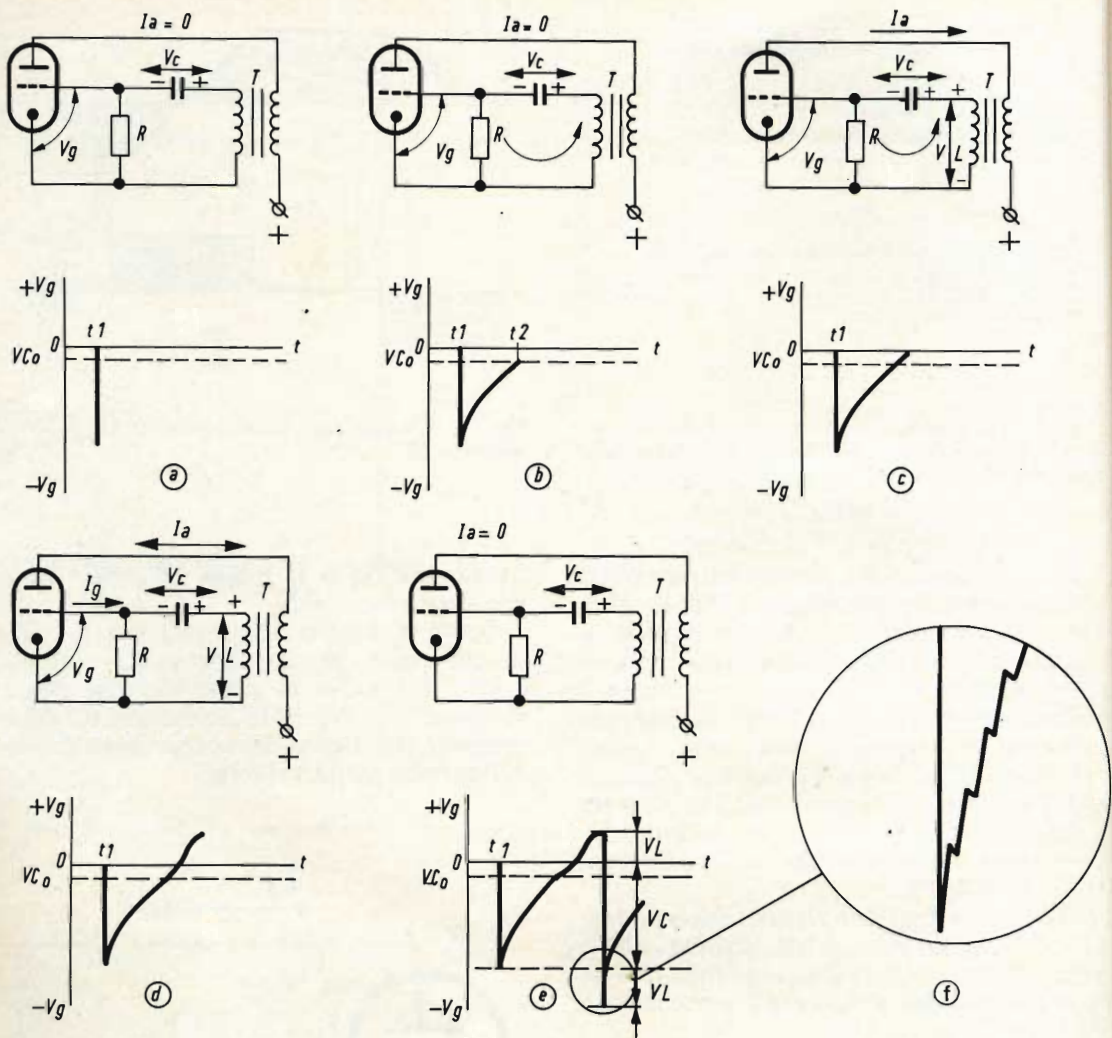


Fig. 8 - Esempi di circuiti oscillatori con l'aumento delle tensioni e delle correnti con le relative forme d'onda.

Cominciamo con il supporre che la tensione ai capi del condensatore C (V_c) è di 60 V. Poco ci importa per il momento da dove viene questa tensione.

La tensione fra griglia e catodo del tubo elettronico è dunque ugualmente di 60 V, che rende la griglia negativa rispetto al catodo. Il triodo è allora bloccato, poiché la tensione V_g è considerevolmente più grande della tensione di taglio, di modo che la corrente anodica sia nulla.

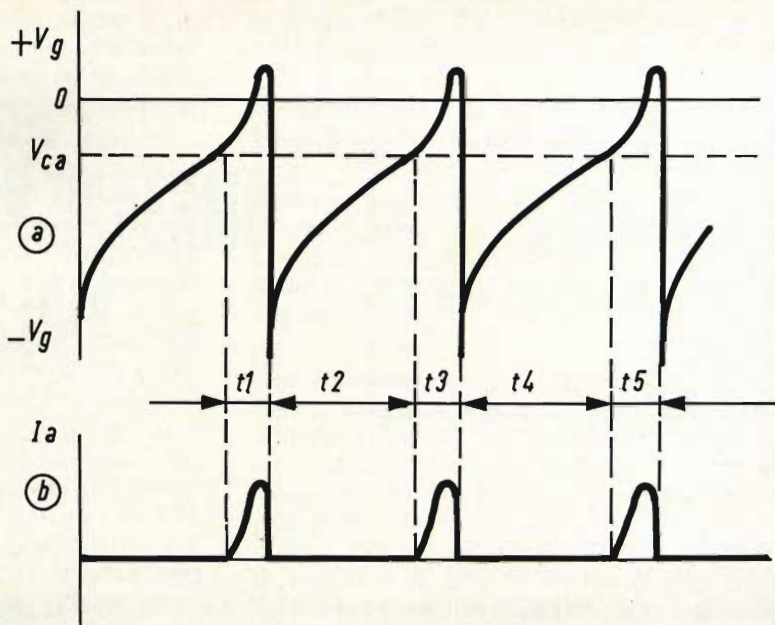
La situazione è allora quella illustrata in fig. 8a. Lo schema con l'indicazione delle tensioni e correnti, e anche l'andamento della tensione di griglia, sono state

rappresentate uno vicino all'altro in figura 8a e nelle figure seguenti.

Il condensatore C si scaricherà attraverso la resistenza di fuga R e l'avvolgimento primario del trasformatore T . Questo è quello che è rappresentato in fig. 8b. Se trascuriamo l'influenza dell'avvolgimento primario di T , la scarica di C in funzione del tempo, avrà un andamento esponenziale.

Questo è già stato spiegato dettagliatamente nell'articolo precedente. Nell'istante t_2 , la tensione negativa di griglia V_g , che è ancora sempre uguale alla tensione ai capi di C , raggiunge il valore

Fig. 9 - Tensione di griglia a) e corrente anodica corrispondente in funzione del tempo b).



della tensione di taglio (V_{co}) del triodo. Subito dopo, il tubo non è più bloccato e una corrente che aumenta a mano a mano che $-V_g$ diminuisce, circola nel tubo e nell'avvolgimento secondario del trasformatore. Una tensione V_L , la cui polarità è indicata in fig. 8c è indotta nel primario di T.

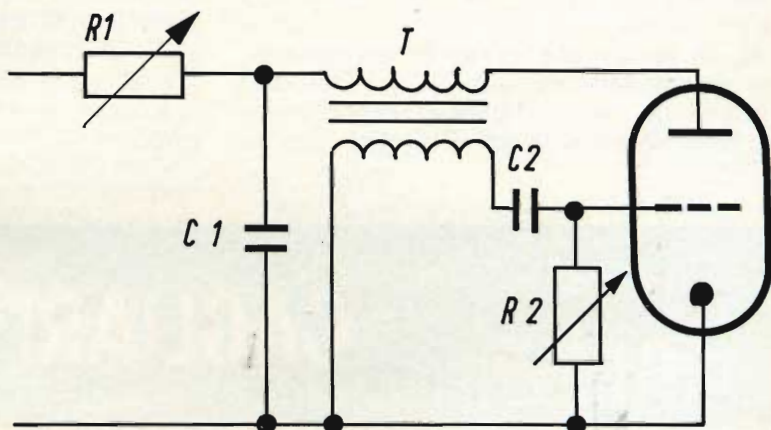
A partire dall'istante t_2 la tensione sulla griglia non è più uguale alla tensione ai capi del condensatore, ma alla somma delle tensioni ai capi del condensatore e dell'avvolgimento del trasformatore.

Tenendo conto della polarità di queste tensioni si può scrivere:

$$-V_g = -V_c + V_L$$

La tensione negativa di griglia diminuisce molto rapidamente, poiché da una parte $-V_c$ diminuisce in seguito alla scarica di C che continua imperturbabilmente, mentre d'altra parte il valore di V_L aumenta rapidamente in seguito all'aumento della corrente anodica I_a . Il quoziente di/dt di questo aumento di I_a non è più costante, ma aumenta, perché la corrente non aumenta in modo lineare. L'aumento progressivo di V_L e la diminuzione di V_c continua fino al momento in cui V_g diventa 0, poiché a partire da questo momento il condensatore non si sca-

Fig. 10 - Esempio di circuito RC.



rica più. Si deve notare che l'aumento di V_L è molto più rapido della diminuzione di V_c .

Tuttavia la tensione V_L continua ad aumentare, di modo che la griglia diventa positiva.

Si ottiene allora la situazione illustrata in fig. 8d. Essendo la tensione V_g diventata positiva, una corrente, che aumenta a misura che la griglia diventa più positiva, si stabilisce nel circuito di griglia del triodo.

Questa corrente di griglia carica il condensatore, di modo che la tensione ai capi di questo condensatore ($-V_c$) aumenta. In seguito all'aumento molto rapido della caratteristica di griglia del triodo usato, a un dato momento l'aumento della corrente di griglia I_g sarà più grande dell'aumento di V_L , di modo che la tensione di griglia ($+V_g$) diventa più basso. Una diminuzione della tensione positiva di griglia non significa unicamente una diminuzione della corrente anodica I_a , di modo che la corrente che circola nell'avvolgimento secondario del trasformatore diminuisce. Abbiamo già visto in precedenza cosa significa quando la tensione $+V_L$ diventa quindi bruscamente $-V_L$. In altre parole il tubo viene bloccato bruscamente, poiché la tensione negativa sulla griglia del tubo diventa quindi $-V_g = -V_c - V_L = -(V_L + V_c)$. La situazione è allora quella della fig. 8c. Quando il tubo è bloccato, $I_a = 0$ e di conseguenza, V_L è ugualmente nulla, di modo che la tensione ($-V_g$) passa allora bruscamente dal valore $-(V_L + V_c)$ al valore $-V_c$, dopo che il condensatore ricomincia a scaricarsi nel modo che abbiamo indicato cominciando la descrizione di questo ciclo.

È da notare che quest'ultima variazione di tensione, da $-(V_L + V_c)$ a $-V_c$, fortemente ingrandito, si presenta sotto la forma indicata in fig. 8f. Questa forma

della variazione trova la sua origine nel fatto che l'energia, accumulata nel trasformatore, si dissipa sotto forma di una oscillazione smorzata.

Le figg. 9a e 9b rappresentano la tensione di griglia e la corrente anodica corrispondente in funzione del tempo. Se consideriamo l'oscillatore bloccato come interruttore, constatiamo che questo interruttore può essere considerato come aperto durante gli intervalli t_2 , t_4 , t_6 , poiché durante gli intervalli t_1 , t_3 e t_5 il tubo non è più bloccato, cosa questa che corrisponde a un interruttore chiuso.

In fig. 10 è rappresentato lo schema di un circuito RC nel quale un interruttore, costituito da un oscillatore bloccato è montato in parallelo sul condensatore. La durata di apertura di questo interruttore, può essere regolata da R_2 che è stata resa variabile a questo effetto. Se si desidera un tempo più breve, il condensatore C_2 si deve scaricare più velocemente, cosa che si ottiene diminuendo il valore di R_2 . Lo stesso risultato si può ottenere applicando degli impulsi positivi di tensione alla griglia del triodo.

L'interruttore qui descritto, sotto forma di un oscillatore bloccato, viene soprattutto usato nella tecnica della televisione e delle misure in televisione, in modo particolare nelle funzioni in cui la durata di commutazione non deve più essere molto corta.

Nell'oscillatore bloccato, si usava un triodo come elemento amplificatore. Quindi è anche possibile usare un transistor come vedremo più avanti. Quest'ultima versione viene frequentemente usata nella tecnica radio, o sulle autoradio, dove viene usato come convertitore di tensione continua. Questo circuito sostituisce allora il vibratore, nel quale la commutazione è ottenuta con mezzo meccanico.

PRODOTTI



CAGLIARI

09100
VIA MANZONI 21/23
TEL. 42.828

TUBI DI RIPRESA TELEVISIVA CON SCHERMO DI DIODI AL SILICIO

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

Un nuovo tubo da ripresa si è attualmente sviluppato nei reparti « semiconduttori » e « tubi » della società AEG-Telefunken. Battezzato con un nome assai bizzarro, in francese, « Telecon », questo nuovo tubo è caratterizzato da uno schermo originale, composto da un milione di diodi al silicio.

Questo si è potuto ottenere grazie alla tecnica planare, che ha permesso di realizzare nettissimi progressi in quasi tutti i campi dell'elettronica; questo tubo presenta dei vantaggi notevoli rispetto ai tubi utilizzati attualmente, il che si potrà agevolmente constatare dopo la lettura di questo articolo che ne descrive brevemente il funzionamento e ne espone le caratteristiche.

Il principio e il funzionamento del « Telecon » sono identici a quelli dei tubi vidicon e plumbicon. La costituzione generale è d'altra parte la stessa, come indica la fig. 1 che mostra il « Telecon » visto in sezione. Lo schermo semiconduttore che costituisce il cuore del « Telecon » è spazzato da un lato da un sottile fascio di elettroni, mentre l'immagine da trasmettere è riprodotta sull'altra sua faccia mediante un dispositivo ottico adeguato.

Il ruolo dello schermo consiste nel trasformare l'immagine ottica in un'immagine corrispondente formata da cariche elettriche, e di conservare quest'ultima finché sia compiuta l'analisi mediante il fascio elettronico, cioè per tutta la durata di una trama. Nei tubi di ripresa classici, questa conversione si compie nei sottili straterelli amorfi semiconduttori, come per esempio il trisolfato di antimonio ($Sb_2 S_3$) per quanto riguarda il vidicon,

oppure gli ossidi ed i solfati di piombo (PbO/PbS) per quanto riguarda il plumbicon. Questi sottili strati amorfi, porosi, sono estremamente sensibili ai colpi, alle accelerazioni, alle temperature elevate e soprattutto alle forti intensità luminose, il che limita le possibilità d'impiego e la durata di questo genere di tubi. Lo schermo del « Telecon », invece, elimina questi inconvenienti. Esso è composto da una placchetta di silicio, di $12,8 \times 9,6$ mm, sulla quale si possono contare più di un milione di diodi realizzati secondo la tecnica planare.

Ogni diodo ha un diametro di 5 micron e la loro distanza interassiale è di 10 micron. Il fascio elettronico che serve per l'analisi « carica » ogni diodo con una tensione inversa di $5 \div 10$ V. La luce incidente dell'altra faccia crea coppie elettroni-buchi che scaricano più o meno i diodi secondo l'intensità luminosa inci-

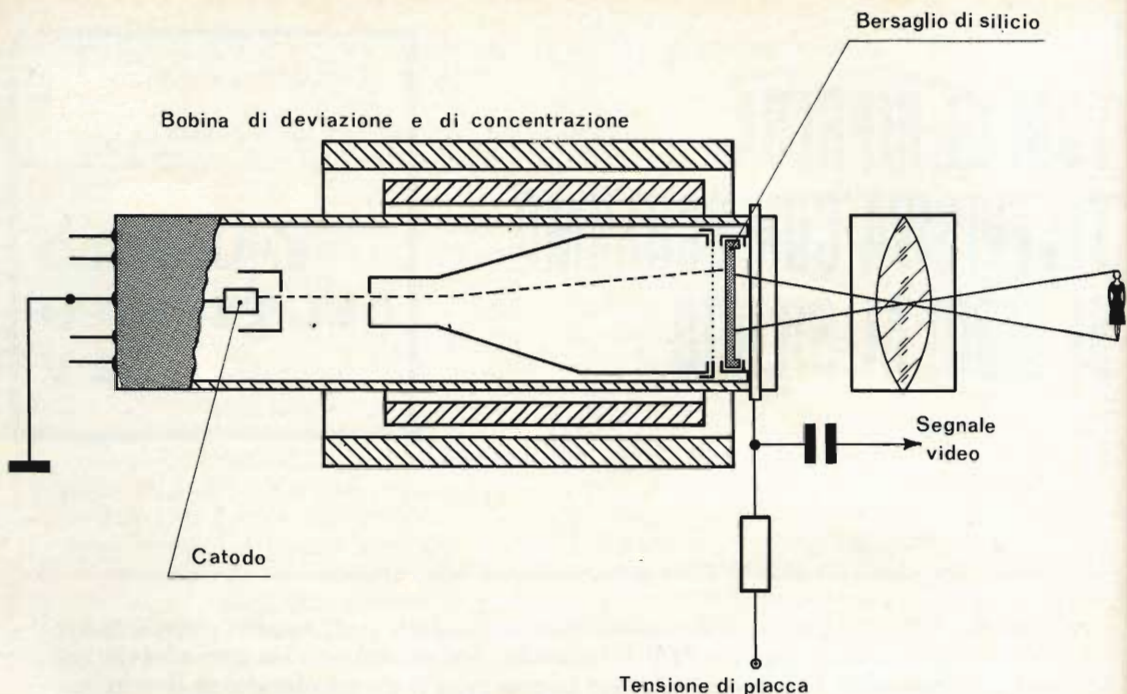


Fig. 1 - Schizzo del « Telecon » visto in sezione. La sua costituzione generale è identica a quella dei tubi classici da ripresa (generalmente vidicon e plumbicon).

dente su ogni punto considerato. La corrente di carica necessaria è così proporzionale a questa intensità luminosa e fornisce un segnale video più o meno elevato ai morsetti della resistenza di carico (fig. 2).

VANTAGGI

Si possono giudicare i vantaggi di questo nuovo tubo considerando la tabella delle pagine seguenti nella quale le sue prestazioni sono confrontate con quelle del vidicon e del plumbicon.

La sensibilità del « Telecon », per un segnale video di 200 nA è circa venti volte più grande di quella dei due altri tubi in questione. Questa grande sensibilità è dovuta ad una utilizzazione più completa dei quanta nel silicio monocristallino allorché si producono delle perdite, negli strati amorfi, a causa di numerosi centri di ricombinazione. Questa grande sensibilità permette di effettuare delle riprese molto corrette, anche se l'illuminazione è scarsa. La curva di sensibilità del « Telecon » è più larga di quella del vidicon

o del plumbicon, e raggiunge la soglia dell'infrarosso. A causa di questa larghezza, il massimo della sensibilità è spostato verso le grandi lunghezze d'onda. Questa caratteristica è molto importante perché bisogna tener conto dell'utilizzazione del « Telecon » per la televisione a colori. Il comportamento verso i segnali residui può essere paragonato ad una misura della persistenza del tubo, e questo effetto, che è scomodo quando si devono riprendere immagini animate, si traduce in un senso di fastidio all'atto della ricezione. Il comportamento del « Telecon » verso i segnali residui non è dovuto che alla distribuzione dell'energia del fascio catodico analizzatore e resta in definitiva relativamente debole (4%). Le temperature elevate o le forti intensità luminose che determinano delle reazioni termiche o fotochimiche nello strato amorfo semiconduttore dei vidicon e dei plumbicon, possono provocare delle lacune nell'immagine, e richiedere di conseguenza la sostituzione del tubo danneggiato.

Il « Telecon » invece resiste perfettamente e su di esso è possibile dirigere un fascio elettronico potente, senza pro-

vocare alcun inconveniente. Il potere di risoluzione del « Telecon », allo stato attuale di sviluppo, si trova tra quello del vidicon e quello del plumbicon. Esso dipende dal diametro del fascio catodico, dalle dimensioni della matrice di diodi e dallo spessore dello schermo (diffusione dei fotoni o del loro prodotto). La dinamica, limitata da un lato dal fruscio e dall'altro dalla saturazione, è approssimativamente identica per tutti e tre i tubi, ma se si riuscisse a ridurre ancora la corrente di oscurità dei diodi, la dinamica del « Telecon » sarebbe ulteriormente migliorata. La sensibilità alle scottature dei tubi classici è dovuta a delle scintille che possono insorgere a causa dei fenomeni elettrochimici. I diodi del « Telecon », protetti grazie alla tecnica planare al silicio, restano praticamente insensibili a tale fenomeno.

Contrariamente a quello che succede per i tubi a strati amorfi, la durata del

« Telecon » non dipende dal semiconduttore, ma unicamente dalla durata del catodo del cannone elettronico. L'utilizzazione di catodi a lunga durata permette di raggiungere almeno le 20.000 h di funzionamento. Nelle condizioni non ottimali di funzionamento (per esempio temperatura elevata, intensità luminosa troppo forte, ecc.) la durata del « Telecon » non varia molto, mentre quella degli altri tubi si riduce fortemente. In queste condizioni, la durata del « Telecon » può essere $100 \div 1.000$ volte più grande di quella del vidicon o del plumbicon.

È questa una delle caratteristiche più importanti del nuovo tubo in questione. La natura stessa dello schermo di diodi del « Telecon » gli permette di avere una resistenza meccanica di gran lunga più notevole di quella presentata dai classici tubi a strati amorfi.

Infine, le condizioni di funzionamento di questo nuovo tubo non richiedono mezzi

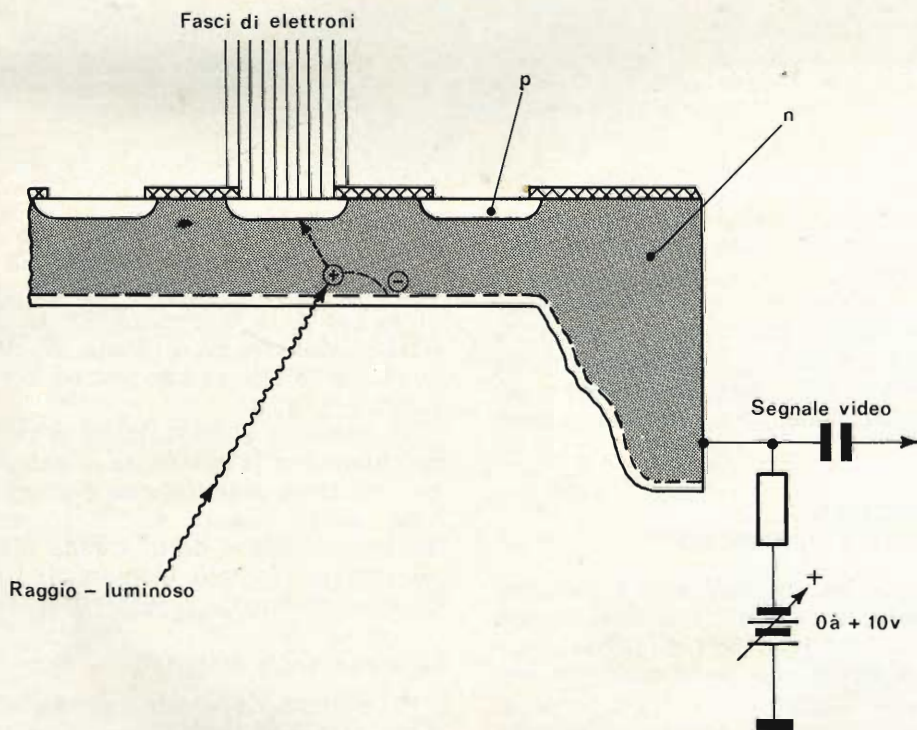


Fig. 2 - Vista in sezione dello schermo che costituisce l'elemento originale del « Telecon ». Secondo l'intensità luminosa del fascio che incide sui diodi, si creano delle coppie elettroni-buchi che scaricano più o meno i diodi, precedentemente polarizzati dal fascio elettronico analizzatore.

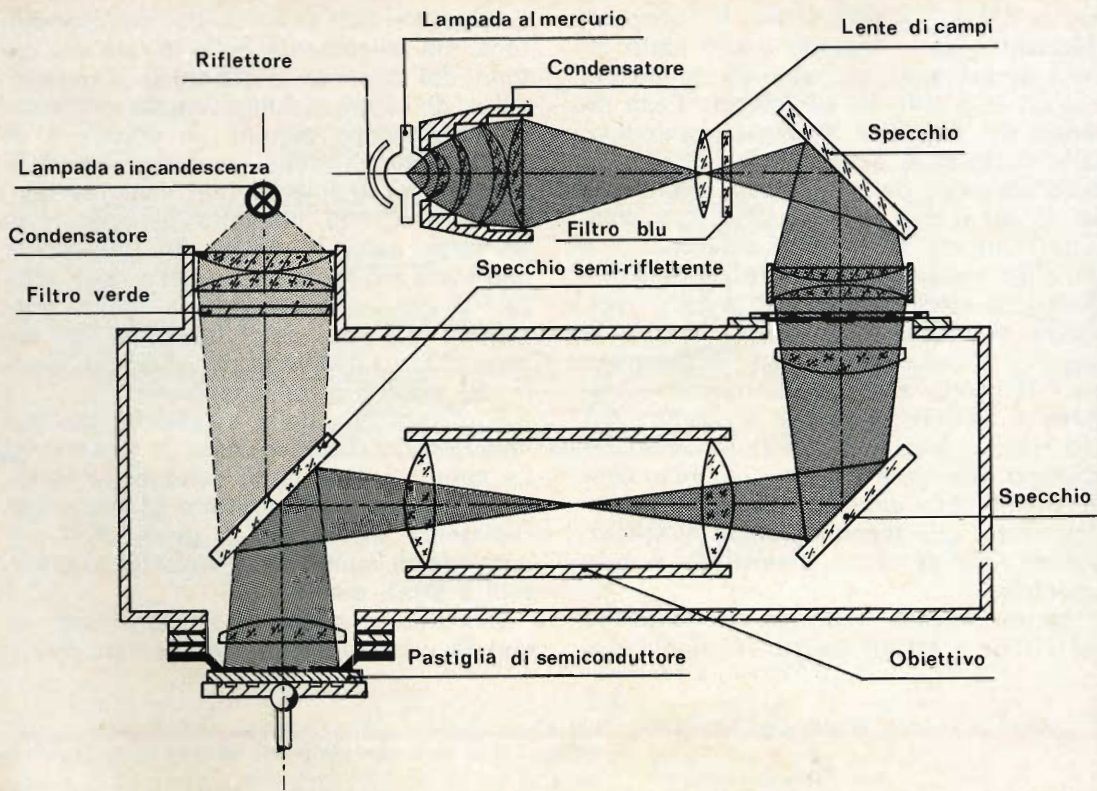


Fig. 3 - Perché lo schermo sia il più perfetto possibile, è stato necessario adottare una tecnologia particolare, in special modo quella della « maschera proiettata », procedimento mediante il quale non avviene alcun contatto tra la maschera propriamente detta e la pasticca di silicio.

particolari di impiego, tanto più che le stesse dimensioni meccaniche e la geometria elettronica sono state stabilite in maniera tale da permettere una facile sostituzione degli altri tubi. Il prezzo, in verità più elevato, sarà indubbiamente compensato dalla maggiore durata del tubo quando quest'ultimo entrerà in commercio.

LIMITI ATTUALI E POSSIBILITÀ DI RIMEDIO

Ad ogni modo, restano alcuni problemi da risolvere. La sensibilità dell'occhio può rivelare il funzionamento difettoso, piuttosto raro, di qualche diodo della matrice, cosicché la totalità del milione di diodi deve funzionare perfettamente, se si desidera avere un'immagine perfetta. Questo non può essere possibile che in virtù dei progressi tecnologici estremamente notevoli, che sono eseguiti in due tappe.

Tecnica di fotoverniciatura

Questa operazione richiede un procedimento senza contatto tra la pasticca di silicio e la fotomaschera. La società AEG-Telefunken ha pensato di risolvere questo problema con un procedimento particolare (fig. 3).

La pasticca è disposta su di una apparecchiatura e la maschera, piazzata in un altro posto è proiettata otticamente su di essa senza che ci sia alcun contatto; questo sistema è detto « della maschera proiettata ». In tale maniera si riducono considerevolmente i rischi di screziature.

La purezza dei materiali

Si esigono delle condizioni particolari di purezza e di perfezione del silicio monocristallino. Difetti del cristallo o drogaggio involontari possono produrre un cattivo funzionamento dei diodi. Questo significa che il materiale di base deve

Per l'ascolto personale...
cuffie stereo **SONY**®



DR/4 A

Archetto: in gomma con supporto regolabile in acciaio.

Cuscinetti per padiglioni realizzati in materiale speciale per ottenere la massima aderenza all'orecchio ed una eccezionale attenuazione dei rumori esterni.

Collegamento con 2 m di cavo e spinotto: Ø 6,3

Campo di frequenza: 50 ÷ 17.000 Hz

Potenza di uscita max: 100 mW

Impedenza d'ingresso: 8 Ω

Peso: 200 g

Prezzo netto imposto: **L. 19.000**

DR/5 A

Archetto: doppio in vinile con supporto regolabile in acciaio.

Cuscinetti per padiglioni realizzati in materiale speciale per ottenere la massima aderenza all'orecchio ed una eccezionale attenuazione dei rumori esterni.

Collegamento con 2 m di cavo e spinotto: Ø 6,3

Campo di frequenza: 50 ÷ 17.000 Hz

Potenza di uscita max: 100 mW

Impedenza d'ingresso: 8 Ω

Peso: 425 g

Prezzo netto imposto: **L. 11.500**



	Vidicon (Sb2S3)	Plumbicon	Telecon (Si)	Unità	Osservazioni
Sensibilità	8	8	0,4	lux	per una corrente di segnale di 200 nA
Max. sensibilità spettrale	500	500	650	nm	
Larghezza di banda	300 ÷ 800	450 ÷ 650	400 ÷ 1100	nm	fino al 10% della sensibilità max.
Segnale residuo	20%	4%	4%		100 ms dopo una corrente del fascio di 200 nA
Temperatura max.	70	50	350	°C	
Luminosità max.	5000	5000	qualsiasi	lux	
Potere risolutore	500	400	450		righe TV/cm di schermo
Dinamica	10 ³	10 ³	10 ³		
Sensibilità alle bruciature	grande	grande	nessuna		
Durata	5000	1000	10000	h	funzionante in condizioni ottimali
Resistenza meccanica	media	media	grande		

essere trattato e prodotto in maniera estremamente rigorosa onde evitare eventuali difetti del dispositivo.

Lo stato attuale di sviluppo permette di realizzare tubi « Telecon » che hanno le caratteristiche suddette, ma che pre-

sentano ancora troppi difetti. Tuttavia si può pensare che dovrebbe essere possibile rimediare a tali inconvenienti in un avvenire molto prossimo, grazie particolarmente alle tecniche di fabbricazione recentemente messe a punto.

Dal 4 al 7 novembre al Royal York Hotel di Toronto si terrà l'annuale esposizione nazionale dell'alta fedeltà.

L'ultimo Hi Fi show, tenuto a Montreal nel Gennaio 1970, ha avuto il suo centro di interessi nell'« holography ».

Quest'anno all'Expo 70, il « quadrisound » sarà la principale attrazione come del resto è avvenuto a Boston e New York.

In autunno all'Hotel Queen Elisabeth di Montreal, l'IEEE organizzerà una mostra mercato delle apparecchiature e dei componenti elettronici.

La società Bourns (Trimpot) Ltd ha introdotto sul mercato i potenziometri di precisione, con supporto isolante, modello 3701 e modello 3751 a 10 giri di regolazione. Ambedue i potenziometri sono caratterizzati da elementi conduttori realizzati in materiale plastico. Questi modelli hanno un diametro di 0,5 pollici e presentano un potere di risoluzione praticamente infinito. Il modello 3701 ha un albero di regolazione che può sopportare 10 milioni di rotazioni; il modello 3751 ne può sopportare invece 50 milioni. La gamma dei valori di resistenza ottenibile si estende da 1 kΩ a 500 kΩ. La potenza è dell'ordine di 1 W a 70°C.

Si illustra il funzionamento di una linea di ritardo in generale; successivamente si esamina il funzionamento del tipo di linea a ultrasuoni usato attualmente per la compensazione degli errori di fase del segnale di crominanza.

TELEVISIONE A COLORI

La funzione della linea di ritardo nella compensazione PAL

seconda parte a cura di L. Cascianini

Il PAL **semplice** che, come abbiamo visto, effettua la compensazione PAL sfruttando le proprietà integratrici dell'occhio umano dà buoni risultati solo nel caso in cui tra burst e segnale di crominanza si verifichi un errore di fase non troppo grande. Quando infatti gli errori di fase hanno notevole valore, il PAL semplice presenta l'inconveniente di fare apparire sullo schermo del cinescopio una struttura di righe orizzontali che scorre su e giù per l'immagine ed è disturbante tanto quanto i colori sbagliati nel sistema NTSC. In pratica quindi si preferisce **effettuare il valore medio** dei segnali di crominanza della riga NTSC e della riga PAL. In questo caso però è necessario che, per poter effettuare **la somma** del segnale della riga NTSC e di quello della riga PAL, uno dei due venga, di volta in volta, ritardato;

esso cioè deve essere trattenuto per un tempo pari alla durata di scansione di una riga ($64 \mu\text{s}$). Ciò per il fatto che sia la riga PAL che la riga NTSC non pervengono **contemporaneamente** al ricevitore, ma distanziate l'una dall'altra di un tempo pari a $64 \mu\text{s}$. L'immagazzinamento del segnale di crominanza per un tempo di $64 \mu\text{s}$, ora dell'una, ora dell'altra riga, viene effettuato mediante la cosiddetta **linea di ritardo**.

Come funziona una linea di ritardo

Vogliamo innanzitutto illustrare ricorrendo ad un circuito-serie formato da una resistenza e da un condensatore, la relazione intercorrente tra la frequenza (ω), l'angolo di fase (φ) e il tempo (τ) di un dato segnale. Per semplicità supporremo in questo caso che la resistenza del resi-

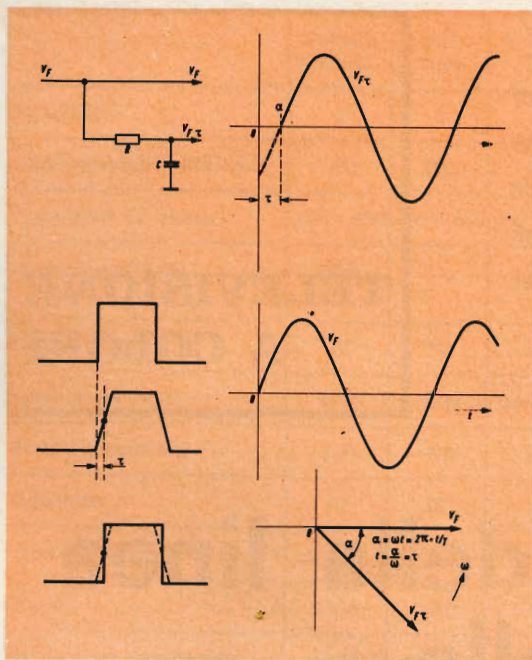


Fig. 4 - Definizione del tempo di ritardo τ mediante segnali sinusoidali e segnali rettangolari.

store R (fig. 4) e la reattanza capacitiva del condensatore C abbiano lo stesso valore, e che inoltre all'ingresso di questo circuito venga applicato il segnale sinusoidale V_F . In queste condizioni, tra la tensione (V_F) applicata all'ingresso del circuito R/C e la tensione ricavata alla uscita ($V_{F\tau}$) si verifica uno sfasamento di 45° ; in particolare la tensione di uscita risulta in ritardo di 45° rispetto alla tensione applicata all'ingresso. Nella rappresentazione vettoriale di questo fenomeno, questo angolo α può essere definito anche come ωt , e cioè $2\pi \cdot t/T$; il tempo t sarà dato pertanto da α/ω . Prendendo come punto di riferimento del segnale di ingresso e del segnale di uscita, l'istante in cui i medesimi **passano per lo zero** si vede che lo spostamento di fase α corrisponde al tempo t . Volendo sommare correttamente il segnale di ingresso e il segnale di uscita, bisognerà innanzitutto fare in maniera che il segnale di ingresso presenti un ritardo t uguale al ritardo t del segnale di uscita. Il tempo di ritardo t viene di solito indicato con la lettera greca τ . Riferendoci ancora alla fig 4 è bene precisare che il segnale di uscita $V_{F\tau}$ oltretutto risulterà spostato di fase in

ritardo di 45° rispetto al segnale applicato all'ingresso ha subito anche una diminuzione nella sua ampiezza. Nella figura questa attenuazione non è stata indicata per il fatto che si voleva solo sottolineare la relazione esistente tra angolo di fase e tempo di ritardo, anche per il fatto che differenze di ampiezze tra questi due segnali possono essere annullate mediante opportuna amplificazione.

La relazione tra questi due segnali può essere illustrata ulteriormente in fig. 4, mediante un segnale ad onda quadra. In questo caso, i segnali di ingresso e di uscita del circuito R/C possono considerarsi in fase quando i **centri** dei loro fronti anteriori coincidono.

Si sa che un circuito R/C può produrre un massimo sfasamento di 90° tra segnale applicato all'ingresso e segnale rilevato sul condensatore; si sa inoltre che l'angolo di fase e il tempo ritardo sono funzione della frequenza del segnale. Volendo ritardare non una sola frequenza, ma una **banda di frequenze** bisognerà fare in maniera che la linea di ritardo impiegata produca un valore di ritardo uguale per tutte le frequenze trasmesse; in altre parole, bisognerà fare in modo che il tempo di ritardo non dipenda dalla frequenza dei segnali trasmessi.

In fig. 5 è riportata una linea di ritardo formata da semplice gruppo R/C. In questa linea, ciascun gruppo R/C effettua una rotazione di fase del segnale e di conseguenza introduce un certo tempo di ritardo. Una linea siffatta presenta però l'inconveniente di attenuare considerevolmente il segnale applicato al suo ingresso, ed inoltre fa dipendere il tempo di ritardo complessivo dal particolare valore di frequenza del segnale che l'attraversa. Per eliminare questi due inconvenienti vengono impiegate di solito linee di ritardo non fatte da gruppi R/C ma da gruppi L/C. In questo caso, impiegando bobine e condensatori a basse perdite, è possibile ridurre al minimo l'attenuazione del segnale che attraversa la linea; inoltre, teoricamente, è possibile, aggiungendo gruppetti L/C, ottenere qualsiasi valore di ritardo τ del segnale. Inoltre, dimensionando questa linea in maniera che il suo ingresso e la sua uscita vengano chiusi con un valore di impedenza corrispondente alla sua impedenza caratteristica

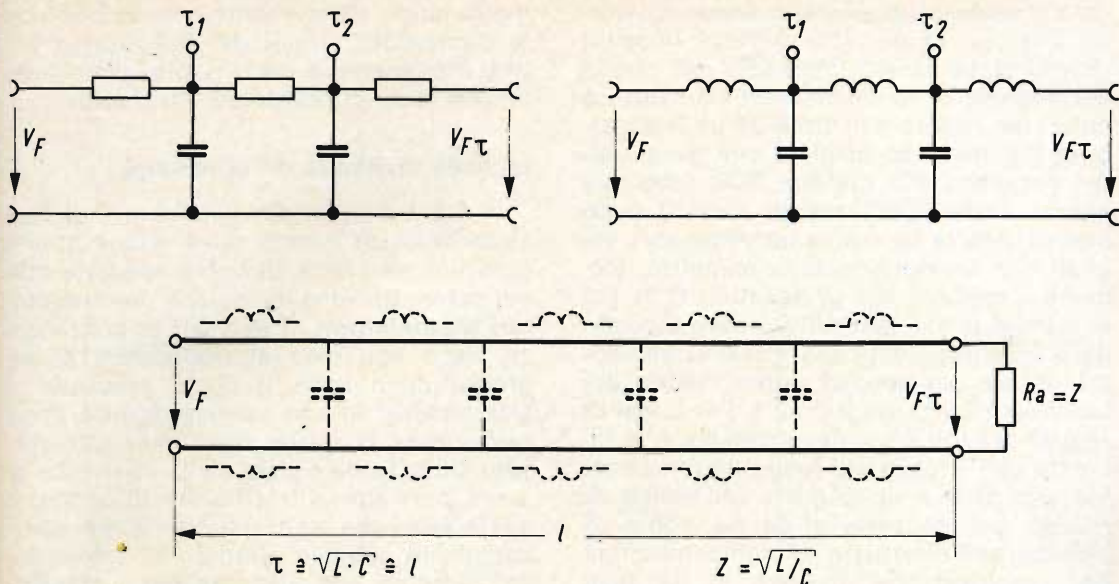


Fig. 5 - Schema di principio di alcune linee di ritardo.

($Z = \sqrt{L/C}$), si ha il vantaggio che la linea si comporta come una pura resistenza ohmmica, e di conseguenza, il tempo di ritardo non viene più a dipendere dal particolare valore della frequenza dei segnali. Al posto di una linea formata da gruppi L/C è possibile usare un **cavo**

coassiale in quanto l'induttanza e le capacità distribuite del cavo coassiale possono essere considerate risultanti dalla somma di un numero infinito di piccolissime induttanze e capacità poste in serie. In pratica, il cavo coassiale con funzione di linea di ritardo viene impie-

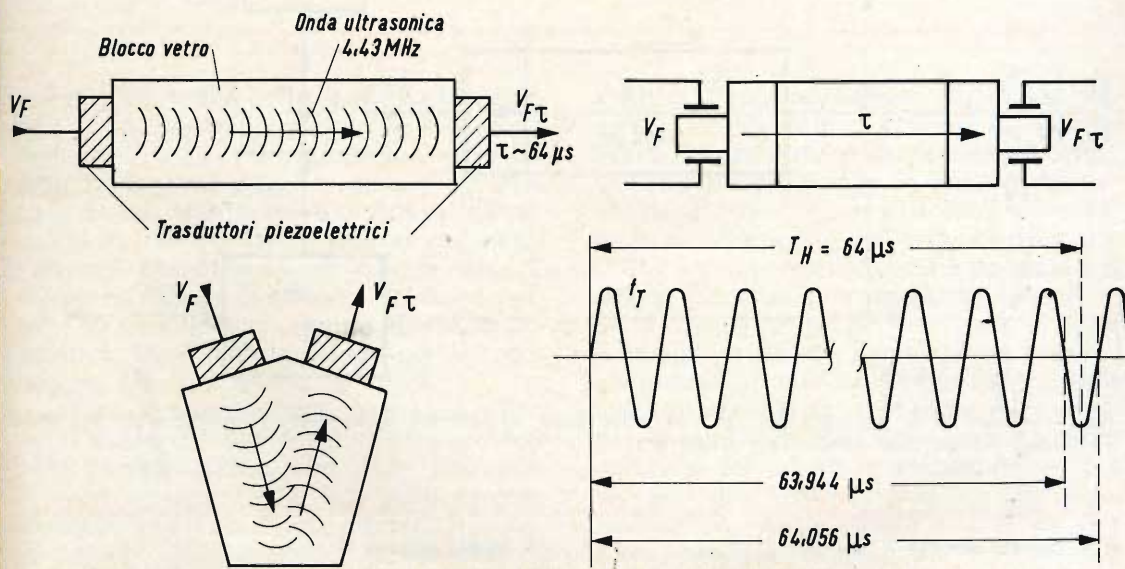


Fig. 6 - Linee di ritardo ad ultrasuoni da impiegare nel caso si desiderano tempi di ritardo relativamente lunghi ($64 \mu s$).

gato quando si desiderano tempi di ritardo inferiori al μs . Una siffatta linea di ritardo viene infatti impiegata nel canale del segnale di luminanza del ricevitore a colori per ritardare di circa $0,8 \mu\text{s}$ il segnale di luminanza in maniera che quest'ultimo pervenga alla matrice RCB (che può essere anche il cinescopio stesso) nello stesso istante in cui vi pervengono i segnali che trasportano la cromaticità. Siccome il numero dei gruppetti L/C di cui si immagina sia costituito il cavo dipende dalla lunghezza del cavo, quest'ultima potrà essere considerata come misura del tempo di ritardo medesimo τ . Per tempi di ritardo brevi $0,8 \mu\text{s}$, per esempio, è sufficiente che il cavo sia lungo 30 cm circa. Ma per dare a un segnale un tempo di ritardo, per esempio di $64 \mu\text{s}$, come richiesto per effettuare la compensazione PAL, occorrerebbe disporre di un cavo

molto lungo, difficilmente compatibile con le dimensioni attuali dei ricevitori a colori. Il problema è stato risolto ricorrendo ad una linea di ritardo ad ultrasuoni.

La linea di ritardo ad ultrasuoni

In fig. 6 è riportato il principio di funzionamento di questa linea. Viene impiegata una sbarretta di vetro speciale alle cui estremità vengono saldati due **trasduttori piezoelettrici**. Il segnale di cromaticità viene applicato al trasduttore di ingresso della linea il quale provvede a trasformarlo in una corrispondente onda ultrasonora la quale, dopo aver attraversato tutta la lunghezza della sbarretta di vetro, perviene al trasduttore di uscita, il quale provvede a ritrasformarlo nel corrispondente segnale **elettrico** di cromaticità. Siccome una volta saldati i trasdut-

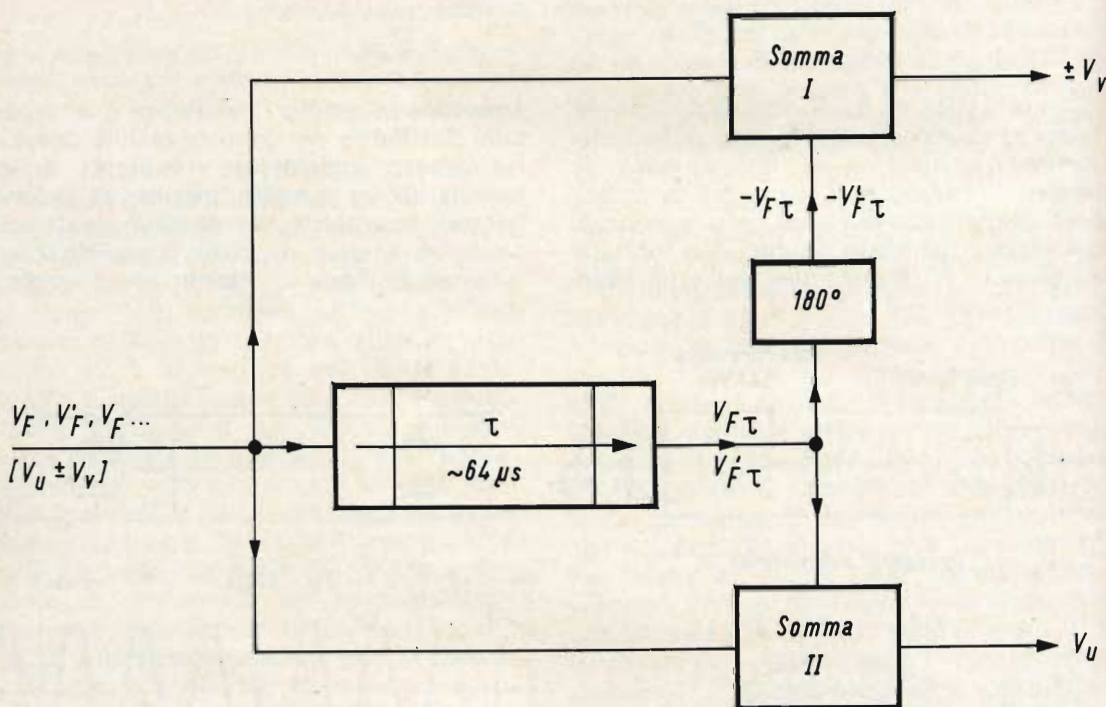


Fig. 7 - Schema di principio del circuito della linea di ritardo. Il segnale di cromaticità V_F viene « spaccato » nelle sue componenti di partenza V_U e V_V .

Stadio somma 1

$$V_F - V_F' \tau = +V_V + V_U + V_V - V_U = +2 V_V$$

$$V_F - V_F \tau = -V_V + V_U - V_V - V_U = -2 V_U$$

Stadio somma 2

$$V_F + V_F' \tau = +V_V + V_U - V_V + V_U = 2 V_U$$

$$V_F + V_F \tau = -V_V + V_U + V_V + V_U = 2 V_V$$

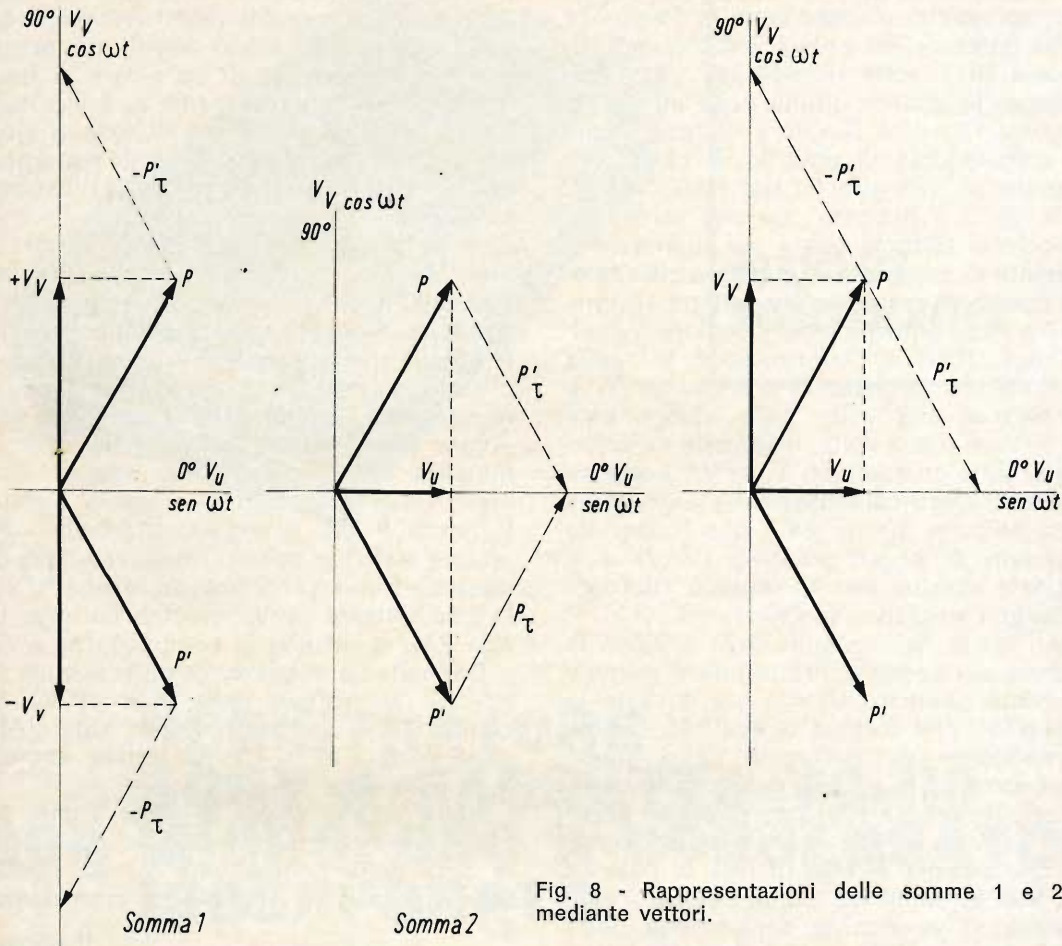


Fig. 8 - Rappresentazioni delle somme 1 e 2 mediante vettori.

tori alle estremità della sbarretta di vetro, non è più possibile variare la lunghezza della sbarra di vetro medesima, è molto difficile di primo acchito riuscire ad ottenere da una siffatta linea di ritardo, l'esatto valore del tempo di ritardo richiesto. Pertanto, per ottenere da questa linea il tempo di ritardo desiderato dovremo munirla di una linea di ritardo **elettrica** aggiuntiva. Quest'ultima servirà per la regolazione **fine** del tempo di ritardo.

Questo inconveniente non si verifica se si saldano i due trasduttori piezoelettrici su **uno stesso lato** della sbarretta di vetro mentre l'altro lato deve semplicemente riflettere l'onda ultrasonora che, in questo caso, percorre la barretta di vetro **due volte** con una traiettoria a « V ». In questo caso si dimensiona la sbarretta di vetro per un tempo di ritardo superiore

a 64 μ s. Successivamente, dopo aver saldato i due trasduttori, si porta la linea ad avere l'esatto valore del tempo di ritardo (64 μ s) molando (con la linea in funzione) il lato della sbarra di vetro dove avviene la riflessione dell'onda ultrasonora.

Siccome la frequenza della portante del colore (segnale di crominanza) corrisponde a 283,75 volte la frequenza di riga, il tempo di ritardo τ non potrà avere il valore esatto di 64 μ s. Dalla fig. 6 si vede che un periodo di scansione di riga di 64 μ s contiene 283,75 oscillazione della portante del colore. Pertanto, se si tara la linea di ritardo in maniera che essa effettui un ritardo esatto $\tau = 64 \mu$ s non è più possibile che i segnali di crominanza diretto e ritardato possano essere sommati con il giusto valore di fase. La linea di ritardo dovrà pertanto essere tarata

in maniera da dare un tempo di ritardo corrispondente o a 284 volte la frequenza della portante del colore (64,056 μ s) oppure a 283,5 volte (63,944 μ s), detta frequenza. In questo ultimo caso si ridà al segnale ritardato il valore di fase iniziale cambiandolo di polarità, il che corrisponde ad invertire la sua fase di 180°.

In fig. 7 è indicato con uno schema a blocchi il sistema usato per sommare il segnale di crominanza **diretto** e **ritardato**. Il segnale di crominanza contiene alternativamente l'informazione di colore V_F della riga NTSC e l'informazione V_F' della riga PAL. Il segnale di crominanza V_F è formato a sua volta dalla componente $V_U + V_V$ e, a sua volta, il segnale V_F' è formato dalle componenti $V_U - V_V$. Vengono sommati elettricamente nello stesso istante il segnale diretto (V_F) con il segnale ritardato di segno positivo ($V_F' \tau$) e il segnale diretto con il segnale ritardato di segno negativo ($-V_F' \tau$).

All'uscita dello stadio dove avviene la somma del segnale diretto con il segnale ritardato **positivo** avremo sia durante la riga NTSC che durante la riga PAL, la sola componente V_U . All'uscita dello stadio dove avviene la somma del segnale diretto con il segnale ritardato di segno **negativo** avremo invece la sola componente V_V che cambia di riga in riga la polarità ($\pm V_V$). In definitiva quindi nei due stadi-somma si verifica la separazione delle due componenti V_U e V_V , che in trasmissione avevano formato il segnale di cro-

minanza V_F . Ciò però si verifica solo nel caso in cui i segnali rispettivamente diretto e ritardato siano esenti da errori di fase. In presenza di un errore di fase infatti anche le componenti V_U e V_V risultano affette da un errore di fase e cioè contengono una componente in quadratura. Ma questa condizione verrà illustrata più avanti.

In fig. 8 è illustrato mediante vettori il meccanismo di somma elettrica che avviene nei due stadi-somma sopra descritti.

Anche in questo caso si è supposto che il colore trasmesso fosse un porpora, e di conseguenza il vettore P della figura 8 rappresenta l'ampiezza e la posizione angolare caratteristica del segnale di crominanza del porpora. Nello stadio somma-1 viene sommato il segnale diretto P oppure P' con il segnale ritardato $-P_\tau$ oppure $-P_\tau'$ in basso. Come risultato di questa somma si ha durante la riga NTSC la componente $+V_V$ mentre durante la riga PAL si ottiene la componente $-V_V$.

Dallo stadio di somma-2, dalla somma di $P + P_\tau'$ si ottiene nella riga NTSC la componente V_U mentre nella riga PAL, dalla somma di $P' + P_\tau$ si ottiene **ancora** la componente V_U .

Nella stessa figura si vede come da queste due componenti, previa inversione di fase della componente V_V sia possibile riottenere il segnale di crominanza V_F .

(continua)

(da « Farbfernseh-technik » Hartwich)

I medici di un piccolo ospedale di Glens Falls, nello Stato di New York, prima di sottoporre a radioterapia i malati di cancro, consulteranno un elaboratore installato a 200 miglia di distanza, nel Centro Ricerche sul cancro dello Sloan-Kettering Institute di New York, uno dei più avanzati del mondo.

La presenza di questo infaticabile « assistente » elettronico nelle cliniche ospedaliere diventa ogni giorno più preziosa. È noto che l'effetto principale della radiazione sul tumore è la distruzione, localizzata, dei tessuti malati: le tecniche terapeutiche possono risultare molto rischiose sia per il personale curante che lavora a diretto contatto, o nelle immediate vicinanze, del materiale radioattivo. Non si può quindi iniziare un procedimento di cura se prima non è stata dosata con esattezza la quantità di materiale radioattivo da impiegare.

Questa delicata operazione viene oggi affidata ad un calcolatore che prepara il dosaggio con assoluta diligenza, precisione e rapidità.



**NUOVI
PRODOTTI**

REGISTRATORE SONY A CASSETTA TC-110 CON MICROFONO A CONDENSATORE INCORPORATO

I registratori a nastro magnetico, disponibili in numerosissime versioni sui mercati mondiali, sono stati creati con una grande varietà di caratteristiche, di prestazioni e di dimensioni, allo scopo di soddisfare qualsiasi possibile esigenza da parte di utenti di numerosissime categorie. Nella quasi totalità dei casi — tuttavia — i modelli fino ad ora prodotti presentano una caratteristica che può essere considerata sotto un certo aspetto uno svantaggio: essa consiste nel fatto che il microfono, accessorio delicato ed indispensabile per la esecuzione delle registrazioni, si trova normalmente all'esterno dell'apparecchio, al quale viene collegato tramite un appo-

sito cavetto schermato di lunghezza conforme alle esigenze. In sostanza, questo accessorio — per quanto indispensabile esso sia — costituisce sovente un certo impedimento all'uso del registratore, soprattutto quando si tratta di un tipo particolarmente portatile; in modo speciale quando — durante il suo impiego — è necessario disporre di entrambi le mani libere.

Sotto questo aspetto, la Sony ha risolto brillantemente il problema, traducendo in pratica quest'ultimo modello di registratore portatile a nastro, in grado di funzionare sia con un microfono interno, vale a dire incorporato nel mobile, sia con un microfono esterno, nell'eventualità che lo

si preferisca in determinate circostanze.

Il fatto che il microfono sia stato incorporato nell'involucro non costituisce però l'unico pregio di questo registratore: in primo luogo, il microfono stesso è un elemento del tipo « Electret », vale a dire che si tratta di un microfono elettrostatico, impiegante un dielettrico caratterizzato da perdite talmente irrilevanti, che le cariche elettrostatiche che in esso si accumulano a causa dell'applicazione di una differenza di potenziale possono essere considerate permanenti.

Si tratta quindi di un tipo di microfono al passo con gli ultimi progressi conseguiti nel campo dei materiali isolanti, al quale si aggiungono i pregi che seguono:

- Il registratore funziona esclusivamente con cassette standardizzate: non è quindi necessaria alcuna manovra per l'agganciamento del nastro.
- Il ben noto dispositivo « Sony-o-matic » evita la necessità di regolare il volume durante la registrazione, in quanto esso provvede automaticamente a regolare la sensibilità del microfono in funzione del livello dei suoni che vengono registrati, e del livello del segnale con cui il nastro magnetico viene magnetizzato.
- Il registratore può funzionare con tre diversi sistemi di alimentazione: mediante batterie a torcia incorporate, mediante la tensione alternata di rete, oppure mediante accumulatori ricaricabili.
- Un particolare dispositivo segnala quando il nastro è giunto alla fine.
- È previsto un sistema per il rapido controllo della registrazione e delle condizioni in cui si trovano le batterie di alimentazione.

Le cassette Sony sono di tipo standard internazionale, e consentono quindi una perfetta intercambiabilità, anche con cartucce di altra provenienza. Ciascuna di esse contiene una determinata quantità di nastro, e due bobine: è dunque di impiego assai facile, e si presta particolarmente al trasporto, alla spedizione, ed alla conservazione. Sebbene l'apparecchiatura sia di tipo monofonico, essa consente del pari la riproduzione su di un unico canale di cassette contenenti un nastro stereo.

La **figura 1** illustra l'aspetto del registratore, visto frontalmente, e con lo scompartimento per la cassetta aperto, onde metterne in evidenza i particolari interni.

I TRE SISTEMI DI ALIMENTAZIONE

La **figura 2** illustra in **A** le quattro fasi dell'operazione di inserimento di batterie nuove, o di sostituzione di quelle scarse: le operazioni illustrate sono le seguenti.

1. Estrarre il contenitore delle batterie situato sul fondo.
2. Aprire il coperchio dell'involucro.
3. Inserire quattro batterie nuove (Sony tipo « C » o equivalenti) nel modo illustrato. Indi chiudere il coperchio.
4. Riporre nella sua sede l'involucro delle batterie, nel modo illustrato.

La sezione **B** della figura 2 chiarisce come deve essere interpretata l'indicazione fornita dal dispositivo di controllo, onde stabilire se le batterie vanno sostituite o meno: a sinistra è rappresentato il modo col quale questo dispositivo indica la necessità di sostituire le batterie, mentre l'indicazione fornita a destra significa che le batterie sono tuttora in buone condizioni.

Per alimentare il registratore con batterie ricaricabili, la Sony può fornire come accessorio a parte il « Battery Pack BP-9 », che può essere ricaricato numerose volte tramite l'apposito dispositivo incorporato nel registratore. Disponendo della suddetta batteria di accumulatori, è opportuno — prima di farne uso — controllare che essa contenga una quantità di energia sufficiente, tramite lo strumento indicare di cui alla citata figura 2b.

Per effettuare la ricarica, è sufficiente collegare il registratore ad una presa di corrente alternata mentre la batteria di accumulatori è inserita nella sua sede, impiegando l'apposito cordone fornito a corredo dell'apparecchio. Il tempo di ricarica ammonta approssimativamente a 21 ore.

Quando la batteria di accumulatori è completamente carica, l'apparecchio può funzionare in continuità per circa 11 ore.

Impiegando invece batterie di alimentazione di tipo convenzionale, l'apparec-

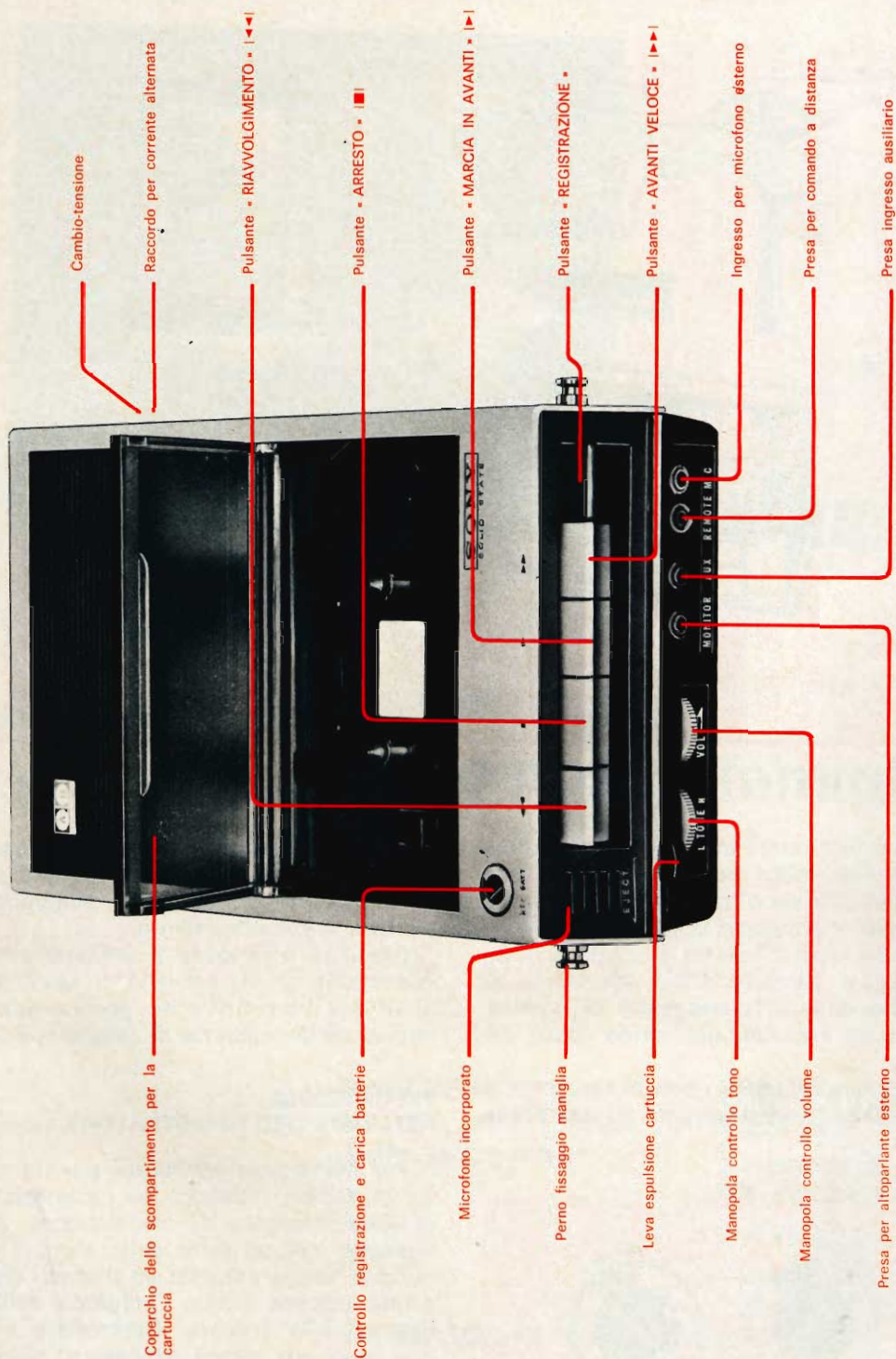


Fig. 1

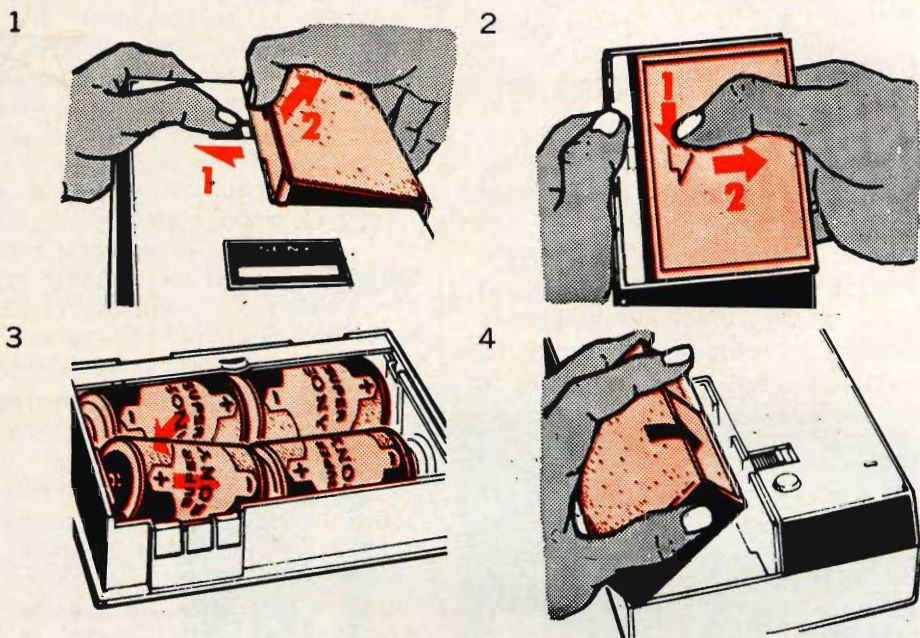


Fig. 2 A

chio può funzionare in continuità per circa 7 h: in entrambi i casi (vale a dire con alimentazione sia a batterie, sia mediante accumulatori) quando la tensione disponibile non è più sufficiente, il suono diventa distorto, e l'indice dello strumento di controllo denota la necessità di sostituzione o di ricarica, nel modo testé descritto.

Per il funzionamento con la tensione di rete, collegare lo strumento ad una presa

di corrente alternata tramite un apposito cordone. In tal caso, l'esclusione delle batterie incorporate o degli accumulatori avviene automaticamente.

Prima di effettuare il collegamento, è importante verificare che il cambio-tensioni sia correttamente predisposto sul valore della tensione di rete disponibile.

PRECAUZIONI NELL'USO DEL REGISTRATORE

Per mantenere inalterate per un periodo di tempo illimitato le caratteristiche di funzionamento del registratore, è necessario innanzi tutto evitare che l'apparecchio venga esposto ad intenso calore, e che subisca inoltre l'influenza dell'umidità o della polvere. Controllare quindi che esso non venga esposto al sole, appoggiato sui caloriferi, ecc.

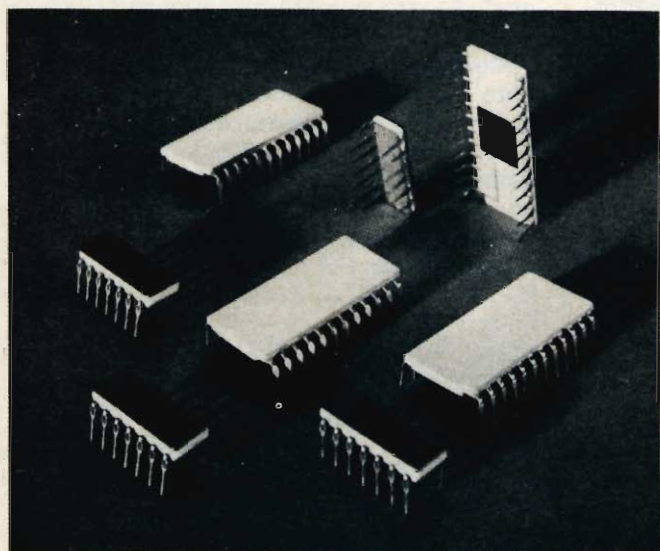
È inoltre opportuno evitare che esso subisca urti e forti vibrazioni, in quanto



Fig. 2 B

PHILIPS

SEZ. ELCOMA



MOS
SERIE FD

la più "dinamica"
delle nostre famiglie di
circuiti integrati

SHIFT REGISTERS	: dinamici a 1 e 2 fasi fino a 256 bit
SHIFT REGISTERS	: a lunghezza variabile con comando logico
R.A.M.	: con 64 parole di 2 bit
R.O.M.	: con 256 parole di 9 bit con 512 parole di 5 bit
GENERATORI DI CARATTERI:	per displays

Se i seguenti vantaggi: - contenitore ermetico - bassissima dissipazione - diretta collegabilità con DTL, TTL, MOS - non Vi sembrano sufficienti chiedeteci le quotazioni e non avrete più dubbi per il Vostro prossimo progetto.

il microfono incorporato è assai sensibile. Una temperatura maggiore di 65°C può danneggiare permanentemente il microfono.

Assicurarsi che le testine siano sempre perfettamente pulite, ed evitare di pulirle eventualmente impiegando oggetti metallici o comunque contundenti. Il metodo migliore consiste nel pulire la superficie delle testine sulle quali scorre l'ossido di ferro depositato sul nastro, mediante uno stuzzicadenti sulla cui estremità sia

stato applicato momentaneamente un battuffolo di cotone idrofilo, imbevuto di alcool, è però sempre più opportuno usare l'apposito accessorio fornito a corredo.

Quando il registratore non viene impiegato per un periodo di tempo relativamente lungo, oppure quando lo si fa funzionare mediante la tensione di rete, è sempre bene togliere le pile, onde evitare che — a seguito della perforazione dell'involucro di zinco — l'acido che ne esce possa ossidare i contatti.



[◀◀]

Fig. 3

[▶▶]

USO DELL'APPARECCHIO

La **figura 3** illustra le quattro operazioni — peraltro assai semplici — che occorre compiere per predisporre l'apparecchio per l'ascolto: in alto a sinistra è illustrata la manovra con la quale si apre il coperchio dello scompartimento in cui deve essere inserita la cassetta: in alto a destra è illustrato il metodo col quale la cassetta viene introdotta nella sua sede. In basso a sinistra è indicato il pul-

sante attraverso la cui pressione si determina lo scorrimento del nastro nel senso normale, ed in basso a destra è visibile infine il pulsante che occorre premere per provocare l'arresto del nastro.

Come si è detto, il livello di registrazione viene controllato automaticamente grazie alla presenza nell'apparecchio di un apposito dispositivo: per regolare il volume di ascolto — invece — è sempre necessario agire opportunamente sull'apposito controllo di volume: la manopola

che si trova a sinistra di questo comando serve invece per regolare il timbro della riproduzione, in quanto consente di attenuare o di esaltare le frequenze più elevate.

Durante la riproduzione di un nastro, può essere riscontrata l'opportunità di cercare il punto di inizio di un determinato brano di cui si desidera la riproduzione: per facilitare questa ricerca, sono disponibili i pulsanti di avvolgimento rapido (contrassegnato da due triangoli rivolti verso destra) e di riavvolgimento (contrassegnato invece da due triangoli rivolti verso sinistra).

Per ottenere l'ascolto privato — infine — la riproduzione può essere ottenuta tramite il piccolo trasduttore da inserire nell'orecchio, che deve essere collegato — tramite l'apposito spinotto — al raccordo contrassegnato « Monitor Jack » (presa per altoparlante esterno).

La registrazione — come già si è detto — può essere effettuata sia col microfono incorporato, sia col microfono esterno. La **figura 4** illustra ciò che occorre fare nel primo caso.

Dopo aver inserito una cassetta nell'apposito scompartimento, facendo attenzione che il primo lato del nastro sia rivolto verso l'alto, chiudere il coperchio, e quindi premere **contemporaneamente** il pulsante di registrazione (« REC »), ed il pulsante di marcia in avanti. Il microfono elettrostatico incorporato nel registratore capterà in tal caso i suoni ambientali, e provvederà automaticamente a registrarli con la massima fedeltà.

Non è necessaria alcuna regolazione del livello di registrazione, grazie alla presenza del controllo automatico di livello. La oscillazione dell'indice dello strumento di controllo denoterà il regolare funzionamento.

Per interrompere la registrazione, sarà sufficiente premere il pulsante di arresto, contraddistinto da un segno di forma quadrata.

Nell'eventualità che si desideri controllare la qualità della registrazione mentre essa si verifica, è possibile inserire il piccolo riproduttore per l'ascolto privato nell'apposita presa. In tal caso, è facile udire ciò che viene registrato, inserendo questo piccolo riproduttore nel padiglione auricolare.



Fig. 4

Durante le registrazioni effettuate col microfono incorporato, è inoltre possibile ottenere l'arresto del nastro senza agire sul pulsante di registrazione, ricorrendo all'impiego del comando a distanza, contraddistinto dalla sigla RM-15.

A tale scopo, come si osserva alla **figura 5**, basta inserire il relativo spinotto nell'apposita presa contrassegnata « Remote Control ». Per arrestare il movimento del nastro durante la registrazione, occorre spingere verso il basso l'interruttore a cursore, che deve invece essere riportato verso l'alto per rimettere in atto la registrazione. Questo dispositivo di comando a distanza può essere usato anche per arrestare e ripristinare alternativamente il movimento del nastro durante la riproduzione.

Fig. 5





Fig. 6

Quando si desidera effettuare delle buone registrazioni, evitando che esse interferiscano col livello sonoro ambientale, è utile ricorrere all'impiego del microfono esterno. A tale scopo, basta inserire il relativo spinotto bipolare nell'apposita presa, facendo in modo che uno dei contatti entri nel raccordo del comando a distanza. Il microfono incorporato viene automaticamente escluso.

Tenendo il microfono in prossimità delle labbra, è possibile perciò fare in modo che il livello della propria voce superi di molto quello dei suoni ambientali, che risultano quindi trascurabili.

Il microfono esterno è munito di un comando di messa in moto e di arresto simile a quello del comando a distanza: le altre manovre per la registrazione sono identiche a quelle descritte nei confronti della registrazione con microfono incorporato.

La **figura 6** indica la posizione della striscia metallica « AUTO-SENSOR » pre-

Fig. 7



sente in ogni cassetta di produzione Sony, tipo C60 e C90. Nell'eventualità che si desideri effettuare la completa cancellazione di ciò che è stato registrato precedentemente su di un nastro, occorre rammentare che — effettuando una nuova registrazione — avviene di per se stessa la cancellazione automatica delle registrazioni precedenti: tuttavia, se si desidera ottenere la sola cancellazione, senza sovrapporre una nuova registrazione, essa può avere luogo nel modo illustrato alla **figura 7**: basta infatti inserire nella presa per il microfono esterno il piccolo spinotto appositamente fornito, introdurre la cassetta nel registratore col lato che si desidera cancellare rivolto verso l'alto, premere il pulsante di registrazione ed il pulsante di marcia in avanti contemporaneamente, e lasciare che il nastro scorra per tutta la sua lunghezza, o per una parte di essa, a seconda delle esigenze.

POSSIBILITÀ DI IMPIEGO DEL REGISTRATORE

Oltre che per le normali registrazioni, eseguite con il microfono incorporato o con il microfono esterno, ed alle normali riproduzioni tramite l'altoparlante incorporato, o tramite il dispositivo di ascolto privato, l'apparecchio si presta a numerosi altri tipi di impieghi, come risulterà evidente osservando le **figure 8, 9 e 10**: occorre però tenere presente quanto segue.

- Quando il segnale da registrare viene prelevato tramite l'apposito raccordo da un ricevitore radio o da un televisore, le relative manopole per il controllo del volume e del tono non esercitano alcuna influenza agli effetti della registrazione.
- Se il segnale da registrare viene prelevato da una presa per cuffia, regolare il volume ed il tono del ricevitore radio o del televisore, in modo da ottenere un normale livello di ascolto.

Le possibilità evidenziate alle citate figure 8, 9 e 10 possono essere sintetizzate come segue:

1. Registrazione da apparecchio radio o da televisore, quando essi sono muniti di un'apposita presa.

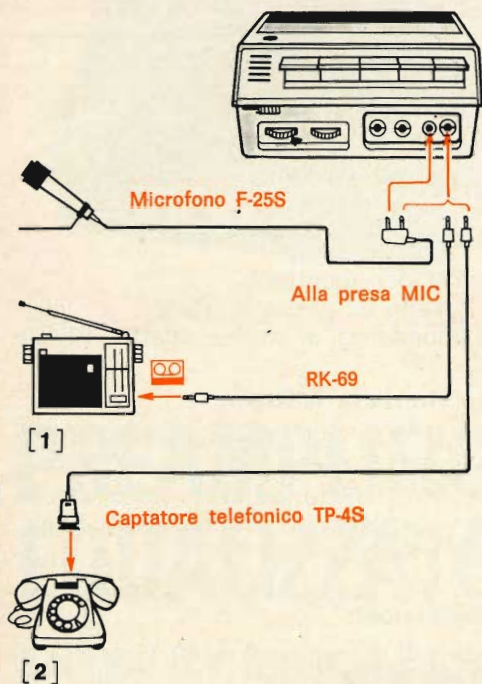


Fig. 8

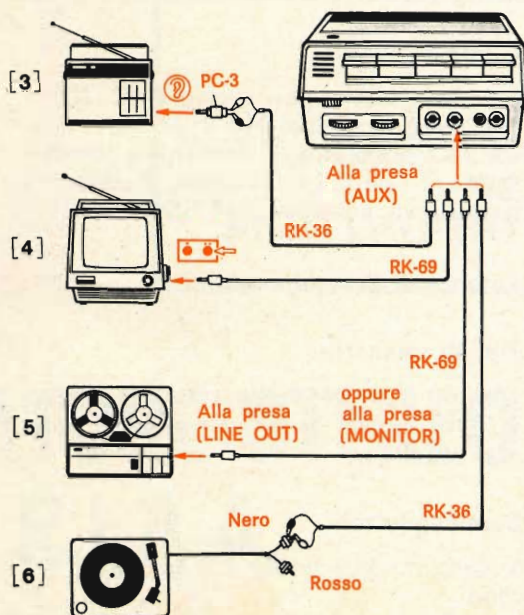


Fig. 9

2. Registrazione di conversazioni telefoniche attraverso l'apposito dispositivo.
3. Registrazione da apparecchio radio o da televisore, nei quali sia presente una presa per cuffia.
4. Registrazione da apparecchio radio o da televisore, quando sono presenti due prese per cuffia.
5. Metodo di duplicazione di un nastro, mentre esso viene riprodotto ad opera di un altro registratore.
6. Registrazione da disco, a patto che il giradischi sia munito di una testina di tipo ceramico.
7. Duplicazione di un nastro riprodotto da un altro registratore di tipo comune.
8. Metodo per ottenere la riproduzione con maggiore potenza, attraverso un apposito amplificatore, munito di altoparlante di maggiori dimensioni.

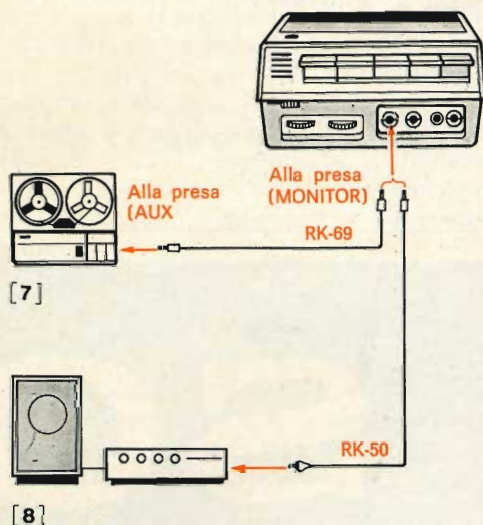


Fig. 10

Alimentazione:

c.a.: adattabile per i valori di: 100, 110-120 oppure 220-240 V, 50 Hz
c.c.: 6 V mediante 4 elementi a torcia tipo « C » da 1,5 V ciascuno. Mediante batteria di accumulatori SONY BP-16

Potenza di assorbimento: 3 W

Tipi di cassette:

Modelli Sony C-60 (durata 60 minuti) e C-90 (durata 90 minuti), oppure tipi equivalenti

Semiconduttori:

1 Circuito integrato, 8 transistori, 7 diodi

Altoparlante:

Dinamico da mm 100 x 70
Potenza di uscita:
Massimo 1 W

Responso di frequenza:

Da 50 a 10.000 Hz

Ingressi:

Ingresso per microfono
Sensibilità: — 72 dB (0,2 mV)
Bassa impedenza

Ingresso ausiliario

Sensibilità: 22 dB (0,06 V)
Impedenza: 100 k Ω

Presenza per controllo a distanza

Uscita:

Presenza per monitor
Livello di uscita 0,775 V
Impedenza di carico adatta, 10 k Ω

Durata delle batterie:

Circa 7 h di funzionamento continuo, con batterie Sony tipo « C ». Circa 11 h di funzionamento continuo con batterie di accumulatori Sony, tipo « Battery Pack BP-9 »

Dimensioni:

mm 140 (larghezza) x 60 (altezza) x x 237 (profondità)

Peso:

1,75 kg

Accessori a corredo:

Nastro per dimostrazione (AUTO-SENSOR)
4 elementi a torcia tipo « C »
Auricolare per ascolto privato, cordone di alimentazione, cordone di raccordo RK-69, cordone per controllo a distanza RM-15, accessorio per la pulizia della testina.

SONY®



SCATOLE DI MONTAGGIO

PREAMPLIFICATORE STEREO EQUALIZZATO R.I.A.A.

Il preamplificatore stereofonico, la cui realizzazione è possibile mediante la scatola di montaggio UK 165, è destinato agli amatori dell'Alta Fedeltà.

Un efficiente sistema di equalizzazione R.I.A.A., a controreazione selettiva, agisce in modo che l'amplificazione ottenuta, anziché essere lineare per tutte le frequenze segua un andamento tale per cui la curva caratteristica di riproduzione risulti inversa rispetto alla caratteristica di incisione. Inoltre il circuito di controreazione adottato presenta il notevole vantaggio di facilitare l'adattamento e di ridurre i fenomeni di distorsione ed il rumore di fondo.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione:	12 Vc.c.
Corrente di assorbimento:	1,6 mA
Impedenza di ingresso:	47 k Ω
Impedenza di uscita:	100 k Ω
Guadagno a 1.000 Hz:	40 dB
Diafonia a 1.000 Hz:	70 dB

Il preamplificatore UK 165 sarà veramente apprezzato da coloro che sono in possesso di complessi stereofonici ad alta fedeltà. Infatti l'impiego di un preamplificatore del genere, oltre a dare la possibilità di aumentare la intensità dei segnali d'ingresso che provengano, ad esempio, da un pick-up di tipo magnetico il cui livello d'uscita, come è noto, è piuttosto basso, consente di ottenere una adeguata compensazione della risposta secondo la curva di equalizzazione della R.I.A.A.

Questa ricostruzione della curva è assolutamente indispensabile nei complessi ad alta fedeltà dove la riproduzione deve avere le stesse caratteristiche dinamiche originali.

La caratteristica di incisione più usata attualmente in campo internazionale segue per l'appunto le norme della R.I.A.A. (Recording Industry Association of America), secondo le quali i livelli di registrazione devono variare in funzione della frequenza per cui la frequenza di 30 Hz, ad esempio, deve essere compressa ad un livello di $-18,6$ dB, la frequenza di 1.000 Hz restare costante mentre la frequenza di 18 kHz viene esaltata ad un livello di $+18,8$ dB.

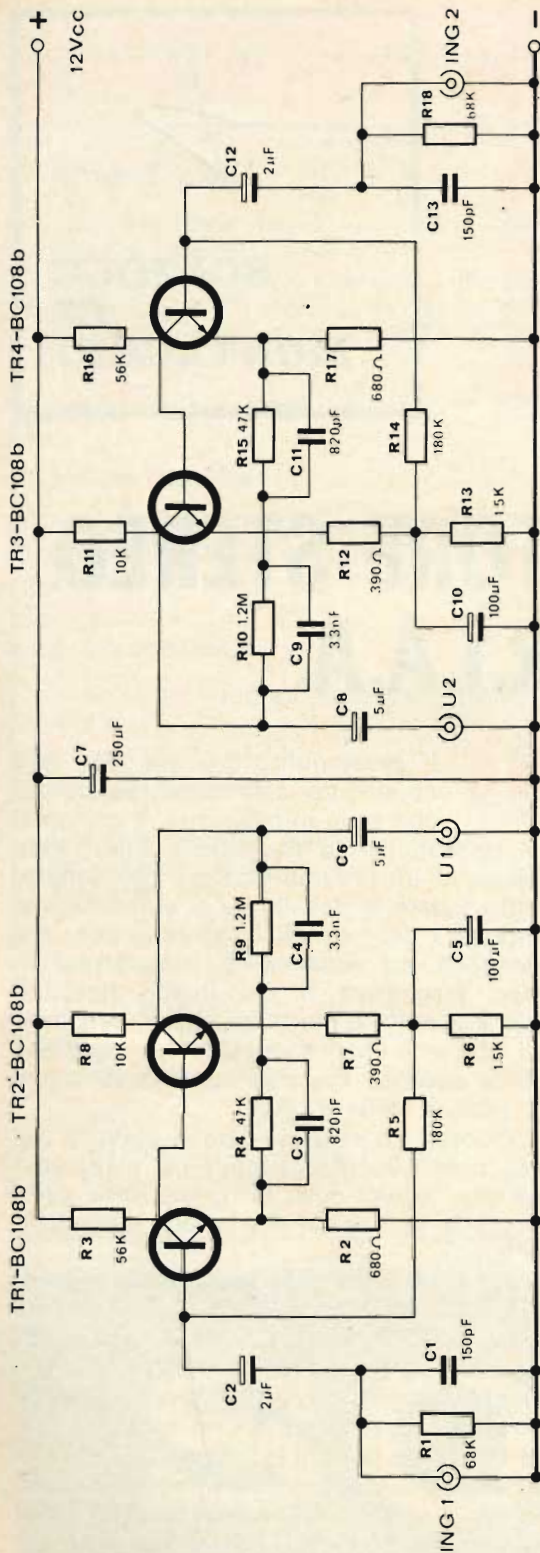


Fig. 1 - Schema elettrico.

La tabella I indica i livelli di registrazione secondo la caratteristica della R.I.A.A.:

È evidente perciò che se nella riproduzione si vuole ottenere una curva che rispecchi fedelmente la qualità d'incisione occorre correggere la curva di risposta dell'amplificatore secondo un andamento inverso rispetto alla frequenza di registrazione e cioè in modo che le frequenze compresse, ossia le frequenze basse, siano esaltate e le frequenze alte, siano compresse.

Pertanto riferendoci, ad esempio, a quanto abbiamo detto sopra, la frequenza base di 1.000 Hz resterà allo stesso livello di 0 dB, la frequenza limite inferiore di 30 Hz dovrà essere elevata di 18,6 dB, mentre quella di 18 kHz dovrà essere compressa di 18,8 dB.

Ciò significa che per ottenere in un preamplificatore la caratteristica di risposta R.I.A.A., in funzione della suddetta tabella, è sufficiente lasciare inalterato il numero di dB ed agire in modo da ottenere una inversione del loro segno: cioè il positivo dovrà essere trasformato in negativo ed il negativo in positivo.

Nell'amplificatore UK 165 è stato scelto il sistema di equalizzazione a controreazione selettiva, realizzabile mediante dei filtri a resistenza e capacità, che presenta notevoli vantaggi rispetto ad altri circuiti del genere. Infatti questi filtri sono progettati in modo tale che la controreazione introdotta nel circuito, istante per istante, assume un valore che varia in funzione della frequenza, e di conseguenza, l'amplificazione non risulta uniforme per tutte le frequenze ma segue la legge R.I.A.A. desiderata, dando alla riproduzione le caratteristiche originali d'incisione.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Come si può osservare dallo schema elettrico illustrato in figura 1, ciascuna delle due sezioni del preamplificatore UK 165, che naturalmente sono identiche fra loro, è costituita da due transistori al silicio tipo BC108B. Si tratta di transistori che oltre a consentire un elevato guadagno, in considerazione della loro frequenza di taglio, che è alquanto elevata, presentano dei particolari vantaggi fra cui il miglioramento del rapporto segnale/di-

sturbo, che è della massima importanza in un preamplificatore il quale è destinato ad essere impiegato in unione a dei complessi ad alta fedeltà.

I due transistori TR1 e TR2, che assicurano un guadagno di oltre 40 dB alla frequenza di 1.000 Hz, sono collegati direttamente fra loro (cioè il collettore di

TR1 fa capo alla base di TR2) e ciò ha il pregio di permettere il passaggio integrale della banda passante relativa ai toni bassi. Si tratta di un genere di collegamento che in passato dava adito a delle difficoltà ma che oggi è stato reso possibile dai moderni transistori al silicio nei quali la corrente di fuga I_{cb0}

TABELLA I

Frequenza Hz	Livello dB	Frequenza Hz	Livello dB
30	- 18,6	4.000	+ 6,6
40	- 18	5.000	+ 8,2
50	- 17	6.000	+ 9,6
70	- 15,3	7.000	+ 10,8
100	- 13,1	8.000	+ 11,9
200	- 8,2	9.000	+ 12,9
300	- 5,5	10.000	+ 13,8
400	- 3,8	11.000	+ 14,6
500	- 2,7	12.000	+ 15,3
600	- 1,8	13.000	+ 16
700	- 1,2	14.000	+ 16,6
800	- 0,7	15.000	+ 17,2
900	- 0,3	16.000	+ 17,7
1.000	0	17.000	+ 18,3
2.000	+ 2,5	18.000	+ 18,8
3.000	+ 4,7	19.000	+ 19

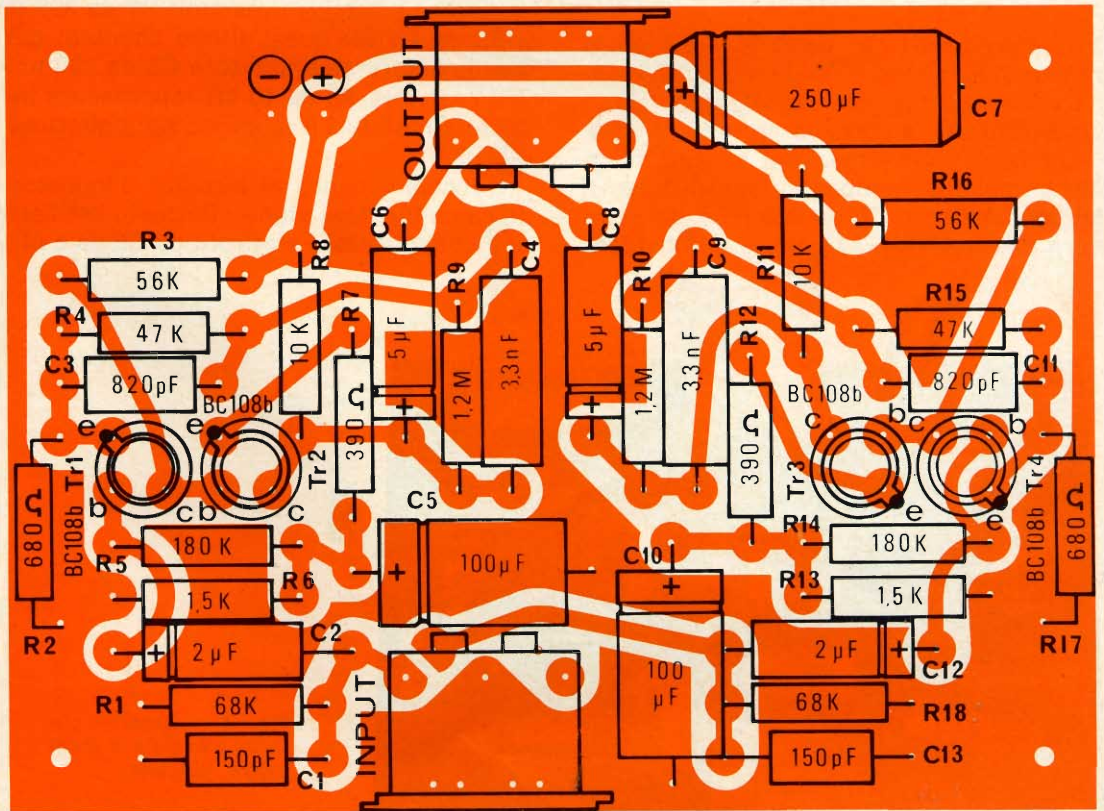


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

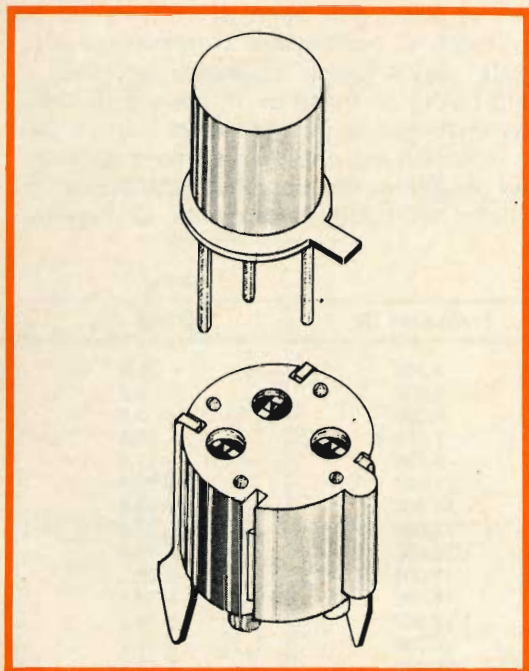


Fig. 3 - Montaggio del transistor BC108b nel rispettivo zoccolo.

(collettore-base) è da ritenersi quasi trascurabile.

L'equalizzazione dei segnali, secondo la curva R.I.A.A., si ottiene tramite la rete selettiva di controeazione costituita da due gruppi RC, composti rispettivamente dal condensatore C3 da 820 pF e dal resistore R4 da 47 k Ω il primo, e dal conden-

satore C4 da 3,3 nF e dal resistore R9 da 1,2 M Ω il secondo.

Da notare che utilizzando questo tipo di circuito le norme di equalizzazione adottate internazionalmente sono rispettate a ± 1 dB sulla gamma compresa fra 25 Hz e 20 kHz.

La base del primo transistor — TR1 — fa capo al circuito d'ingresso tramite il condensatore elettrolitico C2 da 2 μ F e la sua impedenza di ingresso assume il valore di 47 k Ω . In questo circuito il resistore R1 da 68 k Ω ed il condensatore C1 da 150 pF hanno il compito di evitare inneschi a frequenze ultrasonore.

La polarizzazione di base del transistor TR1 è ricavata dal circuito di emettitore del transistor TR2, mediante il resistore R5 da 180 k Ω mentre la tensione di emettitore viene fornita dal resistore R2 da 680 Ω .

La rete di equalizzazione, alla quale abbiamo fatto cenno più sopra, è inserita, per l'appunto, fra l'emettitore di TR1 ed il collettore di TR2.

L'emettitore del transistor TR2 fa capo alla massa tramite i resistori R7 da 390 Ω e R6 da 1,5 k Ω quest'ultimo shuntato dal condensatore stabilizzatore C5 da 100 μ F.

Il resistore R8 da 10 k Ω rappresenta invece la resistenza di carico del collettore di TR2.

L'accoppiamento al circuito d'ingresso dell'amplificatore viene effettuato mediante il condensatore elettrolitico C6 da 5 μ F.

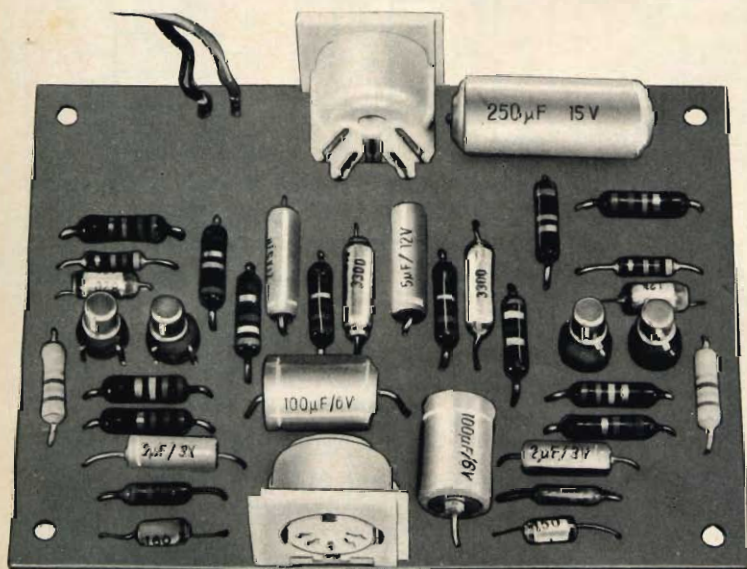


Fig. 4 - Basetta circuito stampato a montaggio ultimato.

L'impedenza di uscita risulta così di 100 k Ω .

Lo stesso ragionamento, circa la funzione del circuito, è valido, naturalmente, anche per l'altra sezione dell'amplificatore della quale fanno parte i transistori TR3 e TR4.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

La fase di montaggio è la parte che concretizza ogni realizzazione, di conseguenza l'accuratezza e le precauzioni di montaggio vanno scrupolosamente rispettate.

L'HIGH-KIT adottando uno speciale metodo ormai a tutti noto permette di realizzare qualsiasi montaggio nel modo più corretto e sicuro possibile.

Nella figura 2 è riportata la disposizione dei componenti sulla basetta a circuito stampato e ciò facilita la loro giusta inserzione. L'ordine di montaggio è il seguente:

- Montare tutti i resistori, controllando attentamente il loro valore, quindi saldare.
- Montare i condensatori, facendo riferimento alla polarità per quanto concerne

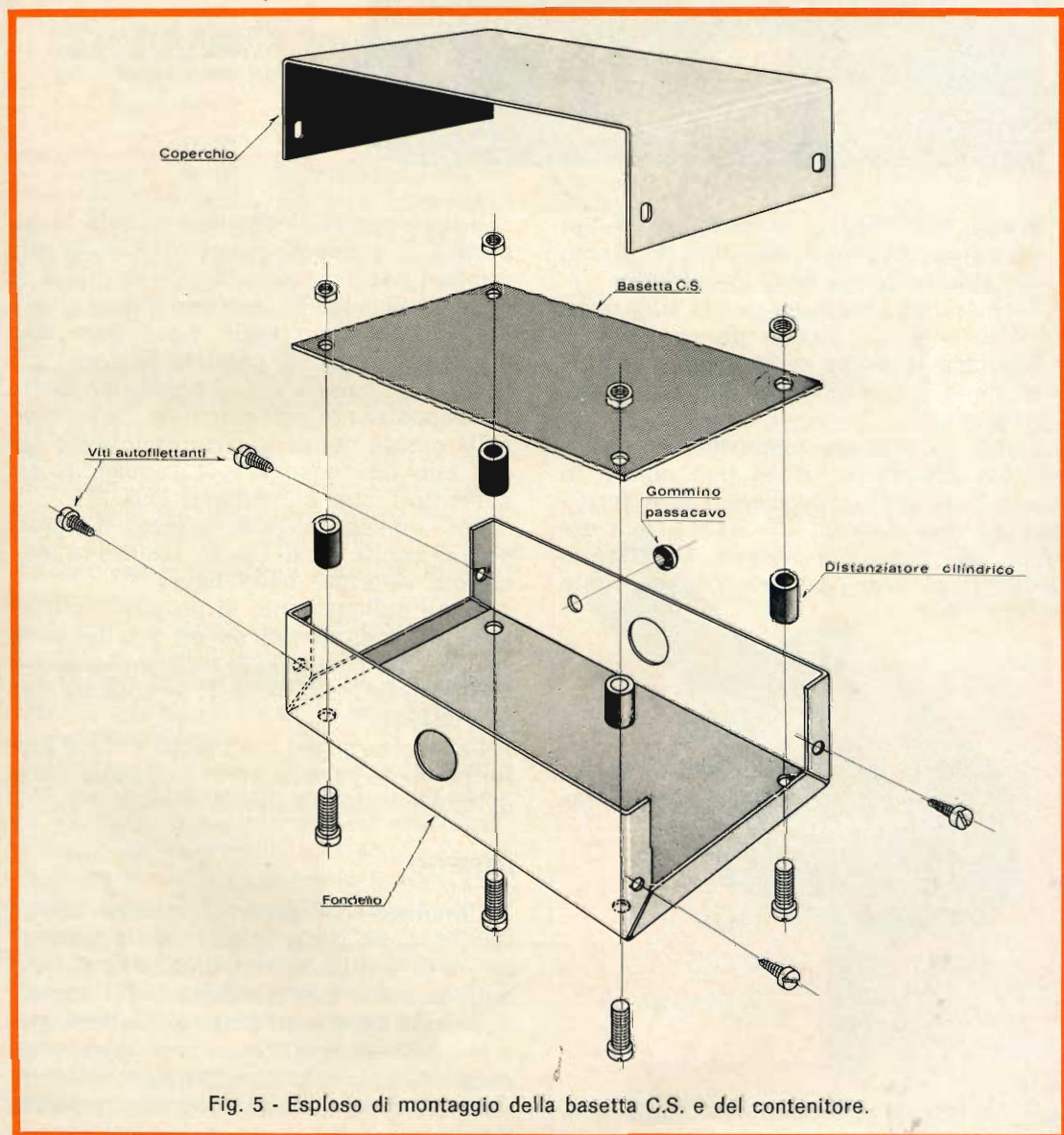


Fig. 5 - Esploso di montaggio della basetta C.S. e del contenitore.

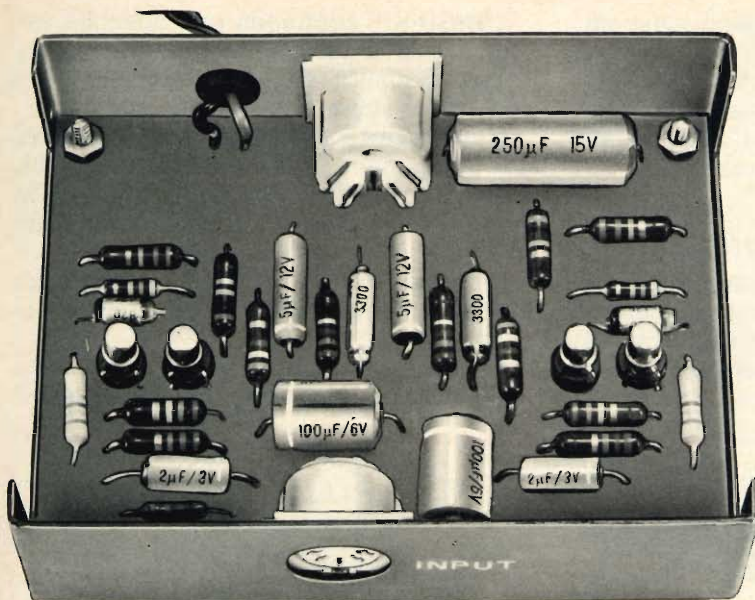


Fig. 6 - Aspetto della basetta C.S. all'interno del contenitore.

i tipi elettrolitici, mentre per i tipi styroflex occorre evitare un eccessivo riscaldamento durante la saldatura.

- Montare gli ancoraggi per C.S. ai punti + e - e gli zoccoli per transistori.
- Montare le prese pentapolari per C.S. e infine i transistori ai rispettivi zoccoli.

Prima di inserire i transistori nei rispettivi zoccoli, come si può notare in figura 3, è bene accorciare i loro terminali ad una distanza di circa 6 mm dal corpo del transistor stesso. La basetta completa di tutti i componenti è visibile in figura 4.

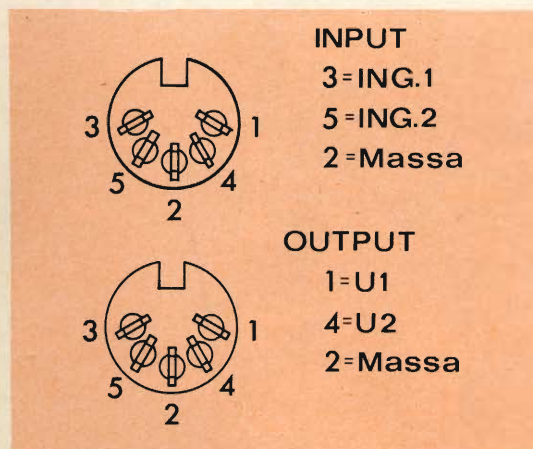


Fig. 7 - Disposizione delle prese d'ingresso e d'uscita.

Il montaggio si completa unendo la basetta C.S. precedentemente ultimata alle relative parti meccaniche. Nella fig. 5 si nota un disegno in esploso il quale facilita il montaggio delle varie parti che compongono questo preamplificatore. Nella fig. 6 si notano alcuni particolari come la disposizione del gommino passacavo sulla parete del contenitore che deve essere tale da consentire il passaggio dei conduttori che alimentano l'UK 165.

Per la disposizione delle prese d'ingresso e di uscita è sufficiente seguire le indicazioni riportate nella figura 7.

Per il collegamento di un giradischi all'UK 165 e da questi ad un amplificatore si consiglia l'impiego di un cavo schermato tipo G.B.C. CC/0108-01 e spinotti tipo GQ/0640-00.

La lunghezza del cavo deve essere preferibilmente la più corta possibile onde evitare spiacevoli inconvenienti.

IMPIEGO

L'impiego del preamplificatore stereo UK 165 è già stato indicato nella premessa: esso è utile ogni qualvolta ci si trovi nella necessità di amplificare dei segnali deboli da inviare ad un amplificatore stereo e nello stesso tempo si desidera ottenere delle riproduzioni estremamente fedeli dei dischi incisi secondo le norme R.I.A.A.

APOLLO COLOR CAMERA

a cura di Serafini Domenico



Durante le ultime missioni Apollo è stata impiegata una compatta telecamera SEC a colori per comunicare con la Terra provvedendo a fornire immagini del Globo terrestre, della Luna e dell'interno della navicella spaziale.

Le prestazioni della camera, sebbene lavorasse in anormali ed avverse condizioni, sono state eccellenti.

La telecamera è stata disegnata e realizzata per la NASA Manned Spacecraft Center, dalla Westinghouse Aerospace Division in Baltimore, Maryland.

La camera è unica nel suo concetto e ideazione.

Impiega un unico tubo da ripresa del tipo SEC e sfrutta il principio sviluppato anni orsono dalla Columbia Broadcasting System, cioè il sistema a sequenze di campo monocolori.

Tra la lente e tubo di ripresa vi è un disco girevole diviso in settori, ogni settore contiene alternativamente un filtro cromatico ed una regione opaca.

Quando, per esempio, tra la lente e camera si trova il filtro rosso, solo i raggi rossi contenuti nell'immagine da trasmettere giungono al tubo da ripresa.

Questa figura incompleta viene esplorata e quindi inviata al trasmettitore.

Lo stesso vale per il filtro verde e blu. La rotazione del filtro è sincronizzata con l'esplorazione, cioè un filtro deve permanere tra la lente e camera fino a quando

non si è terminata l'esplorazione di un quadro.

Come risultato finale abbiamo nel trasmettitore tre quadri che si susseguono.

Una stazione a terra converte i segnali sequenziali nello standard NTSC.

La telecamera a colori, mostrata in fig. 1, è lunga 430 mm, zoom incluso, e pesa circa 6 kg (nello spazio).

Un sottile cavo a quattro fili contenente la tensione di alimentazione e l'uscita

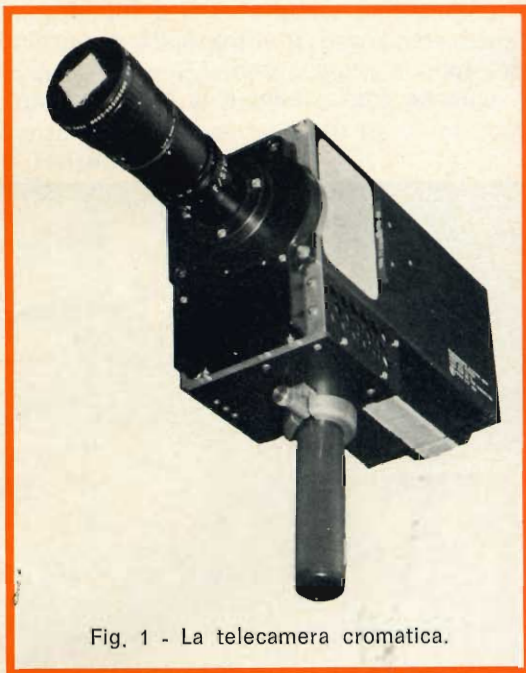


Fig. 1 - La telecamera cromatica.

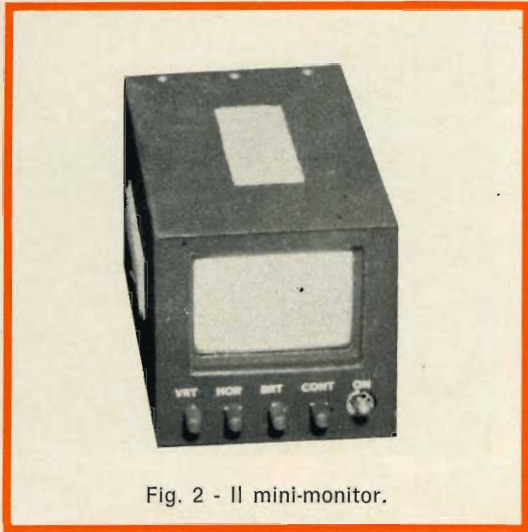


Fig. 2 - Il mini-monitor.

del segnale video, è la sola connessione richiesta.

Durante il volo spaziale, gli astronauti per la messa a fuoco della telecamera e per le inquadrature, hanno usato un piccolo monitor con appena 1.395 cm³ di volume e di soli 2,5 W.

IL SISTEMA

Un diagramma generale del sistema è mostrato in fig. 3.

L'immagine viene messa a fuoco dalla lente attraverso il filtro sulla superficie del tubo a raggi catodici.

Quando tra la lente e la camera si tro-

va, ad esempio, il filtro rosso, la sezione immagine immagazzina l'informazione relativa ai raggi rossi e la esplora.

Questa informazione viene elaborata dalla camera ed inviata al trasmettitore.

La stessa cosa vale per il filtro verde e blu.

I segnali a colori sequenziali vengono trasmessi a terra dal Modulo di Comando nella regione della banda laterale.

I segnali ricevuti vengono inviati in una serie di due registratori magnetici allo scopo di compensare le variazioni dell'effetto Doppler.

Si adempie a tale funzione registrando l'informazione appena giunge al primo apparecchio e guidando il secondo con una frequenza sottoportante la quale corregge la velocità del nastro per ogni errore introdotto dalle variazioni dell'effetto Doppler. Il segnale tra entrata ed uscita presenta un ritardo di circa 10 s. L'informazione a colori sequenziali viene quindi inviata al convertitore di scansione, questo memorizza due precedenti campi e presenta all'uscita tre campi contemporaneamente quando alla sua entrata è presente il terzo campo.

Appena un nuovo campo viene memorizzato, i vecchi vengono automaticamente cancellati.

APOLLO COLOR CAMERA

Un diagramma a blocchi della camera è illustrato in fig. 4. Circa il 70% del blocco

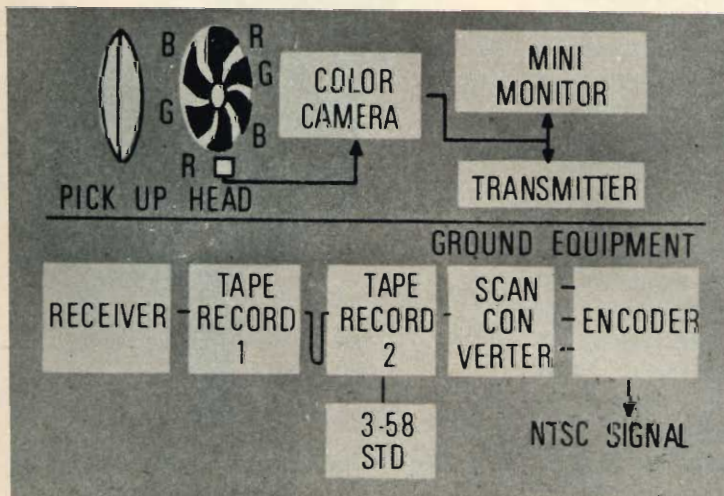


Fig. 3 - Diagramma del sistema da ripresa e del ricevitore.

funzionale è formato da circuiti integrati.

Una vista interna dell'apparecchio è mostrato in fig. 5.

Praticamente si compone di tre sezioni: la prima è la telecamera monocromatica con aggiunti segnali di sincronizzazione e i circuiti pilota per l'adattamento al colore, la seconda è connessa alla camera formando la sede per il trasformatore e il motore e la terza riguarda la sezione contenente i meccanismi di trasmissione ed i filtri dicroici; quest'ultimo assemblamento serve inoltre come sostenimento per le lenti.

La larga e piatta sezione nel centro è il circuito di sincronismo; questo consegna impulsi di sincronismo orizzontale, verticale, soppressione miscelata e sincronismo composto.

La fig. 6 mostra la vista interiore di questa sezione dalle dimensioni di 25 x 3 mm e contenente 22 circuiti integrati dei quali 14 sono multivibratori « dual » bistabili ed 8 sono circuiti « gate ».

Il generatore di sincronismi è completamente bistabile, non possiede controlli manuali e non richiede regolazioni. La tensione di alimentazione della camera è 28 ± 4 V dc ed assorbe una potenza di 20 W.

L'uscita è secondo lo standard EIA con l'eccezione che non porta con sé il segnale « burst » il quale viene aggiunto a terra.

La larghezza di banda della telecamera è di 4,5 MHz con 20 dB di caduta per ottava.

La risoluzione orizzontale è teoricamente limitata a 360 linee TV/dimensioni verticali.

Dato il fatto che il rapporto segnale-rumore è alto, e che l'attenuazione per ottava è definita, più accurati calcoli ed esperimenti hanno dimostrato che la risoluzione può eccedere in 425 righe TV/dimensione verticale.

La limitata risoluzione verticale, fissata in base al numero di linee di scansione e del fattore Kell è approssimativamente di 350 linee TV/dimensione verticale.

I controlli della camera TVC sono limitati ad un commutatore associato e ad un sistema elettronico, sono affidate la regolazione delle lenti, del fuoco e dello zoom.

Il commutatore è usato per adattare il

controllo automatico della luce, quando si passa da riprese interne a quelle esterne.

Le lenti sono standard del tipo « Cine » leggermente modificate e la principale modifica riguarda le dimensioni; i 12,7 mm del tipo commerciale, sono stati portati a 25 mm con le seguenti caratteristiche:

T:	5 : 1
Rapporto zoom:	6 : 1
Lunghezza focale:	25 a 150 mm
Campo visivo:	
Grandangolare	- 43° orizzontali
Teleobiettivo	- 7° orizzontali
Iperfocale	f #
Grandangolare	508 mm 4,4
Grandangolare	25,4 mm 44
Teleobiettivo	76,2 mm 4,4
Teleobiettivo	50,8 mm 44

La telecamera a colori era stata disegnata per andare incontro a specifici usi militari, la scheda di consegna non permetteva un tempo sufficiente per progettare una camera adatta esclusivamente per lo spazio, quindi ci si è limitati a provare l'apparecchio in simulate condizioni anormali nelle quali ci si troverebbe ad operare nello spazio, dopodiché, si è proceduto ai conseguenti adattamenti e modifiche.

Prove di scosse e vibrazioni sono state eseguite per determinare il livello di sicurezza.

Il quadro termico del Modulo di Comando, nello spazio, non è usuale, l'atmosfera O₂ (O₂) è ridotta a 0,35 atm ed è senza peso presentando un problema per il raffreddamento.

La valutazione del disegno, però, indicava che essa poteva essere definitivamente impiegata nella missione spaziale.

Questa valutazione si è inoltre rafforzata durante le innumerevoli riprese eseguite durante i « test ».

Ogni singolo componente è stato provato per vedere se poteva tollerare le condizioni con cui si sarebbe trovato nella capsula spaziale e sulla superficie selenica.

IL DISPOSITIVO SENSIBILE

La telecamera impiega un tubo Westinghouse SEC de! tipo WL 30691. Come è noto il tubo SEC è stato riconosciuto idea-

le per le applicazioni spaziali per le sue dimensioni, peso, energia richiesta, robustezza, stabilità e semplicità di operazione.

In più, è dotato di un'ampia portata dinamica, tolleranza per alti livelli di saturazione ed un meccanismo di guadagno elettrico.

Due prominenti caratteristiche di questo tubo da ripresa sono la sua capacità di adattamento ai bassi livelli di luce e l'assenza di inerzia.

L'assenza di inerzia è il problema di quando si riprendono scene in movimento; generalmente esse risultano in una perdita di risoluzione come nel sistema monocromatico in più nel sistema cromatico, si aggiunge uno sfaldamento dei colori negli angoli.

In altri tubi, come il vidicon o orthicon questa caratteristica diventa più marcata a bassi livelli di luce, mentre nei tubi SEC, ai bassi livelli di luce, è di gran lunga migliore.

La necessità di poter operare ai bassi livelli di luce è dettata da due condizioni: bassa luminosità all'interno della capsula spaziale ed assorbimento dei filtri.

Il Modulo di Comando presenta all'interno un'ampia gamma di livelli di luce, da riflessioni spettrali del sole, sino a livelli sotto gli 0,09 lux.

L'assorbimento dei filtri discroici della telecamera Apollo è comune alle normali camere a colori.

Le lenti, in posizione di larga apertura, hanno un $T = 5 : 1$ o una perdita di $100 : 1$.

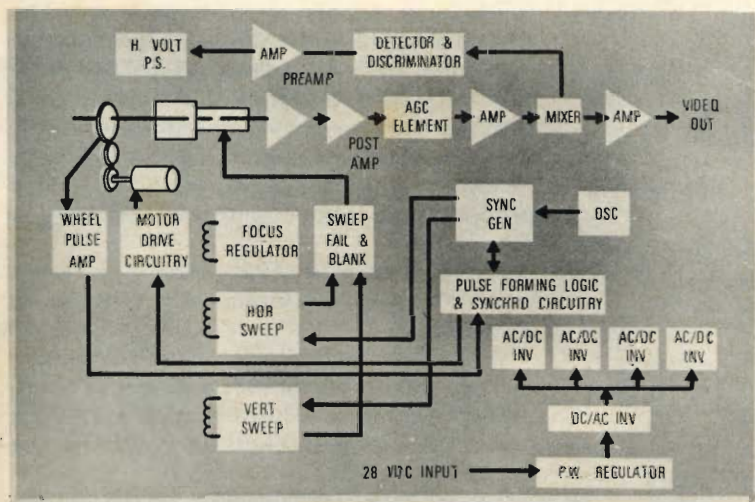


Fig. 4 - Diagramma a blocchi della camera TV a colori.

La perdita totale è approssimativamente 1.300 : 1 per una scena illuminata a 0,1 lux.

A questo livello di luce la sezione immagine del tubo riceve approssimativamente 10^{-3} footcandles, un livello sicuramente sotto alle capacità di comuni vidicon.

Sotto a tale livello di illuminazione la camera con una larghezza di banda di 2 MHz, ha un segnale/rumore di circa 30 dB: senza dubbio, un segnale più che accettabile.

Una breve spiegazione di come il tubo SEC funziona

L'immagine da riprendere viene messa a fuoco dalle lenti sulla parte incidente del tubo.

La luce proveniente dalla scena causa una emissione di elettroni da parte del fotocatodo.

I fotoelettroni posseggono energia sufficiente per penetrare attraverso lo strato ALO ed AL e giungere al film KCL, quest'ultimo, una volta bombardato, emette elettroni secondari.

TRA

PRESTEL

PER MIGLIORARE LA RICEZIONE TV



**AMPLIFICATORE
AUTOALIMENTATO**

**DI FACILE
APPLICAZIONE
SUL
TELEVISORE
STESSO**

**AMPLIFICA
5 VOLTE
IL SEGNALE TV**

REALIZZATO IN UN UNICO CONTENITORE IN TRE MODELLI

MODELLO	ENTRATA	USCITA		VHF I	FM II	VHF III	UHF IV	UHF V
TRA	75 Ω 300 Ω	75 Ω 300 Ω						
TRA-DM	75 Ω	300 Ω	Demiscelato					
TRA-75/P	75 Ω	75 Ω	Passante					

PRESTEL

s.r.l.

C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

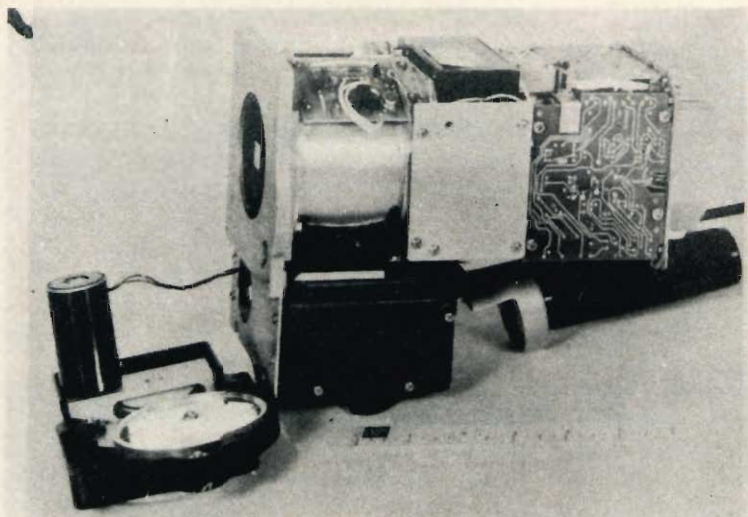


Fig. 5 - Vista interna della telecamera.

Questi ultimi elettroni circoscrivono KCL lasciandolo caricato. Dato che la resistenza del film è elevata, questa carica può essere mantenuta per un lungo periodo.

Il raggio elettronico di scansione, scarica queste aree positive causando un flusso di elettroni nella resistenza di carico, detta corrente viene poi amplificata e quindi trasmessa.

FILTRI E MOTORE

Il disco girevole è un compromesso di dimensioni, efficienza di trasmissione ed uniformità.

Se potesse avere un diametro maggiore e ruotare con stabilità il suo rendimento sfiorerebbe il 100% senza deviazione in uniformità.

Le dimensioni comunque sono di primaria considerazione e quindi si sono resi necessari alcuni compromessi includendo qualche innovazione per minimizzare le perdite.

Come si vede in fig. 3, il disco è diviso in dodici settori, metà dei quali sono composti da filtri cromatici disposti in modo che i colori rosso, verde e blu si susseguono tra un interspazio e l'altro.

Questa configurazione è stata dettata dalla velocità del motore, 1.798,2 giri al

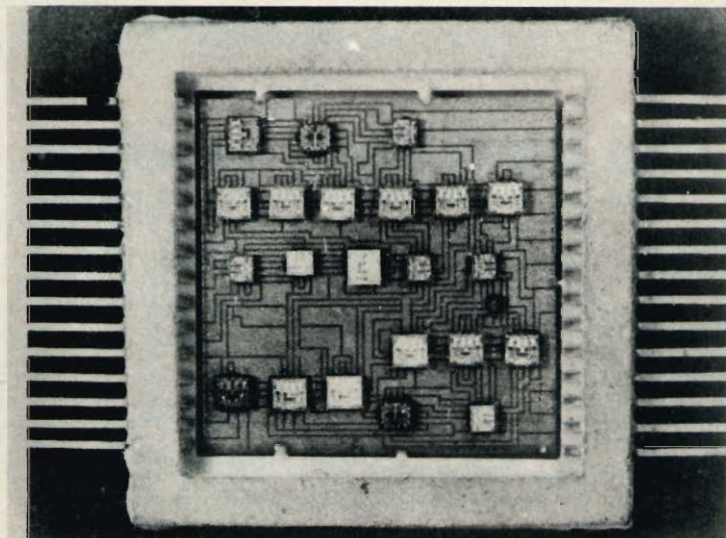


Fig. 6 - Circuito di sincronismo verticale e orizzontale.

minuto e dal rapporto degli ingranaggi, 3 : 1. Il disco quindi ruota ad una velocità di 599,4 giri al minuto o 9,99 giri al secondo, per produrre sei campi per rivoluzione alla convenzionale frequenza verticale di 59,94 Hz.

Gli interspazi tra i filtri sono regioni opache, un compromesso che ha permesso l'uso di una ruota del diametro di soli 7,62 cm.

Prima di andare oltre è necessario spiegare quanto segue: appena il filtro rosso oltrepassa la parte incidente del tubo, la porzione della scena ripresa viene integrata dal bersaglio, naturalmente prima che il filtro verde arrivi bisogna esplorare l'informazione per evitare il mescolarsi dei colori.

Il raggio elettronico deve quindi seguire il filtro rosso e precedere quello verde.

Data la lenta scansione, si rende necessario interporre i due filtri da una regione opaca, la quale non consente ad altre informazioni di raggiungere il tubo e nello stesso tempo permette di ultimare la

esplorazione della parziale figura prima che il filtro verde arrivi.

Le dimensioni e forma degli interspazi opachi sono determinate dalle misure del disco cromatico, stabilità del raggio di scansione e rotazione.

Dopo la determinazione della regione opaca è necessario assicurarsi che il fascio elettronico resti confinato durante l'esplorazione.

Questo viene compiuto conoscendo la posizione relativa del disco ed usando il segnale per adattare il raggio di scansione. Questo principio, a grandi linee, è mostrato nella stessa fig. 3; un organo sensibile valuta la posizione del disco, il segnale derivatone viene amplificato ed inviato al generatore di sincronismi il quale controlla i circuiti di deflessione ed assicura il fascio di scansione nella giusta posizione.

La capacità di questo sistema di mantenere il raggio elettronico nella regione opaca dipende dalla stabilità di sincronismo nel motore; a tale scopo vengono

Le Industrie Anglo-Americane in Italia Vi assicurano un avvenire brillante

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI INGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire **tramite esami**, i titoli di studio validi:

INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione - Computers - Meccanica - Elettronica ecc., ecc.

LAUREATEVI

all'UNIVERSITA' DI LONDRA

seguendo i corsi per gli studenti esterni « University Examination »:
Matematica - Scienze - Economia - Lingue ecc...

RICONOSCIMENTO LEGALE IN ITALIA in base alla legge n. 1940 Gazz. Uff. n. 49 del 20-3-63

- una **carriera** splendida
- un **titolo** ambito
- un **futuro** ricco di soddisfazioni

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetecei oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



impiegati circuiti pilota con frequenze di controllo di eccellente stabilità.

Allo scopo di compensare le perdite di attrito nei circuiti di trasmissione, le dimensioni delle regioni opache sono leggermente superiori a quelle teoriche.

L'energia richiesta dal motore è circa 11 W alla tensione d'entrata nominale.

La disposizione dei filtri dicroici è stata scelta per un massimo responso spettrale.

I filtri sono contenuti tra due lastre di vetro.

ALC/AGC

Il meccanismo del guadagno di un tubo SEC è stato precedentemente illustrato, comunque è regolato variando l'alta tensione del fotocatodo da 2,5 a 8 kV.

Ciò è compiuto prelevando porzione del segnale video e facendo derivare una tensione di controllo atta a regolare l'AT. Questo è un efficace metodo per rendere il tubo SEC in grado di contenere un rapporto di luce maggiore di 1.000 : 1 consegnando un minimo segnale/rumore di 32 dB.

Una addizionale considerazione è stata data alla curva del guadagno, questa non è lineare e presenta un minimo di guadagno sopra i 5,5 kV.

Il livello di rottura della sezione immagine di un tubo SEC è proporzionale alla tensione del fotocatodo per un dato tempo.

La telecamera a colori è stata programmata per avvantaggiarsi della mancanza di guadagno sopra i 5,5 kV ed acquistare il livello di sicurezza atto a prevenire la bruciatura della sezione immagine.

L'alta tensione del fotocatodo si alza sino a 8 kV ai livelli di luce molto bassi facendo acquisire al tubo una massima sensibilità.

Appena il livello di luminosità aumenta e l's/n è sopra i 25 dB, l'AT si abbassa immediatamente a 5,5 kV, un 20% della diminuzione del segnale/rumore non è avvertibile.

A questo punto entra in azione il circuito AGC (cag) mantenendo la tensione costante fino a quando il livello del segnale di entrata non raggiunge un va-

lore tale da essere necessario procedere ad una riduzione dell'AT.

Prima che la qualità di luce arrivi ad un alto livello l'AT scende istantaneamente evitando così danni alla sezione sensibile del SEC.

PREAMPLIFICATORE

Il preamplificatore è stato realizzato con componenti di alta qualità e sfruttando appieno le nuove tecniche di montaggio riducendo così i rumori ed aumentando la stabilità.

All'entrata vi è uno stadio FET con una resistenza di carico di 300 k Ω

La corrente equivalente al rumore di ingresso è circa 1 nA per 2 MHz.

POSTAMPLIFICATORE

Il postamplificatore, come indicato nel diagramma a blocchi, include tutti i circuiti dal preamplificatore ai circuiti pilota dell'AT.

La maggioranza di questi circuiti sono realizzati con ibridi circuiti integrati.

L'uscita consegna 3,5 V su di una resistenza di 100 Ω .

CIRCUITI DI DEFLESSIONE

Il circuito di deflessione verticale è del tipo **Miller** a funzionamento libero. Come componenti attivi impiega due circuiti integrati ed una coppia di transistori.

L'ampiezza della scansione è variata regolando la resistenza di controreazione ed il centraggio è attuato spostando l'entrata dell'amplificatore.

Il circuito di deflessione orizzontale è del tipo ad alta efficienza di reazione con una linearità dell'1%.

ALIMENTATORE

La telecamera a colori utilizza due circuiti alimentatori, uno per l'alta tensione (pilotata dai circuiti ALC) e l'altro per la bassa; quest'ultimo sviluppa tutte le tensioni per i singoli circuiti e parte del tubo da ripresa.

L'efficacia dell'alimentatore è approssimativamente del 60% alla tensione d'entrata nominale.

A causa della sempre maggiore ingegnosità dei ladri nel loro « lavoro », si cerca sempre di migliorare anche i dispositivi d'allarme per cercare di neutralizzare i loro attacchi. Ma questi dispositivi sono nella maggior parte elettronici e sono anche facilmente realizzabili. Il dispositivo che descriveremo è un nuovo modello adatto per essere impiegato efficacemente in numerosi casi.

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

DISPOSITIVO D'ALLARME

a cura di F. Flyingjib

L' apparecchio di cui ci occuperemo è equipaggiato di due transistori al silicio PNP, 2N2907 alimentati a 12 V. Questa tensione può essere fornita da due batterie da 6 V la cui capacità è di 1 A/h, incorporata nell'apparecchio.

Si può anche usare una sorgente esterna della stessa tensione. A questo scopo è prevista una presa che può anche servire al collegamento di un caricabatterie per la batteria incorporata. Il basso consumo del circuito, dell'ordine di 2 mA

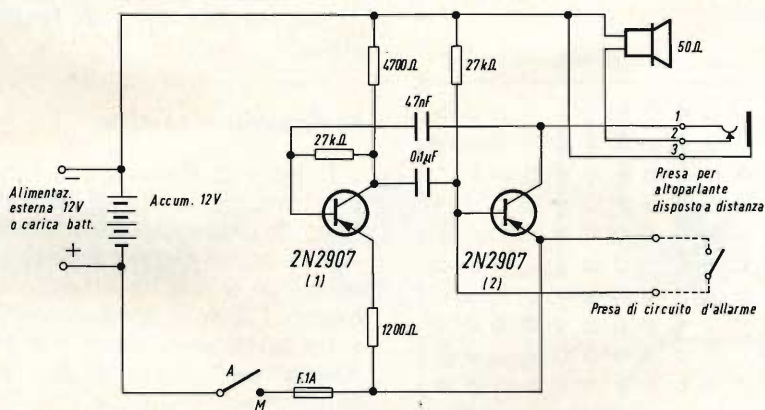


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito di allarme.

Piastrina vista dal lato componenti

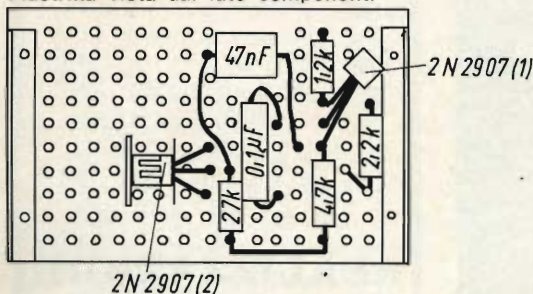


Fig. 2 - Esempio di cablaggio del circuito d'allarme.

assicura una grande economia. Si può anche far funzionare questo sistema d'allarme con la tensione di rete sia usando un alimentatore di rete come sorgente esterna sia con l'aiuto di un carica batterie collegato in permanenza alla batteria incorporata che funziona così da batteria tampone.

Il circuito è infatti un multivibratore. Il transistor 2N2907 (1) ha il collettore caricato da una resistenza da 4.700 Ω. La polarizzazione di base è ottenuta con una da 27.000 Ω collegata fra questo elettrodo e il collettore. Una resistenza da 1.200 Ω è prevista sull'emettitore. Il secondo 2N2907 ha l'emettitore direttamente collegato all'alimentazione + 12 V. Il potenziale della base è fissato da una resistenza da 27.000 Ω proveniente dall'alimentazione - 12 V.

Il collettore è caricato da un altoparlante incorporato avente un'impedenza

della bobina mobile di 50 Ω. Si può notare che un jack a interruttore permette di mettere fuori servizio l'altoparlante incorporato e di sostituirlo con uno esterno. Gli accoppiamenti necessari al mantenimento dell'oscillazione sono ottenuti con un condensatore da 47 nF fra la base del transistor (1) e il collettore del transistor (2) e con un condensatore da 0,1 µF fra il collettore del transistor (1) e la base del transistor (2). A causa del valore degli elementi l'oscillazione prodotta ha una frequenza dell'ordine di 3.000 Hz con una potenza di 600 mW, valore questo largamente sufficiente per tutte le applicazioni di cui è adatto questo apparecchio.

La presa di utilizzazione è collegata fra la base e l'emettitore del secondo 2N2907. In questa presa si collega un contatto a pulsante posto sull'apertura della trappola o in ogni altro dispositivo che permette di cortocircuitare la presa di utilizzazione. Il funzionamento è semplice: quando la presa di utilizzazione è cortocircuitata la base del 2N2907 (2) è allo stesso potenziale dell'emettitore, ciò blocca questo transistor e di conseguenza il multivibratore. L'apertura dell'uscita della trappola ha per effetto di togliere il cortocircuito alla base e all'emettitore del transistor e il multivibratore entra in funzionamento, producendo il segnale sonoro di allarme.

Essendo questo montaggio equipaggiato di transistori al silicio la sua affidabilità è molto grande ed è poco sensibile a rilevanti scarti di temperatura.

Il circuito di alimentazione è protetto da un fusibile da 1 A facilmente accessibile.

Realizzazione pratica

Il circuito può essere montato su una piastrina perforata di 90 x 55 mm. Il circuito di cablaggio è riportato nelle figure 2 e 3, come si può vedere esso è molto semplice e non ha bisogno di alcun commento. I diversi condensatori e resistenze sono posti sulla piastrina che viene poi fissata, per mezzo di due squadrette, al contenitore metallico.

Sul frontale di questo contenitore si fissa l'altoparlante, e l'interruttore. La presa per l'alimentazione si fissa sulla super-

Piastrina vista dal lato collegamenti

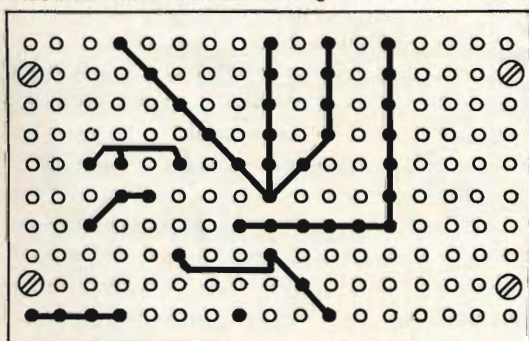
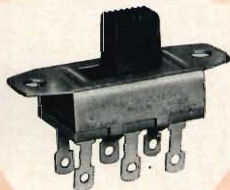


Fig. 3 - Retro della piastrina su cui è montato il circuito.

SERIE STANDARD

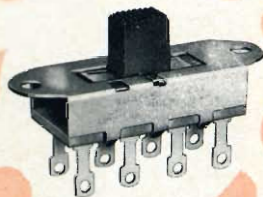
3 Ac.a. - 0,5 Ac.c.
a 125 V



2 POLI / 2 POSIZIONI



4 POLI / 3 POSIZIONI



2 POLI / 3 POSIZIONI

ESECUZIONI SPECIALI



1 POLO / 1 POSIZIONE
10 Ac.a. - 125 V



2 POLI / 2 POSIZIONI

INTERRUTTORI A CURSORE

CONTINENTAL WIRT

FUNZIONI MECCANICHE ED ELETTRICHE SEPARATE

SERIE MINIATURA



2 POLI / 2 POSIZIONI



1 POLO / 2 POSIZIONI

Durata garantita per un minimo
di 10.000 cicli al ritmo di 15 operazioni
al minuto ed a pieno carico.

Approvati UL e CSA.

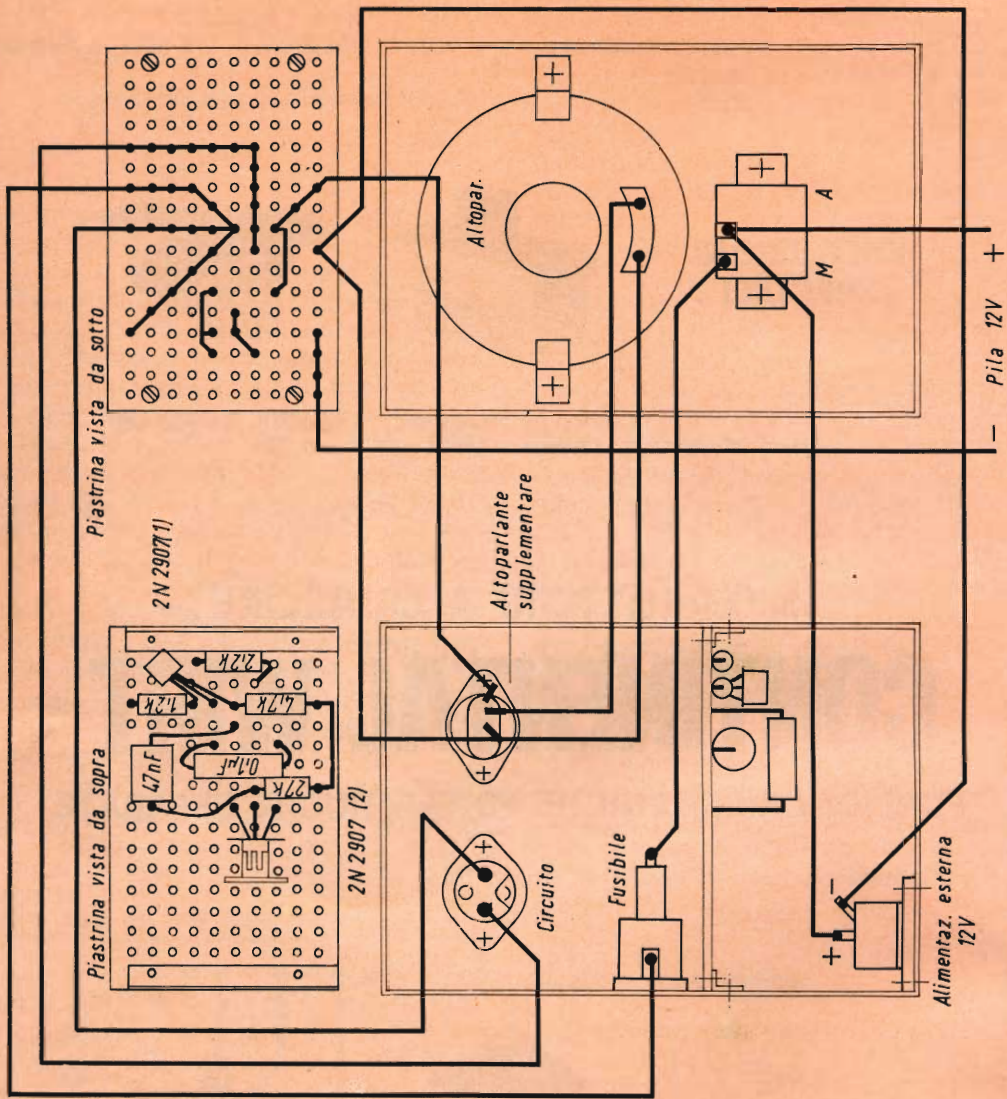
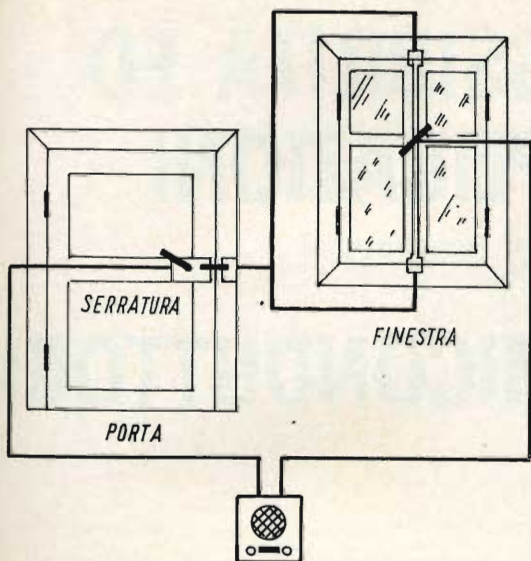


Fig. 4 - Esempio di assemblaggio dei vari componenti.



APPARECCHIO D'ALLARME

Fig. 5 - Esempio di utilizzazione del circuito d'allarme.

ficie del contenitore e su quella posteriore si fissano le prese per il collegamento del circuito e quella dell'altoparlante esterno. Si noti che la presa di collegamento del circuito è a tre terminali per eliminare errori di collegamento.

Terminate queste operazioni di cablaggio, si procede al collegamento generale come indicato in fig. 4. Ricordiamo che sul transistor 2N2907 (2) va montato anche un dissipatore di calore.

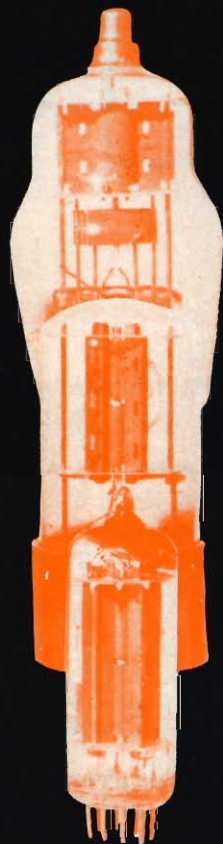
Non è richiesta nessuna messa a punto. Ci si può assicurare del buon funzionamento cortocircuitando la presa « circuito » che deve far cessare il suono emesso dall'altoparlante.

Possibilità d'impiego

In certi casi come le aperture delle porte e delle finestre si possono sostituire i contatti a pulsante con dei micro-ruttori o con un filo di rame da 1/10 che forma un circuito chiuso che un intruso distruggerà con il suo passaggio. Si può, per esempio, come si vede in fig. 5 fissare questo filo sulla serratura di una porta o alla chiusura della finestra. L'apertura di queste taglierà il filo e farà suonare il segnale di allarme.

(da « Radio Plans »)

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE

Richiedete Listino a:
SICTE - C.P. 52 - Pavia

SCHEMI

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di studi e progetti, con relativi schemi e descrizioni, per dimostrare le molteplici possibilità di applicazione dei circuiti a semiconduttori.

1 FOTORELE' CON DIODO LUMINESCENTE

Nella realizzazione di telecomandi mediante un raggio luminoso, per eliminare l'inconveniente che il funzionamento possa venire influenzato da luci estranee, si usa il comando con luce alternata che nel caso più semplice viene ottenuta con lampada a filamento alimentata dalla tensione di rete, che emette una luce modulata a 100 Hz.

Esiste sempre però il pericolo che altre lampade nell'ambiente possano disturbare il funzionamento.

Frequenze più elevate nella modulazione della luce possono venire ottenute interrompendo il raggio luminoso con dispositivi meccanici, quale un disco rotante forato.

La tecnica dei semiconduttori ha ora messo a disposizione un diodo luminescente che può fornire luce modulata a frequenza sino ai MHz.

Questo diodo emette raggi infrarossi, proporzionalmente alla corrente assorbita, è perciò molto adatto ad essere usato unitamente ai fotoelementi al silicio e al germanio che vengono normalmente impiegati come elementi sensibili nel ricevitore.

Lo schema a fig. 1 raffigura un trasmettitore di luce modulata a 450 kHz equipaggiato con diodo luminescente LD 23 e quello a fig. 2 il corrispondente ricevitore con fotodiodo BPY 11.

Il trasmettitore è realizzato da un oscillatore a schema a base comune che tramite uno stadio pilota comanda lo stadio finale ove sul circuito di collettore si trova il diodo luminescente, questo è percorso dalle semionde a frequenza di 450 kHz.

Per quanto riguarda il ricevitore è da osservare che i suddetti fotoelementi non sono adatti al funzionamento diretto con 450 kHz, la capacità della giunzione limita la massima possibile frequenza di funzionamento, per questa ragione nel rice-

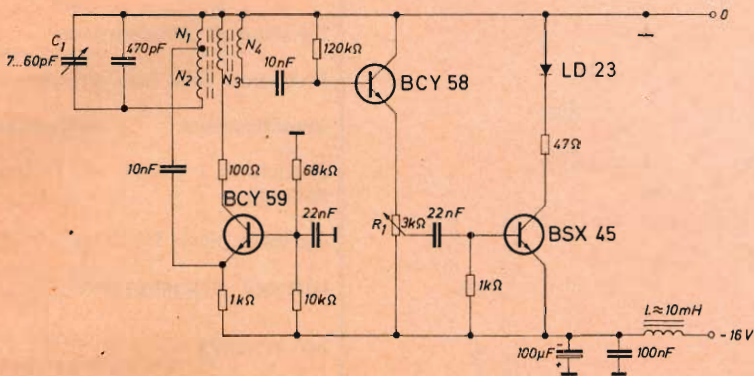


Fig. 1

vitore il fotoelemento BPY 11 è stato inserito in un circuito oscillante con frequenza di 450 kHz, dove la capacità della giunzione del BPY 11 rappresenta quella del circuito oscillante; con ciò viene compensato l'effetto della frequenza limite.

Il circuito oscillante è accoppiato induttivamente al successivo stadio accordato e l'amplificazione ammonta in una larghezza di banda di 8 kHz a circa 86 dB. Mediante lo spostamento del punto di lavoro del primo stadio tramite la resistenza R1, l'amplificazione può venire

regolata di circa 10 dB. All'uscita dell'amplificatore è collegato lo stadio di commutazione del relé, questo si attrae con un segnale di 540 mV efficaci all'ingresso dello stadio di commutazione, cioè corrisponde, alla data amplificazione di 86 dB, ad un segnale di ingresso di 27 μ V.

La distanza massima fra trasmettitore e ricevitore può essere in questo esempio di circa 6 cm, senza dispositivi di concentrazione del raggio e con una corrente picco di 300 mA sul diodo luminescente (regolata con la resistenza R1 a fig. 1).

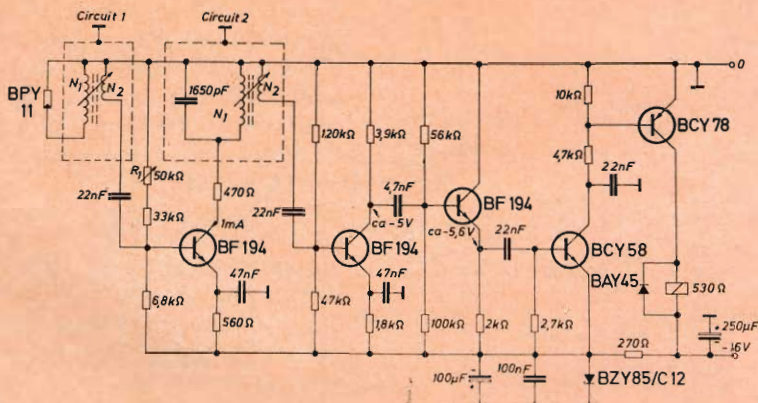


Fig. 2

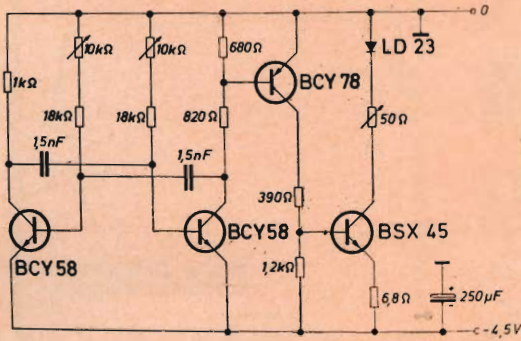


Fig. 3

Gli schemi a fig. 3 e fig. 4 rappresentano un trasmettitore e il relativo ricevitore adatti per una frequenza di solo 20 kHz.

Come generatore è usato un multivibratore astabile, il ricevitore è sempre selettivo; l'amplificazione in una banda di 1,4 kHz ammonta a circa 80 dB.

Il fotoelemento è accoppiato all'amplificatore a mezzo condensatore.

Data la bobina collegata in parallelo al fotodiodo, questo, in presenza di luce continua, risulta in corto circuito, con ciò viene evitato che anche con intensa luce continua, lavori in condizione di saturazione.

Tensione di alimentazione	16 V
Frequenza della luce alternata	450 kHz
Amplificazione	86 dB
Segnale di ingresso per l'attrazione del relé	27 µV
Corrente picco sul diodo LD 23	300 mA
Distanza di trasmissione	6 cm

INDUTTANZE

Circuito oscillatore: (Fig. 1)

Nucleo in ferrite a olla tipo B65541 - K0100A025

- Avvolgimenti:
- n. 1 = 3 spire Ø 0,2
 - n. 2 = 46,5 spire Ø 0,2
 - n. 3 = 17 spire Ø 0,2
 - n. 4 = 4 spire Ø 0,2

Ricevitore: (Fig. 2)

Nucleo in ferrite tipo B67414 A0001X022 e B66419 A0001X025

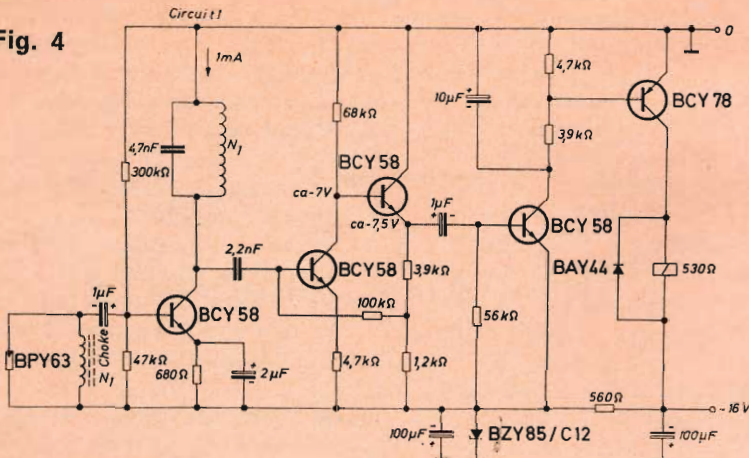
Circuito 1 - Avvolgimenti:

- n. 1 = 75 spire Ø 0,08 (L ≈ 140 µH)
n. 2 = 25 spire Ø 0,08

Circuito 2 - Avvolgimenti:

- n. 1 = 54 spire Ø 0,1 (L ≈ 72 µH)
n. 2 = 17 spire Ø 0,1

Fig. 4



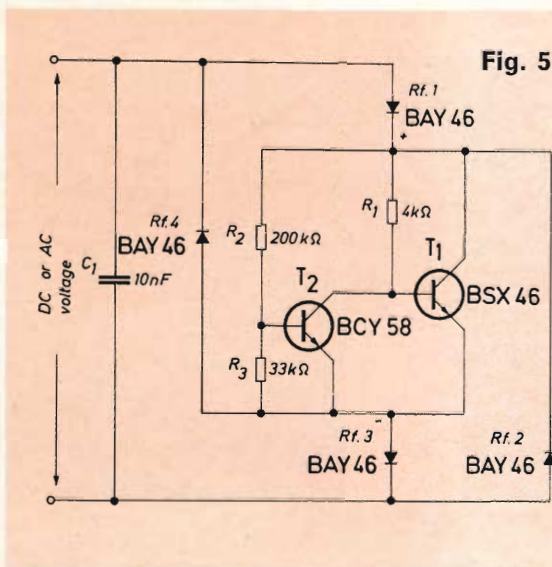
Tensione di alimentazione del trasmettitore	4,5 V
Tensione di alimentazione del ricevitore	16 V
Frequenza della luce alternata	20 kHz
Amplificazione	80 dB
Corrente picco sul diodo luminescente	160 mA
Distanza di trasmissione (senza dispositivo di concentrazione)	10 cm
INDUTTANZE (Fig. 4)	
Circuito n. 1:	
nucleo in ferrite B65541 K0250 A028	
Avvolgimento n. 1 = 234 spire \varnothing 0,15	
Bobina D2 = nucleo in ferr. B65541 K0000R022	
Avvolgimento n. 1 = 146 spire \varnothing 0,2	

2 PROTEZIONE ELETTRONICA AI SOVRACCARICHI

Le protezioni elettroniche sui circuiti a transistori vengono usate specialmente per la loro rapidità di intervento e devono avere un preciso valore definito della soglia di intervento e presentare una piccola corrente residua nella condizione di disinserzione.

Altro requisito richiesto è quello che cessata la causa dell'intervento, per un sovraccarico o corto circuito, avvenga automaticamente la reinserzione del circuito dopo un breve tempo.

La fig. 5 illustra uno schema di una protezione elettronica adatta per corrente continua o alternata a 60 V all'uopo il circuito è dotato di quattro diodi raddrizzatori Rf1-2-3-4.



In condizioni normali di funzionamento scorre corrente sul transistor T1 che riceve la necessaria corrente di base attraverso la resistenza R1, se viene superato il valore di corrente previsto per la protezione, aumenta la tensione ai capi del transistor T1, questo aumento agisce sul partitore di tensione composto dalle resistenze R2 e R3 sulla base del transistor T2, che viene messo in conduzione.

La corrente di comando del T1 viene allora deviata sul transistor T2 e il circuito

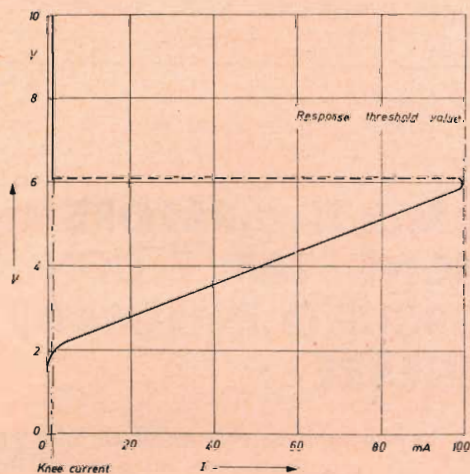
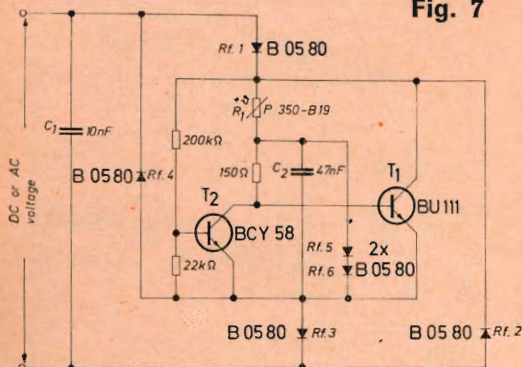


Fig. 6

Fig. 7



principale risulta così interrotto. Come corrente residua del circuito rimane solo la corrente assorbita dal transistor T2 attraverso la resistenza R1.

La fig. 6 illustra il grafico della curva tensione-corrente di questa protezione; con i valori di resistenze segnati a schema, la disinserzione del circuito avviene per un valore di corrente di 100 mA. Naturalmente variando i valori delle resistenze R2 e R3 del partitore di tensione, è possibile stabilire diversi valori della corrente massima di intervento.

La fig. 7 mostra uno schema di un circuito di protezione analogo ma per 220 V, data la elevata tensione di alimentazione naturalmente deve venire impiegato un transistor che possa bloccare il valore

di picco della tensione alternata (310 V).

Per ottenere una riduzione della corrente residua in questo ultimo esempio è stata usata al posto della R1, una resistenza a coefficiente positivo; questa resistenza (P 350-B 19) ha normalmente un basso valore ohmico e lascia passare la necessaria corrente di base per il transistor T1, quando interviene la protezione si presenta su questa resistenza la totale tensione di alimentazione, essa si riscalda assumendo così una elevata resistenza e di conseguenza si ottiene una corrente residua molto bassa.

Se intervenisse un corto circuito nel preciso istante del valore di punta della tensione alternata potrebbe presentarsi attraverso la resistenza R1 sulla base del transistor T1 un elevato picco di corrente di circa 300 mA, per ovviare a ciò sono stati previsti i diodi Rf5 e Rf6 attraverso cui si scarica la maggior parte della corrente.

Il condensatore C2 ritarda il comando del transistor T1 in modo che il T2 possa sempre essere velocemente commutato. Con ciò viene ottenuto che alla improvvisa presenza di una elevata tensione alla protezione, per esempio per un corto circuito nel circuito esterno, il transistor T2 sia inserito prima che il transistor T1 sia nello stato di conduzione. Pertanto a questo transistor non può presentarsi contemporaneamente una elevata corrente e una elevata tensione inversa e rimane limitato così il picco transitorio di potenza.

3 MULTIVIBRATORE MONOSTABILE CON CIRCUITO INTEGRATO LINEARE

Il multivibratore monostabile illustrato a fig. 8 è realizzato con un circuito integrato lineare tipo TAA 151 ed ha la particolarità di venire pilotato da un trigger;

inoltre è dotato di regolazione del punto di lavoro, regolazione che deve essere effettuata in modo che il primo transistor risulti interdetto.

Il decorso della commutazione viene provocato dal fianco posteriore dell'impulso negativo del trigger.

L'ampiezza dell'impulso non deve essere inferiore a $-0,2 V_{pp}$, per garantire un sicuro funzionamento.

Il tempo di ripristino ha circa durata doppia della posizione instabile.

FET meter

Voltmetro elettronico a transistori di alta qualità per apparecchi a transistori e TVC

Vantaggi:

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete e non ci sono effetti di instabilità dello zero come nei voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistori e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacitometrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 500 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Misura delle pile interne di alimentazione senza aprire lo strumento con pulsante frontale. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

- V.c.e.**
- 1..... 500 V impedenza d'ingresso 20 Mohm
 - 0,6 V " " 12 "
 - 1000 V " " 40 "
- V.c.a.**
- tolleranza 2% f.s.
 - 300 mV 1000 V impedenza d'ingresso 1.2 Mohm, 15 pF in parallelo
 - tolleranza 5%
 - campo di frequenze: 20 Hz 20 Mhz lineare
20 Mhz..... 50 Mhz \pm 3 db
misure fino a 250 Mhz con unico probe.
- Ohm**
- da 0,2 ohm a 1000 Mohm f.s.
 - tolleranza 3% c.s.
 - tensione di prova 1,5 V
- Capacimetro**
- da 2..... 2000 pF f.s.
 - tolleranza 3% c.s.
 - tensione di prova \approx 4,5 V, 150 KHz.
- Milliampere**
- da 0,05..... 500 mA
 - tolleranza 2% f.s.

Prezzo L. 58.000

NOVITA'

GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità dei TV, della taratura approssimata della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.

- Gamma 35 - 85 MHz.
- In armonica tutti gli altri canali.
- Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 18.500

TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.

Strumento portatile da laboratorio.

Caratteristiche:

- Gamma A - 10,3..... 11,1 MHz
- Gamma B - 5,3..... 5,7 MHz
- Taratura singola a cristallo toll. 0,5%
- Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

Prezzo L. 18.500

TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei guasti.

- Gamma A: 550 - 1600 KHz
- Gamma B: 400 - 525 KHz
- Taratura singola a quarzo.
- Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 12.800

ALIMENTATORE A BASSA TENSIONE DI POTENZA

Per l'alimentazione di apparecchiature transistorizzate normali e di potenza (amplificatori di BF, autoradio, registratori, ecc.). Semplice e robusto.

Caratteristiche:

- 2..... 24 V in 12 scatti
- 0..... 3 A max
- tensione residua alternata a 3 A
- \approx 0,1 V pp
- utilizzabile anche come caricabatterie.

Prezzo L. 29.500

● ALIMENTATORE STABILIZZATO Professionale a circuiti integrati

Per fabbriche, scuole e laboratori professionali.

Caratteristiche:

- tensione d'uscita 3..... 30 V
- corrente d'uscita 0..... 2 A
- limitazione della corrente d'uscita da 80 mA..... 2 A
- stabilità \approx 0,2% per variazioni del carico da 0 al 100% a 3 V
- stabilità $<$ 0,1% per variazioni del carico da 0 al 100% a 30 V
- ripple \leq 3 mV p.p. a pieno carico
- indicazione della tensione e della corrente d'uscita con strumenti separati classe 1,5.

● TRANSISTOR DIP-METER

Nuova versione

Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.

Caratteristiche:

- campo di frequenza 3..... 220 MHz in 6 gamme
- taratura singola a cristallo tolleranza 2%
- presa Jack per l'ascolto in cuffia del battimento
- alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500

● CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA

nuova versione

Misura da 2 pF a 0,1 μ F in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μ F f.s. Tensione di prova a onda quadra 7 V circa. Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50000 Hz circa. Galvanometro con calotta granluce 70 mm. Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500

● PROVATRANSISTORI

IN-CIRCUIT/OUT-OF-CIRCUIT

Per la verifica dell'efficienza del transistor senza dissaldarlo dal circuito e per la misura approssimata del beta del transistor con indicazione acustica.

Utile anche per l'identificazione della polarità del transistor e delle connessioni.

Signal Tracing incorporato per la ricerca del guasto con armoniche fino a 50 MHz.

Prezzo L. 14.800

GRATIS

A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

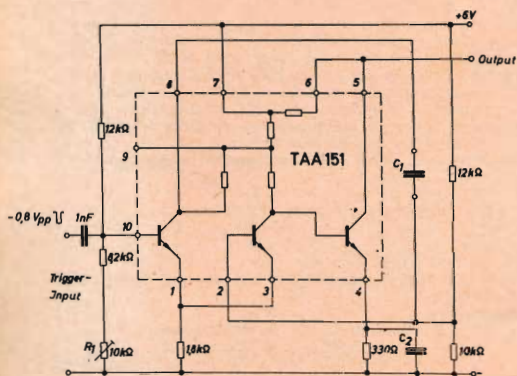
TEST INSTRUMENTS

DAVOLI



VIA F. LOMBARDI, 6/8
PARMA (ITALY)

Fig. 8



La durata dell'impulso di uscita viene determinata dal condensatore C1. La scelta del valore del condensatore C2 deve essere accertata empiricamente, in modo che all'uscita si formino netti impulsi rettangolari e dipende dal ciclo degli impulsi.

DATI ELETTRICI

Tensione di alimentazione	6 V
Corrente di esercizio	9 mA
Durata dell'impulso d'uscita (regolabile con il condensatore C1)	2,5 μs sino 50 ms
Impulso del trigger	0,8 V

4 ALIMENTATORE DI RETE SENZA TRASFORMATORE: 30 V - 0,5 A

Lo schema a fig. 9 raffigura un alimentatore di rete senza trasformatore che impiega un diodo controllato (tiristore) e si differenzia dai normali schemi per il sistema di ricarica del condensatore che permette di eliminare il filtro di

ingresso di protezione contro i disturbi sulla rete all'innesco del tiristore.

Possono venire progettati con tensioni di uscita da pochi Volt sino a quasi il doppio della tensione picco di rete; sfruttando il principio del raddrizzatore a ponte duplicatore di tensione, il tiristore costituisce il secondo diodo del duplicatore.

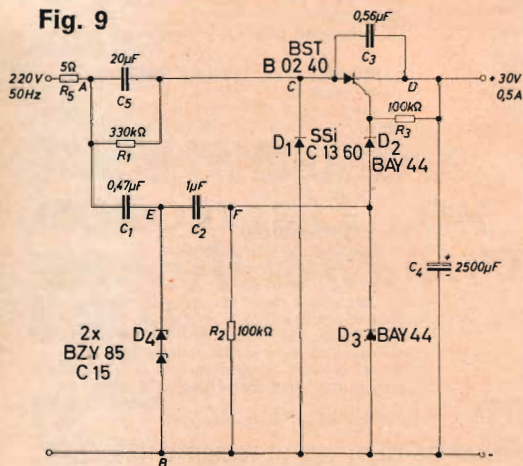
L'esempio in figura fornisce una tensione di uscita di 30 V con una corrente di carico massima di 0,5 A. Durante la prima semionda negativa si carica il condensatore C5, attraverso il diodo D1, al valore di picco della tensione di rete; ad un determinato istante dopo l'innesco del tiristore l'energia accumulata nel condensatore C5 viene trasferita al condensatore C4.

Il condensatore C5 è dimensionato in modo che limita la corrente assorbita per eventuali corto circuiti in uscita e gli sbalzi di tensione di carica al condensatore C4.

Il tiristore viene innescato quando la tensione al condensatore C4 risulta inferiore al valore determinato dal diodo zener D4, altrimenti rimane bloccato.

Con piccolo carico vengono omessi alcuni periodi nella carica del condensatore C4, con ciò si ottiene che la tensione di uscita è insensibile tanto alle oscillazio-

Fig. 9



ni di rete quanto alle variazioni del carico e si evita un pericoloso aumento di tensione sull'uscita a vuoto.

Ad apparecchio disinserito il condensatore C5 si scarica sulla resistenza R1 così che si evita, alla successiva inserzione, una corrente troppo elevata per l'eventuale carica residua del condensatore stesso.

L'impulso di innesco per il tiristore viene ottenuto come segue: la tensione di rete tramite il condensatore C1 è applicata al diodo zener D4 che determina la massima tensione fra i punti E e B e con il successivo circuito l'istante di innesco del tiristore.

Questa tensione stabilizzata, di forma trapezoidale, viene portata sul filtro differenziatore R2 C2; C2 deve avere una capacità adeguatamente grande per ottenere la corrente necessaria all'elettrodo del tiristore, in questo caso è stato scelto 1 μ F. Per effetto del diodo D3 ne deriva un taglio della tensione trapezoidale, l'abbassamento di livello di questa tensione deve essere più sensibile della momentanea diminuzione di tensione al condensatore

C4 sul carico, allora il tiristore può innescarsi solo in prossimità del passaggio per lo zero della tensione applicata e perciò viene generata una tensione minima di disturbo. Dopo quel dato istante non scorre più corrente di carica perché la tensione al condensatore C4 (collegato al catodo del tiristore) è maggiore della tensione di comando così il tiristore non può condurre prima del successivo periodo in cui la tensione all'uscita sarà minore della tensione all'elettrodo di comando.

I diodi D2 e D3 devono essere dimensionati per tensioni inverse dell'ordine di grandezza della tensione di uscita. Il condensatore C5 deve essere del tipo a carta metallizzata.

DATI ELETTRICI

Tensione di uscita	30 V
Massima corrente di carico	0,5 A
Angolo di conduzione del tiristore	155°
Rendimento circa	80%

5 APPARECCHIO RICERCA METALLI

Lo schema a fig. 10 viene usato per segnalare l'esistenza di parti metalliche.

Esso è costituito dal transistor T2 oscillatore (40 kHz) e il circuito oscillante composto da L1, C3, C4.

La bobina L1 costituisce la sonda che dislocata sul terreno rivela l'esistenza di parti metalliche, infatti queste smorzano le oscillazioni per cui diminuisce la ten-

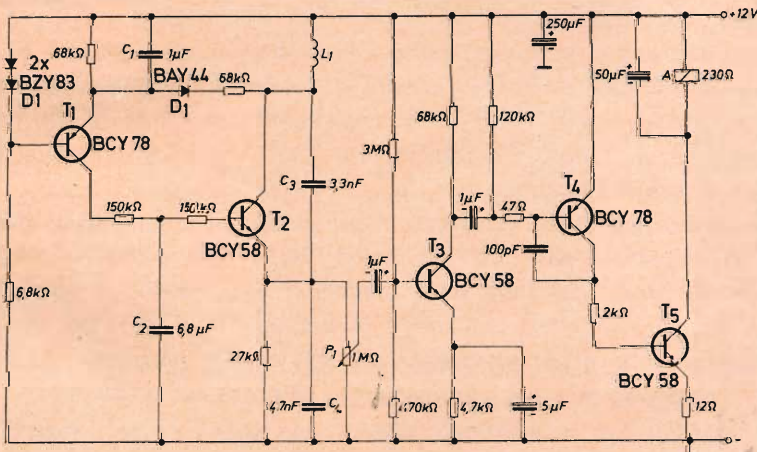


Fig. 10

sione generata dell'oscillatore, e questa piccola tensione è insufficiente a comandare il successivo amplificatore a tre stadi, composto dai transistori T3, T4 e T5.

Se la parte metallica viene allontanata dalla bobina aumenta l'ampiezza dell'oscillazione e il relé in uscita si attira. Esso ricade di nuovo prontamente se viene avvicinata la parte metallica. Ma in ogni caso il relé ricade egualmente dopo dieci secondi.

Questo comportamento monostabile viene ottenuto tramite il transistor T1, che funziona a corrente costante. A questo scopo la tensione di base è mantenuta fissa mediante due diodi Zener in serie.

Mancando l'attenuazione, la tensione alla induttanza L1 aumenta, e maggiore sarà la tensione di controreazione sulla resistenza di emettitore del transistor T1, diminuirà pertanto la corrente attraverso questo transistor. Poiché praticamente questa corrente è la corrente di comando del transistor T2, in questo modo viene riportata l'ampiezza dell'oscillatore sul valore primitivo.

Il ritardo su questo effetto di regolazione è data dalla parziale scarica della capacità C2 che mantiene elevata per 10 secondi la corrente dell'oscillatore.

DATI ELETTRICI

Tensione di alimentazione	12 V
Frequenza di oscillazione	circa 40 kHz
Max. tensione dell'oscillatore	7 V
Tensione normalizzata dell'oscillatore	3 V
Ritardo della normalizzazione	10 s
Temperatura ambiente	- 5 sino + 45 °C
Bobina oscillante	
L1 = 450 spire Ø 0,22	(L = 6,2 mH)
Ø interno della bobina	3,7 cm
Ø esterno della bobina	4,7 cm
Relé A = microrelé tipo V23016 - A005 - A201	

Estratto dalle pubblicazioni « Halbleiter Schaltbeispiele 1968 e 1969 » della SIEMENS Aktiengesellschaft.

L'ERA DELLE MACCHINE SCOLASTICO-EDUCATIVE È COMINCIATA

Lo scorso settembre, il ministero dell'educazione giapponese ha dato inizio ad un esperimento su vasta scala fornendo a 22 scuole in diverse regioni del paese gruppi di « analizzatori di reazioni » e video tape recorder da usarsi fin dall'apertura del nuovo anno scolastico.

Questa iniziativa ha fatto seguito ad una inchiesta dalla quale è risultato che, su 1.810 alunni di scuole elementari, medie e superiori, nella capitale, il 70% aveva già discusso e preventivato l'impiego di « macchine insegnanti » e che 140 scuole, cioè il 4% del totale, ne faceva già uso, mentre il 30% dei docenti mostrava interesse per una possibile loro applicazione pratica.

L'iniziativa del governo e l'inchiesta sopra citata mostrano che in Giappone l'istruzione ha cominciato a spostarsi dai metodi audiovisivi a mezzo televisione e film verso i metodi propri dell'« èra delle macchine insegnanti ». A parte l'alto costo di queste ultime, diversi fattori militano a favore della loro adozione: la penuria di insegnanti; l'esigenza di un insegnamento più efficiente e informativo; il bisogno di partecipare attivamente, non più passivamente, al processo educativo.

SIGNIFICATO E MISURA DEI FENOMENI DI "WOW" E "FLUTTER"

NELLA REGISTRAZIONE SU NASTRO

a cura di L. Biancoli

REGISTRAZIONE

Ecco due termini inglesi tipicamente onomatopeici, in quanto richiamano alla memoria con la loro stessa pronuncia i fenomeni ai quali si riferiscono. Il primo rende infatti l'idea di ciò che accade quando si altera con un dito il movimento rotatorio uniforme di un disco o di un nastro magnetico, mentre il secondo esprime il rumore caratteristico di un battito rapido. Si tratta in sostanza di due fenomeni strettamente connessi con la tecnica di registrazione e di riproduzione attraverso un nastro magnetico, il cui livello viene mantenuto basso solo con seria difficoltà, soprattutto a causa della adozione di basse velocità di scorrimento del nastro nei moderni registratori. La nota che segue, redatto sulla scorta di un articolo sullo stesso argomento pubblicato su *Electronics World*, chiarisce il loro significato, nonché i principi in base ai quali la loro entità può essere misurata, e quali effetti essi esercitano sulla riproduzione sonora.

In aggiunta ai normali tipi di distorsione che normalmente si riscontrano negli impianti di amplificazione, i registratori magnetici su nastro modulano inevitabilmente i segnali registrati, a seguito di impercettibili variazioni nella velocità di scorrimento del nastro. Questi effetti di modulazione si traducono in variazioni di ampiezza e di frequenza dei segnali riprodotti. Nella maggior parte delle applicazioni — inoltre — la variazione di frequenza costituisce il fenomeno più critico, particolarmente quando si tratta di riprodurre della musica, nei confronti della quale le variazioni stesse risultano maggiormente evidenti.

«Wow» e «Flutter» sono i due termini usati entrambi per identificare delle

variazioni di velocità. Il primo di essi è indubbiamente una parola onomatopeica, in quanto fornisce la sensazione soggettiva del susseguirsi di lente variazioni del timbro, che vengono percepite quando la velocità del nastro varia con frequenze comprese tra 0,5 e 5 Hz. «Flutter» è un secondo termine, anch'esso relativamente onomatopeico, che esprime il verificarsi di rapide vibrazioni: esso identifica infatti le variazioni di velocità del nastro, aventi frequenze comprese tra 5 e 200 Hz.

La compilazione delle caratteristiche specifiche di «Wow» e «Flutter» per una cinquantina di diversi modelli di meccanismi di trascinamento del nastro ha messo in evidenza che undici di essi non denotavano tali fenomeni con alcun livello, uno solo con un livello dello 0,3%,

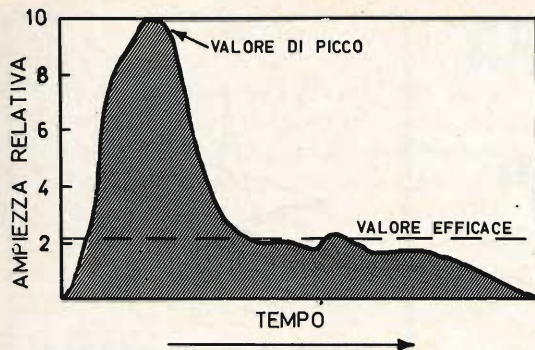


Fig. 1 - Grafico illustrante le relazioni che possono intercorrere tra il valore di picco ed il valore efficace, espressi in funzione dell'ampiezza relativa: in questo caso particolare, il valore efficace è piuttosto basso.

dodici con un livello compreso tra 0,2 e 0,25%, sedici con un livello compreso tra 0,15 e 0,19%, tre con un livello compreso tra 0,1 e 0,14%, e sei con un livello inferiore a 0,09%. Inoltre, per sette di essi il livello dei fenomeni veniva espresso in valore efficace, mentre per uno di essi il livello era stato precisato sia in valore efficace, sia in valore limite di picco.

Le percentuali più elevate risultarono riferite in genere a quei meccanismi di trasporto del nastro che funzionavano con una velocità più bassa, mentre le percentuali inferiori erano generalmente riferite alle meccaniche funzionanti con velocità più elevata, ossia di tipo professionale.

Questa varietà apparentemente notevole di valori complica indubbiamente il problema già di per se stesso complesso, di adattare le caratteristiche intrinseche di un particolare registratore alle esigenze di chi deve farne uso. In ogni caso, almeno per quanto riguarda la riproduzione della musica, è necessario tenere nella dovuta considerazione tre diversi punti di vista. In particolare, ci riferiamo alla natura dei suoni registrati, alle caratteristiche meccaniche del dispositivo di trascinamento, ed alla sensazione acustica percepita dall'ascoltatore. Ciò premesso, appare abbastanza evidente che l'unico di questi tre elementi nei confronti del quale è possibile far qualcosa per diminuire i suddetti inconvenienti è proprio il meccanismo di trascinamento del nastro.

I VALORI EFFICACI E DI PICCO

Entrambi i fenomeni di « Wow » e « Flutter » vengono espressi sotto forma di percentuale, mediante il fattore « K » che può essere espresso mediante la formula che segue:

$$K = 100 \Delta f_0 / f_0$$

nella quale K rappresenta appunto il valore dei fenomeni di « Wow » e « Flutter » in percentuale, f_0 rappresenta la frequenza media, mentre Δf_0 rappresenta la variazione di frequenza.

Un esempio tipico dell'uso di questa espressione matematica è il seguente: se si riproduce un nastro campione sul quale sia stato registrato in precedenza un suono avente la frequenza costante di 3.000 Hz, e se le eventuali variazioni della velocità di scorrimento del nastro facessero variare questa frequenza portandola al valore di 3.003 Hz, in tal caso nella espressione si farebbe uso del valore della variazione di picco della frequenza di 3 Hz, ed il valore risultante del fattore « K » sarebbe pari allo 0,1%, esprimendo in tal modo contemporaneamente l'ammontare dei fenomeni di « Wow » e « Flutter ».

Esistono tre modi ben noti per esprimere l'entità di questi due inconvenienti: il valore efficace, il valore di picco ed il valore istantaneo. Nell'eventualità che l'unica componente che interviene in entrambi sia una tensione di segnale avente una forma d'onda sinusoidale, i valori istantaneo e di picco sarebbero i medesimi, mentre il valore efficace potrebbe essere riferito al primo con un rapporto pari a 0,707. Tale eventualità è però estremamente improbabile, in quanto la forma d'onda della tensione di segnale che ne deriva è assai più facilmente di tipo irregolare, sia per la voce, sia per la musica, e non assomiglia a nessuno dei segnali acustici veri e propri. Se poi il valore efficace viene stabilito semplicemente misurando il valore di picco, che viene poi trasformato in valore efficace tramite la moltiplicazione per il fattore 0,707, si ottiene un errore di misura nei confronti della grandezza variabile.

L'andamento della variazione della velocità del nastro, e l'ampiezza relativa dei segnali che ne derivano, non seguono mai alcuna forma prestabilita, come può

essere quella espressa da un'onda sinusoidale o di forma rettangolare; questi fenomeni non seguono alcuna legge naturale, né si prestano a previsioni di carattere statistico. Per questi motivi, non esistono relazioni matematiche di carattere pratico tra i valori di picco ed i valori efficaci dei fenomeni di « Wow » e « Flutter ».

Quanto sopra potrà essere compreso assai più facilmente osservando le figure 1 e 2. Esse mettono in evidenza che il valore di picco può restare costante, mentre il valore efficace può variare considerevolmente. Nella figura 1 si osserva che il valore efficace è piuttosto basso rispetto alla scala dell'ampiezza relativa, mentre nella figura 2 il valore efficace risulta piuttosto elevato. Questo è tutto ciò che è possibile dire nei confronti dei due valori considerati contemporaneamente.

Nei confronti di un determinato tipo di macchina, è però possibile stabilire una relazione tra il valore di picco ed il valore efficace, sebbene tale relazione possa subire notevoli variazioni a seguito della semplice sostituzione del volano, oppure di un improvviso aumento o di un'improvvisa diminuzione del coefficiente di attrito del meccanismo di frizione, o anche semplicemente a seguito della pulizia dei vari organi di trasporto. In altre parole, il valore efficace **deve** essere misurato, e non può essere né dedotto, né calcolato.

Per poter effettuare la misura dell'entità dei fenomeni di « Wow » e « Flutter », è indispensabile disporre di tre dispositivi, e precisamente di un **nastro di prova** (nastro campione) recante la registrazione di un suono avente una frequenza di valore medio (solitamente dell'ordine di 3.000 Hz), un discriminatore per modulazione di frequenza, ed un voltmetro elettronico con scala tarata in valori efficaci. Il genere di discriminatore adatto a tale scopo deve essere in grado di funzionare con frequenze acustiche fino ad almeno 10 kHz, e deve presentare una caratteristica di funzionamento lineare, con un buon fattore di reiezione nei confronti della portante. Assai spesso — inoltre — il discriminatore viene fatto precedere da uno stadio limitatore, allo scopo di impedire che qualsiasi variazione di ampiezza del segnale possa risul-

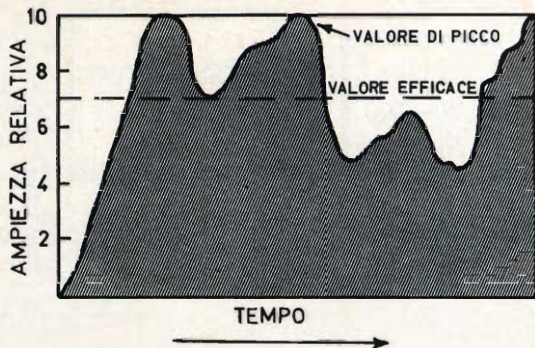


Fig. 2 - In questo secondo grafico, illustrante ancora le relazioni che intercorrono tra il valore di picco e il valore efficace, quest'ultimo è notevolmente maggiore che non nel caso di figura 1.

tare presente all'uscita dello stesso discriminatore.

Il voltmetro da usare deve essere della massima precisione per quanto riguarda le misure in valore efficace, in quanto si tratta di misurare forme d'onda complesse, come sono appunto quelle che si sviluppano a seguito dei due fenomeni ai quali ci riferiamo, nonché i rumori casuali, la voce umana, e gli altri tipi di segnali solitamente riprodotti in occasione della lettura di un nastro.

Un voltmetro da laboratorio di tipo convenzionale viene normalmente progettato in modo da fornire letture espresse in valore efficace, ossia nel valore equivalente in corrente continua, di segnali aventi una forma d'onda sinusoidale, per cui questa limitazione di progetto non può essere superata mediante una semplice taratura. Uno strumento di questo genere non può certamente prestarsi per effettuare la misura precisa dei fenomeni di « Wow » e « Flutter ». Un'altra difficoltà consiste nel fatto che il valore efficace può variare considerevolmente: per la maggior parte, gli strumenti tarati in valori efficaci provocano un aumento della costante di tempo del circuito di misura, a causa della presenza di capacità esterne, che vengono aggiunte solitamente per ottenere da parte dell'indice dello strumento l'indicazione stabile del valore efficace.

I valori di picco dei fenomeni di « Wow » e « Flutter » possono essere misurati invece impiegando un voltmetro per la lettura dei valori di picco, oppure

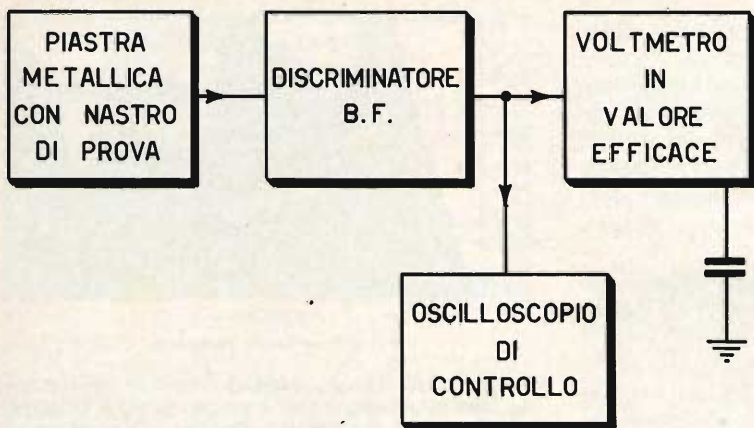


Fig. 3 - Schema a blocchi illustrante il metodo adottato per eseguire la misura della entità dei fenomeni di « Wow » e « Flutter », impiegando un voltmetro tarato in valori efficaci, con controllo oscilloscopico supplementare.

con l'aiuto di un oscilloscopio. Ciò premesso, la **figura 3** illustra un caso tipico nel quale l'entità dei due fenomeni viene misurata prelevando dal meccanismo di trasporto il segnale ottenuto con la riproduzione del nastro campione, facendolo passare attraverso un discriminatore di frequenze del tipo precedentemente citato, e quindi applicando il segnale da quest'ultimo fornito all'ingresso di un voltmetro tarato in valore efficace e, — contemporaneamente — all'ingresso dell'amplificatore verticale di un oscilloscopio.

La **figura 4** illustra invece un metodo mediante il quale è possibile misurare l'entità dei due fenomeni, osservandone la forma d'onda mediante la produzione sullo schermo dell'oscilloscopio delle ben note figure di Lissajous. Infatti, mentre il segnale proveniente dal nastro campione viene applicato all'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio, all'ingresso dell'amplificatore orizzontale di quest'ultimo viene invece applicato un segnale a frequenza costante, proveniente da un apposito generatore di Bassa Frequenza.

In pratica, l'inevitabile inerzia dell'indice di uno strumento a bobina mobile facente parte di un voltmetro elettronico ne limita l'impiego agli effetti della misura dei valori istantanei di picco, per cui conviene ricorrere all'impiego di un registratore del tipo a chimografo, oppure di un oscilloscopio.

I valori istantanei di picco assumono un notevole interesse quando il registratore viene usato a corredo di un « computer ». Infatti, quando si provvede a registrare su nastro una serie di impulsi

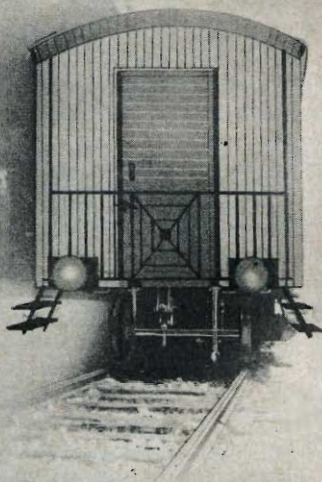
(« bit ») e successivamente il nastro viene riprodotto per applicarne i segnali registrati all'ingresso di un « computer » l'apparecchiatura « interface » viene solitamente sincronizzata con il ritmo di successione degli impulsi suddetti. Il servodispositivo che provvede a mantenere il sincronismo può seguire rapidamente la maggioranza delle componenti dovute appunto ai fenomeni di « Wow » e « Flutter »; tuttavia, una variazione istantanea (rispetto allo spettro delle frequenze in gioco) costituisce nei confronti del servodispositivo il collaudo più rigido. In pratica, la maggior parte dei servodispositivi non è in grado di funzionare quando i segnali transitori sono di notevole entità. Il risultato che ne deriva è che una parte degli impulsi registrati sul nastro viene rapidamente spostata nel tempo, ed i circuiti che decidono se essi appartengono alla categoria « uno » oppure « zero » leggono gli impulsi sbagliati nel momento sbagliato, per cui assumono una decisione errata. Una decisione errata costituisce certamente un errore, ed il numero di errori che si verifica per un determinato numero di impulsi viene definito col termine di **successione di errori** (« errorate »).

A volte, si perde tanto tempo per ridurre questo errore, quanto se ne perde per elaborare il programma del calcolatore, per cui l'entità dei fenomeni di « Wow » e di « Flutter » che caratterizzano quel determinato tipo di registratore in una applicazione del genere può essere piuttosto critica.

A volte, il problema che si presenta non consiste semplicemente nella scelta

ADDIO

vecchio concetto
di scatole di montaggio



SCOPRITECI

SIAMO

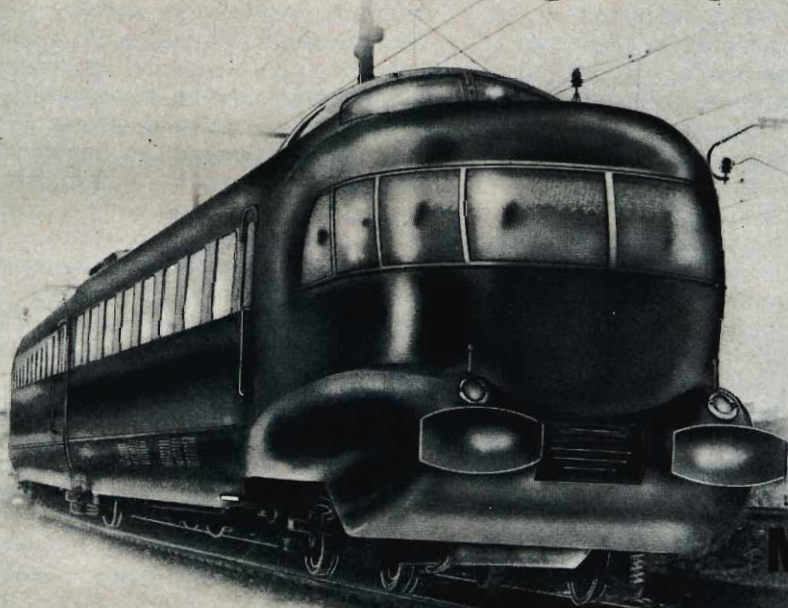
LE

NUOVE

SCATOLE

DI

MONTAGGIO



Per insegnanti, inventori,
hobbisti esigenti,
principianti, vere
costruzioni elettroniche



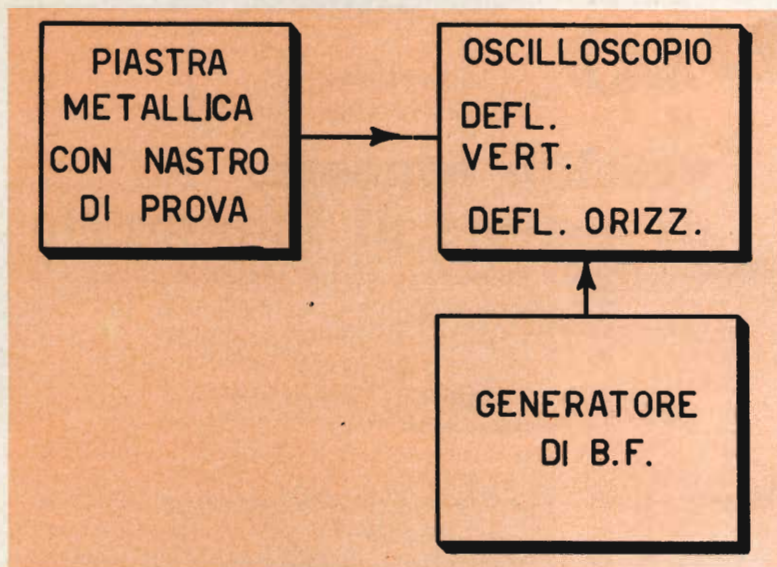


Fig. 4 - Misura dei fenomeni di « Wow » e « Flutter » mediante il metodo delle figure di Lissajous, con l'aiuto di un generatore di Bassa Frequenza.

del tipo di registratore che si deve acquistare, oppure nel controllarne le caratteristiche, ma soltanto nell'effettuare la diagnosi e la riparazione. In tali casi, l'esame tramite le figure di Lissajous può rivelarsi assai utile. In questo caso specifico, le apparecchiature necessarie consistono semplicemente in un generatore di Bassa Frequenza e in un oscilloscopio, disposti nel modo illustrato alla citata figura 4.

Ciò premesso, non resta che registrare un suono avente una determinata frequenza acustica, per poi riprodurla applicandone il segnale all'ingresso dell'amplificatore di deflessione verticale dell'oscilloscopio. L'uscita del generatore di Bassa Frequenza può invece essere collegata direttamente alle placchette di deflessione orizzontale del tubo a raggi catodici. Un po' di pratica eseguita nei confronti di questo tipo di misura permetterà rapidamente di stabilire a quale tipo di movimento il diagramma ottenuto può essere attribuito. La misura del valore di picco e del valore istantaneo può essere effettuata con buona approssimazione, misurando le caratteristiche geometriche dell'oscillogramma ottenuto.

REALIZZAZIONE ED IMPIEGO DEI NASTRI CAMPIONE

Per effettuare la misura dell'entità dei fenomeni di « Wow » e « Flutter », sono

disponibili in commercio appositi nastri di prova, adatti alle normali piastrine di trascinamento del nastro. Un secondo metodo può però essere realizzato facilmente, provvedendo in forma autonoma a registrare un nastro di prova.

La registrazione di un nastro di prova, il suo riavvolgimento, e la successiva riproduzione sulla medesima piastra di trasporto del nastro, per eseguire direttamente la misura dei due fenomeni fornisce dei dati che costituiscono indubbiamente una valutazione delle caratteristiche di funzionamento del registratore. Tuttavia, i valori che si ottengono non sono altro che il risultato dell'addizione casuale dei due diversi diagrammi dovuti ai due fenomeni, in registrazione ed in riproduzione, per cui il risultato non può essere considerato come l'indicazione delle caratteristiche di funzionamento del registratore in senso assoluto. Ad esempio, può accadere che — presto o tardi — una variazione di picco verificatasi durante la registrazione può raggiungere la testina di lettura nel medesimo istante in cui si verifica la variazione di picco in fase di riproduzione. In tal caso, la variazione di picco misurata corrisponde alla somma delle due variazioni, e — se entrambe si verificano nel medesimo senso — il valore letto risulta notevolmente maggiore. Se le due grandezze in gioco fossero eguali e di segno contrario, si neutralizzerebbero a vicenda,

denotando apparentemente uno stato di perfezione che in pratica non sussiste.

Gli effetti dovuti alla presenza dei fenomeni di « Wow » e « Flutter » in registrazione possono essere notevolmente ridotti usando un nastro di prova registrato con una velocità di scorrimento del nastro assai più elevata rispetto alla velocità di riproduzione. Ad esempio, se si registra un suono avente la frequenza di 192 kHz, con una velocità del nastro di 120 pollici al secondo (304,8 cm/s) si otterrebbe la registrazione indiretta di un suono avente la frequenza di 3 kHz, riproducendo il nastro con una velocità di scorrimento pari ad 1 pollice e 7/8 al secondo (ossia 4,76 cm/s): in tal modo, si otterrebbe la riduzione dei due fenomeni, in fase di registrazione, alla sessantaquattresima parte. Di conseguenza, l'eventuale frequenza « Flutter » di 16 Hz, registrata con una velocità di scorrimento del nastro di 304,8 cm/s, assumerebbe il valore di 0,25 Hz, riproducendo il nastro alla velocità di 4,76 cm/s. L'uso di un nastro di prova di questo tipo consente quindi di ottenere dati assai precisi per quanto riguarda le caratteristiche del registratore in senso assoluto, fatta eccezione per gli inevitabili errori dovuti alle tolleranze degli strumenti impiegati.

Le misure dei fenomeni citati, eseguite registrando e riproducendo il segnale di prova contemporaneamente, possono però portare a risultati assai errati, a causa delle relazioni che intercorrono fra la velocità del nastro e la distanza che sussiste fra le testine di registrazione e di lettura. Sotto questo aspetto, la **figura 5** è un grafico che illustra ciò che accade nei confronti di una meccanica di tra-

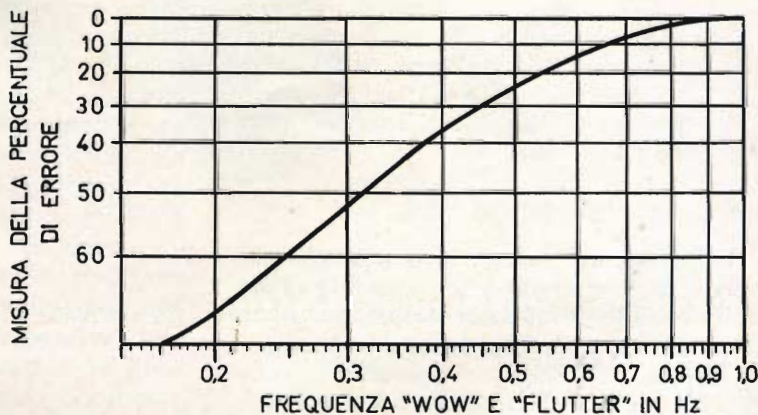
sporto del nastro funzionante con una velocità di scorrimento di 3 pollici e 3/4 al secondo (pari a 95,2 cm/s) e con una distanza di 1 pollice (25,4 mm) tra le due testine: in tal caso, si determina un errore pari al 20%, con una frequenza « Wow » pari a 0,55 Hz. Ciò è vero in quanto la frequenza parte in corrispondenza della testina di registrazione con una deviazione pari a zero, indipendentemente dalle eventuali variazioni della velocità di scorrimento del nastro, e può invece variare soltanto dell'ammontare consentito dall'intervallo di tempo che intercorre tra l'istante in cui ha luogo la registrazione, e l'istante in cui ogni punto del nastro raggiunge la testina di lettura.

Le misure di una certa precisione sono possibili soltanto per pochissime frequenze, quando il suono viene registrato e riprodotto simultaneamente. Tali frequenze possono essere determinate in primo luogo dividendo la distanza presente tra le testine per la velocità del nastro, il che consente di calcolare la durata dell'intervallo di tempo che si verifica appunto per il passaggio del nastro tra le due testine. Ciò premesso, è possibile eseguire misure abbastanza precise quando il tempo che trascorre tra la registrazione di un suono e la sua lettura equivale alla quarta parte oppure a tre quarti del periodo di tempo identificato dalla frequenza « Flutter » o ad un multiplo di tali valori.

EFFETTI DEL MECCANISMO DI TRASCINAMENTO

Agli effetti del controllo dei fenomeni di « Wow » e « Flutter » la maggior parte

Fig. 5 - Grafico illustrante l'errore di misura derivante dalla registrazione e riproduzione simultanea con una velocità di scorrimento del nastro pari a 95,2 cm/s, e con una distanza di 25,4 mm tra la testina di registrazione e quella di lettura.



dei registratori su nastro di tipo domestico dipendono dalla stabilità dell'ampiezza e della frequenza della tensione di rete attraverso la quale essi vengono alimentati.

Nella maggior parte dei modelli, si fa uso di un motore ad induzione per azionare un sistema di pulegge e di cinghie o di ruote di frizione con guarnizione circolare di gomma. Il controllo dei due fenomeni considerati, nei registratori di questo tipo, dipende notevolmente dalla rotondità delle varie ruote di trasmissione, dalla levigatezza e dalla scorrevolezza dei cuscinetti e delle bronzine, dalla pulizia delle superfici di attrito, nonché dalla stabilità della tensione e della frequenza di alimentazione.

Diversi altri sistemi sono stati elaborati per ridurre le variazioni della velocità di scorrimento del nastro, tra i quali il più efficace è indubbiamente quello che ricorre all'impiego di un motore sincrono, la cui velocità di rotazione dipende esclusivamente dalla frequenza della tensione alternata di rete, mentre è insensibile alle variazioni di ampiezza. Nei casi in cui le caratteristiche della tensione alternata di rete non sono adeguate, il motore sincrono viene eccitato mediante un amplificatore di Bassa Frequenza, all'ingresso del quale viene applicato un segnale prodotto da un diapason, funzionante esattamente sulla frequenza necessaria, oppure da qualsiasi altro generatore di frequenza assai preciso.

Quando la velocità del nastro e gli stessi fenomeni di « Wow » e « Flutter » sono particolarmente critici, si ricorre sovente all'impiego di un sistema particolare, mediante il quale la velocità di rotazione del rullo di trascinamento (« capstan ») viene controllata in continuità confrontandola con una frequenza campione: in tal caso, se si verificano delle variazioni, varia in conformità la velocità di trascinamento del nastro.

CIO' CHE L'ORECCHIO ODE

Il timbro dei suoni riprodotti, che dipende dal contenuto e dal rapporto quantitativo delle frequenze armoniche, risulta virtualmente indipendente dai fenomeni di « Wow » e « Flutter » in quanto le relative frequenze variano ciascuna con una

percentuale pressoché costante. Le variazioni di ampiezza agli effetti del volume non vengono solitamente percepite dall'orecchio e — sotto questo aspetto — le esperienze pratiche hanno dimostrato che il grado di variazione di ampiezza che si ottiene di solito non è particolarmente fastidioso. Svolgendo ulteriori analisi e ricerche, possiamo constatare che il timbro ed il volume, considerati in funzione dei due fenomeni ai quali ci riferiamo, non contribuiscono in modo significativo a compromettere l'ascolto. Nel medesimo tempo, sappiamo però anche che il timbro vero e proprio, così come viene determinato dalla frequenza, subisce indubbiamente delle variazioni, le quali possono essere sgradevoli per l'ascoltatore.

Alcuni individui particolarmente dotati sono in grado di identificare il nome della scala musicale di una determinata nota che hanno occasione di udire, ed altri sono perfino in grado di produrre con la propria voce una nota specifica, senza riferirsi ad un suono di confronto. Tali attitudini vengono a volte definite come « sensibilità assolute » e costituiscono una prerogativa tutt'altro che comune.

Ciò premesso, non è indispensabile essere in possesso di tale sensibilità per poter percepire un fenomeno di « Wow ». È stato infatti possibile dimostrare che anche gli individui piuttosto insensibili al timbro sono facilmente in grado di percepire le variazioni di frequenze dovute ai due fenomeni e — per questo motivo — ciascun individuo può essere considerato come il giudice più autorevole per esprimere fino a qual punto questi fenomeni sono tollerabili o intollerabili.

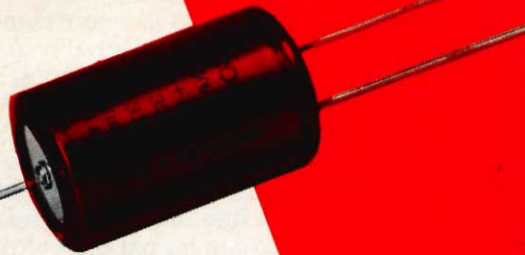
Il suono proveniente da un determinato brano musicale può non consentire l'indicazione accurata delle caratteristiche di funzionamento di un determinato registratore, in quanto il materiale registrato per ottenerne la riproduzione sui registratori destinati ad un impiego domestico solitamente proviene da una registrazione eseguita a seguito della duplicazione di un primo nastro. Ciò significa che gli effetti delle variazioni delle velocità dovuti alla prima registrazione si sommano o si sottraggono rispetto agli effetti derivanti dalle caratteristiche del secondo registratore, provocando variazioni degli

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di

condensatori elettrolitici

FACON

per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C



Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche



FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

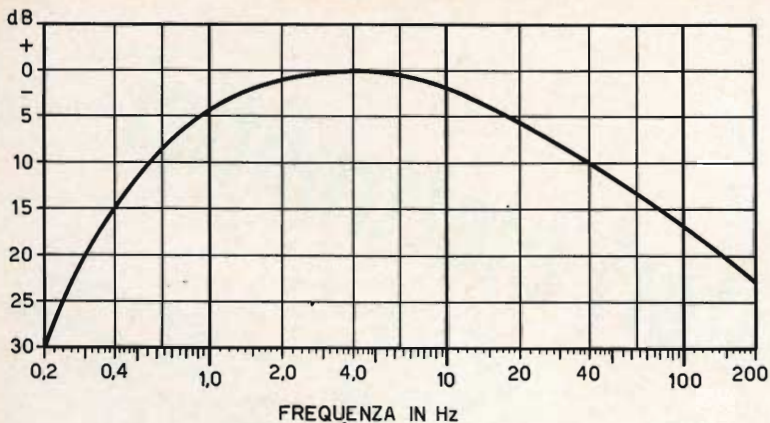


Fig. 6 - Grafico illustrante la curva di valutazione stabilita dalla NAB, per la misura del « Flutter ».

stessi fenomeni che possono essere in fase (sommandosi) o sfasati (sottraendosi a vicenda).

Tali interazioni tra un registratore ed un altro determinano inevitabilmente un aumento delle variazioni di picco della frequenza: questo è il motivo per il quale la duplicazione multipla di un nastro determina la presenza di fenomeni di « Wow » e « Flutter » che possono risultare addirittura intollerabili. Per questa ragione, nella maggior parte dei casi la duplicazione commerciale eseguita da parte degli studi di registrazione viene effettuata con velocità di scorrimento del nastro assai maggiore di quella di riproduzione, il che determina una notevole riduzione dei due inconvenienti in fase di riproduzione. Ciò risulterà assai più evidente effettuando la riproduzione di un nastro duplicato da un altro registratore a nastro di tipo domestico, nel quale caso i due fenomeni da noi più volte citati in questa nota risultano assai più evidenti.

I problemi inerenti all'incostanza della velocità di scorrimento del nastro diventeranno ancora più pronunciati in un prossimo futuro, in quanto sussiste la tendenza a ridurre ulteriormente la velocità di trasporto del nastro, e ciò sia per aumentare l'autonomia delle bobine, sia per diminuire il consumo del nastro stesso dovuto all'attrito, sia grazie ai miglioramenti che vengono conseguiti agli effetti della qualità dei componenti usati per la realizzazione dei registratori. Per concludere, indipendentemente dal modo col quale questi problemi vengono risolti, occorre tuttavia considerare che la presenza di tanto in tanto di sgradevoli sensazioni che possono verificarsi a causa dei due

fenomeni può essere considerata come il minimo contributo che occorre pagare per compensare gli altri numerosi vantaggi derivanti dall'impiego di un registratore magnetico a nastro.

Il lettore di questo articolo potrà infine apprendere con interesse ciò che la NAB (National Association of Broadcasters) ha stabilito per quanto riguarda le apparecchiature di tipo professionale. Secondo i dati da essa forniti, con una frequenza del segnale registrato di 3.000 Hz, e con una velocità di scorrimento del nastro di 7 pollici e mezzo al secondo (pari a 190,5 cm/s) il valore efficace del fenomeno « Flutter » non deve superare lo 0,20%; con una velocità di scorrimento di 3 pollici e 3/4 (pari a 95,2 cm/s) non deve superare lo 0,25%. Tali misure devono essere rilevate entro una gamma di frequenze compresa tra 0,5 e 200 Hz, usando uno strumento indicatore in grado di fornire la lettura diretta del valore efficace di correnti alternate di forma d'onda sinusoidali. La NAB precisa inoltre una misura valutata del « Flutter » assai più conforme alla sensibilità dell'orecchio umano. Per eseguire questa misura « valutata » è necessario ricorrere all'impiego di un circuito avente la curva tipica di responso illustrata nel grafico di **figura 6**, che deve essere inserito immediatamente all'ingresso dello strumento di cui sopra. Ciò premesso, il massimo contenuto del fenomeno « Flutter » deve essere limitato al valore di 0,07% per una velocità di 7 pollici e mezzo al secondo (190,5 cm/s) ed al valore di 0,1% per una velocità di 3 pollici e 3/4 al secondo (pari a 92,5 cm/s).

AMPLIFICATORI HI-FI DI POTENZA DA 20.... 70 W

Considerazioni di progetto

prima parte

ALTA
FEDELTA'

Iniziamo la descrizione di alcuni interessanti progetti di amplificatori di bassa frequenza Hi-Fi capaci di dare considerevoli valori di potenza d'uscita. Questi amplificatori possono adattarsi a sistemi di riproduzioni mono e stereofonica. Il progetto di questi amplificatori è stato realizzato nei laboratori di applicazione della SGS e della RCA.

Sono anni e anni che si cerca di eliminare dallo stadio in controfase degli amplificatori di bassa frequenza di potenza, il trasformatore. Gli svantaggi dovuti all'impiego del trasformatore nello stadio di potenza sono noti e possono così essere riassunti: aumento del peso e dell'ingombro dell'amplificatore, aumento del costo del medesimo, criticità della curva di risposta ed infine difficoltà di ottenere potenze elevate con bassi valori di distorsione. Negli amplificatori di bassa frequenza a valvole, la tendenza ad eliminare il trasformatore di uscita ha trovato un forte ostacolo (fatte poche eccezioni) sia a causa del valore **elevato** della resistenza interna del circuito, sia a causa del **basso** valore della impedenza dei normali altoparlanti. Sotto questo punto di vista, l'introduzione dei transistori presenta innegabili vantaggi in quantoché, essendo essi alimentati da tensioni più basse, permettono di avere anche resistenze di carico con valori più bassi. Questa condizione è particolarmente

favorevole negli amplificatori di potenza a transistori i quali, come è noto, posseggono una resistenza interna molto bassa e permettono quindi di collegare o accoppiare **direttamente** altoparlanti con impedenze comprese tra $4 \div 15 \Omega$.

Stadi finali complementari e quasi-complementari

Rispetto alla sorgente di alimentazione in corrente continua, i due transistori di uno stadio finale controfase possono essere collegati o in serie o in parallelo. Nei progetti di cui ci occuperemo, i transistori finali dello stadio controfase risultano sempre collegati in serie rispetto alla tensione di alimentazione in continua (fig. 1). In questi circuiti, l'impedenza di carico R_L risulta normalmente collegata tra **un punto di simmetria** dello stadio finale (A) ed un polo della batteria. Questa resistenza di carico R_L (altoparlante), viene collegata al punto di sim-

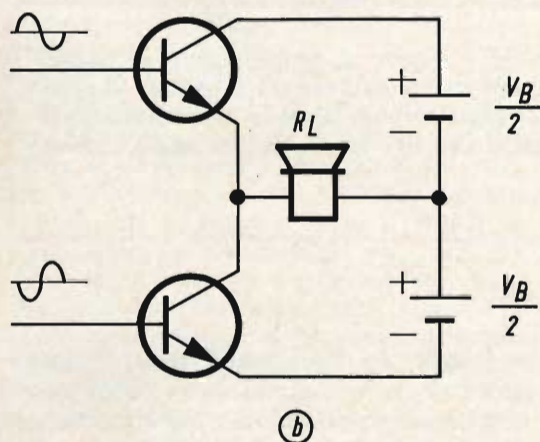
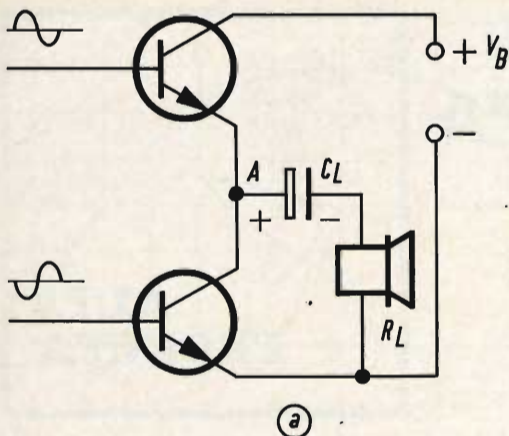


Fig. 1 - a) Stadio finale in controfase senza trasformatore di uscita nel quale i due transistori finali sono collegati in serie rispetto alla tensione di alimentazione.

b) A differenza della figura 1a nella quale l'altoparlante è collegato al punto di simmetria A tramite il condensatore di accoppiamento C_L , l'altoparlante viene collegato direttamente ad una presa intermedia della tensione di alimentazione dimezzata.

metria A, tramite un condensatore di elevata capacità C_L , il quale, nello stesso tempo, esplica la funzione anche di **immagazzinatore di energia** in quanto provvede a immettere nel carico l'energia contenuta nella seconda semionda del segnale. Il suddetto condensatore può essere anche eliminato nel caso si abbia la possibilità di ripartire la tensione di alimentazione della batteria come indicato in fig. 1b.

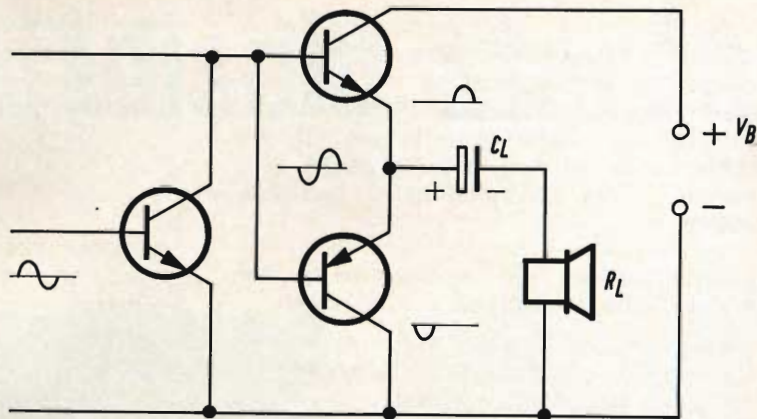
Ovviamente, il circuito indicato nelle figure 1a e 1b vale anche per i transistori PNP, nel qual caso, è sufficiente invertire le polarità della tensione di alimentazione.

Per gli stadi finali in controfase « senza ferro » (e cioè senza trasformatore di uscita) esistono anche altre possibilità circuitali oltre quelle specificate nelle figure 1 e 1b, nelle quali i due transistori sono della **stessa polarità**. Per esempio, nel circuito di fig. 2 viene impiegata una **coppia di transistori complementari**, e cioè, un transistor di tipo PNP accoppiato ad un transistor di tipo NPN. In questo caso, il pilotaggio in controfase dello stadio finale è automatico ed è dovuto alla polarità opposta dei transistori impiegati. Ciò fa risparmiare il convenzionale invertitore di fase che dovrebbe, in caso contrario, precedere lo stadio finale in controfase. Uno stadio finale siffatto incontra attualmente difficoltà dovute sia al costo elevato di una coppia di transistori al silicio complementari sia al fatto che difficilmente si riesce ad avere da una suddetta coppia identiche prestazioni. Si deve infine tener presente che fino a poco tempo fa i transistori al silicio PNP presentavano difficoltà tecnologiche e quindi erano abbastanza costosi. Per questi motivi, uno stadio finale in controfase a transistori senza trasformatore viene ancora oggi dimensionato in maniera da avere nello stadio finale in controfase vero e proprio, una coppia di transistori della stessa polarità e cioè o PNP o NPN mentre nello stadio sfasatore, e cioè, nello stadio che provvede al pilotaggio dello stadio finale in controfase si preferisce impiegare una coppia di transistori complementari non di potenza (fig. 3). Uno stadio finale siffatto viene chiamato **quasi-complementare**. Ovviamente sia lo stadio complementare vero e proprio di fig. 2, che quello quasi-complementare di fig. 3 possono fare a meno del condensatore di accoppiamento per l'altoparlante qualora la tensione di alimentazione venga ripartita come indicato nella fig. 1b.

Vantaggi derivati dall'impiego dei transistori al silicio negli stadi finali di potenza

L'impiego dei transistori al silicio negli stadi finali di potenza degli amplificatori

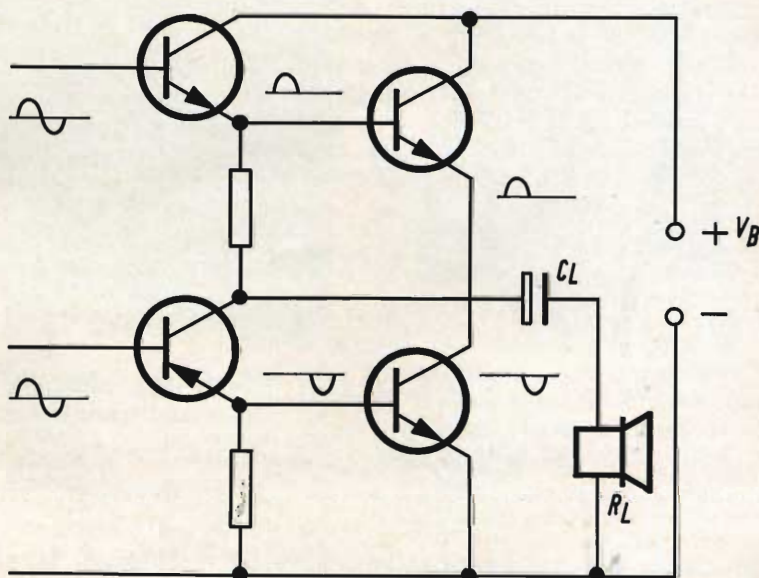
Fig. 2 - Stadio finale complementare.



Hi-Fi è divenuto attualmente una necessità a causa del basso valore di frequenza a cui lavorano gli attuali transistori al germanio. Questa limitazione di frequenza, causa rotazioni di fase nella parte più alta delle frequenze trasmesse con conseguente maggiore sovraccarico dei transistori medesimi. Con i transistori al germanio non è possibile quindi spingersi molto in alto con le frequenze riproducibili anche perché proporzionalmente aumenta considerevolmente anche la distorsione. Anche i transistori al germanio ottenuti con il processo di diffusione non possono lavorare oltre le frequenze-limite di $18 \div 20$ kHz in quanto anch'essi verrebbero eccessivamente sovraccaricati.

Con i transistori al silicio le cose cambiano completamente in quanto è noto che la **frequenza di taglio** dei transistori al silicio di potenza è molto elevata, ed inoltre, a parità di involucro metallico (contenitore), i transistori al silicio forniscono una potenza maggiore. Ciò permette di avere una eccellente stabilità nei confronti della temperatura e inoltre, di accoppiare in corrente continua tutti gli stadi dell'amplificatore. Questo accoppiamento diretto (in c.c.) tra i vari stadi oltre che fare risparmiare un numero considerevole di componenti, semplifica anche il circuito di contoreazione in quanto, data l'elevata frequenza a cui possono lavorare questi transistori, non esistono rotazioni di fase alle basse e alle alte

Fig. 3 - Stadio finale quasi-complementare.



frequenze, e di conseguenza, non si richiedono, a queste frequenze, particolari circuiti di compensazione dell'anello di controreazione. Infine, l'accoppiamento in c.c. tra i vari stadi consente una migliore riproduzione dei toni bassi a causa della mancanza dei condensatori di accoppiamento.

Alcune formule per il progetto di uno stadio finale controfase a transistori

Le formule che qui sotto riportiamo valgono per gli stadi finali in controfase nei quali i transistori sono collegati **in serie** rispetto alla sorgente di alimentazione e l'altoparlante viene accoppiato mediante condensatore.

A causa della mancanza del trasformatore di uscita non è più possibile scegliere liberamente il valore della resistenza di carico, che in questo caso, sarebbe l'impedenza dell'altoparlante. Il carico viene quindi a trovarsi in una relazione ben definita rispetto sia alla tensione di alimentazione sia alla potenza d'uscita richiesta. Anche la tensione **alternata** all'uscita dell'amplificatore non può più essere **trasformata** in un valore che non dipenda dalla tensione di alimentazione. Infatti, il valore massimo di cresta di questa tensione alternata è dato:

$$V_{\max} = \frac{V_B}{2} - V_{CE \min} \quad (1)$$

La tensione **perduta** $V_{CE \min}$ è costituita dalla tensione di saturazione del transistoro $V_{CE \text{ sat}}$, più la caduta di tensione che si ha ai capi del resistore di emettitore. Per conoscere il valore di questa tensione è necessario conoscere innanzitutto la **corrente di collettore** che ci si dovrà aspettare. Quest'ultima è data dalla relazione:

$$I_c \approx \frac{V_B}{2 \cdot R_L}$$

In base alla formula (1), e conoscendo l'impedenza dell'altoparlante, è possibile calcolare il valore di cresta massimo della corrente alternata, e cioè:

$$i_{\max} = \frac{V_{\max}}{R_L} = \frac{V_B - 2 \cdot V_{CE \min}}{2 \cdot R_L} \quad (2)$$

ed inoltre, è possibile calcolare anche la

massima **potenza di uscita** a pieno pilotaggio (e cioè la potenza che si ha prima dell'inizio del taglio dell'onda sinusoidale di prova). Questa potenza è data da:

$$P_u = \frac{1}{2} \cdot v_{\max} \cdot i_{\max} = \frac{v_{\max}^2}{2 \cdot R_L} \quad (3)$$

Questa potenza di uscita si ottiene quando si applicano **segnali di forma sinusoidale**.

Sostituendo l'espressione (1) nella espressione (3) si ha:

$$P_u = \frac{\left(\frac{V_B - 2 \cdot V_{CE \min}}{2} \right)^2}{2 \cdot R_L} = \left(\frac{V_B - 2 \cdot V_{CE \min}}{8 \cdot R_L} \right)^2 \quad (4)$$

La potenza di uscita con distorsione uguale al 10% può essere del 20 ÷ 30% più elevata.

Mediante normali trasformazioni della (4), è sempre possibile, note due grandezze, ricavare la terza non nota. Per esempio, volendo conoscere **la resistenza di carico** avremo:

$$R_L = \frac{(V_B - 2 \cdot V_{CE \min})^2}{8 \cdot P_u} \quad (5)$$

$$V_{B \min} = \sqrt{8 \cdot P_u \cdot R_L} + 2 \cdot V_{CE \min} = 2,83 \cdot \sqrt{P_u \cdot R_L} + 2 \cdot V_{CE \min} \quad (6)$$

Per essere sicuri che i transistori dello stadio finale non vengano sovraccaricati è necessario conoscere i loro massimi dati di funzionamento ammissibili. Per esempio, il valore massimo ammissibile della **corrente di emettitore** è dato da:

$$I_E \approx \frac{V_B}{2 \cdot R_L} \quad (7)$$

La **tensione inversa di collettore** $V_{CE 0}$ del transistoro deve essere almeno:

$$V_{CE 0 \min} = \frac{1,15 \cdot V_B}{2} \quad (8)$$

Anche la massima dissipazione non

il cambiadischi stereo più



CAMBIADISCHI STEREO ELAC MOD. MIRACORD 610

Cambiadischi stereo HI-FI completamente automatico, con possibilità d'impiego come giradischi a funzionamento continuo • 4 velocità • Motore asincrono a quattro poli • Braccio in lega leggera • Pressione d'appoggio regolabile da 0 a 6 g • Dispositivo di compensazione antiskating • Comandi a tasto • Completo di cartuccia STS 244-17 • Alimentazione 110 ÷ 220 V - 50/60 Hz • Peso del piatto 1,3 kg • Dimensioni 340 × 270 mm



**nuovissimo
pratico
completo**

N. G.B.C. RA/0594-00

IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE

G.B.C.
Italiana

IN ITALIA.

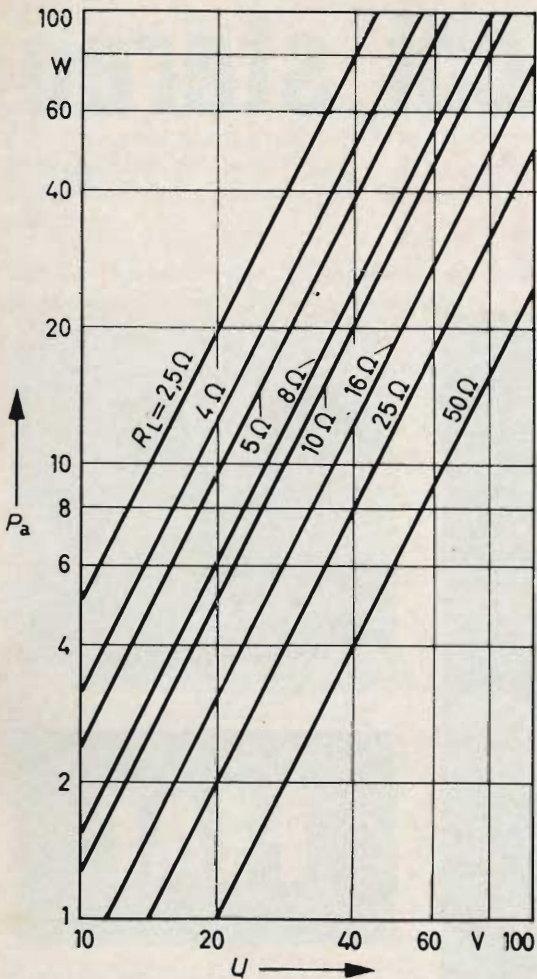


Fig. 4 - Diagramma mediante il quale è possibile conoscere la potenza di uscita (P_a), la resistenza di carico (R_L) e la tensione di alimentazione (U).

può essere sorpassata. La **massima potenza dissipata** ammissibile per ogni transistorore è data da:

$$P_{tot} \approx \frac{\left(\frac{V_B}{2}\right)^2}{\pi^2 \cdot R_L} = \frac{V_B^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L} \quad (9)$$

Interessanti sono senz'altro ancora due fattori che influiscono sui limiti di frequenza dello stadio finale. Perciò che riguarda il limite **inferiore** di frequenza (f_{inf}), il fattore influenzante è rappresentato principalmente dal condensatore di

accoppiamento C_L . La capacità di questo ultimo si calcola con la formula:

$$C_L \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{inf} \cdot R_L} \quad (10)$$

Perciò che riguarda il limite **superiore** di frequenza, il fattore determinante è principalmente la frequenza-limite del transistorore impiegato. La **frequenza di transito** f_T richiesta dai transistorori, per un determinato valore della frequenza superiore della banda trasmessa f_o (senza controreazione), è data da:

$$f_{Tmin} \approx h_{fe} \cdot f_o \quad (11)$$

nella quale h_{fe} rappresenta l'amplificazione in corrente alternata del transistorore alla frequenza di 1 kHz.

Precauzioni da prendere

Osservando attentamente l'espressione (4) si vede che diminuendo la resistenza di carico R_L e rimanendo invariate le altre grandezze, la potenza di uscita tende ad aumentare. Ciò significa che non sono ammessi e sono quindi da evitare i cortocircuiti dei morsetti di uscita dell'amplificatore. D'altra parte è anche vero che, variando di poco la tensione di alimentazione oppure la resistenza di carico e mantenendo invariate le altre grandezze è possibile variare entro ampi limiti, il livello della potenza di uscita. Una diminuzione della potenza di uscita ottenuta aumentando semplicemente il valore della resistenza di carico e mantenendo invariate le altre grandezze non è consigliabile in quanto il transistorore verrebbe sovraccaricato in seguito a sovrappilottaggio. In questi casi è più opportuno diminuire la tensione di alimentazione, a patto però che si riporti al valore primitivo la corrente di riposo.

Per una valutazione immediata dei vari parametri può servire il diagramma riportato nella figura 4. Nel diagramma la lettera U non indica la tensione di alimentazione, bensì:

$$U = V_B - 2 \cdot V_{CEmin}$$

Volendo conoscere la tensione di alimentazione, è necessario aumentare il valore di tensione letto (V) nella misura di $2 \cdot V_{CEmin}$.

(continua)



**SERVIZIO
RADIO-TV**

LA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

a cura di P. Soati

FEDELTA' ACUSTICA - MODULAZIONE DI FASE

Si definisce fedeltà acustica di un ricevitore a modulazione di frequenza, la sua attitudine a riprodurre fedelmente nello spazio l'emissione sonora corrispondente alla modulazione dei segnali applicati all'ingresso del ricevitore stesso. Essa viene determinata rilevando la risposta acustica, la caratteristica di direzione acustica e la caratteristica di distorsione non lineare acustica.

Le suddette caratteristiche devono essere rilevate nello spazio libero, oppure in un locale abbastanza assorbente impiegando un microfono a pressione, del quale sia nota la sensibilità e la curva di taratura in campo libero, o meglio ancora usando un misuratore di livello.

La figura 1 si riferisce alla disposizione degli apparecchi durante le misure. In ge-

nere si preferisce disporre il generatore di segnali RF, al di fuori del locale dove si esegue la misura, collegandolo all'antenna fittizia mediante un cavo a minima perdita.

RISPOSTA ACUSTICA GLOBALE

La risposta acustica globale di un ricevitore indica il livello di pressione alla frequenza di 400 Hz prodotto in un dato punto dello spazio dal suo, o dai suoi altoparlanti, in funzione della frequenza di modulazione del segnale.

Il segnale a radio frequenza modulato a 400 Hz, 30% dovrà essere applicato all'ingresso del ricevitore mediante l'antenna fittizia: il microfono sarà posto a 50 cm di distanza di fronte all'apparecchio.

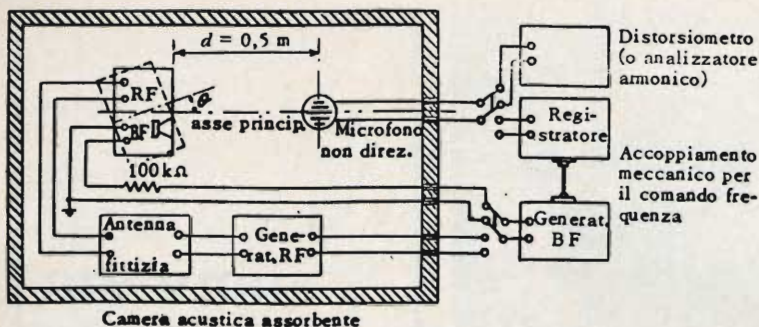


Fig. 1 - Disposizione degli apparecchi di misura per ottenere le curve di risposta della fedeltà acustica.

Per eseguire la misura si accorderà il ricevitore nella posizione di minima distorsione ed in modo che il segnale di ingresso, modulato in frequenza, abbia una tensione di 0,55 V per ingresso a 75 Ω, e di 1,1 mV per ingresso a 300 Ω.

Il regolatore del volume dovrà essere disposto in modo che la tensione a 400 Hz, presente ai capi dell'altoparlante, sia inferiore di 10 dB alla tensione misurata sul carico fittizio per la massima potenza elettrica utilizzabile (sul modo di eseguire questa misura parleremo trattando della distorsione non lineare elettrica di BF).

Qualora si verificano dei fenomeni di saturazione o di sovraccarico, nella parte elettrica od acustica dell'apparecchio, in qualche punto della gamma sotto controllo, si dovrà scegliere una tensione di ingresso più bassa che sarà indicata nel resoconto delle misure.

Se esistono dei regolatori di tono essi dovranno essere predisposti per la massima banda passante.

Si fa quindi variare la frequenza di modulazione entro la gamma di frequenze

acustiche desiderate, generalmente da 20 Hz a 20 kHz o, nelle peggiori delle ipotesi da 50 Hz a 15 kHz, mantenendo costante al 30% la profondità di modulazione.

Se si usano dei dispositivi di registrazione meccanica il tempo di esplorazione dovrà essere di almeno 10 s per decade.

I risultati della misura dovranno essere riportati su un grafico, del quale in figura 2 diamo un esempio, in cui sulle ascisse è indicata, in scala logaritmica, la frequenza di modulazione del segnale e sulle ordinate, in scala lineare, il livello relativo della pressione sonora, espresso in decibel.

Sul grafico dovrà essere indicato, come mostra la figura 2, il valore assoluto della pressione sonora a 400 Hz espressa in N/m^2 o in $dine/cm^2$, oppure il livello in decibel della pressione sonora riferito alla pressione di $2,10^{-5} N/M^2$ (graduale a $2,10^{-4} dine/cm^2$). Inoltre si indicheranno la tensione e la frequenza della portante, la profondità di modulazione e la posizione degli eventuali regolatori di tono.

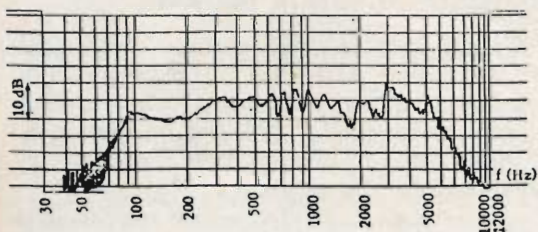


Fig. 2 - Esempio di curva di risposta globale. p 400 Hz $N/m^2 = 0,485$ $dine/cm^2 = 4,85$ V_{ing} 0,55 mV $f = 94$ MHz $f_m = 22,5$ kHz ($m = 30\%$).

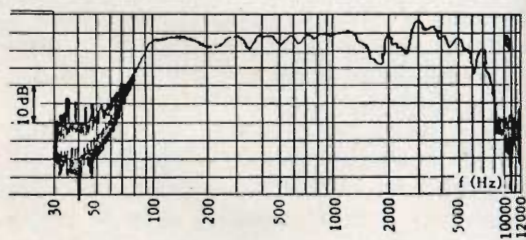


Fig. 3 - Curva di risposta acustica di bassa frequenza. Condizioni di misura p 400 Hz $N/m^2 = 4,85$ $dine/cm^2$ $V_{entr} = 50$ mV.

RISPOSTA ACUSTICA DI BASSA FREQUENZA

La risposta acustica di bassa frequenza di un ricevitore FM è la caratteristica del livello di pressione sonora, riferito sempre alla pressione di 400 Hz, prodotto in un determinato punto dello spazio dal suo sistema di altoparlanti, in funzione della frequenza del segnale.

Il microfono dovrà essere identico a quello descritto nel capitolo precedente e collocato a 50 cm dall'apparecchio.

Il metodo di misura è simile a quello descritto per la misura precedente.

Il generatore di bassa frequenza, dovrà fornire una tensione d'ingresso normale (ad esempio 500 mV) molto costante e si farà variare la frequenza di modulazione sulla gamma 20 Hz - 20 kHz (oppure 50 Hz - 15 kHz, a seconda del tipo di ricevitore sotto controllo).

Il regolatore del volume sarà disposto, come nel caso precedente, per una tensione a 400 Hz, ai capi dell'altoparlante, inferiore di 10 dB rispetto a quella misurabile sul carico fittizio per la massima potenza utilizzabile.

I regolatori di tono, saranno predisposti per la massima banda passante, ed eventualmente, nei ricevitori di classe elevata, in altre posizioni, indicandolo sul grafico.

L'espressione dei risultati, come è mostrato in figura 3, sarà effettuata con le stesse modalità seguite per la misura della risposta acustica globale.

Sul grafico si dovrà indicare: il valore assoluto della pressione sonora a 400 Hz, espressa in N/m^2 o in $dine/cm^2$, oppure il livello della pressione sonora in decibel riferito alla pressione di $2,10^{-5} N/m^2$ (uguale a $2,10^{-4} dine/cm^2$) la tensione di entrata, a monte del resistore da 100 $k\Omega$, e la posizione dei regolatori di tono.

DIRETTIVITÀ ACUSTICA O CARATTERISTICA GLOBALE

La direttività acustica di un ricevitore a modulazione di frequenza è caratterizzata dalla curva di livello relativo della pressione sonora prodotta dal sistema di altoparlanti in funzione della direzione in cui essa viene misurata, per una data distanza ed una data frequenza.

Come direzione di riferimento, cioè an-

golo zero, si assume l'asse principale dell'apparecchio.

Il rilievo può essere eseguito applicando il segnale a frequenza fissa all'ingresso degli stadi di bassa frequenza, oppure il segnale modulato (fisso) all'entrata a radiofrequenza.

Eseguito la misura a radiofrequenza il ricevitore dovrà essere accordato per la minima distorsione su un segnale avente una tensione di 5,5 mV per ingresso a 75 Ω o di 11 mV per ingresso a 300 Ω , modulato in frequenza al 30%. Per le misure con entrata in bassa frequenza il segnale di ingresso potrà avere il valore di 5, 15, 50 o 150 mV ed anche più, valore che dovrà essere indicato sui grafici. Il regolatore di intensità sarà disposto, come per le misure precedenti. Se si verificano dei fenomeni di saturazione o sovraccarico nella sezione elettrica od acustica del ricevitore, su qualcuna delle frequenze di misura, si dovrà scegliere una tensione di entrata più bassa.

Con una frequenza di modulazione prestabilita il livello di pressione sonora viene registrato con continuità, o rilevato per punti, in funzione dell'angolo compreso fra l'asse principale dell'apparecchio stesso e la congiungente il centro geometrico dell'apparecchio stesso con il centro del microfono; detto angolo dovrà essere variato fra $+180^\circ$ e -180° .

La misura si eseguirà per diverse frequenze di modulazione: si consigliano le frequenze di 400, 500, 1.000, 2.000, 4.000, 5.000, 8.000 e 10.000 Hz.

I risultati delle misure relative a ciascuna delle suddette frequenze, che definiscono la caratteristica acustica direzionale, saranno riportati in diagrammi polari, come è indicato in figura 4.

L'argomento delle coordinate è l'angolo che forma la direzione in cui si trova il microfono con quella di riferimento e il raggio vettore rappresenta il livello relativo, espresso in decibel, della pressione sonora nella direzione del microfono, rispetto a quella che si ha secondo l'asse di riferimento suddetto.

I valori negativi del livello in decibel sono riportati in direzione del centro, di conseguenza la scala dei raggi vettori dovrà essere scelta in modo tale che il polo dei diagrammi corrisponda ad un

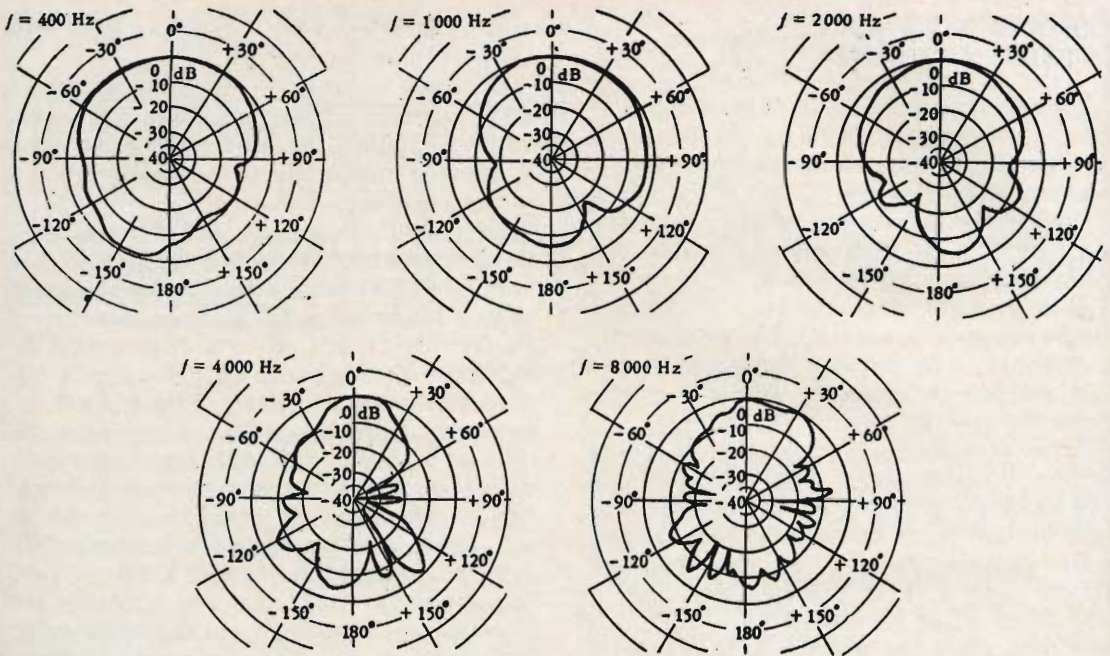


Fig. 4 - Diagrammi polari di direttività acustica di un ricevitore FM alla frequenza di 400, 1.000, 2.000 e 8.000 Hz.

livello inferiore alla minima pressione misurata.

Sul diagramma dovranno essere indicate le frequenze di misura.

DISTORSIONE NON LINEARE ACUSTICA DI BASSA FREQUENZA

La distorsione non lineare acustica di bassa frequenza di un ricevitore a modulazione di frequenza si misura naturalmente in modo analogo a quello seguito per i ricevitori a modulazione di ampiezza che abbiamo già preso in considerazione. Essa è caratterizzata dalla distorsione armonica all'uscita, per segnali a bassa frequenza aventi ampiezza e frequenze prestabilite.

Nel caso di un segnale costituito da un'unica frequenza, la distorsione non lineare si manifesta principalmente con la generazione di pressioni a frequenze armoniche ed anche con una deviazione della proporzionalità fra la grandezza elettrica di entrata e la grandezza elettrica di uscita.

Nel caso di un segnale costituito da due frequenze diverse la distorsione è caratterizzata altresì dalla generazione di

pressioni a frequenze di combinazione.

La distorsione non lineare armonica è espressa dal fattore:

$$K = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 \dots + A_n^2}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 \dots + A_n^2}}$$

dove $A_1, A_2, A_3, A_4 \dots A_n$, rappresentano delle grandezze fondamentali e delle successive armoniche presenti nel circuito di uscita.

Al posto del coefficiente K in genere si usa il valore percentuale $k (\%) = 100 K$.

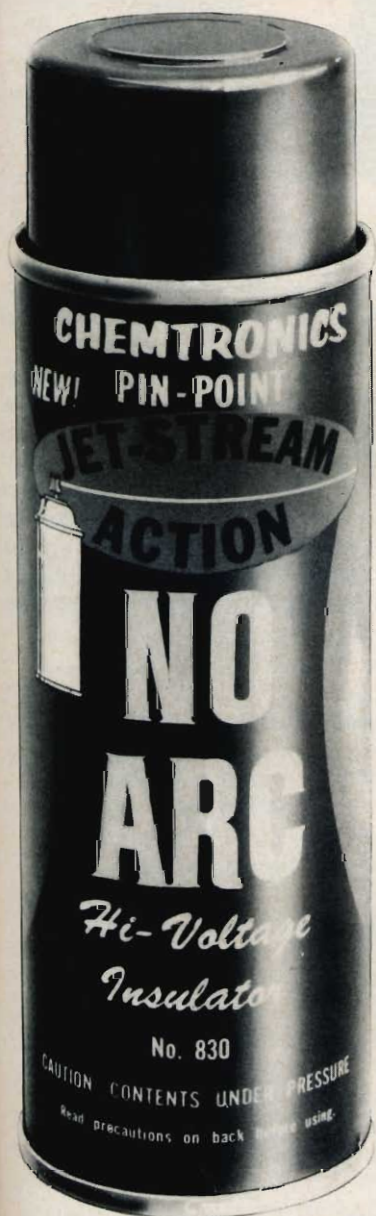
Se per effettuare la misura si ricorre all'impiego di un analizzatore armonico, si ottiene separatamente la misura delle diverse A_n e pertanto il coefficiente $k\%$ dovrà essere calcolato mediante la formula sopra riportata.

Le componenti dovute al ronzio naturalmente non dovranno essere comprese nella distorsione.

La misura dovrà essere effettuata in spazio libero, oppure in un ambiente assorbente, a 50 cm di distanza di fronte all'apparecchio ricevente.

La tensione del segnale di ingresso a bassa frequenza dovrà essere mantenuta

CHEMTRONICS



TROL-AID

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto elettrico ad alta tensione; in bombole spray da:

g 85 LC/0440-00
g 227 LC/0450-00

TUN-O-LUBE

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto strisciante di commutatori in alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0490-00
g 227 LC/0500-00
g 454 LC/0510-00

CONTACT-KLEEN

Liquido per lubrificare e pulire contattori, relè e termostati, in bombola spray da:

g 227 LC/0620-00

NO-ARC

Liquido isolante per impedire la formazione dell'arco e per eliminare l'effetto corona, in bombola spray da:
g 227 LC/0820-00

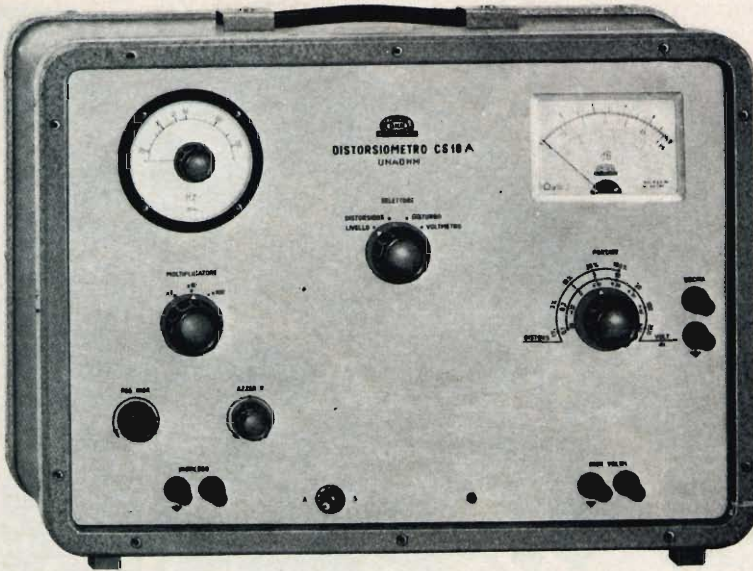


Fig. 5 - Distorsiometro CS18A-UNAOHM campo di frequenza 20-20.000 Hz, misura della distorsione fino a 0,3% millivoltmetro da 0,1 a 300 V_{fs}.

costante al variare della frequenza di misura ad un valore tale che, alla frequenza di 400 Hz, permetta di ottenere un livello di pressione prestabilito, con il regolatore di volume portato al massimo.

I regolatori di tono dovranno essere disposti in modo da avere la massima banda passante.

Il campo di misura è limitato all'intervallo compreso fra 200 e 600 Hz a scatti di 100 Hz.

Come strumento all'uscita si usa un

distorsiometro a risonanza o a filtro passa-alto, con indicatore di valore efficace (figura 5).

Dal valore della distorsione, se misurata con il distorsiometro a risonanza, dovrà essere esclusa l'eventuale aliquota dovuta alla tensione di ronzio. I risultati saranno raccolti in una tabella nella cui prima colonna dovranno essere indicate le frequenze di misura, nella seconda le percentuali di distorsione, e nella terza i corrispondenti livelli della pressione



331A



334A

Fig. 6 - Analizzatori di distorsione professionale della Hewlett-Packard.

sonora, in decibel riferiti a $2,10^{-5}$ N/m², cioè $2,10^{-4}$ dine/cm², o la pressione sonora espressa in N/m² o in dine/cm².

Si dovrà indicare anche il valore della tensione del segnale di entrata a bassa frequenza.

LA MODULAZIONE DI FASE

Nella puntata precedente abbiamo parlato del metodo Armstrong a modulazione di fase: ritorniamo brevemente su questo argomento sul quale ci sono stati richiesti dei chiarimenti.

Come è noto oltre ai metodi di modulazione di ampiezza e di frequenza ne esiste un terzo, detto modulazione di fase, che è strettamente legato al secondo poiché è piuttosto semplice trasformare una modulazione di fase in modulazione di frequenza.

La modulazione di fase non è altro che un sistema nel quale la fase istantanea dell'onda portante di un trasmettitore viene fatta variare in accordo con l'ampiezza, nello stesso istante del segnale modulante.

Anche in questo caso, come si verifica per la modulazione di frequenza, l'ampiezza dell'onda portante resta perfettamente costante, e ciò è molto utile per i trasmettitori per il fatto che essendo l'ampiezza della portante costante, anche durante la modulazione è possibile impiegare degli alimentatori e dei circuiti adatti a lavorare ad una potenza costante, contrariamente a quanto avviene per la modulazione di ampiezza i cui impianti devono essere progettati per l'erogazione di potenze variabili, la cui massima potenza viene raggiunta durante i picchi di modulazione al 100%.

Analizziamo il meccanismo della modulazione di fase durante il ciclo del segnale modulante.

Quando il segnale modulante ha una ampiezza istantanea uguale a zero, il valore di fase dell'onda portante viene a coincidere con quello della portante stessa quando non è modulata. Se l'ampiezza del segnale modulante aumenta si avrà una corrispondente variazione, in anticipo, della fase istantanea dell'onda portante, mentre se l'ampiezza del segnale modulante diminuisce si verificherà una variazione, in ritardo, della fase dell'onda portante stessa.

Si può dimostrare mediante un esame grafico, come riportato ad esempio in figura 7, che l'intervallo di tempo tra due punti corrispondenti della portante, ad esempio distanti esattamente un ciclo completo negli istanti di valore zero, vari in funzione del segnale modulante.

Pertanto i cicli sembreranno allungati o compressi rispetto alla normale durata di un ciclo.

A prima vista si potrebbe supporre di trovarci di fronte ad una semplice variazione di frequenza e di conseguenza ad una modulazione di frequenza, ma ciò in effetti non corrisponde alla realtà.

Nel caso della modulazione di frequenza, la frequenza istantanea della portante è in funzione dell'ampiezza istantanea del segnale modulante: nella modulazione di fase la frequenza della portante è funzione della variazione di ampiezza del segnale modulante.

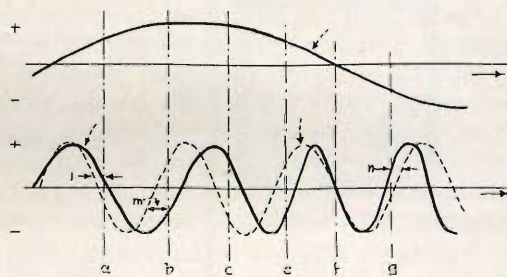


Fig. 7 - Diagramma di un'onda modulata di fase. L'intervallo di tempo tra due punti corrispondenti della portante varia col segnale modulante.

Tra due valori di frequenza istantanea esiste pertanto lo stesso rapporto esistente tra una grandezza e la sua derivata rispetto al tempo stesso, come ad esempio la velocità e l'accelerazione.

Per rendere più comprensibile il fenomeno supponiamo di modulare, mediante un segnale avente forma rettangolare, due trasmettitori, uno dei quali con il metodo a modulazione di frequenza, l'altro con il metodo a modulazione di fase.

Esaminiamo in prima analisi il comportamento del trasmettitore a modulazione di frequenza. Durante il periodo di valore zero del segnale rettangolare la frequenza portante rimane ovviamente costante. Non appena il segnale modulante, essendo rettangolare, raggiunge bruscamente il va-

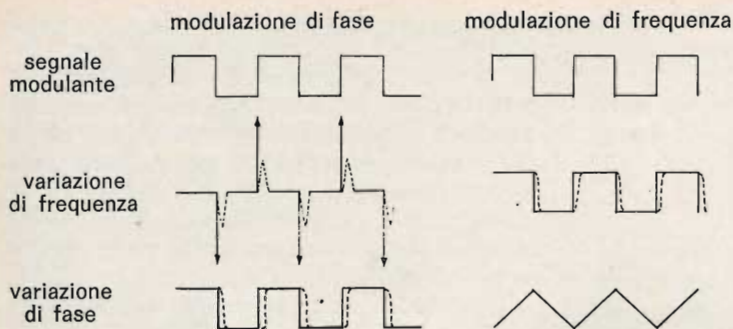


Fig. 8 - Variazioni di frequenza dovute al segnale modulante, nella modulazione di frequenza e nella modulazione di ampiezza.

lore di picco, la frequenza portante cambia istantaneamente il suo valore raggiungendo un determinato valore (questo valore è dato dalla relazione $f_i = f_p + e_{ist} \cdot d$, in cui « f_i » è il valore istantaneo della frequenza, « f_p » la frequenza della portante non modulata, « d » la variazione di frequenza di 1 V di segnale modulante, « e_{ist} » il valore istantaneo del segnale modulante).

Per tutto il tempo in cui il segnale modulante mantiene il valore raggiunto, la frequenza, determinata con la relazione di cui sopra, resterà costante come valore. Non appena il segnale modulante ritornerà bruscamente a zero la frequenza istantanea ritornerà pure essa al valore di partenza.

Prendiamo adesso in considerazione il sistema a modulazione di fase.

All'inizio del ciclo di modulazione, quando cioè il segnale rettangolare ha il valo-

re zero, la fase dell'onda portante avrà un valore costante. Quando il segnale modulante passerà rapidamente dal valore zero al suo valore di picco, si avrà una rapida variazione di fase che assumerà un valore che resterà costante per tutto il tempo in cui il segnale mantiene il valore di cresta.

Una variazione analoga di fase si manifesterà non appena il segnale ritornerà alla posizione di partenza.

Pertanto la variazione di frequenza, dovuta alla compressione o all'espansione dei successivi cicli dell'onda portante, nella modulazione di fase, come mostra la figura 8, avviene esclusivamente durante la variazione di ampiezza del segnale modulante.

La differenza fra i due sistemi di modulazione può anche essere messa in evidenza rappresentando l'onda portante tramite un vettore ruotante con velocità ω e supponendo di esaminarne la posizione per ogni ciclo, cioè dopo ciascun giro del vettore.

Finché la frequenza, e di conseguenza ω , resterà costante, il vettore apparirà fermo nella sua posizione iniziale. In presenza di modulazione di frequenza, ω invece si sposterà: dunque il vettore ruoterà, nell'uno o nell'altro senso, a seconda che la frequenza aumenti o diminuisca, rispetto alla sua posizione di riferimento.

È evidente che una variazione di posizione del vettore si potrà attribuire ad una variazione di ω , o di φ , come è mostrato in figura 9.

In presenza della modulazione di frequenza si osserverà il vettore, che all'inizio sarà apparentemente fermo, iniziare a ruotare in corrispondenza del passaggio del livello del segnale modulante rettangolare dal valore zero al valore di picco,

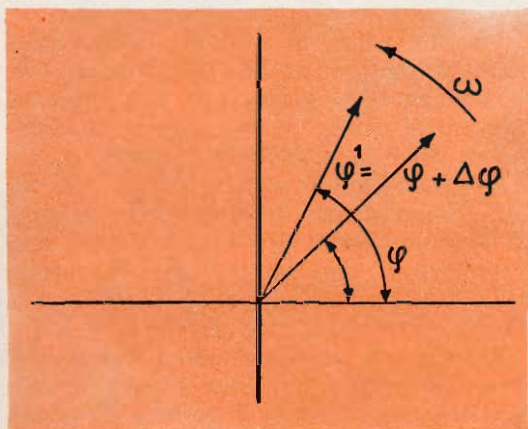
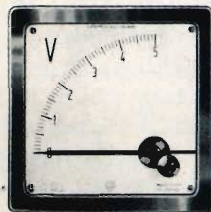


Fig. 9 - Differenza dei due tipi di modulazione di frequenza e di fase messa in evidenza tramite un sistema vettoriale.



Cassinelli & C

FABBRICA STRUMENTI
E APPARECCHI ELETTRICI DI MISURA



VIA GRADISCA, 4
TELEFONI 30.52.41/47 - 30.80.783 □ 20151 MILANO

DEPOSITI
IN
ITALIA

BARI - Biagio Grimaldi
Via Pasubio 116
BOLOGNA - P.I. Sibent Attilio
Via Zanardi 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto 18

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

PADOVA - Luigi Benedetti
C.so V. Emanuele 103/3
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Osento, 25
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice, 15

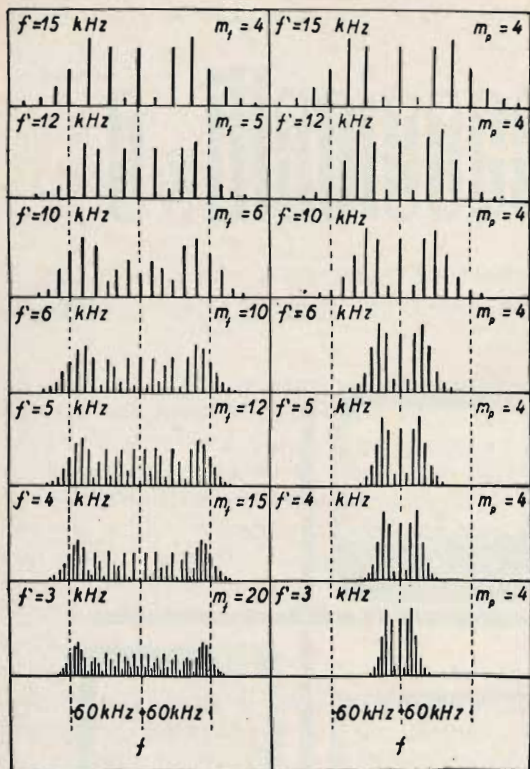


Fig. 10 - Confronto fra spettri di modulazione di frequenze e spettri di modulazione di fase.

mantenendo costante la rotazione, cioè il nuovo valore di ω , per tutta la durata dell'impulso, per poi ritornare alle condizioni iniziali.

Nel caso invece della modulazione di fase il vettore inizialmente fermo, farà un brusco spostamento in corrispondenza dell'aumento fino al raggiungimento del valore di picco del segnale modulante,

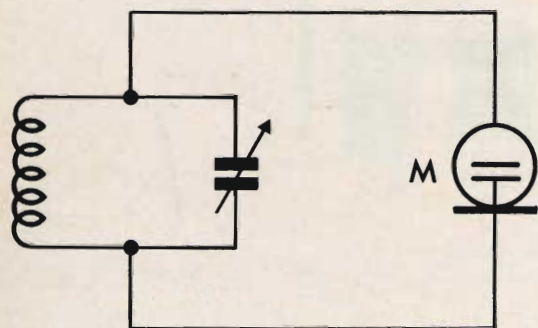


Fig. 11 - Circuito a modulazione di frequenza con microfono a condensatore.

subirà cioè una brusca variazione di fase, ma rimarrà fermo sulla nuova posizione per tutta la durata dell'impulso, per poi ritornare alla posizione di partenza.

Quindi si può affermare che una variazione di fase provoca anche una variazione di ω e perciò della frequenza, ma se la fase rimane costante sul nuovo valore ω la frequenza riprende il suo valore originario.

Analiticamente il valore istantaneo della fase della portante può essere determinato mediante la relazione:

$$\varphi = e \cdot \vartheta$$

in cui ϑ rappresenta la variazione di fase per una variazione di 1 V del segnale modulante, ed «e» il valore istantaneo del segnale modulante.

Anche nel caso della modulazione di fase esiste un limite al massimo spostamento di fase, limite che è imposto dai circuiti per cui oltrepassandolo si andrebbe incontro a dei fenomeni di distorsione.

In figura 10 sono paragonati fra di loro alcuni spettri relativi tanto alla modulazione di frequenza, quanto alla modulazione di fase.

La modulazione di fase, che in inglese è nota con il nome di phase modulation (PM), si può ottenere mediante l'impiego di uno stadio a due tubi, generalmente due pentodi, alla cui griglia di controllo sono applicate due tensioni a radio frequenza di pilotaggio, aventi la pulsazione ω sfasata fra loro di 90° .

I due anodi, collegati fra loro in parallelo fanno capo ad un circuito oscillante che sarà sede di un sistema di oscillazioni risultante dalla somma dei due sistemi oscillanti che pilotano i due tubi.

Se alle griglie di soppressione viene applicata la tensione modulante, in opposizione di fase, questa determinerà, previo alcuni accorgimenti, uno spostamento di fase nel sistema di oscillazioni risultante.

Per ricevere i segnali modulati di fase si impiegano appositi ricevitori che sono dotati di un circuito limitatore che elimina la modulazione di ampiezza, che accompagna sempre la modulazione di fase. Allò stadio convertitore viene fatto seguire un circuito in grado di trasformare la modulazione di fase in modulazione di am-

piezza, e sul quale non è il caso di intrattenerci, che è seguito da un sistema di rivelazione di tipo convenzionale.

MODULAZIONE DI FREQUENZA CON MICROFONO

Un metodo elementare per ottenere le emissioni a modulazione di frequenza consiste nel disporre un microfono, del tipo a condensatore, in parallelo al circuito oscillante come indicato nello schema di figura 11.

La profondità di modulazione dipende in questo caso dallo scarto di capacità del microfono.

Naturalmente la capacità del microfono a condensatore dovrà essere scelta in funzione delle frequenze che caratterizzano le oscillazioni da modulare.

DISTORSIOMETRI

In figura 5 è riportato un distorsiometro della UNAOHM, il cui costo è piuttosto limitato, e che permette di eseguire le misure fondamentali nel campo delle frequenze acustiche, comprese quelle alle

quali abbiamo fatto riferimento nella prima parte di queste note.

Esso può essere impiegato come semplice distorsiometro nel campo di frequenza compreso fra 20 Hz e 20 kHz, permettendo la misura diretta della percentuale di distorsione fino allo 0,3%.

Inoltre può essere usato come millivoltmetro tarato, con sensibilità massima di 3 mV fs, entro un vasto campo di frequenza.

La elevata impedenza d'ingresso ne consente l'impiego in ogni punto dei circuiti in esame. L'attenuatore d'ingresso è tarato tanto in Volt quanto in decibel.

La precisione del distorsiometro in questione è del $\pm 5\%$, su tutto il campo di frequenza, ed è possibile la misura di distorsioni dall'1% fs.

Come millivoltmetro dispone di sette portanti, distanziate di 10 dB a 0,1 - 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 V fs.

In figura 6 sono invece visibili due analizzatori di distorsione, aventi caratteristiche altamente professionali, della Hewlett Packard. Si tratta di apparecchi completamente transistorizzati, disponibili in più, a seconda delle esigenze, e che sono adatti per laboratori di una certa importanza.

La Bentley Associates, di Chelmsford, Mass., ha sviluppato un sistema di frenaggio a controllo radar che potrebbe rendere inutile l'impiego dei paraurti. Operante sul principio del radar DOPPLER, il sistema (che dipende dalla quantità di spazio esistente fra l'auto e l'oggetto che si trova sulla strada) controlla i comandi dei freni a vuoto pneumatico e i comandi della valvola a farfalla; perciò, se lo spazio esistente fra l'auto e l'oggetto è lungo, la durata della frenata sarà più lunga di quanto non sarebbe, se lo spazio fosse breve.

Il tempo di reazione del sistema, misurato in millisecondi, porterà il veicolo ad avere una distanza di 3-4 metri dal veicolo che lo precede e lo fermerà a 8-10 piedi da un oggetto che non è in moto.

Nel Sistema è compreso un avvisatore acustico che avverte il guidatore dell'azione frenante ed un dispositivo che esclude l'intero sistema, tranne l'avvisatore acustico, che permette al guidatore di superare gli oggetti più piccoli. L'unità può operare sia ad alta velocità (fuori città) che a bassa velocità (città). Il Ministro inglese dei Trasporti John A. Volpe ha detto: «... Penso che questo dispositivo potrebbe salvare molte vite in questo Paese».

L'apparecchiatura ora costa 800 dollari, ma con la produzione in serie il prezzo potrebbe essere ridotto fino a 200 dollari.

Più "Elettricità" per il vostro denaro!

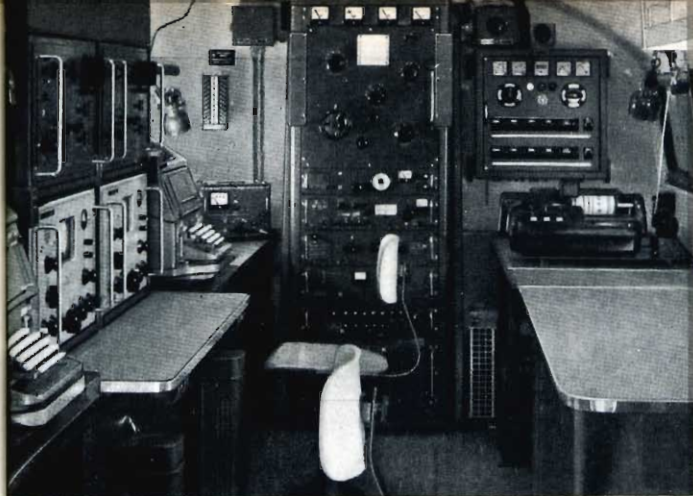
Questa è la
pila « Tigre »
della
Hellekens!

La pila « Tigre » della Hellekens è stata la prima pila a secco nel mondo e lo è rimasta. Nessun'altra l'ha superata in capacità e durata. La pila a secco è stata inventata nel 1887 da Wilhelm Hellekens. Da allora la pila con la tigre serve in tutto il mondo per la illuminazione di lampade, per l'accensione di radio, per l'illuminazione di lampade al magnesio e per il funzionamento di telecamere. Le fabbriche Hellekens della Danimarca sono le più moderne in Europa e forniscono anche la Casa Reale danese. La pila « Tigre » della Hellekens è una pila con indomabile potenza, dura più a lungo e presenta una maggiore capacità. Questi pregi sono stati ampiamente dimostrati dalle prove. Se siete ora orientati verso la pila Hellekens, potrete rilevare voi stessi le sue doti. Usatela per gli apparecchi a transistor, per le radio, per gli impianti di allarme, per le cineprese. Con la pila « Tigre » della Hellekens il vostro denaro acquista più elettricità. La Hellekens ha la « Tigre » fin dal 1925.



Più « Elettricità »
per il vostro denaro
con la pila « Tigre »
della Hellekens





RADIO AMATORI

Comunicazioni a grande distanza per riflessione delle onde EM su oggetti vaganti

a cura di P. Soati

Se si considera l'evoluzione che, giorno per giorno, subisce la tecnica delle radiocomunicazioni, appare evidente che se i radioamatori vogliono rendere più interessante la loro attività dilettantistica non possono battere le stesse strade che erano seguite dai loro precursori degli anni venti, ma debbano cercare altre vie, altri sistemi e, soprattutto, addentrarsi in quel campo di ricerca che in un tempo, più o meno vicino, possa portarli a dei traguardi più avvincenti di quanto consentono i soliti trasmettitori del surplus, o di genere similare, utilizzati quasi sempre per fare le tediose quattro chiacchiere in famiglia.

Pertanto è nostro desiderio di trattare

in questa rubrica, anche se saltuariamente, degli argomenti che riferendosi a delle iniziative già messe in pratica in campo professionale, e talvolta anche in quello dilettantistico, possano servire a ravvivare l'immaginazione dei radioamatori ed essere loro di sprone per spingerli alla ricerca di realizzazioni sempre più interessanti.

Parleremo in questo articolo delle comunicazioni via satellite a mezzo radar, argomento che è già stato oggetto di una memoria presentata a suo tempo ad un convegno internazionale di radiocomunicazioni.

Non ci dilungheremo nella esposizione dei fenomeni di riflessione da parte delle

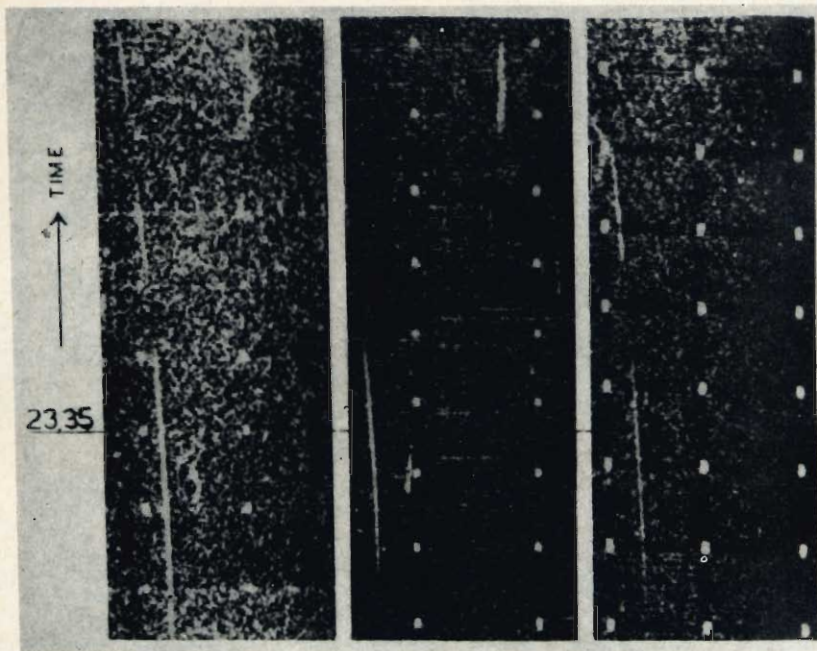


Fig. 1 - Passaggio di un missile V2 osservato il 29-11-1944 sullo schermo di un radar Marconi.

onde em, un argomento su cui ci siamo già intrattenuti a lungo recentemente: basta precisare che solo in un tempo molto vicino a noi è stato trovato un sistema che consente di comunicare molto al di là dell'orizzonte ottico, mediante le microonde, sfruttando il fenomeno della diffrazione da parte della discontinuità della troposfera.

È altresì noto che se si pone un corpo riflettente ad un'altezza molto elevata nello spazio, esso permette a due stazioni molto lontane di comunicare fra loro malgrado la rotondità della Terra.

RIFLESSIONE DELLE ONDE TRAMITE LE METEORITI

Già durante la seconda guerra mondiale un sistema del genere rese possibili le comunicazioni, sempre nel campo delle microonde, fra stazioni distanti, l'una dall'altra, non meno di 500 km; a quei tempi si usavano, come mezzo riflettente, degli aeroplani. Un sistema simile fu anche adottato per individuare tempestivamente i famosi missili tedeschi, noti con il nome di bombe V2.

A questo scopo una vasta zona della Francia, ed anche del Belgio, fu coperta da una estesissima rete di radar che emettevano segnali contemporaneamente, e

con continuità, in modo da ottenere un diagramma di irradiazione verticale, ma con ben preciso angolo, a lobi sovrapposti. Quando una bomba, o missile V2, attraversava il corridoio coperto dalle onde della catena radar, il suo corpo fungeva da riflettore di modo che i segnali emessi dai radar stessi giungevano (naturalmente per riflessione) alle stazioni riceventi installate in Inghilterra le quali erano in grado di dare immediatamente l'allarme (figura 1). Un fenomeno identico al suddetto si manifesta al passaggio nell'atmosfera di una meteorite.

La figura 2 si riferisce infatti alla scia, che in genere si manifesta ad un'altezza compresa fra i 70 ed i 110 km da terra, provocata dal passaggio di una meteorite. In questo caso l'utilizzazione delle onde em riflesse è possibile quando la scia della meteorite è orientata ad angolo retto rispetto alla stazione trasmittente e a quella ricevente; in queste condizioni si ottiene una riflessione di tipo speculare con segnali molto intensi, che consente di comunicare anche a distanza dell'ordine di 3.000 km.

È, pertanto evidente che le riflessioni meteoriche possono essere impiegate per ottenere delle comunicazioni a notevole distanza, molto più lontano dell'orizzonte ottico.

Un circuito di questo tipo naturalmente non può essere adottato per le comunicazioni telefoniche dato che esso, essendo intermittente, è disponibile soltanto negli attimi in cui si verifica il passaggio delle meteoriti e perciò con intervalli della durata di secondi.

Le comunicazioni a distanza, tramite le meteoriti, hanno molta importanza specialmente in quei casi in cui la propagazione normale è chiusa. Generalmente la chiusura del circuito stazione trasmittente-meteorite-stazione ricevente, è messa in evidenza da un segnale pilota che include rapidamente il trasmettitore a piena potenza: le informazioni in questo caso, vengono trasmesse a grandissima velocità, essendo esse immagazzinate in un nastro perforato. Un simile sistema di comunicazione può suscitare delle perplessità, ma a questo proposito occorre precisare che questo tipo di riflessione pur essendo di breve durata si verifica frequentemente specialmente quando nell'alta atmosfera sono presenti degli sciami di meteoriti.

RIFLESSIONE DELLE ONDE EM SULLA SUPERFICIE LUNARE

Un altro metodo impiegato per le comunicazioni a distanza utilizza la Luna come riflettore a grande altezza.

In questo caso, la distanza del nostro satellite dalla terra e la irregolarità della sua superficie richiedono l'impiego di antenne ad alto guadagno e di potenze relativamente elevate, ma dato che anche in questo caso si lavora nella gamma delle microonde il circuito può essere a larga banda (figura 3).

Comunicazioni per riflessione dalla Luna sono state effettuate da molti anni sia in campo professionale, ed in tal caso mediante telescriventi sia da alcuni radioamatori. A tale proposito occorre considerare che la Luna, in condizioni favorevoli, può essere utilizzata, per esempio, il 30% del tempo disponibile sulle 24 ore per eseguire un collegamento fra Londra e New York. Con il lancio del primo satellite artificiale della Terra, avvenuto nel 1957 da parte dell'URSS, si poté constatare, tramite i radar, che i segnali radio potevano essere riflessi attorno alla curvatura terrestre mediante l'impiego di satelliti artificiali. Una conferma molto

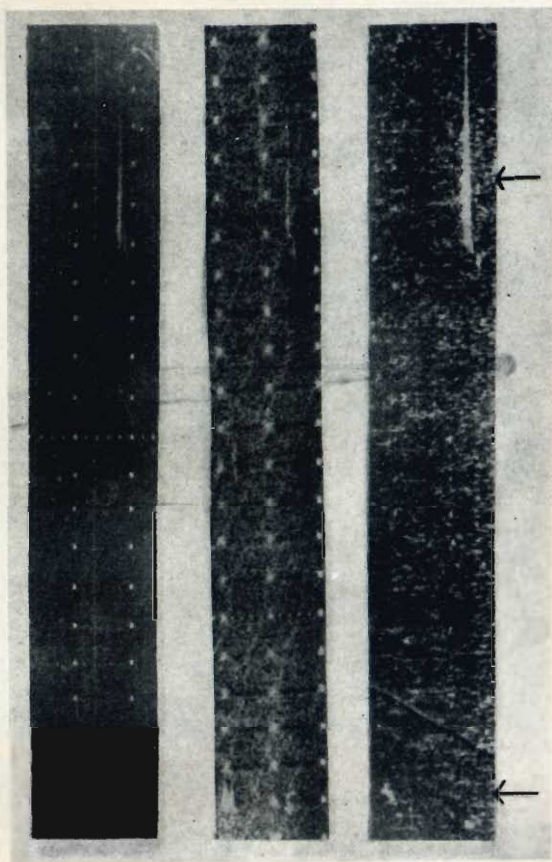


Fig. 2 - Passaggio di meteoriti osservato sullo schermo di un radar.

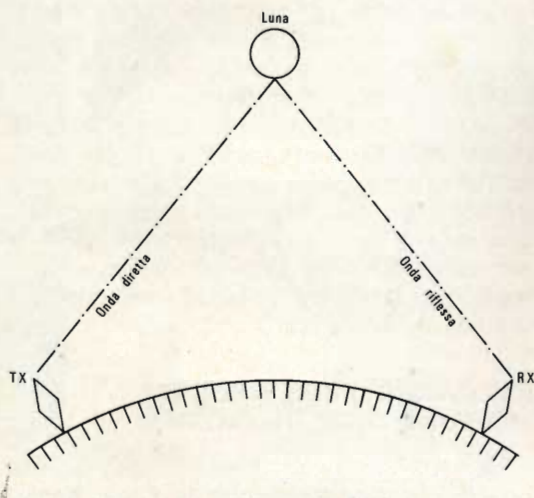


Fig. 3 - Esempio di propagazione a grande distanza delle onde em tramite riflessione della Luna.

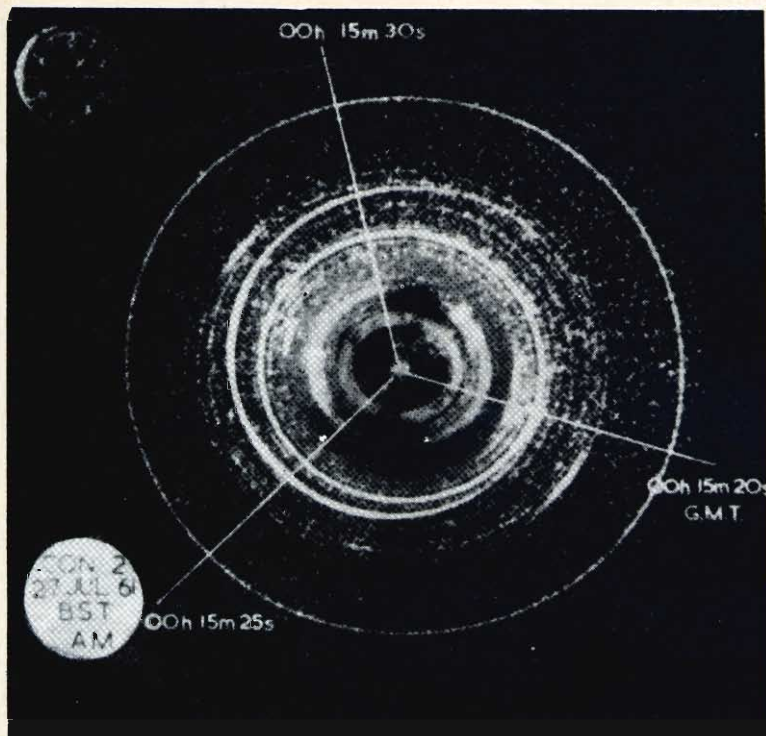


Fig. 4 - Satellite tipo ECHO osservato sullo schermo di un radar Marconi funzionante sulla frequenza di 1.300 MHz.

più importante si ebbe con il lancio da parte degli USA del satellite ECHO 1°, il quale aveva la forma di un pallone di circa 32,5 m di diametro. Questo satellite era facilmente rivelato da parte di un radar: la figura 4 mostra per l'appunto il suo passaggio attraverso il raggio di un radar della Marconi.

Ovviamente la cronistoria del lancio dei numerosi satelliti che ruotano attualmente attorno alla Terra, esula dal compito che ci siamo prefissi e d'altra parte è nota a coloro che si interessano di radiocomunicazioni anche a scopo dilettantistico; vogliamo invece segnalare una particolarità che in genere è trascurata e che invece ha molta importanza, almeno per coloro che tendono ad effettuare collegamenti a grande distanza valendosi dei metodi più impensati.

RIFLESSIONE DELLE ONDE EM MEDIANTE OGGETTI VAGANTI

Dal 1957 in avanti tanto l'URSS quanto gli USA, e adesso anche la Cina, hanno lanciato nello spazio centinaia di satelliti di ogni genere ed è pertanto evidente

che nell'alta atmosfera, nella troposfera e nella ionosfera, ed oltre, vi sia una infinità di frammenti di razzi vettori, di satelliti, che ormai hanno cessato le loro funzioni, cioè di satelliti morti, e di numerosi altri residui spaziali.

Si tratta di un numero di oggetti che cresce con continuità ma che offre il vantaggio di permettere dei collegamenti passivi per periodi di tempo sempre più lunghi (figura 6).

Per impiegare con successo questo sistema di comunicazione bisogna considerare che l'area riflettente di tali oggetti cambia con continuità dato che molti di essi ruotano su se stessi ed hanno superficie irregolare, d'altra parte hanno il notevole vantaggio di avere una superficie riflettente molto ampia e di transitare sul luogo più adatto alla riflessione ad intervalli regolari di modo che una volta individuati possono essere utilizzati regolarmente quali corpi riflettenti.

Per effettuare dei collegamenti a notevole distanza, dell'ordine di 3.000 e più chilometri, è necessario utilizzare delle antenne a guadagno molto elevato altrimenti bisogna avere a disposizione delle

scegliete il vostro SONY

Radoricevitore portatile per OM

1 circuito integrato 3 transistor
1 diodo
Potenza d'uscita: 150 mW
Alimentazione: 3,66 V c.c.
Completo di carica batterie
Dimensioni: 111,5 x 49 x 24
Prezzo netto imposto L. 20.500



ICR-200

Radoricevitore portatile per OM

1 circuito integrato 3 transistor
2 diodi
Potenza d'uscita: 65 mW massimi
Alimentazione: 2,44 V c.c.
Equipaggiato di carica batterie
Dimensioni: 44,5 x 38 x 32
Prezzo netto imposto L. 27.500



ICR-120

Radoricevitore portatile-autoradio per FM-OL-OM-OC

11 transistor 6 diodi 1 termistore
Potenza d'uscita:
portatile 730 mW
autoradio con apposito
adattatore: 4 W
Alimentazione: 4,5-6-12 V c.c.
220 V c.a.
Dimensioni: 203 x 205 x 65
Prezzo netto imposto L. 45.500



7F-74DL

Radoricevitore portatile per FM-OL-OM

10 transistor 7 diodi 1 termistore
Potenza d'uscita: 900 mW
Alimentazione: 4,5 V c.c.
220 V c.a.
Dimensioni: 230 x 165 x 55
Prezzo netto imposto L. 33.000



6F-21L

Radoricevitore per OM

6 transistor 1 diodo 1 termistore
Potenza d'uscita: 270 mW
Alimentazione: 4,5 V c.c.
Dimensioni: 124 x 77
Prezzo netto imposto L. 14.500



TR-1829

Radio-sveglia digitale per FM-OM

8 transistor 8 diodi 1 termistore
Potenza d'uscita: 850 mW
Alimentazione: 220 V c.a.
Cronometro addormentatore unico al mondo
Dimensioni: 294 x 101 x 131
Prezzo netto imposto L. 55.000



8FC-69W

SONY®

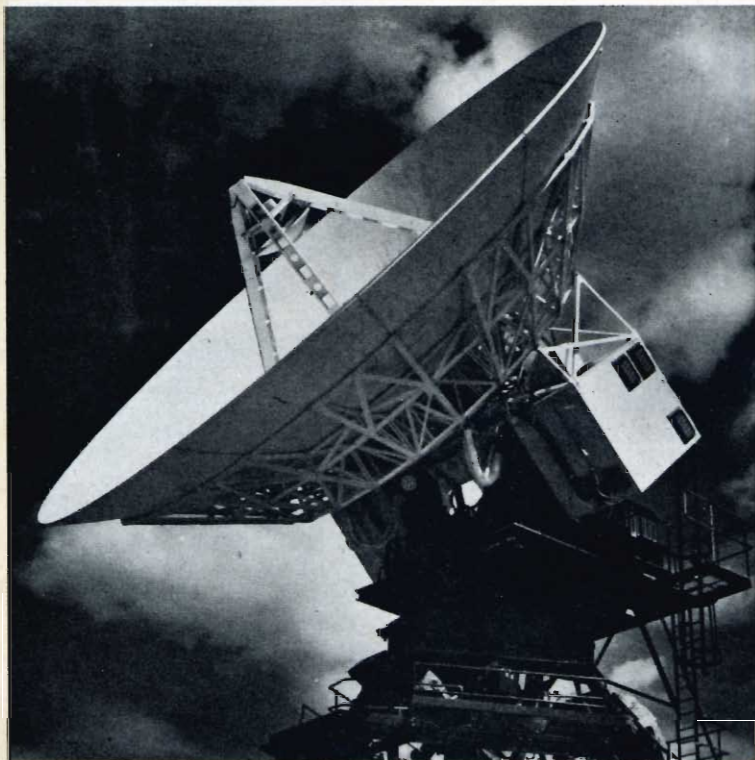


Fig. 5 - Antenna parabolica Marconi per radiocomunicazioni via satellite.

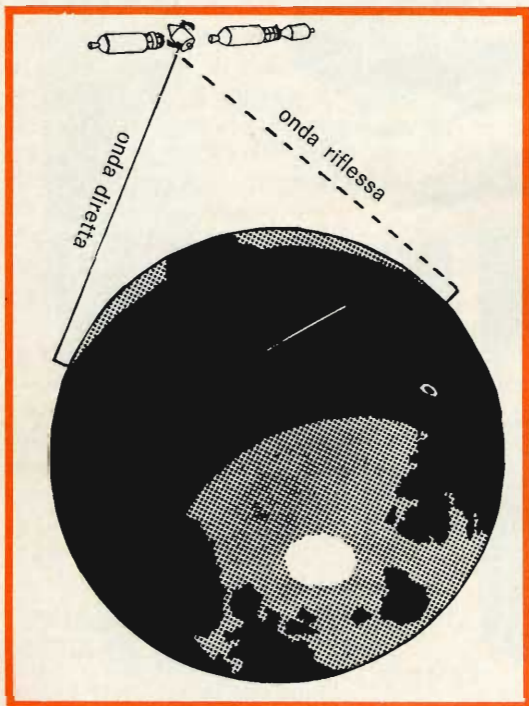


Fig. 6 - Propagazione a distanza mediante la riflessione delle onde em da parte di un satellite morto, o di rottame vagante.

potenze eccessive, e le stesse apparecchiature finirebbero col diventare troppo complesse e di conseguenza molto costose (figure 7 e 8).

Le frequenze più adatte a questo genere di comunicazioni devono essere di alcune centinaia di megacigli e comunque, per ragioni di economia, non è consigliabile superare la frequenza di 3.000 MHz.

Fra gli altri fattori che hanno notevolmente importanza sulla possibilità di realizzare delle comunicazioni a distanza mediante gli oggetti spaziali di cui sopra vi è quello relativo alla propagazione delle onde em che nel caso in questione devono attraversare due volte gli strati troposferici o quelli ionosferici.

Come è noto la stratosfera è soggetta ad una diminuzione graduale della temperatura a partire dal suolo verso l'alto, inoltre anche l'umidità diminuisce in funzione dell'altezza di modo che l'indice di rifrazione, sia delle molecole di aria, sia di quelle di acqua, diminuisce via via che si sale verso l'alto; ciò ha come conseguenza di provocare una curvatura delle onde em.

Inoltre, come è noto, nell'atmosfera possono verificarsi anche delle variazioni di omogeneità dell'indice di rifrazione che a sua volta può dar luogo a dei fenomeni di rifrazione che provocano una certa attenuazione delle intensità del campo em.

È raro invece che si manifestino degli spostamenti che diano luogo alla propagazione sparpagliata delle onde em; è più facile invece che, in presenza delle inversioni di temperatura si manifesti un aumento della curvatura delle onde em.

In genere questi fenomeni si verificano nel caso che le onde em siano irradiate verso, l'alto con angoli piuttosto bassi, cosa che non è consigliabile nelle comunicazioni mediante riflessione da oggetti spaziali per evitare, per l'appunto, degli effetti di rifrazione dovuti alla temperatura terrestre.

Occorre inoltre considerare che l'attenuazione alle quali sono soggette le onde em attraversando la troposfera non è trascurabile. Essa ad esempio è piuttosto elevata in presenza di grossi strati di nuvole: in questo caso è consigliabile l'impiego delle frequenze più basse, sempre nel campo delle microonde, dove la attenuazione è da ritenersi senz'altro minore rispetto alle frequenze alte.

La ionosfera invece provoca dei fenomeni di interazione delle onde em con gli elettroni liberi presenti nello strato ionizzato, che è soggetto al campo magnetico terrestre.

Qualora gli elettroni siano distribuiti in modo uniforme si verifica soltanto una semplice curvatura delle onde em ma si possono avere anche dei fenomeni di polarizzazione.

Ammettendo che l'antenna trasmittente irradia delle onde piane polarizzate, al loro passaggio attraverso lo strato di elettroni, il piano di polarizzazione verrà ruotato proporzionalmente al numero di elettroni incontrati. Naturalmente se la ionosfera si trova in condizioni normali questo effetto è trascurabile, ma in presenza di notevoli variazioni della densità degli elettroni, da punto a punto, le onde em possono essere soggette a delle modifiche di propagazione, dovute ai cambiamenti dell'indice di rifrazione, e inoltre la polarizzazione dell'onda ricevuta può presentare delle fluttuazioni con relativa variazione

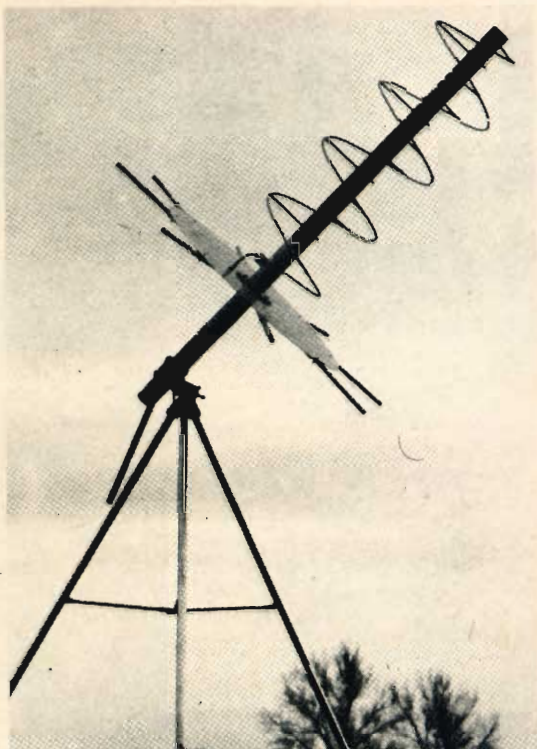


Fig. 7 - Antenna elicoidale per microonde TACO (Metroelettronica).

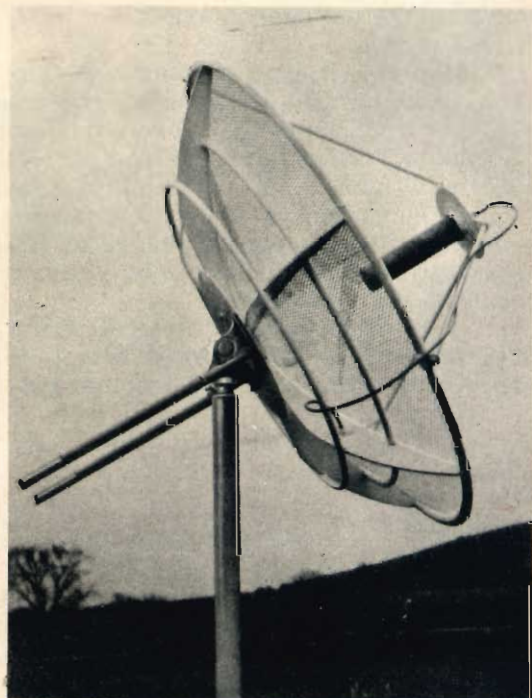


Fig. 8 - Antenna elicoidale TACO per microonde.

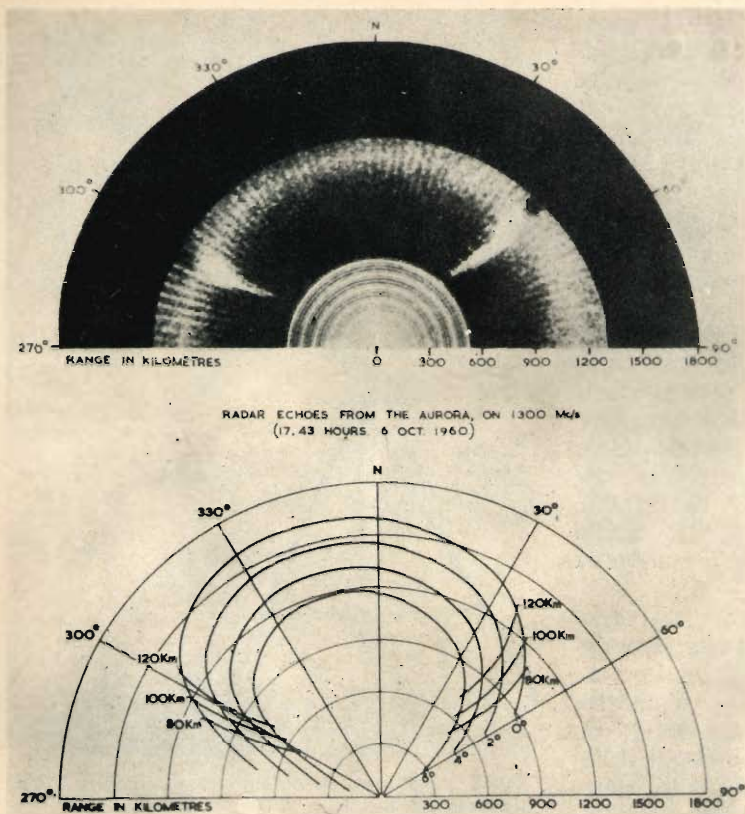


Fig. 9 - Echi radar di un aurora boreale comparati con la traccia teorica di punti di riflessione giacenti sulle linee di forze magnetiche terrestri.

dell'intensità dei segnali, come è mostrato in figura 9.

Dilungarci su questo argomento ci sembra ozioso, comunque pensiamo che anche per i radioamatori, i più preparati, sia giunta l'ora di prendere in considerazione la possibilità di stabilire delle radiocomunicazioni a distanza mediante riflessione delle onde em da parte dei numerosi rottami di ferro che ruotano regolarmente nello spazio.

Le onde em sono degli elementi molto sensibili per studiare i mezzi in cui ha luogo la loro propagazione e quindi pen-

siamo che i radioamatori potranno anche a questo riguardo dire la loro parola.

Ciò naturalmente comporta una lunga serie di esperienze, che magari richiederanno mesi e mesi di prove, e l'accordo preventivo fra più radioamatori di paesi differenti che, avendo la possibilità di comunicare fra loro con i mezzi normali, non appena abbiano scoperto un oggetto vagante nello spazio, siano in grado di stabilirne la sua orbita e la relativa durata, in modo da tentare il collegamento per riflessione sulla gamma delle microonde.

Durante il 35° Salone Nautico internazionale tenutosi recentemente a Stoccolma, è stato messo in servizio un ordinatore per consentire ai visitatori una scelta più facile fra i 550 motoscafi e barche a vela esposti da quindici paesi.

Indicando il tipo di natante desiderato, grandezza, numero delle cuccette, prezzo approssimativo, ecc. il visitatore otteneva in pochi secondi indicazioni dettagliate concernenti una decina di natanti del tipo desiderato.

AMPLIFICATORE STEREO Hi-Fi

completamente transistorizzato

RCF



AF. 209

Interamente a transistor e completo di cambiadischi automatico BSR con testina ceramica. Potenza musicale: 10 + 10 W; Potenza nominale: 6 + 6 W; Frequenza di risposta: 30 ÷ 40.000 Hz ± 2 dB; Distorsione a 1.000 Hz ≤ 1%; Ingresso: ausiliario; Controlli: Volume - Bilanciamento - Toni alti - Toni bassi - mono/stereo - Interruttore; Impedenza d'uscita: 8 Ω; Tensione di alimentazione: 110 ÷ 240 V a 50/60 Hz; Dimensioni: mm. 420 x 415 x 220 (completo di coperchio); Peso: kg. 8,700.

MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141/2 linee
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



COMODITÀ

Il mese scorso, trattando delle applicazioni elettroniche alle automobili, ho parlato di sicurezza. Ora parlerò delle comodità, e ciò è naturale: prima c'è la sicurezza, e una volta garantita quella si può pensare alle comodità o ai perfezionamenti nelle funzioni primarie o accessorie degli automezzi.

Se avessimo la possibilità di vivere le esperienze di viaggio dei nostri nonni, troveremmo perfettamente inutile pensare alle comodità: ci accorgeremmo di averne già troppe, al confronto di quelle che avevano loro. Eppure andiamo sempre alla ricerca del meglio. Questa insaziabilità è la molla del progresso. Ma è tutto vantaggio il risultato delle nostre ricerche? Non posso neppure rifugiarmi, per togliermi d'impiccio, al manzoniano rilancio della sentenza ai posteri. Infatti, in senso assoluto, nella spinta alla ricerca non esistono nè posteri nè antenati. Questa spinta costituisce un'assialità immanente nell'essere umano, per cui, come l'arte, è senza tempo. Gli economisti possono spiegarci la teoria della scala dei bisogni per la quale, soddisfatto un bisogno, questo si ripresenta ingrandito o più raffinato. Se, per fare un esempio, i bisogni connessi al trasporto si risolvevano, per i nostri bisavoli, con puledri scattanti, per noi la soluzione è nei motori. Ma il bisogno come cosa sentita resta uguale tanto per noi quanto per gli avi, e resterà uguale per i posteri che useranno chissà che cosa per muoversi.

Ora torniamo ai nostri giorni e, fatto l'esame di coscienza, riconosciamo onestamente che ciascuno di noi desidera la macchina. Chi l'ha, non tarda a desiderarne una di maggior cilindrata e comodità. Così si muove tutto un mondo di ricerca, di produzione, di economia, per migliorare grado a grado ciò che abbiamo.

Dobbiamo ora ammettere che l'elettronica è un potente mezzo per la realizzazione di tali obiettivi. Le notizie più recenti, raccolte dalla stampa internazionale, ne segnalano diversi che, un giorno o l'altro, avremo anche noi. Vediamone alcuni, e incominciano dall'apparecchio ultrasonico per individuare gli ostacoli in coda agli automezzi.

Esso ispeziona una vasta area e scopre oggetti metallici e non metallici, nonchè le persone: praticamente, qualunque cosa abbia un peso specifico diverso da quello dell'aria.

In altri termini, è un vero e proprio radar: monta circa 20 transistor, è alimentato a 12-Vc.c. 0,5 A ed occupa, in tutto, cinque centimetri quadrati.

C'è poi l'antenna — carrozzeria, che non è una novità assoluta perchè da qualche tempo se ne parla. La più recente impiega il coperchio del baule. Il principio è quello per cui l'intera superficie di un conduttore metallico in un campo elettrico è soggetta alle linee di forza elettriche verticali e funziona come antenna.

Riguardo alla sensibilità e alla direzionalità, pare che l'antenna-carrozzeria sia identica all'antenna polare, tanto per la ricezione del segnale AM che FM. I sostenitori dicono che è esteticamente vantaggio sopprimere l'antenna sporgente. Sarà, ma è tale l'abitudine di vedere le antenne, che se una vettura non l'ha sembra che manchi qualche cosa.

Altra novità elettronica applicata all'automobile è l'avvisatore automatico a suoneria per tutte quelle piccole scocciature che, sovente, dipendono dalla distrazione di chi guida: freno a mano non rilasciato, velocità eccessiva, bassa pressione dell'olio, guasto nel sistema di ricarica della batteria, surriscaldamento, interruzione del circuito di illuminazione. Si tratta di un nastro continuo su cui sono registrati dei messaggi, riprodotti per mezzo della selezione automatica dei canali. È prevista la eventualità di due o più casi contemporanei, con gli allarmi consecutivi.

Ve lo immaginate un dispositivo di questo genere spinto alla perfezione estrema, magari da una donna ingegnere? Apri il portello una bella mattina e la macchina ti dice: — Ehi, tu, quando ti decidi a cambiarmi l'olio? e le gomme? non ti vergogni a mandarmi in giro con queste gomme che non sono più di moda da almeno un anno? Io, già, sono considerata come la serva. Tutte le altre macchine hanno le fodere sui sedili, e io niente; hanno la carrozzeria lucida, e io niente; hanno sempre l'acqua distillata fresca, i filtri e le candele in ordine, e io niente; se vai avanti così, ti pianto e torno alla mia fabbrica.

TOPKAPI

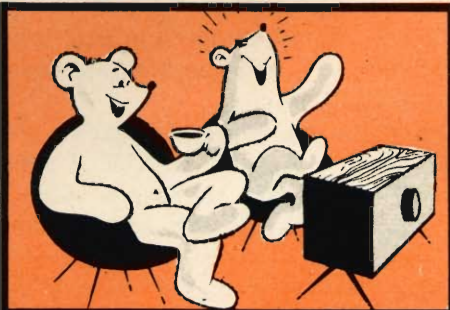
È il titolo di un romanzo di Eric Ambler da cui, se lo ricordate, Jules Dassin ha tratto un film alcuni anni fa. Racconta il complicato furto di un pugnale, con impugnatura e fodero tempestati di diamanti, da un museo di Istanbul arciprotetto con una rete di dispositivi di guardia e di allarmi.

L'interesse e la suspense del film uscivano proprio dall'opposizione, oserei dire dalla gara, fra il complesso sistema di protezione e l'organizzatissima astuzia e abilità dei ladri. Alla fine, l'allarme veniva provocato da un innocente passerotto, perfettamente ignaro di assumere la parte di protagonista decisivo.

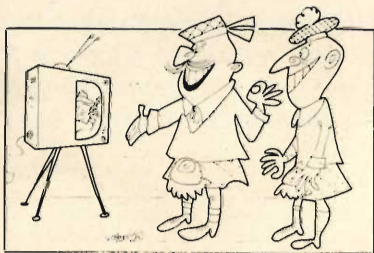
Mi è tornato alla mente questo film perchè ho saputo che è stata presentata una apparecchiatura detta Spaceguard, naturalmente elettronica, con un raggio protettivo su circa 30.000 metri cubi. Nella descrizione di questa apparecchiatura è detto che « falsi allarmi causati da animali quali falene e uccelli, e da piccoli movimenti ambientali possono essere eliminati con un adeguato uso del controllo della distanza ».

Rimane intatta la singolarità del film perchè l'uccelletto aveva messo in moto il segnale di allarme falso per lui, ma validissimo per scoprire l'acrobatico furto.

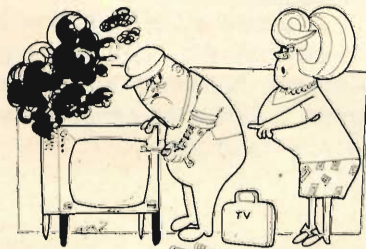
Zio Ruben



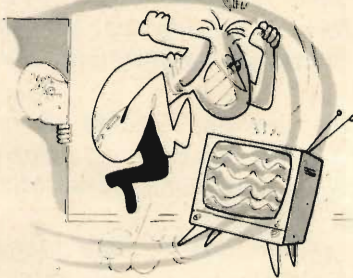
VIDEO RISATE



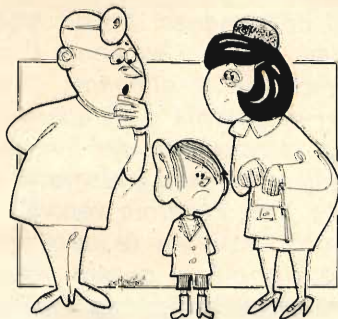
« È stato un affarone: l'ho avuto con lo sconto del 50%!... ».



« Scusi se interferisco, buon uomo, ma non si tratterà per caso del carburatore?... ».



« ... Vogliate scusare l'interruzione video in occasione della ripresa da Londra del concorso di miss mondo!... ».



« ... Mi dica, signora: da quando ha cominciato ad ascoltare transistor?... ».

COMPONENTS**PROFESSIONNELLE****HiFi/Stereo Review**
MARCH 1966 - \$1.00**Electronics****Electronica****Le Haut-Parleur****radio menlor electronic****FUNK TECHNİK****électronique Industrielle****Wireless World**
ELECTRONICS • TELEVISION • RADIO • AUDIO**Electronics World****Radio-Electronics**
50¢ MAY 1966
TELEVISION • RADIO • HIGH FIDELITY**Elektronik**
INDUSTRIAL ELECTRONICS**Toute l'Electronique**
MARS - AVRIL 1966 - 3,50 F**AUDIO**

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

REALIZZAZIONE COMPLETA DI UNA VETTURA RADIOCOMANDATA A DUE CANALI

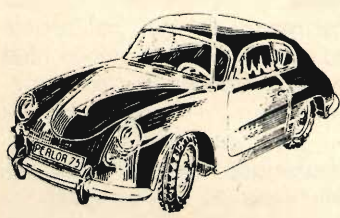
(Da « Le Haut-Parleur » -
12 Febbraio 1970)

La nota rivista francese ha recentemente pubblicato l'articolo che recensiamo, che può essere di notevole interesse per tutti i nostri lettori che si occupano di radiocomando. La nota è riferita ad un tipo di autovettura, di cui riproduciamo l'aspetto del modellino, realizzata interamente in materia plastica. Questo modellino fa parte di una scatola di montaggio, che contiene tutti i componenti necessari alla realizzazione.

La vettura può essere radiocomandata tramite un impianto di trasmissione-ricezione a due canali — uno dei quali permette di comandare le ruote di direzione, mentre l'altro esercita l'azione di comando sul motore di propulsione. La vettura presenta una

lunghezza di 40 cm, ed una larghezza di 17 cm.

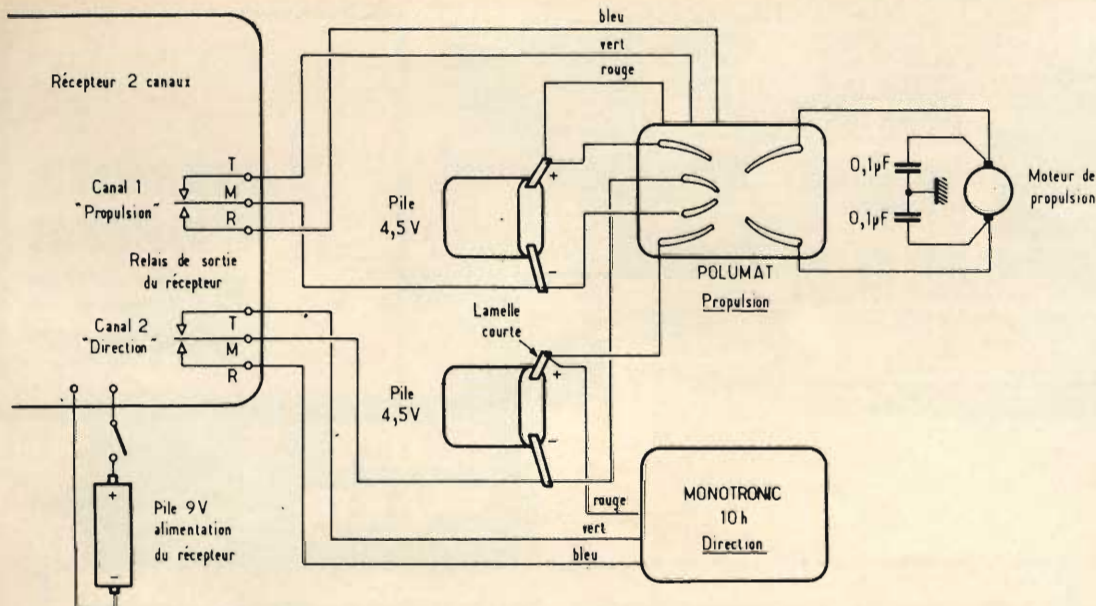
La seconda figura che riproduciamo rappresenta lo schema dell'impianto elettromeccanico che conviene installare a bordo della vettura. Dal momento che il ricevitore è del tipo a due canali, esso comporta naturalmente



l'impiego di due relé, che vengono disposti all'interno. Uno dei due relé comanda la servo-direzione, che regola l'orientamento delle ruote anteriori, mentre l'altro controlla il funzionamento del motore elettrico di propulsione, che agisce invece nei confronti delle ruote posteriori.

Il ricevitore viene alimentato mediante un'unica pila che eroga una tensione di 9 V, che può essere inserita nel circuito tramite un apposito interruttore. Due pile da 4,5 V forniscono invece la tensione di alimentazione per i due servo-meccanismi e per il motore di propulsione.

Per chiarire il funzionamento dell'impianto, partiamo dal presupposto che la vettura sia ferma. Inviando un impulso a radiofrequenza di breve durata attraverso il primo canale, si ottiene la partenza in avanti con velocità ridotta: inviando un secondo impulso di breve durata attraverso l'aria, la vettura continua nella sua marcia in avanti, ma con velocità maggiore. Si dispone pertanto di due valori di velocità, cosa assai interessante in quanto chiarisce la possibilità di ottenere due diversi comandi con un unico canale, almeno per quanto riguarda il movimento in avanti. Ciò fatto, se si irradia un secondo impulso di breve durata, si ottiene l'arresto del



veicolo. Un impulso successivo determina il funzionamento della retromarcia, ed un altro impulso ancora — sempre sullo stesso canale — ne determina infine l'arresto. A questo punto la vettura è pronta a ripartire, iniziando un nuovo ciclo dei comandi testé descritti.

Per quanto riguarda invece il comando di direzione, supponiamo che la vettura sia in moto in direzione rettilinea, col dispositivo di servocomando al centro. Se si trasmette tramite il secondo canale un segnale continuo, la leva del servomeccanismo si sposta a destra, impegna lo sterzo, e continua con tale intervento finché il relativo pulsante di comando viene tenuto abbassato. Non appena la trasmissione cessa, il servomeccanismo ritorna automaticamente al centro, e la vettura prosegue quindi in senso rettilineo. Se l'ordine viene ripetuto, le ruote si orientano invece a sinistra, e tornano al centro non appena

il pulsante viene abbandonato. I due servomeccanismi comportano naturalmente dei conduttori di collegamento, che possono essere facilmente individuati grazie all'impiego di un codice a colori che deve essere naturalmente rispettato.

Sebbene si tratti di una scatola di montaggio di produzione commerciale, i sistemi tecnici adottati nell'articolo possono fornire nuove idee a chi si occupa di realizzazioni in questo campo, per cui — pur trattandosi di una presentazione anziché della descrizione di un progetto — la lettura di questa nota può risultare del pari interessante.

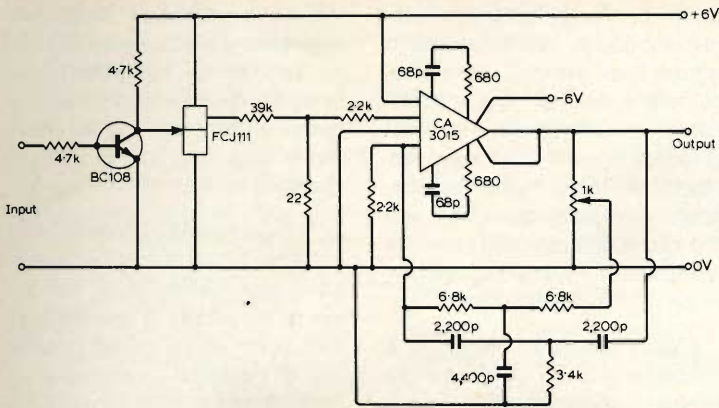
NUOVE IDEE SUI CIRCUITI ELETTRONICI

(Da « Wireless World » - Luglio 1969)

La divisione di frequenza mediante stadi bistabili costituisce una tecnica attual-

mente ad un buon livello di stabilità. La divisione per un numero intero può essere ottenuta mediante un sistema di reazione, oppure mediante uno dei classici circuiti denominati « gated forward ». La forma d'onda del segnale di uscita risulta rettangolare, e — se si desidera ottenere invece un segnale della forma d'onda sinusoidale — è di solito necessario usare un filtro a banda stretta, che sia in grado di inoltrare la sola frequenza fondamentale, oppure alcune armoniche selezionate, rifiutando il passaggio ai segnali aventi una frequenza diversa, anche se legati alla prima da relazioni numeriche.

Il filtro a frequenza acustica ed a banda stretta che attualmente ha conseguito la maggiore popolarità è costituito dal circuito denominato **amplificatore con reazione in parallelo del tipo a « T »**: tuttavia, la sintonia di questo tipo di circuito è risultata fino ad ora piuttosto problemati-



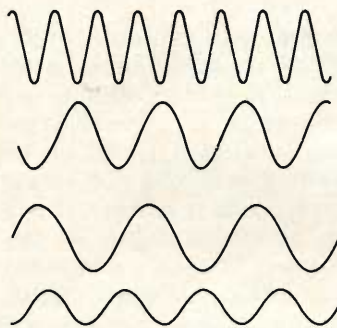
ca, in quanto implica la variazione simultanea di due o tre componenti, i quali devono essere dimensionati in modo tale da presentare una variazione il più possibile simmetrica. Una modifica del circuito in parallelo a « T » che permette la sintonia mediante l'impiego di un'unica resistenza variabile, è stata però descritta da Douce ed Edwards. Collegando questo circuito nel percorso del segnale di reazione di un amplificatore, si ottiene appunto un amplificatore a banda stretta ed a frequenza variabile.

Dal momento che la forma d'onda rettangolare del segnale fornito dagli stadi bistabili è ricca di armoniche di ordine dispari, è possibile sintonizzare l'amplificatore selettivo sulla terza, sulla quinta armonica, ecc., della frequenza divisa: l'effetto globale che si ottiene consiste quindi nel moltiplicare la frequenza di qualsiasi segnale avente una forma d'onda sinusoidale per un fattore pari ad $m:n$, nel quale $m = 1, 3, 5 \dots$ ecc., ed $n = 1, 2, 3 \dots$ ecc.

Per separare le armoniche di valore maggiore, è necessario un grado assai elevato di discriminazione di frequenza, per cui risulta diffi-

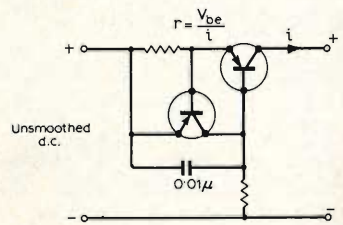
cile ottenere un'uscita costituita da un segnale avente una forma d'onda sinusoidale ragionevolmente pura, quando « m » presenta un valore maggiore di 7, con un unico amplificatore sintonizzato.

Ciò premesso, la prima figura illustra un circuito studiato per ottenere la divisione per 2 del valore della frequenza del segnale di ingresso, ottenendo nel contempo in uscita una forma d'onda sinusoidale entro una gamma di frequenze del segnale di



ingresso compresa approssimativamente tra 5 e 20.000 Hz. La figura che riproduciamo immediatamente dopo rappresenta alcuni esempi degli oscillogrammi ottenuti nei confronti della frequenza di ingresso e di quella di uscita.

La tensione di alimentazione di valore stabilizzato per un carico costante, come può essere un preamplificatore o un sintonizzatore, viene spesso ottenuta impiegando un diodo zener come elemento stabilizzatore in parallelo. Tuttavia, è ormai accertato che si ottiene una maggiore flessibilità della tensione di funzionamento, ricorrendo all'impiego del cosiddetto « diodo amplificato ». Oltre a ciò, sostituendo al diodo zener un componente in parallelo di tipo attivo, sorge la possibilità di ridurre — con un procedimento di cancellazione — la

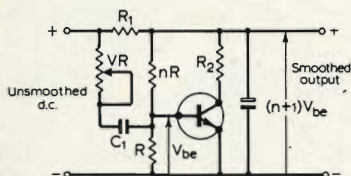


ondulazione residua di rete inevitabilmente presente nell'uscita (che peraltro è spesso indesiderabile nelle unità funzionanti con segnale a basso livello, precedentemente citate).

Se i componenti VR e C₁ vengono aggiunti al circuito di alimentazione convenzionale, come si osserva nello schema che precede, accade che, attraverso la regolazione di VR, l'ondulazione residua presente nella tensione di uscita può essere ridotta di almeno un ordine di grandezza. Questo miglioramento può essere mantenuto nonostante le eventuali variazioni del valore della tensione di ingresso pari a $\pm 10\%$, e con variazione di intensità della corrente che scorre nel carico

pari approssimativamente a $\pm 25\%$.

Per ottenere la massima attenuazione della ondulazione residua, R_2 deve presentare un valore leggermente maggiore di quello che caratterizza R_1 (si noti che R_2 è presente per ridurre la dissipa-



zione di potenza internamente al transistor), mentre C_1 deve presentare un valore abbastanza elevato onde evitare che si verifichi qualche anticipo di fase di entità apprezzabile nel segnale di correzione. Un valore tipico di VR è di 25.000Ω .

Tuttavia, nella eventualità che si desideri attenuare ulteriormente l'entità dell'ondulazione residua, oppure se si prevedono forti variazioni della tensione di ingresso o della corrente che scorre nel carico, è possibile ricorrere all'ultimo circuito che qui riproduciamo, caratterizzato dal funzionamento tipico detto appunto a « corrente costante ».

AMPLIFICATORE PER NASTRO MAGNETICO IMPIEGANTE IL CIRCUITO INTEGRATO TAA420

(Da « Le Haut Parleur » - N. 1252)

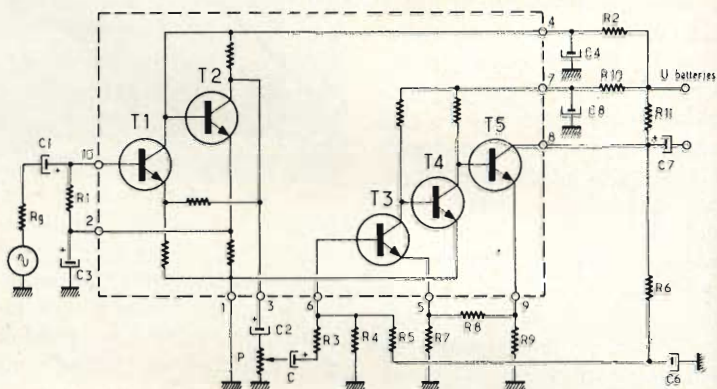
In genere, gli stadi di ingresso di un amplificatore per frequenze acustiche devono tollerare l'applicazione di se-

gnali aventi un'ampiezza apprezzabile, e devono inoltre presentare un fattore di rumore assai ridotto. Gli amplificatori costituiti da elementi discreti possono essere realizzati espressamente per ciascuna applicazione. L'impiego dei circuiti integrati fa sì che questi ultimi convengano per diversi tipi di applicazioni.

L'amplificatore integrato a cinque stadi del tipo TAA420 è stato sviluppato per le applicazioni a frequenza acustica (ad esempio per la realizzazione di amplificatori per

nastro magnetico) vale a dire per quelle applicazioni nelle quali è necessario un rapporto soddisfacente tra segnale e rumore, ed in cui il livello del segnale è notevolmente ridotto.

Naturalmente, riveste carattere di una certa importanza anche l'ammontare del segnale richiesto in uscita; sotto questo aspetto del problema è possibile realizzare un amplificatore a basso fattore di distorsione, dividendo in due parti il circuito TAA420 e precisamente in un pream-



plificatore a due stadi, seguito da un amplificatore a tre stadi. Il primo presenta una resistenza di ingresso superiore a 40.000Ω , ed un rumore proprio che può essere considerato irrilevante, rispetto ad un guadagno di tensione di 31 dB. Il suo ingresso può essere collegato direttamente ad un microfono, ad una testina magnetica, oppure a differenti altre sorgenti di segnale. Tra le due parti dell'amplificatore possono essere intercalati un dispositivo di regolazione del guadagno, oppure un dispositivo di regolazione del livello.

Ne deriva che l'impiego del

circuito integrato TAA420 come amplificatore per registratori magnetici permette la modulazione del nastro con un rapporto tra segnale e rumore assai favorevole. Il secondo amplificatore presenta un guadagno superiore a 70 dB senza contro-reazione. Questo notevole valore di amplificazione permette l'impiego di una contro-reazione rilevante, pur mantenendo un guadagno sufficiente affinché i segnali risultino abbastanza amplificati.

La prima figura rappresenta lo schema elettrico del circuito integrato: in esso, è facile distinguere a sinistra i

more del nastro rispetto al rumore intrinseco dell'amplificatore.

Il circuito integrato TAA420 permette pertanto la realizzazione di un amplificatore di registrazione-riproduzione per magnetofoni compatti funzionanti alla velocità di 4,75 cm/s. I risultati ottenuti sono certamente conformi alle norme DIN 45500. Il rumore dovuto ai nastri di migliore qualità attualmente disponibili in commercio risulta pertanto superiore di 5,4 dB a quello proveniente direttamente dal circuito integrato. I risultati delle misure sono quindi paragonabili a quelli dei magnetofoni a mezza traccia, funzionanti alla velocità di 4,5 cm/s. In sostanza, le caratteristiche tecniche possono essere considerate più che soddisfacenti, sotto ogni aspetto.

L'ANGOLO DEL PROGETTISTA (DESIGNER'S CASEBOOK)

(Da « Electronics » - 16 Marzo 1970)

Ci riferiamo alla consueta rubrica della rivista americana, nella quale vengono presentati nuovi circuiti e nuove idee proposte dai lettori.

Di notevole interesse in questa occasione è il primo circuito, col quale — con l'impiego di un diodo zener — risulta possibile estendere la gamma dinamica di un amplificatore fino alla corrente continua.

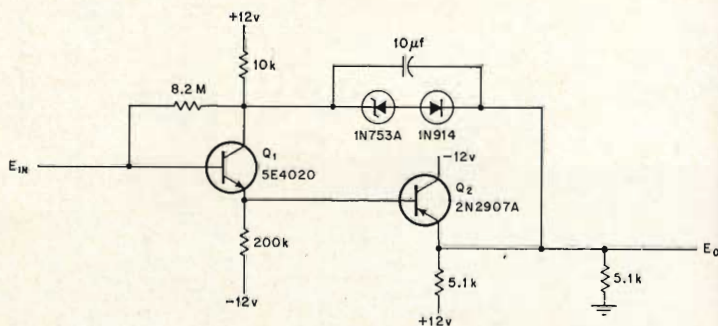
L'impedenza di ingresso di un amplificatore Darlington di tipo convenzionale, limitata a $2\text{ M}\Omega$ dal carico in parallelo presente tra collettore e base

dello stadio di ingresso, può essere aumentata attraverso un circuito cosiddetto « bootstrap ». Collocando un diodo zener nel circuito di reazione tra l'emettitore dello stadio finale ed il collettore dello stadio d'ingresso, l'impedenza di ingresso viene portata al valore di $30\text{ M}\Omega$, mentre la capacità di ingresso si riduce da 4,5 pF, a 0,5 pF. Oltre a ciò, mentre qualsiasi altro circuito « bootstrap » risulta efficace soltanto per i segnali a corrente alternata, l'impiego di un circuito di questo tipo contenente anche

un diodo zener garantisce il funzionamento con frequenze talmente basse, da raggiungere la corrente continua.

L'eccellente responso di questo circuito nei confronti delle frequenze molto basse lo rende particolarmente utile come amplificatore di isolamento (separatore) in applicazioni particolari quali i dispositivi sensibili a carattere medicale, ed i trasduttori per idrofoni.

Il circuito Darlington consiste in due transistori complementari, che permettono



alla tensione di uscita di seguire le variazioni dell'ingresso con la massima fedeltà nonostante le eventuali variazioni della temperatura, e con trascurabile variazione della componente continua. Non appena il segnale di ingresso varia di un determinato ammontare, che indicheremo con la lettera V, l'uscita, E_o varia con un fattore KV, nel quale K rappresenta il guadagno dell'amplificatore, e l'ingresso di collettore del transistor varia del medesimo ammontare. Di conseguenza, la resistenza di ingresso r_{ci} risulta effettivamente aumentata di $1/r_{ci} (1-K)$, nella quale espressione il fattore K risulta solitamente abbastanza prossima al valore unitario.

Dal momento che la capacità di reazione rappresenta una reattanza elevata nei confronti delle frequenze basse, in quanto blocca la corrente continua, il diodo zener estende la gamma dinamica di funzionamento dell'amplificatore fino alla corrente continua.

La seconda idea è rappresentata dall'altro circuito qui riprodotto, nel quale vengono impiegati due transistori ad effetto di campo, per realizzare un dispositivo « linear gate » esente da segnali transistori.

I circuiti di questo tipo presentano migliori caratteristiche di accoppiamento, se vengono usati due transistori ad

effetto di campo del tipo semiconduttore ad ossido di metallo, anziché uno solo. Impiegando infatti due transistori complementari collegati in parallelo, gli impulsi improvvisi che si verificano al momento dell'accensione, e che vengono inoltrati attraverso la capacità presente tra gli elettrodi «gate» e «drain» vengono neutralizzati, ed il segnale di ingresso risulta essere del tutto esente da variazioni indesiderate.

Gli stadi Q1 e Q2 costituiscono il circuito complemen-

tare in serie del tipo « linear gate ». Essi vengono normalmente tenuti allo stato di interdizione ad opera della polarizzazione inversa applicata ai rispettivi elettrodi « gate ». In aggiunta, i substrati vengono polarizzati in senso inverso attraverso le resistenze da 100.000 Ω , e risultano disaccoppiati rispetto a massa. Ciò contribuisce a rendere minima la presenza di segnali parassiti.

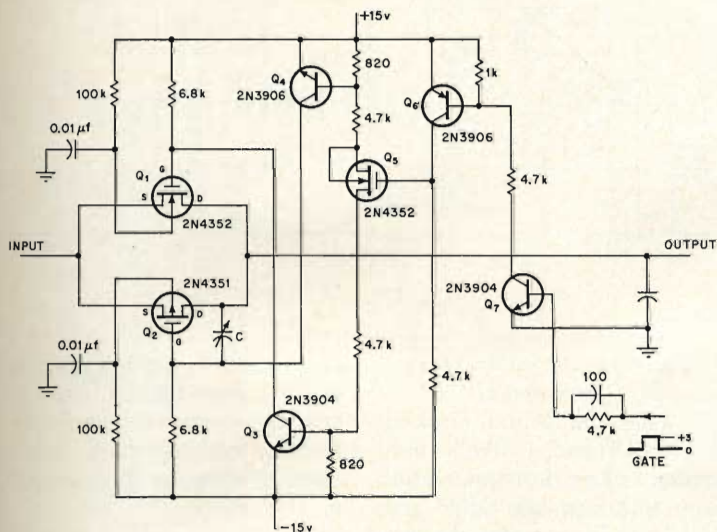
Per portare allo stato di conduzione il transistor Q7, viene ad esso applicato un

gresso è compresa tra + 10 e - 10 V, ma può essere aumentata aumentando opportunamente le tensioni di alimentazione.

La capacità di uscita viene scelta a seconda del tempo di tenuta che si desidera ottenere, e del tempo di campionamento disponibile.

La resistenza in stato di conduzione del circuito « linear gate » è inferiore a 200 Ω , mentre la resistenza in stato di interdizione è maggiore di 10 M Ω .

Si tratta in sostanza di due applicazioni che possono essere di notevole utilità in varie occasioni, nel senso che la prima si presta particolarmente per l'impiego all'ingresso degli stadi di amplificatori per strumenti di misura, come ad esempio gli oscilloscopi, mentre la seconda è di notevole interesse agli effetti della realizzazione di amplificatori per l'elaborazione di dati.



impulso positivo; a causa di ciò, entrano in stato di conduzione anche gli stadi Q6 e Q5. Quest'ultimo produce correnti di pilotaggio eguali ed opposte, per portare allo stato di conduzione Q3 e Q4, pilotando quindi Q1 e Q2 con il medesimo andamento, ed assicurando in tal modo che i transistori prodotti da ciascuno stadio ad effetto di campo si cancellino a vicenda.

La capacità C non è altro che un compensatore che può essere regolato in modo da

annullare qualsiasi residuo di segnale transitorio che potrebbe verificarsi a causa delle inevitabili asimmetrie del circuito. La velocità di commutazione del circuito « gate » dipende dal valore delle resistenze R1 ed R2: per ottenere velocità maggiori, il loro valore deve essere opportunamente ridotto.

Un circuito di questo tipo risulta utile per periodi di tempo di campionamento fino a 100 ns. La gamma dei valori della tensione di in-

STUDIO SUI PRE-AMPLIFICATORI MODULARI

(Da « Wireless World » - Luglio 1969)

La nota è riferita allo studio dei circuiti di particolari stadi di amplificazione, che possono essere usati separatamente oppure in vari tipi di combinazioni, a seconda delle esigenze.

Il tipo di distorsione introdotto dagli stadi di amplificazione funzionanti in classe A con segnali di ingresso a basso livello risulta essere prevalentemente dovuto alla

de dalla scelta accurata del valore di R1. Se R2 presenta lo stesso valore di R1, il guadagno fornito dallo stadio può essere espresso mediante la formula:

$$\frac{R4 + R5}{R5}$$

in corrispondenza della frequenza centrale (solitamente pari a 1.000 Hz) se l'impedenza di C2 è notevole, e quella

di C3 è invece ridotta, rispetto ad R2.

Dal momento che la tensione di uscita ottenibile presumibilmente dalla maggior parte delle testine magnetiche di buona qualità è di valore compreso tra 4 e 10 mV, per una velocità di registrazione di 5 cm/s, un guadagno pari a 10 è abbastanza soddisfacente per uno stadio di questo tipo.

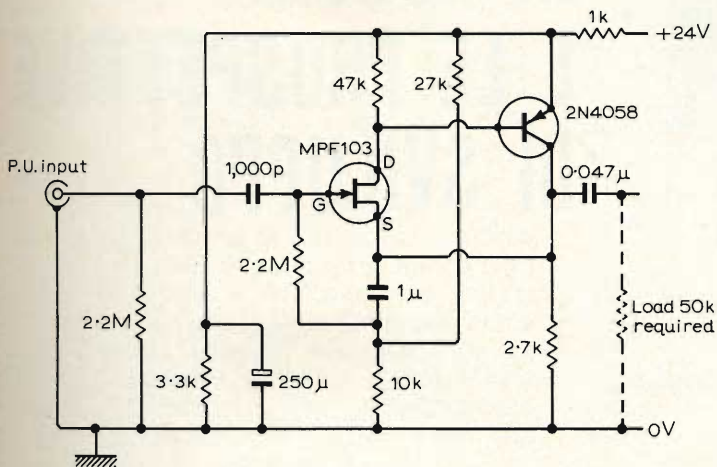
La nota reca anche un sem-

adatto alla conversione di impedenza, che implica meno dello 0,05% di distorsione alla frequenza di 1.000 Hz, e presenta un responso lineare entro una gamma di frequenze compresa tra 35 Hz ed oltre 200 kHz, con una caduta di 18 dB per ottava, al di sotto di 35 Hz. Questo semplice stadio può essere direttamente sostituito nel circuito adatto ad una testina fonografica di tipo magnetico, illustrato a proposito del primo schema.

Tra i vari argomenti che vengono elaborati nello stesso articolo sono da citare gli stadi attraverso i quali viene controllato il tono, vale a dire il timbro di responso dell'amplificatore, i circuiti di filtraggio del tipo « passa-basso » ed alcune note pratiche riguardanti le caratteristiche costruttive dei circuiti descritti.

Ora che la quasi totalità delle Fabbriche che si occupano della produzione di registratori a nastro si è definitivamente orientata verso l'impiego dei semiconduttori in sostituzione delle valvole termoioniche, questo articolo può essere considerato assai attuale.

Ciò, soprattutto tenendo conto del fatto che — per ottenere un rapporto segnale-rumore soddisfacente — si fa uso del transistor ad effetto di campo MPF 103, che si è dimostrato particolarmente adatto a questo tipo di impiego.



plice schema relativo ad uno stadio amplificatore ad inversione di fase, mediante il quale è possibile ottenere del pari la caratteristica di responso conforme alla curva R.I.A.A. Per meglio mettere il lettore in condizione di comprendere gli argomenti considerati, un altro grafico illustra la suddetta curva, e mette in evidenza l'approssi-

mazione ad essa che si ottiene con l'impiego dei circuiti descritti.

L'articolo prosegue poi con alcune considerazioni relative ai circuiti di equalizzazione per gli stadi amplificatori funzionanti con cartucce fonografiche di tipo ceramico, come ad esempio il secondo circuito che riportiamo: esso non è altro che uno stadio

Una nuova gamma di sensori a luce per applicazioni ottiche commerciali e militari è stata presentata dalla 20th. Century Electronics.

I fotodiodi al silicio forniscono risposte eccellenti da 0,35 microns a 1,18 microns e possiedono un alto quantum d'efficienza a 0,6238, 0,9 a 1,06 microns.

Essi forniscono un significativo incremento alla preesistente gamma di sensori infrarossi al silicio da 0,9 microns ad 1,6 microns, per applicazioni laser, prodotti dalla società.



PLACE ROUGE

VISITEZ MOSCOU



Intourist

Taccuino
di un viaggio

LA PUBBLICITA' IN RUSSIA E LE PROSPETTIVE DI SVILUPPO

Fra le mille cose che restano da raccontare dopo un viaggio in Unione Sovietica, interessanti sono proprio i manifesti che assolvono solo e massimamente una funzione di mezzo « ideologico ». Per gli altri impieghi, quelli che qui in Occidente chiameremo « pubblicitari », abbiamo visto solo una minima percentuale destinata ai servizi di stato: manifesti per le linee di navigazione, manifesti per la « Aeroflot ». Per i prodotti di largo consumo invece l'affissione esiste solo in misura insignificante e soprattutto con un linguaggio visivo talmente povero da renderlo solamente un « avviso » da muro.

Oggi in Russia, arrivarci è facile: anche per noi italiani: ci si può arrivare in treno, in automobile, per nave, sbarcando a Leningrado, o in aereo prendendo a Roma il veloce jet dell'Alitalia che in tre ore e mezzo vi sbarca

all'aeroporto di Mosca. La scelta è varia ma noi consiglieremmo al lettore di fare il turista scegliendo proprio il treno; perché i treni russi sono composti di ottime e modernissime vetture, con tutti i confort che vanno dalle cuccette (quattro per ogni scompartimento e non sei come da noi) alla radio, presente in ogni scompartimento, sino ai vagoni ristoranti dove si mangia bene e si è serviti altrettanto bene. Non sono treni velocissimi ma restano comunque treni confortevoli.

Un viaggio in treno è quello che abbiamo fatto durante una visita di diciotto giorni che comprendeva le città di Leningrado, Mosca e Kiev e che ci ha portati su un percorso di oltre ottomila chilometri.

Condensare in poche righe l'impressione di un simile viaggio è difficile; speriamo di riuscirvi spulciando qua e là dal nostro taccuino di viaggio e — trascurando le mille cose interessanti sulla Rus-

sia e sui Russi — aver presente lo scopo di questo articolo: dire cioè a che punto è la pubblicità in Russia e che prospettiva di sviluppo — oggi come oggi — essa abbia.

L'Unione Sovietica è un continente « a sé », ma sarebbe forse più giusto dire che l'Unione Sovietica è un insieme di « continenti », perché il Lituano è diverso dall'Ucraino, questo dall'Uzbeko e questo dall'Armeno.

Le differenze sono vere diversità etniche e di lingua più che di dialetto, di abitudini più che di tradizioni, di folklore e di religione soprattutto.

Per questo il solo pensiero, lontano sin che si vuole, ma comunque potenzialmente attuabile di una campagna pubblicitaria nei territori dell'Unione Sovietica, non può prescindere da queste difficoltà, quasi insormontabili, costituite dalla mancanza di un denominatore comune di vita e di abitudini.

L'impostazione di una ricerca di marketing nell'Unione Sovietica — il giorno in cui sarà possibile farla (anche se oggi potrà sembrare a qualcuno una ipotesi di fantapubblicità) — si presenta come una impresa titanica, attuabile solo se fatta per settori. A parte la sterminata vastità del territorio, quello che colpisce è proprio la differenza tra le genti che questi territori abitano.

Nella grande massa degli abitanti di chiara estrazione agricola e operaia, vestita in modi dimessi è difficile distinguere dal tratto e dall'abbigliamento un medico da un operaio, un magistrato da un contadino. Bisogna ricorrere all'espressione degli occhi, bisogna guardare le mani per vedere quale è il lavoro dell'uomo con cui stiamo parlando.

A Leningrado i russi e soprattutto i giovani russi che ci hanno avvicinato nel corso del nostro viaggio, ci hanno dimostrato interesse per tutte quelle cose di normale abbigliamento che avevamo addosso; dalle camicie, alle cravatte, ai maglioni, alle calze; il tutto con molta curiosità che si trasformava in meraviglia quando chiedendosi se avevamo l'automobile rispondevamo tutti di possederla.

I moscoviti invece ci hanno stupito per la grande differenza del loro atteggiamento dai più cordiali leningradesi. Il moscovita è un uomo affaccendato, fret-

toloso e un po' freddo; per certi versi ci ha richiamato in mente il milanese.

Mosca — parliamo sempre di consumi, ché questo è il tema dell'articolo — è una città ricca di magazzini e tra questi il più celebre è il magazzino Gum: per l'occidentale è interessante andarvi a fare acquisti. Nella tumultuosa ressa, gli acquirenti si rivelano tutti disciplinati. Ci sono alcuni banchi che sono presi d'assalto dal pubblico, che però si mette sempre in coda pazientemente per aspettare il turno. Da questo punto di vista, il russo ci è sembrato un cliente curioso, attento, pignolo e preciso nelle sue scelte e soprattutto tenace.

Un « destinatario » meraviglioso per una campagna pubblicitaria che avrebbe il privilegio di trovarlo ancora indifeso, ancora non immunizzato da quel bombardamento di pubblicità consumistica a cui è invece sottoposto l'occidentale.

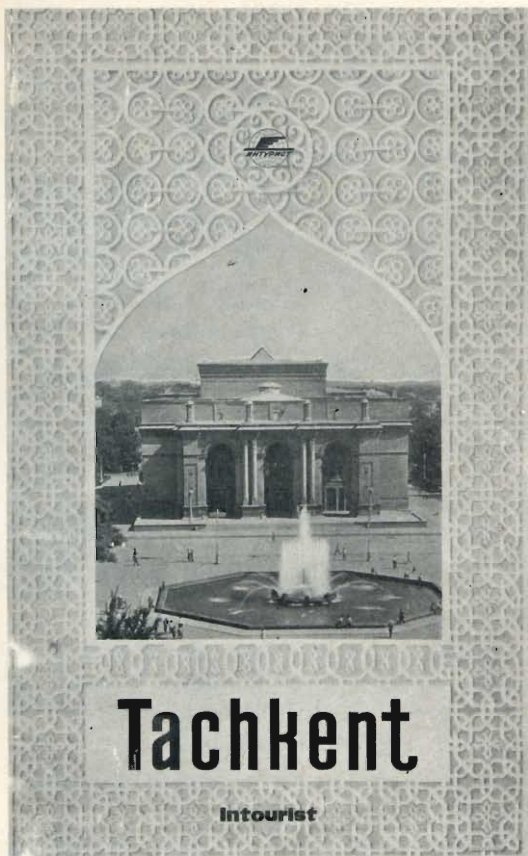
Perché, dicevamo, nonostante la pubblicità russa stia muovendo i primi risoluti passi, siamo ancor lontani da un discorso organico, globale.

La pubblicità russa è ancora nella fase del pionierismo.

La pubblicità che fa la parte del leone, grazie alle sue caratteristiche di impatto, immediatezza e visibilità è quella di natura ideologica: in tutte le strade, nelle stazioni ferroviarie, abbiamo visti centinaia e migliaia di cartelli e cartelloni, poster, manifesti.

Altre forme di pubblicità (quella convenzionale s'intende, nella accezione, cioè, occidentale del termine) non l'abbiamo notata, tranne in qualche manifesto dedicato alle linee di navigazione o aeree (la Aeroflot sovietica). Tuttavia anche in questo campo c'è qualcosa di nuovo, e come ci ha detto la nostra guida è oggi possibile effettuare pubblicità in tutto il territorio dell'URSS anche ad utenti appartenenti ad altri paesi.

Dopo l'affissione stanno comparando anche in Russia i primi comunicati radio commerciali, e tra qualche anno si vedranno i primi telecomunicati. L'Unione Sovietica sta cedendo alle lusinghe della « persuasione occulta » anche nel campo meramente consumistico. Non è esente da questa decisione la necessità di va-



luta estera, particolarmente apprezzata in tutto il territorio dell'URSS.

Naturalmente per effettuare pubblicità nell'URSS è necessario rivolgersi ad un organismo di Stato, a ciò espressamente preordinato, il « Vnesthorg-Reklama ».

Oltre ad avere il controllo di tutte le campagne pubblicitarie nazionali effettuate su tutti i media, questo ente si preoccupa anche della diffusione su tutto il territorio di stampati, cataloghi e pieghevoli illustranti la produzione di ditte straniere.

Tutti gli industriali italiani che fossero interessati a propagandare i loro prodotti nell'URSS potranno mettersi direttamente in contatto con l'ente, il cui indirizzo è il seguente:

V/O VNESTHOR-REKLAMA ul Zhivopisnaja 56 - MOSKVA G-19.

Ulteriori informazioni possono anche essere richieste all'Ufficio ICE di Mosca, il cui indirizzo è:

KUTUZOW Prospekt 7/4 Korp 6, apt. 2 - MOSKVA G-19.

La Russia dunque dice sì alla pubblicità. Noi italiani siamo ben visti e ben voluti. Le nostre canzoni — che per tutta la durata della nostra permanenza in URSS ho sentito trasmettere quasi ogni giorno dalla radio russa — sono le nostre inconsapevoli ambasciatrici di simpatia.

C'è insomma, per noi italiani, molto da fare in Russia: e forse forse la pubblicità ai nostri prodotti potrà diventare il primo passo verso quel disgelo che, non solo noi, ma tutto il mondo aspetta.

Il fumo, quello delle sigarette, è un vizio volontario per molti. Un altro fumo, lo smog, è invece un vizio obbligatorio per tutti e tutto, bambini e adulti, animali e cose. Il mostro nero, prodotto delle civiltà industriali, riversa sulle grandi città valanghe di particelle carboniose, ossido di carbonio e anidridi solforose. Il risultato a lunga scadenza, assume tinte drammatiche.

Da tempo, medici, urbanisti, cittadini, sindaci hanno lanciato il loro grido d'allarme ed è stata ingaggiata una lotta all'ultimo granello di polvere nera. A Pittsburgh, la città americana dell'acciaio, la guerra allo smog è, in parte, una guerra elettronica. La combatte, infatti, un calcolatore elettronico al quale sono collegate direttamente alcune stazioni automatiche per il controllo minuzioso della purezza dell'aria. Il calcolatore riceve i dati sugli agenti inquinanti, li analizza e, ad elaborazione avvenuta, è in grado di precisare se la situazione è pericolosa o no e di raccomandare alle autorità comunali le contromisure più efficaci per la salvaguardia dei polmoni dei cittadini.



INFORMAZIONI TECNICO COMMERCIALI

1 LA CINA UTILIZZA PER IL SUO SATELLITE UNA FREQUENZA INTERNAZIONALMENTE CONCORDATA

Benché la Cina non sia membro della Unione Internazionale per le Telecomunicazioni (ITU) ciononostante si comporta come se fosse tale. Quando infatti la Cina lanciò il suo primo satellite spaziale, scelse 20.009 MHz quale frequenza di trasmissione per il suo motivo musicale « L'Oriente è Rosso ». **Questa frequenza è fra quelle accantonate dalla ITU per la ricerca spaziale, e scelte in modo da non interferire con le normali attività degli utenti di altre nazioni.** Benché il segnale risulti di facile ricezione anche con relativamente semplici apparecchiature, la frequenza è fra quelle che trovano difficoltà nel penetrare la ionosfera durante le ore diurne.

Vi è peraltro da notare che gli specialisti di comunicazioni militari, che hanno già sottoposto il satellite Chicom 1 ad attento studio, sospettano che i cinesi non abbiano lanciato più di 380 libbre di chincaglieria spaziale soltanto per farle suonare una registrazione su nastro. Ne consegue che essi seguono tuttora con molta attenzione l'attività del satellite, per determinare se contemporaneamente vengono impiegate dai cinesi altre fre-

quenze che consentano loro una ricerca clandestina. Anche se le fonti bene informate affermano che occorrerà un certo tempo, magari qualche settimana, per realizzare un definitivo accertamento sui veri compiti del satellite, ben difficilmente ci si potranno attendere anche nel futuro notizie precise al riguardo da parte del Servizio Segreto Americano.

Le dimensioni del satellite porta i tecnici americani a pensare che esso porti con se ben più importanti sperimentazioni da compiersi, oltre ad un semplice registratore, e che i dati che queste sperimentazioni potranno fornire dovranno ad un dato momento essere teletrasmessi a terra. Non si esclude anche la possibilità che il satellite sia in effetti un apparecchio da ricognizione, giacché l'orbita ellittica del Chicom 1, con i suoi 68,5° di inclinazione sull'equatore, gli consentirà di sorvolare parecchie fra le più importanti città.

Ciò che ha comunque favorevolmente impressionato gli ambienti ufficiali di Washington è stata la volontaria dimostrazione da parte della Cina di cooperazione nel campo delle frequenze, utilizzando una delle frequenze previste dalla ITU per la sua prima avventura spaziale. **Notevole era infatti, ed è tuttora, il timore di un vero e proprio caos nel campo delle telecomunicazioni, nel caso che la Cina non si fosse adeguata a quanto previsto in materia dalla ITU.**

2 UN ALTRO PASSO GIAP-PONESE PER LA CONQUISTA DEL MERCATO EUROPEO

La Mitsubishi Electric sta per applicare la teoria del domino per incrementare la invasione dell'Europa con i suoi calcolatori. La prima ad essere attaccata è la ricca Germania Occidentale. Una volta qui stabilita una solida base, la compagnia giapponese inizierà la promozione delle sue vendite nel resto dell'Europa. La Mitsubishi, con la sua Direzione Generale per l'Europa sistemata ad Amburgo, sta ora sistemando una rete di vendita dei calcolatori e di servizi di loro assistenza e riparazioni in tutta la Germania.

A partire dalla fine di quest'anno, la Mitsubishi sarà in grado di offrire due calcolatori di medie dimensioni (il Melcom 83 ed il Melcom 84) ai clienti tedeschi. Ambedue questi apparecchi utilizzano « memorie » a disco magnetico per 10 mila parole, espandibili sino a 100 mila parole, il che rappresenta una del tutto insolita caratteristica per dei calcolatori di media stazza. Il modello 83, completo di perforatore del nastro e di equipaggiamento di lettura, verrà posto in vendita per circa 17.900 dollari, ed il modello 84 per circa 22.900.

3 LA RADIO BBC DIVIENE DIGITALE

Ora che gli esperimenti con segnali sonori televisivi hanno convinto la British Broadcasting Corporation che risulta perfettamente fattibile il distribuire il suono dallo studio ai trasmettitori in forma digitale, la Società sta pianificando la digitalizzazione della sua rete di trasmissione radio. **Una tecnica di distribuzione che la BBC ha in corso di sviluppo verrà operativamente sperimentata il prossimo anno.**

Questo mutamento è inteso a migliorare la qualità di qualsiasi trasmissione

sonora, ma il suo maggiore effetto risulterà nella qualità e semplicità della distribuzione stereo. Attualmente, la BBC affitta dalle PP.TT. raccordi di audio-banda su cavo a modulazione di ampiezza, ma questi si deteriorano con il tempo, ed è risultato sempre difficile il poter approntare canali adeguatamente equilibrati per distribuzione stereo. La società prevede di portare un certo numero di canali sonori digitalizzati su raccordi di distribuzione ad ampia banda di tipo TV. Si ritiene che ciò varrà ad assicurare trasportatori stereo stabili e bene equilibrati. Contemporaneamente a questa attività, la società ha in via di sviluppo registratori a nastro digitale che offrono una migliore prestazione nel rapporto segnale-disturbo rispetto agli attuali registratori, e perciò migliorano la qualità di rendimento del sistema di distribuzione.

4 UNA DITTA DELLA GERMANIA OCCIDENTALE PIANIFICA UN SISTEMA SONORO PER TV MULTILINGUE

Con un occhio sui largamente aperti mercati in molte nazioni multilingue, i ricercatori della Standard Electric Lorenz, una sussidiaria della ITT nella Germania Occidentale, stanno alacremente lavorando attorno ad un sistema sonoro di TV a 12 canali. Tutti e dodici questi canali, ciascuno in una lingua diversa, possono essere trasmessi sincronicamente con un canale video, ed in casi particolari possono anche essere trasmessi addirittura 24 canali.

I 12 segnali audio, con un'ampiezza di banda di 13 MHz, ed il segnale video, vengono trasmessi come un'unità integrata, che può essere registrata su nastro magnetico ed inviata su cavo ad un'antenna. I normali satelliti per comunicazioni che trasmettono segnali video in forma di frequenza-modulata, sono in grado di ricevere e di ritrasmettere il segnale integrato. **I segnali audio, compresi a tempo per un fattore di 1 a 385,**

vengono inseriti tra le immagini singole nelle 12 linee vuote che normalmente costituiscono il periodo di non-trasmissione tra le immagini.

Benché la Lorenz definisca questo sistema soltanto come una proposta, risulta che è già stato effettuato parecchio lavoro di pre-sviluppo in materia. Il sistema, che utilizza singoli componenti di varia natura, è già in funzione in laboratorio, ove si sta ulteriormente lavorando per incorporarvi tecniche MOS. **Attualmente il grosso ostacolo non è tecnico, bensì politico, comportando l'adesione ad una standardizzazione da parte di tutte le TV internazionali.**

5 NUOVI CIRCUITI INTEGRATI PER LA RADIO E LA TELEVISIONE

La SGS, Società Generale Semiconduttori, ha nuovamente incrementato la propria famiglia dei circuiti integrati lineari con l'introduzione sul mercato di tre nuovi dispositivi: TAA 621, TBA 231 e TBA 271.

TAA 621 - Amplificatore Audio TV

Il TAA 621 è un circuito integrato lineare monolitico progettato come amplificatore di bassa frequenza per apparecchi televisivi, radio e giradischi con testina a cristallo.

Con un minimo numero di componenti esterni e senza alcuna regolazione esterna questo dispositivo permette di ottenere un'alta efficienza, una bassa distorsione armonica totale e un'alta reiezione.

Il dispositivo è altresì molto versatile e può essere usato in un largo campo di tensione di alimentazione e di condizione di carico. Il TAA 621 dà una potenza di uscita superiore a 4 W con Vc.c. = 24 V $R_L = 16 \Omega$ e con una distorsione del 10%. Il valore tipico della corrente di riposo è di 7.8 mA e la reiezione all'alimentazione è di 44 dB.

Il TAA 621 è incapsulato in un contenitore di potenza in plastica, del tipo dual in line split dip con dissipatore esterno.

TBA 231 - Amplificatore Duale Operazionale a Basso Rumore

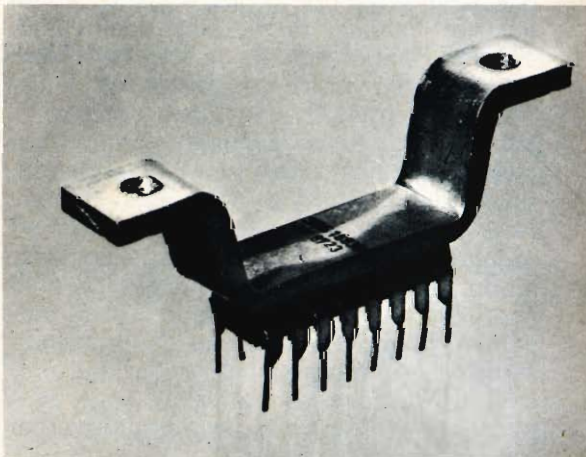
Il TBA 231 è composto da due identici amplificatori operazionali diffusi in un chip monolitico di silicio.

Le caratteristiche di rumore e di alto guadagno sono estremamente stabili in una larga gamma di tensione di alimentazione e di temperatura.

Il TBA 231 è protetto per i corti circuiti sull'uscita ed è possibile alimentarlo sia con uno che con due alimentatori.

Le sue principali caratteristiche possono essere così riassunte:

- bassa figura di rumore: 2 dB
- alto guadagno di tensione: 86 dB
- separazione tra i canali: 140 dB
- variazione della tensione a modo comune in ingresso: ± 11 V.



Il TBA 231 è stato progettato per tutte quelle applicazioni ove sono richiesti due amplificatori operazionali ad alte prestazioni, ad esempio: preamplificatori stereo per giradischi e registratori, ricevitori per controllo a distanza TV.

Il TBA 231 è incapsulato in contenitore dip a 14 terminali.

TBA 271 - Zener per Stabilizzare l'Alimentazione dei Varicap

Il TBA 271 è un circuito integrato monolitico stabilizzatore di tensione appositamente studiato per stabilizzare la tensione di alimentazione dei diodi a capacità variabile usati nei tuner TV. Esso è interamente compensato in temperatura e non richiede alcun componente esterno di taratura.

La tensione nominale stabilizzata è compresa tra i 30 ed i 36 V. Ha un basso efficiente di temperatura: $-3,3 \div 1,6$ mV/°C, una bassa resistenza di zener, 10 Ω tipica e 25 Ω massima.

Il TBA 271 è incapsulato in un contenitore TO-18 con 2 terminali.

6 LA ZANUSSI HA INCORPORATO LA ZOPPAS

CARATTERISTICHE DEL GRUPPO NEL CAMPO DEGLI ELETTRODOMESTICI

La F. Zoppas S.p.A. di Conegliano è entrata a far parte del gruppo Zanussi di Pordenone. L'accordo fra le due società, che occupano posizioni di primo piano nell'industria italiana degli elettrodomestici, conclude positivamente la ricerca di una garanzia economica, organizzativa e gestionale per un loro sviluppo comune. L'intervento della Zanussi si è infatti proposto di assicurare una efficiente continuità della attività della Zoppas, mediante il suo inserimento in una più vasta ed organica dimensione industriale e di mercato, tale da garantire la stabilità e la continuità dell'occupazione del suo personale, la razionalizzazione degli investimenti e dei programmi di produzione e di vendita, il conseguimento di importanti economie di scala sul piano organizzativo e gestionale.

LE CONSEGUENZE DELL'ACCORDO

Le industrie Zanussi, già da anni operanti come impresa «leader» nel settore degli elettrodomestici, intendono ora procedere al consolidamento ed allo sviluppo, congiunto delle due società, soprattutto per le politiche di prodotto, di vendita, di servizi commerciali.

Le conseguenze di tale accordo dovranno avere particolare rilievo nel coordinamento della politica commerciale Zanussi-Zoppas sui mercati esteri (che costituiscono ormai una delle componenti determinanti per il settore dei prodotti elettrodomestici italiani) e nell'integrazione degli obiettivi e dei mezzi di ricerca e di sviluppo dei prodotti, necessari per il mantenimento della competitività interna ed internazionale.

L'accordo Zanussi-Zoppas e l'inserimento dell'industria di Conegliano nel gruppo Zanussi, realizzato sotto auspici dell'Istituto Mobiliare Italiano, costituiscono uno degli eventi più rilevanti della rapida evoluzione strutturale dell'industria italiana degli elettrodomestici.

La F. Zoppas S.p.A. rappresenta, con gli oltre 7.500 dipendenti e con circa 75 miliardi di fatturato annuo, una delle più importanti industrie italiane del settore con quote di produzione e di vendita sul mercato nazionale che vanno, mediamente, dall'8-9% per i frigoriferi e le lavatrici al 15-16% per le cucine, con una notevole componente di esportazione sui mercati europei e d'oltremare.

Il gruppo Zanussi che secondo i dati più recenti occupa oltre 20 mila addetti nelle sue diverse attività per un fatturato globale di oltre 150 miliardi, è la più grande ed importante impresa europea per la produzione specializzata di apparecchi domestici (negli anni scorsi ha incorporato le soc. Becchi di Forlì, Stice di Firenze e Castor di Torino). I principali marchi degli elettrodomestici Zanussi (Rex e Naonis) registrano ormai da anni posizioni di primo piano nelle graduatorie di vendita e di utenza sul mercato.

Complessivamente, gli elettrodomestici del gruppo Zanussi detengono quote di produzione e di mercato intorno al 23% per le lavastoviglie, al 33% per i frigoriferi, al 37-38% per le cucine e le lavabiancheria. Recentemente, la Zanussi ha esteso i suoi campi di attività, nel settore degli apparecchi domestici, anche alle stufe a kerosene ed ai condizionatori d'aria.

UN SIGNIFICATO POSITIVO

L'ingresso della Zoppas nel gruppo Zanussi ha un significato positivo in termini di dimensione, poichè ai due gruppi congiunti viene ora a far capo il 40-42% del mercato italiano dei frigoriferi e delle lavastoviglie, ed il 53-55% del mercato delle lavabiancheria e delle cucine. Ma ha un significato ancor più positivo in termini di commercio estero poichè solo attraverso nuove rilevanti «economie di scala» l'industria del settore può cercare di affrontare i pesanti oneri di gestione imposti dai continui aumenti sia delle materie prime che dei costi di lavoro.

VOCABOLARIO

**INGLESE
ITALIANO
FRANCESE
SPAGNOLO
TEDESCO**



**dei termini tecnici
relativi alla televisione e le antenne**

sesta parte

Lettera M

- 575 **mask** - maschera - *masque* - *mascara* - *Maske*, *Strahlenmaske*.
- 576 **master control** - comando centrale, regia - *régie* - *control principal* - *Regieraum*.
- 577 **master monitor** - motore principale, controllo principale - *moniteur final*; *monitor principal*, *de emision* - *Endkontrollvorrichtung*, *Hauptmonitor*.
- 578 **matching stub** - tronco adattatore (d'impedenza) - *barre d'adaptation*, *téton d'adaptation* - *seccion equilibradora*, *de adaptacion* - *Anpassblindschawanz*, *Anpasstichleitung*.
- 579 **mechanical scanning** - analisi meccanica - *analyse mécanique*; *exploracion mecanica* - *mechanische Abtastung*.
- 580 **medium shot** - ripresa media - *plan moyen* - *plano medio* - *Mittelaufnahme*.
- 581 **metal backing** - schermo metalizzato, strato metallico riflettore - *miroir métallique* - *recubrimiento metálico* - *Metallhinterlegung*, *Schirmverspiegelung*.
- 582 **microphone boom** - giraffa, pertica del microfono - *giraffe*, *perche* - *arbol*, *pertega del microfono* - *Giraffe*, *Mikrophongalgen*.
- 583 **microphony** - microfonia - *microphonie* - *microfonia* - *Mikrophon-effekt*, *Mikrophonie*.
- 584 **Miller integrator** - integratore di Miller - *intégrateur Miller* - *integrador Miller* - *Miller Integrator*.
- 585 **minor lobe** - lobo minore, secondario, spurio - *lobe secondaire*, *successif*, *pétale secondaire* - *lobulo minor*, *lateral* - *Nebenkeule*, *Nebenlappen*.
- 586 **mirror** - riflettore - *réflecteur* - *reflector* - *Reflektor*.
- 587 **mismatch** - disadattamento - *désaccord*, *déséquilibre* - *desequilibrio* - *Fehlanpassung*.
- 588 **mixed highs** - mescolanza dei dettagli fini - *mélange des détails fins* - *mezcla de detalles finos* - *gemischte Höhen*, *Mischhöhen*.
- 589 **mode shift** - slittamento di frequenza - *inconstance des fréquences* - *deslizamiento de frecuencia* - *Frequenzverlauf*.
- 590 **modulated antenna** - antenna accordata - *antenne accordée* - *antena sintonizada* - *abgestimmte Antenne*.

- 591 **modulator** - modulatore - *modulateur* - *modulador* - *Modulator*.
- 592 **moiré** - moiré, marezza, - moirure - *muaré* - *Mohr*, *Moiré*.
- 593 **monitor** - apparecchio di controllo, monitore - *moniteur* - *monitor* - *Monitor*.
- 594 **monitoring antenna** - antenna di controllo, di prova - *antenne de contrôle* - *antena de control* - *Kontrollantenne*.
- 595 **monitoring tube** - tubo monitore - *tube moniteur* - *tubo monitor* - *Kontrollröhre*.
- 596 **monkey chatter** - interferenza del canale adiacente - *interférence adjacente* - *interferencia del canal adyacente* - *Nachbarkanalstörung*, *Babbeln*.
- 597 **monochrome trasmission** - trasmissione monocroma, ad un solo colore - *transmission monochrome* - *transmission monocroma* - *Monochromübertragung*.
- 598 **monoscope** - monoscopio - *monoscope* - *monoscopio* - *Monoskop*.
- 599 **monostable multivibrator** - multivibratore monostabile - *univrateur*, *flip-flop* - *multivibrador monoestable* - *Flip-flop generator*.
- 600 **mosaic electrode** - elettrodo a mosaico - *mosaïque* - *mosaico* - *Mosaik-elektrode*.
- 601 **mounting** - montaggio - *montage*, *montaje* - *Montage*.
- 602 **movable antenna** - antenna mobile - *antenne transportable*, *déplaçable* - *antena movil* - *ortsveränderliche Antenne*.
- 603 **movable scene** - scena mobile, quinte - *coulisse de studio* - *bastidor* - *Studiokulisse*.
- 604 **mug shot** - ripresa di dettaglio, dei primi piani - *gros plan* - *primer plano* - *Nahaufnahme*, *Grossaufnahme*.
- 605 **multi-band antenna** - antenna multi-banda - *antenne toutes ondes* - *antena multibanda*, *de toda onda* - *Allwellenantenne*, *Mehrabandantenne*.
- 606 **multipath effect** - immagine sdoppiata, riflessa, fantasma, spettrale - *image double*, *fantôme* - *imagen eco fantasma* - *Echobild*, *Geist* - *Geisterbild*, *Schattenbild*.
- 607 **multiple-tuned antenna** - antenna ad accordo multiplo - *antenne à accord multiple* - *antena con sintonizacion multiple* - *mehrfach gespeiste und abgestimmte Antenne*.
- 608 **multiple-unit steerable antenna** - antenna multipla rombica - *antenne romboïdale (en losange) multiple* - *Mehrfachrautenantenne*.
- 609 **multiple-wire antenna** - antenna multifilare - *antenne multifilaire* - *antena multifilar* - *Mehrdrahtantenne*.
- 610 **multivibrator** - multivibratore - *multivibrateur* - *multivibrador* - *Multivibrator*.
- 611 **mush area** - zona di interferenza - *zone de brouillage* - *zona de interferencia* - *Störgebiet*.
- 612 **mute antenna** - antenna artificiale, fittizia - *antenne fictive*, *artificielle* - *antena artificial* - *Erzatzantenne*, *künstliche Antenne*.

Lettera N

- 613 **natural frequency** - frequenza naturale, propria - *fréquence propre* - *frecuencia natural* - *Eigenfrequenz*.
- 614 **natural wavelength of the antenna** - lunghezza d'onda naturale - *longueur d'onde propre de l'antenne* - *longitud de onda natural de la antena* - *Eigenwellenlänge einer Antenne*.
- 615 **needle deviation** - deviazione dell'indice, dell'ago - *déviacion d'aiguille* - *desviacion de la aguja* - *Zeigerausschlag*.
- 616 **negative image** - immagine negativa, inversa - *image négative*, *renversée* - *imagen invertida*, *negativa* - *negatives Bild*, *umgekehrtes Bild*.
- 617 **nemo** - ripresa esterna - *prise de vue à l'extérieur* - *toma de exteriores* - *Aussenaufnahme*, *Aussenreportage*.
- 618 **neon stabilizer** - stabilizzatore al neon - *stabilisateur à neon* - *estabilizador de neon* - *Glimmstabilisatorröhre*.
- 619 **net transmission equivalent** - attenuazione complessiva - *atténuation générale*, *équivalent de transmission* - *atenuacion total* - *Restdämpfung*.
- 620 **nighth effect** - effetto notte - *effet de nuit* - *efecto de noche* - *Nacheffekt*.

- 621 **noise** - rumore - *bruit* - *ruido* - *Rauschen*.
- 622 **noise temperature** - temperatura di rumore - *température de souffle* - *temperatura de ruido* - *Rauschtemperatur*.
- 623 **non-directive antenna** - antenna non direttiva, omnidirezionale - *antenne non dirigée, toutes direction* - *antenna no directiva, omnidireccional* - *Rundstrahlantenne, ungerichtete Antenne*.
- 624 **nonlinearity** - non lineare, mancanza di linearità - *non-linéarité* - *falta de linealidad* - *Nichtlinearität*.
- 625 **non-resonating aerial** - antenna non risonante - *antenne non résonante* - *antenna no resonante* - *verstimmte Antenne*.
- 626 **nozzle** - ingresso - imboccatura - u-gello di una guida d'onda - *bouchon de guide d'onde, embouchure de guide d'onde* - *abertura, embocadura de guia de onda* - *Wellenleiteröffnung*.
- 627 **nuisance area** - zona di interferenza - *zone de brouillage* - *zona de interferencia* - *Störgebiet*.

Lettera O

- 628 **off-centre dipole** - dipolo eccentrico; *dipôle excentré; dipolo excentrico; Exzenterdipol*.
- 629 **offset carrier system** - sistema portante tipo offset; *onde porteuse offset; sistema portadora offset; versetztes Trägerwellensystem*.
- 630 **omnidirective antenna** - antenna omnidirezionale; *antenna toutes directions; antena omnidireccional; Rundstrahlantenne, ungerichtete Antenne*.
- 631 **one-cycle multivibrateur** - multivibratore a periodo singolo; *multivibrateur a cycle simple; multivibrador a periodo simple; Einschlagmultivibrator*.
- 632 **optical light filter** - filtro ottico (antiriflesso); *filtre optique (antiréflexion); filtro optico (supresor de reflexiones); Reflexschutzfilter*.
- 633 **oscillator** - oscillatore; *oscillateur; oscilador; Oszillator*.
- 634 **outdoor antenna** - antenna esterna; *antenne extérieure; antena exterior; Aussenantenne, offene Antenne*.

- 635 **out of frame** - fuori quadro, spostamento del; *déplacement en dehors du cadre; fuera del cuadro; Bildhälftenverschiebung*.
- 636 **output monitor** - monitor per il controllo dell'uscita; *moniteur de sortie; monitor de salida; Ausgangsmonitor*.
- 637 **overall attenuation** - attenuazione totale, complessiva; *atténation générale; atenuacion total; Restdämpfung*.
- 638 **overshoot** - sovramodulazione; *surmodulation; sobremodulacion; überschwingen*.

Lettera P

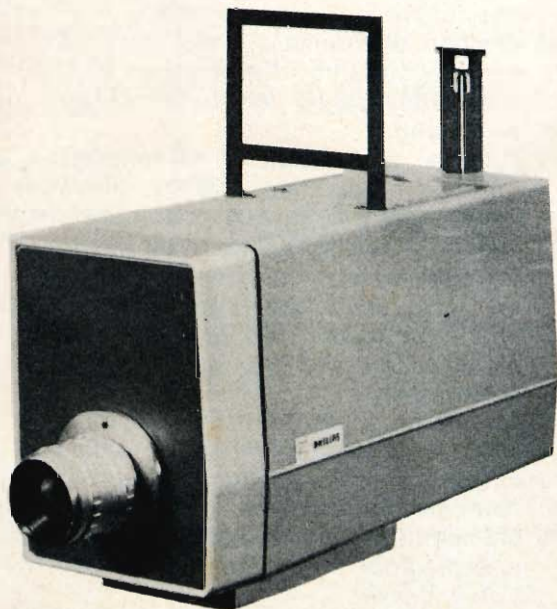
- 639 **pan down** - inclinazione longitudinale (della camera); *décentrement vertical; inclinacion longitudinal; -vertikale Kameraneigung*.
- 640 **panoramic receiver** - ricevitore panoramico; *récepteur panoramique, de panorama; receptor panoramico; Panoramaempfänger*.
- 641 **parabolic reflector** - riflettore parabolico; *réflecteur parabolique; reflector parabolico; Parabolreflector*.
- 642 **paralysis** - blocco, bloccaggio; *bloqueo; Sperrung*.
- 643 **paraphase amplifier** - amplificatore sfasatore; *amplificateur déphaseur; amplificador desfasador; Paraphasenverstärker*.
- 644 **parasitic element** - elemento parassita, passivo; *élément passif; elemento parassito; strahlungsgekoppeltes*.
- 645 **pay as you see television** - televisione a gettone; *télévision à prépaiement; television a pago adelantado; Fernsehsystem mit Gebührenautomat*.
- 646 **peak black** - cresta, picco del nero; *crête du noir; cresta del negro; Maximum an Schwarz, Schwarzspitze*.
- 647 **peaker** - circuito differenziatore di picco; *circuit différentiant de crêtes; circuito diferenciador de crestas; Differenzierkreis*.
- 648 **peak power** - potenza di picco, di cresta; *puissance de crête, de pointe; potencia de cresta; Sendeleistungsspitze*.
- 649 **peak-to-peak value** - valore picco a picco, cresta a cresta; *valeur de crête a crête; valor entre crestas; Spitzen-Spitzenwert*.

- 650 **peak-to-valley ratio** - rapporto picco-valle, cresta-valle, rapporto fra massimo e minimo; *rapport de minimum au maximum; relacion cresta-valle; Maximum-zu-Minimumverhältnis.*
- 651 **peak white** - cresta, picco del bianco; *crête de blanc; cresta de blanco; Weisspitze.*
- 652 **pencil-beam antenna** - antenna con fascio, lobo, principale molto stretto; *antenne à faisceau filiforme; antena con haz filiforme; Schmalbündel-antenne.*
- 653 **periodic antenna** - antenna periodica, accordata; *antenne accordée; antena sintonizada; abgestimmte Antenne.*
- 654 **permanent echo** - eco fisso, permanente; *écho permanent; eco fijo; Fixecho, Dauerecho.*
- 655 **persistence** - persistenza, luminescenza residua; *luminosité rémanente, persistence, postluminescence; liminiscencia residual; Nachleuchten.*
- 656 **persistence screen** - schermo a persistenza; *écran à longue persistence; pantalla a persistencia; Nachleuchtschirm.*
- 657 **phantom aerial** - antenna artificiale, fittizia; *antenne -fictive, artificielle; antena artificial; Ersatzantenne, künstliche Antenne.*
- 658 **phase detector** - rivelatore di fase; *comparateur de phase; comparador de fase; Phasendetektor.*
- 659 **phase quadrature** - quadratura di fase; *quadrature; cuadrature de fase; Phasenquadratur.*
- 660 **phase shift** - sfasamento; *déphasage, desfasaje; Phasenverschiebung.*
- 661 **phase versus frequency response characteristic** - caratteristica di risposta di fase in funzione della frequenza; *response phase-fréquence; relacion fase-frecuencia; Phasenfrequenzkennlinie.*
- 662 **phasing** - rifasamento; *mise en phase; puesta en fase; in Phase bringen.*
- 663 **picture black** - zona del nero (dell'immagine); *niveau du noir le plus profond; ultranero de imagen; Schwarzpegel.*
- 664 **picture compression** - compressione dell'immagine; *compression de l'image; compresion de la imagen; Bildzusammendrückung.*
- 665 **picture control coil** - bobina di allineamento, di regolazione, dell'immagine; *bobine de cadrage; bobina de ajuste de la imagen; Bildeinstellspule.*
- 666 **picture frequency** - frequenza d'immagine; *fréquence d'image; frecuencia de imagen; Vollbildfrequenz.*
- 667 **picture lock** - agganciamento dell'immagine; *verrouillage de l'image; fijacion de la imagen; Bildhalt, Bildverriegelung.*
- 668 **picture-rotate control** - controllo di rotazione dell'immagine; *commande de la rotation de l'image; control de rotacion de la imagen; Regelung der Bild Drehung.*
- 669 **picture synchronization** - sincronizzazione d'immagine; *synchronisation d'image; sincronizacion de imagen; Bildsynchronisierung.*
- 670 **picture transmitter** - trasmettitore TV; *émetteur TV; transmisor TV; Bildsender.*
- 671 **pilot pulse** - impulso pilota; *impulsion pilote; impulso piloto; Steuer impuls; Auslöseimpuls.*
- 672 **pip** - guizzo, dente, cuspidè; *top; impulso, cresta; Blip, Pips, kurzer Impuls.*
- 673 **piped television** - televisione collettiva, telediffusa; *télévision télédiffusée; television colectiva; Fernsehvermittlung.*
- 674 **pitch altitude** - angolo di inclinazione; *angle d'inclination; angulo de inclinasion; Inklinationswinkel.*
- 675 **plastic effect** - effetto plastico; *effet quasi-relief; efecto plastico; Plastik Effekt.*
- 676 **polar diagram** - diagramma polare, di radiazione; *diagramme de rayonnement, polair; diagrama de radiacion; Polardiagramm, Richtdiagramm.*
- 677 **polarity of picture signal** - polarità dei segnali video; *polarité du signal video; polaridad de la señal de video; Polarität des Videosignals.*
- 678 **polyrod antenna** - antenna dielettrica; *antenne diélectrique; antena dielectrica; stabförmiger Strahler aus dielektrischen Material.*
- 679 **portable aerial** - antenna portatile, mobile; *antenne déplaçable, transportable; antena movil; ortsveränderliche Antenne.*

impianti di televisione a circuito chiuso

telecamera mini-compact

per riprese in bianco e nero
praticità e versatilità d'impiego
completamente transistorizzata



- scansione interlacciata 2:1 • compensazione automatica delle variazioni di intensità luminosa • controllo e correzione automatici dell'invecchiamento Vidicon • risoluzione 600 linee • uscite video e radiofrequenza • alimentazione 220 V c.a. \pm 10% 50 Hz oppure 12 V c.c. • codice ordine LDH 0050

registratore video

per bianco e nero o per colore
(con apposito adattatore)
semplicità e sicurezza di funzionamento



- gamma frequenza video 3,3 MHz • possibilità di registrazioni sia da telecamera che da televisore con M.F. europea • massima stabilità dell'immagine anche in fase di rallentamento e arresto del nastro • possibilità di registrare un segnale audio • durata della registrazione 83 minuti con nastro da 1" lungo 620 m • codice ordine EL 3402

- telecamere professionali ed industriali, in bianco e nero, completamente transistorizzate
- telecamere professionali a colori, per applicazioni didattiche e scientifiche
- proiettori televisivi Eidophor a grande schermo, in bianco e nero o a colori

PHILIPS



Philips s.p.a. - Reparto Radioprofessionale
20162 Milano - Viale F. Testi, 327 - Tel. 6420951

- 680 **portable television transmitter** - trasmettitore TV portatile; *émetteur portatif de télévision; transmisor portatil TV; tragbarer Fernsender.*
- 681 **positive distortion** - distorsione positiva, a bariletto; *distorsion en barillet; distorsion en tonel; Tonnenverzerrung.*
- 682 **positive modulation** - modulazione positiva; *modulation positive; modulacion positiva; Positivmodulation.*
- 683 **post-accelerating anode** - anodo per accelerazione supplementare; *anode de postaccélération, intensificatrice; anodo de aceleracion suplementaria; Nachbeschleunigungsanode.*
- 684 **power gain** - guadagno di potenza (di una antenna direttiva); *gain d'une antenne dirigée; ganancia de antena dirigida; Richtverstärkungsfaktor, Antennenrichtungsgewin.*
- 685 **pre-amplifier** - preamplificatore; *pré-amplificateur; amplificador previo; Vorverstärker.*
- 686 **pre-emphasis** - pre-enfasi; *expansion des contrastes; expansion de contrastes; Preemphasis, Kontrastvermehrung.*
- 687 **presentation** - aspetto dell'immagine; *aspect de l'image; aspecto de la imagen; Bildeindruck.*
- 688 **producer** - regista, direttore di scena; *metteur en scène; directeur de escena; Regisseur.*
- 689 **progressive scanning** - analisi progressiva, continua, sequenziale; *analyse continue; exploracion progresiva, continua; Zeile-für-Zeile-Abtastung, fortlaufende Abtastung.*
- 690 **progressive-wave antenna** - antenna ad onde progressive; *antenne à ondes progressives; antena a ondas progresivas; Antenne mit fortschreitenden Wellen.*
- 691 **projection television** - televisione proiettata; *télévision projetée; television de proyeccion; Projektionstfernserverfahren.*
- 692 **proper motion** - movimento proprio; *mouvement propre; movimiento propio; wahre Eigenbewegung.*
- 693 **pulling** - espansione (trascinamento); *expansion; expansion; Bildexpansion.*
- 694 **pulsation** - pulsazione; *pulsation; pulsacion; Kreisfrequenz, Winkelgeschwindigkeit.*
- 695 **pulse** - impulso; *impulsion; impulso; Impuls.*
- 696 **pulse amplitude** - ampiezza dell'impulso; *amplitude d'impulsion; amplitude e impulso; Impulsamplitude.*
- 697 **pulse coding** - impulso codificato, codificazione degli impulsi; *codage des impulsions; codificacion de impulso; Impuls verschlüsselung.*
- 698 **pulse corrector** - correttore di impulsi; *correcteur du flanc d'impulsion; corrector de impulsos; Impulskorrektor.*
- 699 **pulse duration** - durata dell'impulso; *durée d'impulsion; duracion de impulso; impulsdauer.*
- 700 **pulse duration ratio** - rapporto di durata degli impulsi; *rapport des temps d'impulsions; relacion de duracion de impulsos; Impuls-Tastverhältnis.*
- 701 **pulse EHT generator** - generatore di impulsi EAT; *générateur des THT à impulsions; generador de impulsos EAT; Höchstspannungsimpulsgenerator.*
- 702 **pulse interval** - intervallo fra gli impulsi; *intervalles d'impulsions; intervalo entre impulsos; Impulsintervall.*
- 703 **pulse length** - larghezza (lunghezza) dell'impulso; *largeur d'impulsion; anchura de impulso, duracion; Impulsbreite.*
- 704 **pulse limiting rate** - tasso di limitazione degli impulsi; *taux d'écrêtage d'impulsions; relacion de limitacion del impulso; Impulsbegrenzungsmass.*
- 705 **pulse recurrence frequency (pulse repetition rate)** - cadenza, frequenza di ripetizione degli impulsi; *fréquence de répétition des impulsions; frecuencia de repeticion de impulsos; Impulsfolgefrequenz.*
- 706 **pulse spacing** - distanza fra gli impulsi; *distance entre impulsions; separacion entre impulsos; Impulsabstand.*
- 707 **pulse stretching** - coda dell'impulso; *traîne de l'impulsion; cola del impulso; Impulsschwanz.*
- 708 **pulsing system** - sistema a impulsi; *système à impulsions; sistema de impulsos; Impulssystem.*
- 709 **pyramidal horn** - tromba piramidale; *cornet pyramidal; bocina piramidal; Verfolgelenkung.*

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Fig. BERNARDI R. - Milano

Per il servizio assistenza radio-TV a domicilio le consigliamo la cassetta attrezzi ASSISTENT BERNSTEIN n. 1700, in vendita presso le sedi della G.B.C. e che costituisce un vero e proprio laboratorio portatile per i tecnici elettronici.

Essa consiste in una valigetta in legno stagionato, ricoperta di tessuto plastificato grigio, con quattro cerniere di chiusura ed una maniglia molto robusta.

La cassetta è fornita di voltmetro e wattmetro e di un vano per tester, con sette metri di cavo di alimentazione. Essa inoltre dispone di

12 cassette di varie dimensioni per ricambi, porta attrezzi, oltre ad un vano per saldatore anche caldo, con pareti metalliche e un vano atto a contenere ben 80 valvole di ricambio. Uno specchio grande per riparatori TV è inserito nel coperchio frontale.

La cassetta n. 1700 è illu-

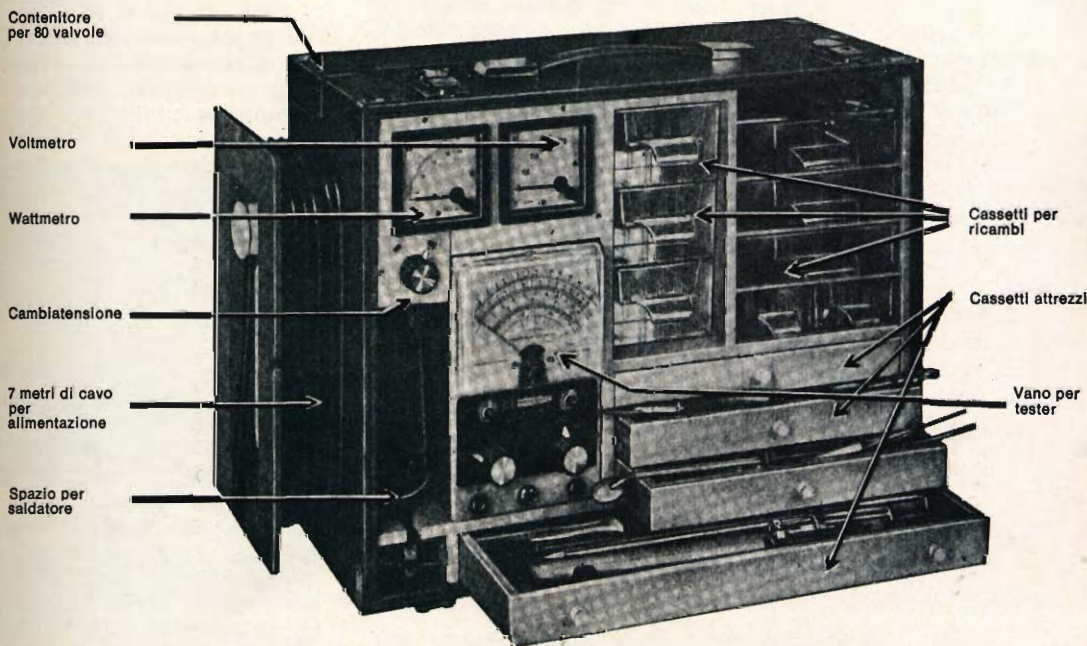
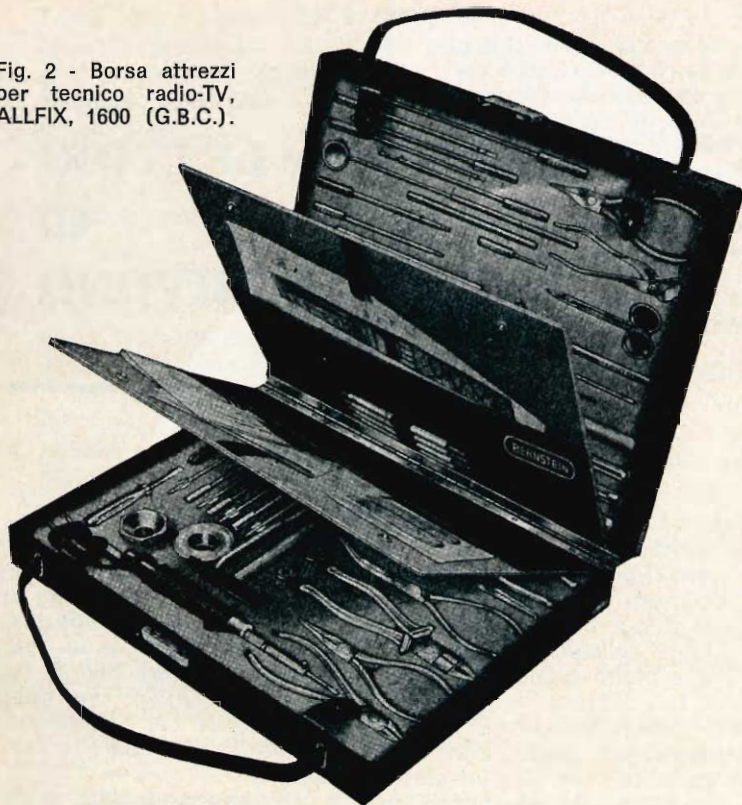


Fig. 1 - Cassetta attrezzi ASSISTENT n. 1700 (G.B.C.) che costituisce un piccolo laboratorio portatile per i tecnici elettronici.

Fig. 2 - Borsa attrezzi per tecnico radio-TV, ALLFIX, 1600 (G.B.C.).



strata in figura 1, il suo peso senza attrezzi è di 10,8 kg e con attrezzi di 13,3, le dimensioni 510 x 255 x 350 mm.

In figura 2 è invece mo-

strata la borsa attrezzi n. 1600 sempre della BERNSTEIN/G.B.C., costituita da una valigetta in legno completa di ben 52 attrezzi, rico-

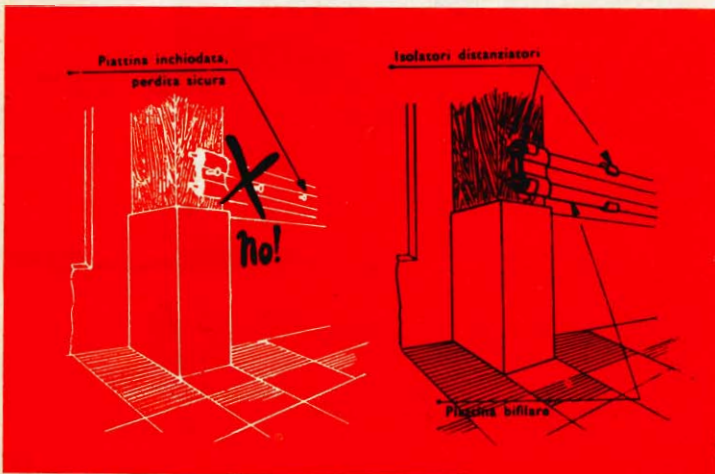


Fig. 3 - L'uso della piastrina bifilare deve essere limitato agli impianti di antenna interni ed aventi carattere di provvisorietà. Il fissaggio comune non deve essere fatto mediante chiodini ma con appositi isolanti (G.B.C. NA/2290, NA/2330, NA/2370, ecc.).

perta in materiale plastico, lavabile, serrature e cinghie in pelle.

La valigetta dispone di scomparti in materiale plastico spugnoso per contenere gli attrezzi, due coperchi di protezione, sistemati nell'interno, sono dotati di tasche per prospetti, schemi, manuali, ecc.

Il peso è di 4,7 kg, completa di attrezzi, e le dimensioni 405 x 325 x 80 cm.

La G.B.C. dispone di altre cassette come il modello 1500, le borse, n. 2500, LU/3190-00, 5100 ed altre.

Sig. LO SURDO G. - Napoli

Anomalie nella ricezione TV

Il peggioramento delle condizioni di ricezione televisive, tenuto conto che il televisore in suo possesso funziona regolarmente se trasportato in altra località vicina, sono senz'altro da attribuire all'impianto di antenna difettoso.

A questo proposito dobbiamo insistere sul fatto che la piastrina bifilare, sebbene i metodi costruttivi siano notevolmente migliorati rispetto a quelli in uso una decina di anni or sono, è sempre la causa principale della ricezione difettosa che si manifesta dopo un periodo di tempo più o meno breve dall'installazione dell'impianto di antenna.

Gli aloni, l'effetto neve, le variazioni di luminosità che lei lamenta sono senz'altro da attribuire alla linea di alimentazione esterna che gli agenti atmosferici, con il passare del tempo, hanno corrosa. Tale situazione è peggiorata dal fatto che si è proceduto al suo fissaggio, anche esternamente, mediante dei chiodini mentre tutto al più si sarebbe dovuto procedere come indicato in figu-

ra 3, impiegando gli appositi isolatori.

Se la piattina bifilare ha rappresentato per molto tempo la migliore soluzione per realizzare la linea esterna di alimentazione per gli apparecchi televisivi, attualmente con la messa in commercio dei nuovi tipi di cavetti coassiali a minima perdita la sua importanza è considerevolmente diminuita ed il suo uso deve essere limitato agli impianti interni specialmente se hanno carattere di provvisorietà e quando la ricezione non sia soggetta a disturbi di alcun genere.

Sig. ROSSI R. - Roma

Antenne logaritmiche per onde corte

Nell'annata 1968 e nel n. 1 di SELEZIONE TECNICA RADIO TV abbiamo dedicato alcune puntate delle rubriche « radiodiffusione e TV » e « radioamatori » all'esame delle antenne e di conseguenza la preghiamo di voler prendere visione di tali articoli nei quali troverà una ampia risposta ai suoi quesiti.



Fig. 4 - Antenna Hy-gain da 4-30 MHz, logaritmica periodica.

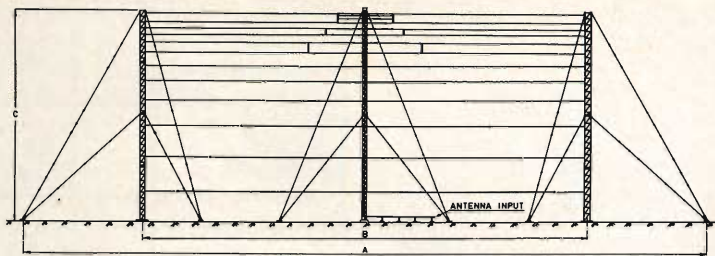


Fig. 5 - Antenna omnidirezionale per onde corte COEL modello ALFO/50-2 A = 92 m; B = 60 m; C = 28. Antenna input = ingresso di antenna.

Per quanto concerne le antenne periodiche atte a coprire la gamma delle onde corte, sia in ricezione che in trasmissione, ne esistono dei tipi rotabili e di quelli fissi.

In figura 4 riportiamo la foto di un'antenna periodica logaritmica tipo hy-gain, adatta a coprire la gamma tra 4 e 30 MHz. In figura 5 riportiamo invece la foto di un'antenna logaritmica per onde corte da 3 a 26 MHz di costruzione italiana (società COEL di Milano) le cui principali caratteristiche sono le seguenti:

Guadagno 7 dB/iso; rapporto onde stazionarie: 3/1; copertura omnidirezionale; polarizzazione: orizzontale; elevazione: da 40° a 90°; impedenza di entrata 50 Ω. Questa antenna è adatta fino a potenze dell'ordine di 10 kW per modulazione AM al 100%, e può resistere al vento con velocità fino a 200 km/h, in assenza di ghiaccio, e a 140 km/h con ghiaccio.

Il prezzo di entrambe le antenne naturalmente è piuttosto elevato, per quanto concerne l'attività dilettantistica, ma conveniente in campo professionale.

Sig. GROSSO G. - Genova

Calcolo di un reostato

Con riferimento al suo quesito indichiamo quali siano i criteri con i quali bisogna

eeguire la scelta di un reostato che deve essere inserito in serie in un circuito, conoscendo la tensione di linea e la potenza del carico (cioè

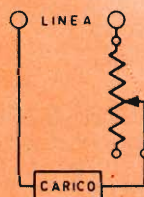


Fig. 6 - Collegamento in serie.

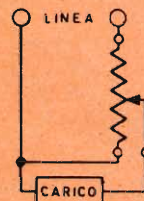


Fig. 7 - Collegamento in parallelo.

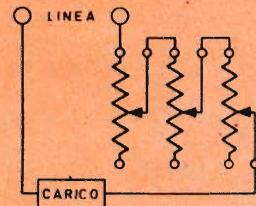


Fig. 8 - Collegamento in serie; $R_t = r_1 + r_2 + r_3$; $I_t = i_1 = i_2 = i_3$.

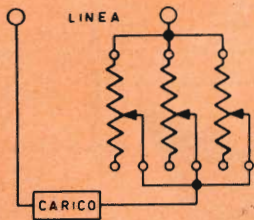


Fig. 9 - Collegamento in parallelo; $R_t = \frac{r}{3}$; $I_t = i_1 + i_2 + i_3$.

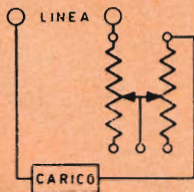


Fig. 10 - Collegamento in serie dei reostati doppi. $R_t = r_1 + r_2$; $I_t = i_1 = i_2$.

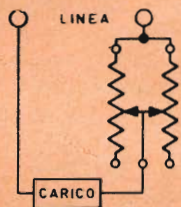


Fig. 11 - Collegamento in parallelo di reostati doppi. $R_t = \frac{r_1 \times r_2}{r_1 + r_2}$; $I_t = i_1 + i_2$.

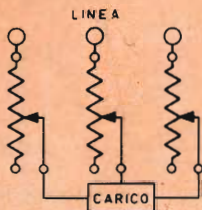


Fig. 12 - Collegamento in serie per circuiti trifase.

W = watt (potenza)	VI	I^2R	$\frac{V^2}{R}$		
V = volt (tensione)		IR	\sqrt{WR}		$\frac{W}{I}$
I = ampère (corrente)			$\frac{V}{R}$	$\sqrt{\frac{W}{R}}$	$\frac{W}{V}$
R = ohm (resistenza)	$\frac{V}{I}$			$\frac{V^2}{W}$	$\frac{W}{I^2}$

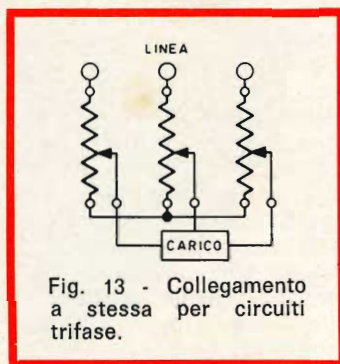


Fig. 13 - Collegamento a stessa per circuiti trifase.

dell'apparecchio al quale il reostato è destinato).

Impiegando le formule della legge di Ohm si determina la resistenza totale che deve essere in circuito allo scopo di ottenere la corrente minima. Sottraendo da questo valore la resistenza del carico si otterrà la resistenza che il reostato deve avere.

Il reostato naturalmente dovrà essere scelto per la

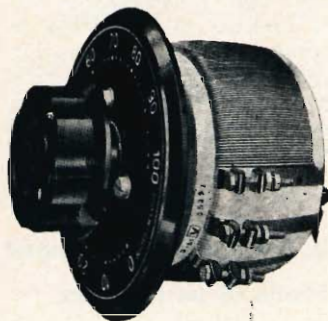


Fig. 14 - Reostato circolare semplice per applicazioni industriali.

massima corrente che deve circolare nel circuito.

Ci spieghiamo con un esempio: ammettiamo che si desideri regolare un riscaldatore da 500 W, alimentato a 220 V, gradualmente da pieno carico a metà carico, cioè 250 W. Quale tipo di reostato dovremo scegliere?

Applicando la legge di Ohm avremo che:

Corrente a pieno carico, cioè

$$I_{\max} = W/V = \frac{500}{220} = 2,27 \text{ A}$$

Resistenza del riscaldatore, cioè

$$R_{ri} = V/I = \frac{220}{2,27} = 97 \Omega \sim$$

Corrente a metà carico, cioè

$$I_{\min} = W/R = \frac{250}{97} = 1,6 \text{ A}$$

Resistenza totale del circuito,

$$R_t = V/I_{\min} = \frac{220}{1,6} = 137 \Omega$$

Resistenza del reostato,

$$R_{re} = R_t - R_{ri} = 137 - 97 = 40 \Omega.$$

Si sceglierà quindi un reostato avente un valore prossimo a quello indicato e che possa sopportare una corrente dell'ordine di 3 A.

Riportiamo per maggiore comodità nella tabella a lato le formule relative alla legge di Ohm.

Nelle figure da 6 a 13 sono invece indicati i normali schemi di collegamento dei reostati e in figura 14 la foto di un reostato di tipo industriale.

Sig. MARCHETTI G.
Milano

Circuiti integrati professionali

Effettivamente l'identificazione dei dispositivi integrati, specialmente nel campo professionale, è alquanto diffici-

le e non si può negare che una certa confusione regni su questo argomento. Alcune case, per ovviare a questo inconveniente, hanno proceduto a codificare la loro produzione come ad esempio la SGS, per quanto concerne i circuiti integrati che le interessano.

Il nuovo codice SGS si basa su un sistema a quattro caratteri costituito da una lettera seguita da tre numeri che danno le informazioni necessarie per la loro identificazione e precisamente: la famiglia di appartenenza del dispositivo e le relative funzioni. Informazioni supplementari comprendenti il tipo

di contenitore, la gamma di temperatura ed altre eventuali modifiche delle caratteristiche si ottengono mediante l'aggiunta di suffissi aventi carattere unico: una lettera per il tipo di contenitore, un numero per la gamma di temperatura di esercizio, e se necessario, una lettera per indicare le variazioni delle caratteristiche. In questo caso le varianti di un dispositivo hanno la stessa indicazione del tipo base e le loro differenze sono indicate tramite un massimo di tre soli suffissi.

Uniche eccezioni al suddetto sistema alcuni circuiti da lungo tempo in esercizio

Posizione 1 una lettera FAMIGLIA	Posizione 2, 3, 4 TIPO	Posizione 5 una lettera CONTENITORE	Posizione 6 un numero CAMPO DI TEMPERATURA	Posizione 7 una lettera VERSIONE
L = Lineare D = DTL T = TTL E = LPDTL H = HLL I = Interfaccia M = MOS Y = Altri	da 000 a 999 per ciascuna famiglia o funzione	D = DIP ceramico B = DIP epossidico F = Piatto ceramico e vetro G = Piatto epossidico H = Piatto metallico T = TO 5 metallico S = TO 5 epossidico K = Piastrine sciolte	1 = 0 ÷ 70/75°C 2 = - 55 ÷ 125°C 3 = - 10 ÷ 85°C 4 = + 15 ÷ 55°C 5 = - 25 ÷ 70°C 6 = - 40 ÷ 85°C 7 = - 20 ÷ 100°C 8 = - 55 ÷ 85°C 9 = Altri X = Nessun significato	X = nessun significato I, O = non possono essere usate

e le famiglie logiche ormai ben note: RTL, DTL e CL nonché i circuiti lineari μ A 702, 709 e 711.

Dalla suddetta tabella si può quindi stabilire che, ad esempio, il circuito L123T1, corrisponde ad un circuito lineare 123 in contenitore T05, con gamma di temperatura standard da 0° a 75°C, ed il circuito T153D1A corrisponde al tipo TTL153 in contenitore DIP ceramico, gamma di tem-

peratura standard 0 - 75°C, versione A.

Sig. MARCHESE L.
Genova

Ventilatore per raffreddamento di apparecchiature elettroniche

Per il raffreddamento delle apparecchiature ad alta fre-

quenza in suo possesso potrà impiegare un ventilatore SFMI del tipo FRILEC a sette pale e che in Italia è distribuito dalla G.B.C. (figura 15).

La scelta potrà farla consultando la seguente tabella nella quale sono indicate le principali caratteristiche dei vari tipi disponibili.

I modelli a bronzina sono senz'altro meno rumorosi dei tipi a cuscinetto. Se nel suo caso la riduzione del rumo-

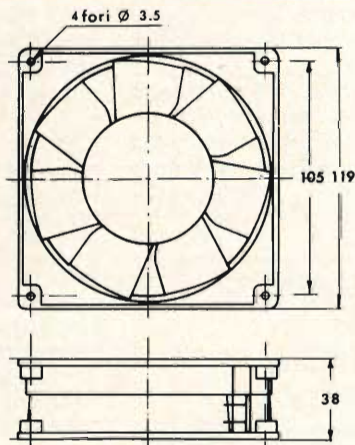


Fig. 15 - Ventilatore FRILEC (G.B.C.) a 7 pale per il raffreddamento di apparecchi elettronici. Fig. 15a - Dimensioni dei ventilatori a 7 pale.

Tipo	Frequenza	Tensione	Velocità g/m	Applicazioni	Cuscinetto	Condensatore	Garanzia
V-113-52-1-1 V-113-52-1-2 V-113-52-2-2	50/60	127 o 220 o 127/220	2700	IND IND MIL	bronzina sfera sfera	senza	5000 h — 10 + 50°C 25000 h — 25 + 75°C 2500 h — 40 + 75°C
V-113-54-1-1 V-113-54-1-2 V-113-54-2-2	50/60	127 o 220 o 127/220	1800	IND IND MIL	bronzina sfera sfera	senza	5000 h — 10 + 50°C 25000 h — 25 + 75°C 2500 h — 40 + 75°C
V-113-56-1-1	50/60	127 o 220 o 127/220	1200	IND	bronzina	senza	1 anno
V-113-408-2-2 V-113-412-2-2	400	115	5300 3400	MIL MIL	sfera sfera	0,22 µF 0,1 µF	2500 h — 40 + 75°C 2500 h — 40 + 75°C
V-113-452-2-2	50/60/400	115	2400/3000	MIL	sfera	1 µF	2500 h — 40 + 75°C
V-113-D-1-2	continua	24-27	2900	IND	sfera	senza	25000 h — 10 + 60°C

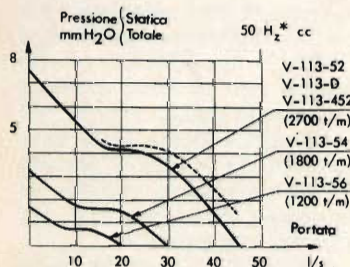


Fig. 16 - Curve caratteristiche di alcuni modelli di ventilatori FRILEC.

re è molto importante le suggeriamo l'impiego dei tipi 54 a 1800 giri e 56 a 1200 giri. Quest'ultimi modelli sono consigliabili, in modo particolare, a tutti coloro che desiderano raffreddare dei complessi ad alta fedeltà, in considerazione del fatto che dispongono di un'elica speciale inversa a 5 pale che riduce la rumorosità dei vuoti d'aria.

La carcassa è realizzata in alluminio pressofuso e le pale con materiale plastico ininfiammabile.

Sig. BRUZZONE G.
Genova

Nominativi
per le emissioni RT

Le ventisei lettere dell'alfabeto e tutte le cifre possono

essere impiegate per formare i nominativi di chiamata delle stazioni RT. Tuttavia le combinazioni che sono sotto specificate non possono essere utilizzate per il suddetto scopo:

- a) combinazioni che possano essere confuse con il segnale di soccorso o di genere affine;
- b) combinazioni riservate alle abbreviazioni (codice Q, ecc.);
- c) per le stazioni di radioamatore le combinazioni che cominciano per una cifra o con «I» e «O», come secondo carattere.

La composizione dei nominativi è la seguente:

Stazioni terrestri e stazioni fisse

Tre lettere, o tre lettere seguite al massimo da tre cifre (la cifra che segue immediatamente l'ultima lettera non può essere 1 o 0).

Nel limite del possibile è

raccomandato che i nominativi delle stazioni costiere e di quelle aeronautiche siano composte da tre lettere, o tre lettere seguite da una o due cifre (esclusione di 1 e 0 come prima cifra) e che i nominativi delle stazioni fisse siano composte da tre lettere seguite da due cifre (escluso 1 e 0 come prima cifra).

Stazioni di navi

Quattro lettere.

Quando le stazioni di bordo fanno uso della radiotelegrafia possono usare un nominativo composto da due o tre lettere seguito da quattro cifre (escluso 1 e 0 come prima cifra).

Stazioni di aereonave

Cinque lettere.

Stazioni di mezzi di salvataggio marittimo

Nominativo della nave di appartenenza seguito da due cifre (escluso 1 e 0 come prima cifra).

Stazione di rilevamento per la localizzazione di sinistri

La lettera B in Morse, o

quello della nave a cui la stazione appartiene.

Stazioni mobili terrestri

Quattro lettere seguite da una sola cifra escluso lo 0 e l'1.

In radiofonia è possibile l'uso di due o tre lettere seguite da quattro cifre (escluso 1 e 0 come prima cifra).

Stazioni di radioamatore e stazioni sperimentali

Una o due lettere seguite da una sola cifra (escluso 1 o 0), seguita da un gruppo di tre lettere al massimo.

A proposito dell'uso delle cifre 0 e 1, il regolamento internazionale, precisa, nell'articolo successivo, che il divieto di impiegare le cifre 0 e 1 non si applica alle stazioni di radioamatore, ciò significa che è invece valido per le stazioni sperimentali.

Stazioni del servizio spaziale

Si raccomanda l'impiego di nominativi costituiti da due lettere seguite da due o tre cifre (escluso 1 e 0 come prima cifra).

Durante i prossimi cinque anni l'industria giapponese dovrà triplicare la sua produzione che, l'anno scorso, ha raggiunto 3.600 milioni di dollari e che quest'anno arriverà a 5000 milioni di dollari.

La percentuale di ripartizione dei prodotti è la seguente: televisori 51%, radioricevitori 11%, registratori 19% impianti di sonorizzazione 17%. Questi dati sono dati forniti dal direttore generale della Sony Corporation nel corso di un colloquio con alcuni operatori economici Europei.

Il direttore generale della Sony Corporation ha precisato che, quest'anno, il Giappone produrrà almeno 6 milioni di televisori a colori, più di 35 milioni di radioricevitori, 25 milioni di registratori, 7 milioni di televisori in bianco e nero, 6 milioni di impianti stereo, più di 1 milione di calcolatrici elettroniche e circa 100.000 registratori video.

Il direttore della Sony ha affermato: « se gli anni '60 sono stati gli anni d'oro dell'industria elettronica giapponese, gli anni '70 rappresenteranno senza dubbio un periodo di espansione spettacolare ».

L'oratore si è detto fiducioso che i rischi che potrebbero causare una inflazione di costi, provocati dagli aumenti salariali, che cresceranno di circa il 10% ogni anno, potranno essere scongiurati da un forte incremento delle vendite, dall'aumento della produttività che dovrà essere del 10-15% all'anno, e dalle innovazioni tecniche.

Il rappresentante della Sony Corp. ha detto anche che l'industria giapponese esporta circa il 30% della sua produzione del quale il 70% è costituito da apparecchi destinati al grande pubblico.

Il 50% di questa esportazione attualmente è diretta esclusivamente al mercato americano mentre nel prossimo futuro lo sforzo dell'industria elettronica giapponese sarà orientato soprattutto verso l'Europa e, a tale proposito, ha auspicato più aperte relazioni commerciali fra il Giappone e i paesi europei.

NOVITA' NEL CATALOGO G.B.C.

Nelle pagine che seguono vengono presentate varie interessanti novità reperibili presso la G.B.C.

Si tratta di materiali dai prezzi assai attraenti e dalle elevate prestazioni.

Accanto ai microfoni ed alle capsule che costituiscono la parte principale vi sono alcuni nuovi tipi di cavi schermati unipolari, varie cartucce, alcune puntine e due trasmettitori microfonicici. L'elenco comprende, quattro tipi di «unità di riverberazione» che consentono di ottenere il noto effetto speciale del suono in lontananza, argomento ampiamente trattato nel N. 7 - 1970 di questa rivista.



Microfono cardioide

Completo di interruttore ON-OFF
 Tipo: magnetodinamico
 Sensibilità: -85 dB/1 kHz
 Campo di frequenza: $200 \div 10.000$ Hz
 Impedenza: 200Ω
 Materiale: ABS
 Lunghezza cavo: 1 m
 Dimensioni: $\varnothing 26 \times 123$
 DX-146

QQ/0174-11



Microfono cardioide

Completo di interruttore ON-OFF
 Tipo: magnetodinamico
 Sensibilità: -55 dB/1 kHz
 Campo di frequenza: $200 \div 10.000$ Hz
 Impedenza: $50 \text{ k}\Omega$
 Materiale: alluminio
 Lunghezza cavo: 2 m
 Dimensioni: $\varnothing 45 \times 205$
 DX-130

QQ/0175-08



Trasmettitore microfonico

Completo di interruttore ON-OFF
 Sistema di modulazione: FM
 Gamma di frequenza di trasmissione:
 $89 \div 106 \text{ MHz} \pm 75 \text{ kHz}$
 Intensità di campo: $< 50 \mu\text{V/m}$
 Transistor impiegati: 3
 Alimentazione: 3 Vc.c.
 Corrente assorbita: 5 mA
 Dimensioni: $175 \times 28 \times 41$
 WX-172

ZZ/1766-00

Unità di riverberazione

Corrente massima d'ingresso: 350 mA
Impedenza bobina di pilotaggio: 16 Ω
Impedenza bobina pick-up: 10 k Ω
Campo di frequenza: 100 \div 3000 Hz
Sensibilità: — 35 dB
Tempo di riverberazione: 2,5 s (1000 Hz)
Tempo di ritardo: 25 \div 30 ms
Dimensioni: 230 x 55 x 30
RE-4

AA/5250-00



Unità di riverberazione

Corrente massima d'ingresso: 350 mA
Impedenza bobina di pilotaggio: 16 Ω
Impedenza bobina pick-up: 10 k Ω
Campo di frequenza: 100 \div 3000 Hz
Sensibilità: — 27 dB
Tempo di riverberazione: 2,5 s (1000 Hz)
Tempo di ritardo: 25 \div 30 ms
Dimensioni: 253 x 36 x 26
RE-6

AA/5255-00



Unità di riverberazione

Corrente massima d'ingresso: 350 mA
Impedenza bobina di pilotaggio: 16 Ω
Impedenza bobina pick-up: 10 k Ω
Campo di frequenza: 50 \div 5000 Hz
Sensibilità: — 30 dB
Tempo di riverberazione: 2,4 s (1000 Hz)
Tempo di ritardo: 35 \div 40 ms
Dimensioni: 425 x 96 x 34
RE-16

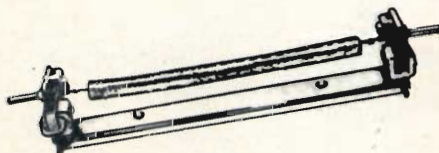
AA/5260-00

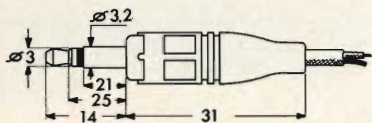


Unità di riverberazione

Corrente massima d'ingresso: 350 mA
Impedenza bobina di pilotaggio: 8 Ω
Impedenza bobina pick-up: 3 k Ω
Campo di frequenza: 100 \div 3000 Hz
Sensibilità: — 40 dB
Tempo di riverberazione: 1,8 s
Tempo di ritardo: 25 ms
Dimensioni: 140 x 27 x 23
RE-20

AA/5265-00





Cavo schermato unipolare

Completo di spinotto 2 poli

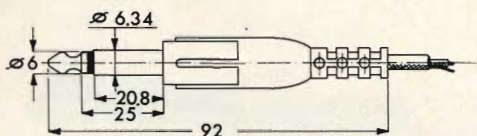
Isolamento:

Lunghezza totale:

155

PVC
1,5 m

CC/1710-00



Cavo schermato unipolare

Completo di spinotto 2 poli

Isolamento:

Lunghezza totale:

PVC
1,5 m

CC/1711-00



Cavo schermato unipolare

Completo di conettore 3 poli

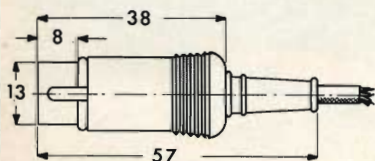
Isolamento:

Lunghezza totale:

189

vipla
1,5 m

CC/1712-00



Cavo schermato tripolare

Completo di conettore 5 poli

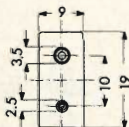
Isolamento:

Lunghezza totale:

190

vipla
1,5 m

CC/1713-00



Cavo schermato unipolare

Completo di spina irreversibile 2 poli

Isolamento:

Lunghezza totale:

193

PVC
1,5 m

CC/1714-00

Microfono

Tipo: piezoelettrico
Sensibilità: — 60 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 8.000 Hz
Capacità: 1400 pF
Materiale: polistirene
Completo di cavo CC/1710-00
Dimensioni: Ø 35 x 14
X-67



QQ/0172-00

Microfono

Tipo: piezoelettrico
Sensibilità: — 60 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 300 ÷ 8.000 Hz
Capacità: 1400 pF
Materiale: polistirene
Completo di cavo CC/1710-00
Dimensioni: 62 x 39 x 21,5
X-86



QQ/0173-00

Microfono

Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 74 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 150 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 50 kΩ
Materiale: polistirene
Completo di cavo CC/1710-00
Dimensioni: 62 x 39 x 21,5
DX-86



QQ/0173-02

Microfono

Tipo: piezoelettrico
Sensibilità: — 56 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 200 ÷ 8.000 Hz
Capacità: 1400 pF
Materiale: plastica antiurto
Completo di cavo CC/1710-00
Dimensioni: 53 x 40 x 20
X-103



QQ/0173-04



Microfono per auto

Completo di pulsante parlo-ascolto
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 66 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 400 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 2 k Ω
Materiale: polistirene
Cavo estensibile da 1,6 m
Dimensioni: 68 x 46 x 100
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-115

QQ/0173-06



Microfono

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 12.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: polistirene
Lunghezza cavo: 1,5 m
Dimensioni: \varnothing 20 x 120
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-120

QQ/0174-01



Microfono

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: ABS e alluminio
Lunghezza cavo: 1 m
Dimensioni: \varnothing 20,8 x 136
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-140

QQ/0174-02



Microfono

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 78,5 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 12.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: ABS e alluminio
Lunghezza cavo: 1 m
Dimensioni: \varnothing 21 x 85
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-166

QQ/0174-04

Microfono

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 12.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: ABS
Lunghezza cavo: 1 m
Dimensioni: Ø 22,6 x 116
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-143

QQ/0174-06



Microfono

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 12.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: ABS e alluminio
Lunghezza cavo: 1 m
Dimensioni: Ø 23 x 122
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-132

QQ/0174-08



Microfono

Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: ABS e alluminio
Lunghezza cavo: 1 m
Dimensioni: Ø 23,5 x 137
Cavi di ricambio: CC/1710-00; CC/1711-00
CC/1712-00
DX-131

QQ/0174-10



Microfono

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 77 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: polistirene e alluminio
Completo di cavo CC/1714-00
Dimensioni: Ø 24,5 x 130
DX-109

QQ/0174-12





Microfono

Completo di interruttore ON-OFF

Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 80 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: ABS
Lunghezza cavo: 1 m
Dimensioni: Ø 18,5 x 126
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-147

QQ/0174-13



Microfono cardioide

Completo di interruttore ON-OFF

Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 85,5 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 200 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: ABS e alluminio
Completo di cavo CC/1714-00
Dimensioni: Ø 30 x 120
DX-164

QQ/0174-14



Microfono

Completo di interruttore ON-OFF

Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: ABS
Lunghezza cavo: 1 m
Dimensioni: Ø 26 x 120
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-144

QQ/0174-16



Microfono

Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 59 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 150 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 50 kΩ
Materiale: zinco
Lunghezza cavo: 1,5 m
Dimensioni: Ø 21 x 116
Cavi di ricambio: CC/1710-00; CC/1711-00
CC/1712-00

DX-75

QQ/0175-00

Microfono

Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 63 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 150 ÷ 12.000 Hz
Impedenza: 50 kΩ
Materiale: alluminio
Lunghezza cavo: 1,5 m
Dimensioni: Ø 23 x 212
Cavi di ricambio: CC/1710-00; CC/1711-00
CC/1712-00

DX-123

**QQ/0175-02****Microfono**

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 63 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 150 ÷ 12.000 Hz
Impedenza: 10 kΩ
Materiale: alluminio
Lunghezza cavo: 1,5 m
Dimensioni: Ø 23 x 200
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00

DX-106

**QQ/0175-04****Microfono**

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: 58 dB/1 kHz
Campo di frequenza: 150 ÷ 8.000 Hz
Impedenza: 50 kΩ
Materiale: alluminio
Lunghezza cavo: 1,5 m
Dimensioni: Ø 30 x 115
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00

DX-113

**QQ/0175-06****Microfono**

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: — 58,5 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 200 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 50 kΩ
Materiale: ABS
Lunghezza cavo: 2 m
Dimensioni: Ø 42 x 168
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00

DX-156

**QQ/0175-10**



Microfono cardioide

Omnidirezionale
Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: 56 dB/1 kHz
Campo di frequenza: 200 ÷ 8.000 Hz
Impedenza: 50 kΩ
Materiale: zinco
Lunghezza cavo: 1,5 m
Dimensioni: Ø 50 x 215
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-129

QQ/0175-12



Microfono

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: -79 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: plastico antiurto
Lunghezza cavo: 1 m
Dimensioni: 27 x 27 x 125
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-150

QQ/0176-00



Microfono

Completo di interruttore ON-OFF
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità: -79 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza: 200 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Materiale: ABS
Lunghezza cavo: 1 m
Dimensioni: 65 x 19 x 37
Cavi di ricambio: CC/1713-00; CC/1714-00
DX-153

QQ/0176-02

Capsula microfonica

Tipo: a cristallo
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 78 dB/1 kHz
Campo di frequenza: 50 ÷ 7.000 Hz
Capacità: 780 pF
Dimensioni: 15 x 21,5 x 7
MC-41



QQ/0300-00

Capsula microfonica

Tipo: a cristallo
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 58 dB/1 kHz
Campo di frequenza: 50 ÷ 7.000 Hz
Capacità: 1400 pF
Dimensioni: 35 x 25 x 8
MC-3



QQ/0302-00

Capsula microfonica

Tipo: a cristallo
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 52 dB/1 kHz
Campo di frequenza: 50 ÷ 8.000 Hz
Capacità: 1400 pF
Dimensioni: \varnothing 48 x 17
MC-8



QQ/0304-00

Capsula microfonica

Tipo: a cristallo
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 75 dB/1 kHz
Campo di frequenza: 50 ÷ 7.000 Hz
Capacità: 1400 pF
Dimensioni: \varnothing 24 x 14
MC-46



QQ/0306-00

Capsula microfonica

Tipo: a cristallo
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 57 dB/1 kHz
Campo di frequenza: 50 ÷ 8.000 Hz
Capacità: 1400 pF
Dimensioni: \varnothing 34 x 11,5
MC-43



QQ/0308-00



Capsula microfonica

Tipo: a cristallo
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 58 dB/1 kHz
Campo di frequenza: 50 ÷ 7.000 Hz
Capacità: 1400 pF
Dimensioni: \varnothing 36,2 x 8
MC-12

QQ/0310-00



Capsula microfonica

Tipo: a cristallo
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 60 dB/1 kHz
Campo di frequenza: 50 ÷ 7.000 Hz
Capacità: 1400 pF
Dimensioni: \varnothing 32 x 12
MC-36

QQ/0312-00



Capsula microfonica

Tipo: dinamico
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 65 dB/1 kHz, 2 k Ω
Impedenza: 40 - 200 Ω
Dimensioni: \varnothing 41 x 16
MD-23

QQ/0314-00



Capsula microfonica

Tipo: dinamico
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 80 dB/1 kHz, 200 Ω
Impedenza: 20 - 200 Ω
Dimensioni: \varnothing 16 x 15
MD-27

QQ/0320-00



Capsula microfonica cardioide

Tipo: dinamico
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar): — 83 dB
Direzionalità: UNI (> 10 dB a 1 kHz)
Impedenza: 20 Ω
Dimensioni: \varnothing 40 x 21
MD-14

QQ/0321-00

Capsula microfonica cardioide

Tipo: dinamico
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 85 dB/1 kHz, 200 Ω
Direzionalità: UNI (> 10 dB a 1 KHz)
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni: \varnothing 19 x 14
MD-26

QQ/0322-00**Capsula microfonica**

Tipo: dinamico
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 78 dB/1 kHz, 200 Ω
Impedenza: 20 - 200 Ω
Dimensioni: \varnothing 19 x 14
MD-22

QQ/0324-00**Capsula microfonica**

Tipo: dinamico
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 78 dB/1 kHz, 200 Ω
Impedenza: 20 - 200 Ω
Dimensioni: \varnothing 21 x 21
MD-21

QQ/0326-00**Capsula microfonica**

Tipo: dinamico
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 77 dB/1 kHz, 200 Ω
Impedenza: 40 - 200 Ω
Dimensioni: \varnothing 28 x 10,5
MD-20

QQ/0328-00**Capsula microfonica**

Tipo: dinamico
Sensibilità (0dB = 1V/ μ bar):
— 57 dB/1 kHz, 50 Ω
Impedenza: 40 - 200 Ω
Dimensioni: \varnothing 30 x 14
MD-5

QQ/0330-00



Cartuccia magnetica

Con puntina in diamante per dischi microsolco

Tipo: stereo
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 5 mV
Risposta di frequenza: $20 \div 20.000$ Hz
Bilanciamento canali: 2 dB
Separazione canali: 20 dB
Cedevolezza: 10×10^{-6} cm/dyne
Pressione sul disco: $1,5 \div 2,5$ g
Y-940

RC/0549-00



Cartuccia a cristallo

Ribaltabile con due puntine in zaffiro per dischi normali e microsolco

Tipo: monoaurale
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 1 V
Risposta di frequenza: $50 \div 10.000$ Hz
Cedevolezza: $1,3 \times 10^{-6}$ cm/dyne
Pressione sul disco: $9 \div 11$ g
Y-350

RC/1372-00



Cartuccia a cristallo

Ribaltabile con due puntine in zaffiro per dischi normali e microsolco

Tipo: monoaurale
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 2,5 V
Risposta di frequenza: $50 \div 10.000$ Hz
Cedevolezza: $0,8 \times 10^{-6}$ cm/dyne
Pressione sul disco: $9 \div 11$ g
Y-390

RC/1373-00



Cartuccia ceramica

Ribaltabile con due puntine in zaffiro per dischi normali e microsolco

Tipo: stereo
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 500 mV
Risposta di frequenza: $50 \div 10.000$ Hz
Bilanciamento canali: 3 dB
Separazione canali: 12 dB
Cedevolezza: $1,2 \times 10^{-6}$ cm/dyne
Pressione sul disco: $6 \div 8$ g
Y-500

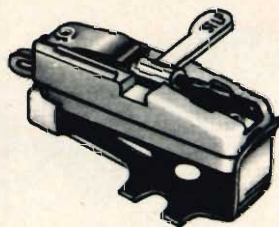
RC/1374-00

Cartuccia ceramica

Con 2 puntine in zaffiro per dischi normali e microsolco

Tipo: stereo
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 400 mV

Risposta di frequenza: $30 \div 10.000$ Hz
Bilanciamento canali: 3 dB
Separazione canali: 12 dB
Cedevolezza: $1,5 \times 10^{-6}$ cm/dyne
Pressione sul disco: $5 \div 8$ g
Y-510



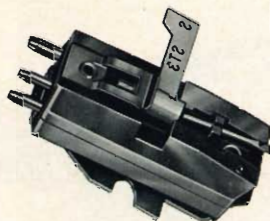
RC/1375-00

Cartuccia ceramica

Con 2 puntine in zaffiro per dischi normali e microsolco

Tipo: stereo
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 250 mV - 500 mV

Risposta di frequenza: $50 \div 10.000$ Hz
Bilanciamento canali: 3 dB
Separazione canali: 12 dB
Cedevolezza: $1,5 \times 10^{-6}$ cm/dyne
Pressione sul disco: $4 \div 6$ g
Y-565-01



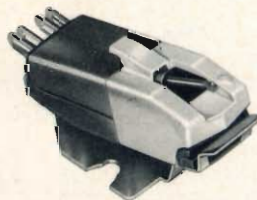
RC/1376-00

Cartuccia ceramica

Con puntina in zaffiro per dischi microsolco

Tipo: stereo
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 200 mV

Risposta di frequenza: $30 \div 20.000$ Hz
Bilanciamento canali: 2,5 dB
Separazione canali: 15 dB
Cedevolezza: 5×10^{-6} cm/dyne
Pressione sul disco: $2 \div 4$ g
Y-640



RC/1377-00

Cartuccia ceramica

Ribaltabile con due puntine in zaffiro per dischi normali e microsolco

Tipo: monoaurale
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 500 mV

Risposta di frequenza: $50 \div 10.000$ Hz
Cedevolezza: 1×10^{-6} cm/dyne
Pressione sul disco: $9 \div 11$ g
Y-700



RC/1378-00



Cartuccia a cristallo

Ribaltabile con due puntine in zaffiro per dischi normali e microsolco

Tipo: stereo
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 1 V

Risposta di frequenza: 50 ÷ 10.000 Hz
Bilanciamento canali: 3 dB
Separazione canali: 12 dB
Cedevolezza: 1×10^{-6} cm/dyne
Pressione sul disco: 6 ÷ 8 g
Y-130

RC/1533-00



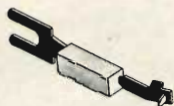
Cartuccia a cristallo

Ribaltabile con due puntine in zaffiro per dischi normali e microsolco

Tipo: stereo
Livello di uscita a 1 kHz, 5 cm/sec: 800 mV

Risposta di frequenza: 50 ÷ 10.000 Hz
Bilanciamento canali: 3 dB
Separazione canali: 12 dB
Cedevolezza: $1,2 \times 10^{-6}$ cm/dyne
Pressione sul disco: 6 ÷ 8 g
Y-171

RC/1536-00



Puntina in zaffiro

Per dischi microsolco
Per cartuccia RC/1533-00; RC/1536-00
RC/1374-00

RR/1867-00



Puntina in zaffiro

Per dischi microsolco
Per cartuccia RC/1372-00; RC/1373-00
RC/1378-00

RR/1870-00



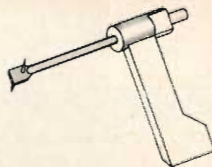
Puntina in zaffiro

Per dischi microsolco
Per cartuccia RC/1375-00

RR/1872-00

Puntina in zaffiro

Per dischi microsolco
Per cartuccia RC/1376-00

RR/1873-00**Puntina in zaffiro**

Per dischi microsolco
Per cartuccia RC/1377-00

RR/1874-00**Puntina in diamante**

Per dischi microsolco
Per cartuccia RC/0548-00

RR/1876-00**Puntina in diamante**

Per dischi microsolco
Per cartuccia RC/0549-00

RR/1877-00**Trasmettitore microfonico**

Completo di interruttore ON-OFF

Sistema di modulazione: FM

Gamma di frequenza di trasmissione:
88 ÷ 106 MHz ± 75 kHz

Intensità di campo: < 50 µV/m

Transistor impiegati: 3

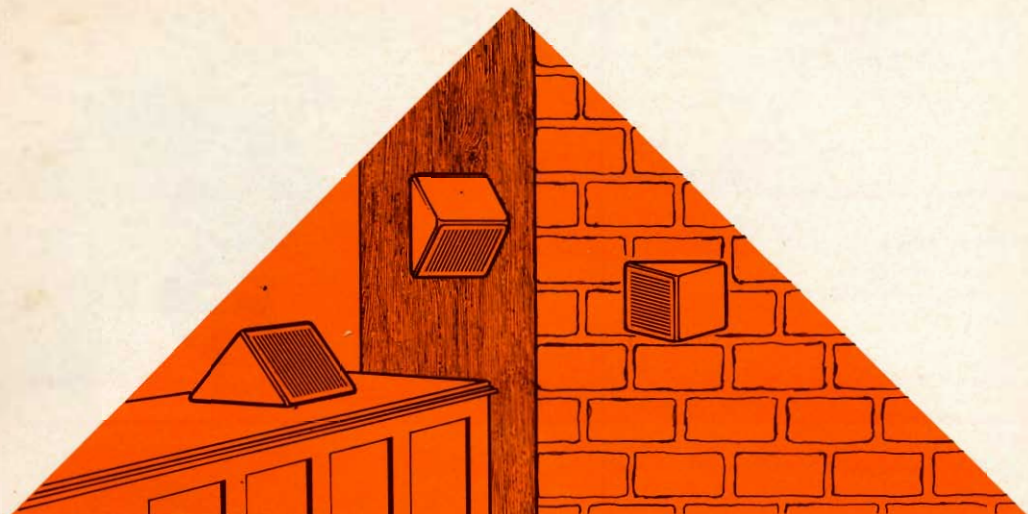
Alimentazione: 2,6 V c.c. mediante 2
pile al nichel-cadmio da 1,3 V

Corrente assorbita: 4 mA

Dimensioni: 120 x 20 x 25

VX-127

ZZ/1762-00

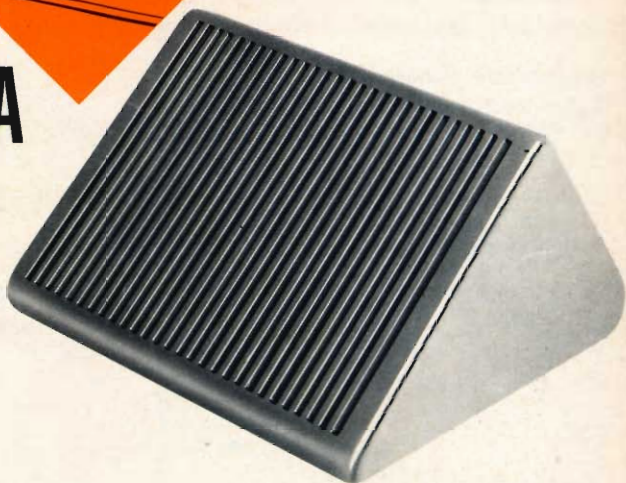


MUSICA MONOFONICA E STEREOFONICA

con altoparlanti
supplementari

G.B.C.
Italiana

Altoparlante "G. B. C."
racchiuso in custodia
di A. B. S.
particolarmente indicato
come altoparlante
supplementare
Potenza: 2W
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 160x145x90



COLORE	PER AUTO	USO GENERALE
Grigio scuro	KK/0535-20	AA/5005-00
Bianco	KK/0535-22	AA/5010-00
Rosso	KK/0535-24	AA/5015-00

REVOX

LA REALTÀ DEL SUONO

Suono: la dimensione della realtà in cui più fitto si intreccia l'intimo dialogare di esseri e cose.

Suono possente, delicato, armonioso, lacerante, confuso, cristallino, suono che genera sensazioni ed emozioni personali, segrete.

Suono modulato da infinite sfumature essenziali, che soltanto una tecnica di altissimo livello può riprodurre con perfezione assoluta.

Tecnica degli apparati Revox, trasparenti al suono.

- Registratore stereofonico professionale a 2 o 4 piste Revox A77
- Amplificatore stereofonico Hi-Fi 40+40 W sinus. -75+75 W di picco Revox A50
- Sintonizzatore stereofonico FM Revox A76
- Radiatori acustici Hi-Fi Revox da 15 a 40 W
- Microfono cardiode dinamico a bobina mobile Revox 3400

Presentati e garantiti in Italia da:



SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
Sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano - p.le Zavattari, 12





tecnica, stile, hi-fi prestigiosi!

Ogni apparecchio illustrato in questa pagina ha ottenuto il riconoscimento e l'ammirazione internazionale per le sue caratteristiche tecniche, la sua linea, le sue prestazioni.

L'insieme costituisce un completo impianto Hi-Fi di eccezionale prestigio e certamente fra i primissimi al mondo, la Casa costruttrice si chiama Bang & Olufsen — la famosissima B. & O. per i raffinati dell'hi-fi — i quali sono soliti dire che dopo aver ascoltato un complesso B. & O. null'altro riesce a soddisfare. Se non credete, ascoltatelo voi stessi.

COMBINAZIONE B. & O. N. 1 - Impianto stereo HI-FI composto da:

1 Amplificatore stereo « Beolab 5000 »

1 Sintonizz. stereo FM « Beomaster 5000 »

2 Diffusori acustici « Beovox 2500 »

2 Diffusori acustici « Beovox 5000 »

1 Registratore stereo « Beocord 1800 »

1 Giradischi stereo « Beogram 1800 »



* Prezzi netti imposti

