

Anno XXXVIII - Settembre 1966 - Gruppo III

l'antenna

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

NUMERO

9

LIRE 500

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

con i 3 sistemi ▶

**NTSC
PAL
SECAM**

**Coordinato da
Alessandro Banfi**

Edito in 8 volumi



EDITRICE IL ROSTRO - MILANO - VIA MONTE GENEROSO 6.



GENERATORE-OSCILLOSCOPIO PER TV ED FM

Mod. LGO-600

Il generatore Leader LGO-600 è uno strumento adatto all'allineamento dei circuiti per TV, FM e VHF, di tipo integrato. Esso comprende un oscilloscopio a larga banda con schermo da 75 mm (3"), un generatore « sweep », ed un generatore « marker », montati in un unico contenitore, e completi di tutti i necessari cavi di collegamento. L'oscilloscopio viene usato per la messa a punto visiva e per l'osservazione diretta delle forme d'onda, e può funzionare indipendentemente dai due generatori. Il generatore « sweep » copre la gamma compresa tra 2 e 270 MHz, con uno spazzolamento massimo di 20 MHz. Il generatore « marker » copre la gamma compresa tra 3,5 e 270 MHz. È prevista la possibilità di applicare i vari segnali di modulazione per le barre orizzontali e verticali. L'oscillatore a cristallo incorporato nello strumento serve per fornire i segnali marcatori, ed anche per ottenere una taratura assai precisa delle frequenze, grazie alla presenza di un rivelatore eterodina interno.

CARATTERISTICHE

GENERATORE « SWEEP »	Gamma di frequenza A = 2-120 MHz (a batt.), B = 150-270 MHz (fond.)
AMPIEZZA DI SPAZZOLAMENTO USCITA « SWEEP »	Da 0 a 12 MHz regolabile Tensione: 50.000 μ V regolabile Impedenza: 75 ohm non bilanciata
GENERATORE « MARKER »	Gamma di frequenze (precisione 1%) Fondamentale Armoniche A = 3,5-6,0 MHz 7,0-12 MHz B = 18,0-30 MHz 36,0-60 MHz C = 60,0-124 MHz 120,0-248 MHz
CRISTALLO DI QUARZO	5,5 MHz \pm 0,05%
MODULAZIONE INTERNA USCITA « MARKER »	Su oscill. « marker »: 5,5 MHz Su oscill. a crist.: 600 Hz o 100-150 kHz 50.000 μ V max. regolabile
OSCILLOSCOPIO Canale verticale	Sensibilità: 110 mV p-p/cm, ad 1 kHz Responso: entro 3 dB da 3 Hz ad 1 MHz
Canale orizzontale	Sensibilità: 700 mV p-p/cm ad 1 kHz Responso: entro 3 dB da 2 Hz a 500 kHz
Base dei tempi	Gamma di frequenze: da 20 Hz a 150 kHz Sincronismo: INTERNO, ESTERNO e RETE Fase: regolabile da 0 a 140°
Valvole usate	1-6J6 1-6CB6 1-6C4 1-6AV6 1-12AT7 1-6DT6 5-6U8 3-12AU7 2-6X4 1-1X2B
Tubo a raggi catodici	3RP1 (a schermo piatto)
Accessori	Cavi: 1 da 300 ohm, 2 da 75 ohm 1 per oscillosc. ingresso segn. 1 per Bassa Frequenza 2 Adattatori termin. ingresso
Alimentazione	C.A. 220 V 50 Hz dissipazione circa 120 VA
Dimensioni e peso	cm 57 x 38 x 52; 26 kg

TV FM RADIO & AUDIO

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - MILANO - TELEFONI N. 79 57 62 - 79 57 63 - 78 07 30

ANNO XXXVIII

9

SETTEMBRE 1966

L'antenna

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

Gerente Alfonso Giovane

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Comitato di Redazione prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Amerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonetti

Consulente tecnico dott. ing. Alessandro Banfi

SOMMARIO

A. Banfi	377	Facciamo il punto sulla TV a colori
F. Soresini	378	Algebra booleana e circuiti logici (parte prima)
A. Vernaleone, G. Cesani	386	Sistemi di calcolo di alimentatori stabilizzati serie
R. Magnani	391	Stabilizzatori di rete G. R. serie 1581 ÷ 1582
A. Covi	394	Sincronometro digitale tipo 1123-A General Radio
A. Banfi	401	La Mostra internazionale della Radio Televisione all'Earls Court di Londra
F. Bargiacchi	404	Trasmettitore transistorizzato da 5 W per 40,68 MHz
P. Soati	408	Note di servizio dei ricevitori di TV Geloso serie GTV 1011, 1036, 1046 e 1047
A. Contoni	415	Amplificatori di potenza in controfase classe AB senza trasformatore
a.f., P. Soati	422	A colloquio coi lettori
	424	Archivio schemi

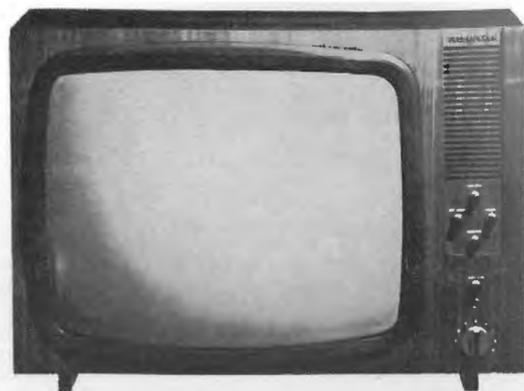
Direzione, Redazione,
Amministrazione
Uffici pubblicitari

VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227



La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « L'antenna » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500 l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000; estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Tutti i diritti di proprietà artistica e letteraria sono riservati per tutti i paesi. La riproduzione di articoli e disegni pubblicati è permessa solo citando la fonte. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

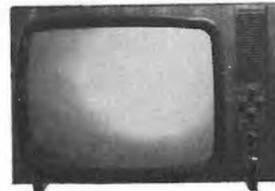


PARLATENE CON IL RIVENDITORE...

(...lui sa come consigliarvi)

Vi confermerà, con
tutta la sua espe-
rienza, che il televisore
Telefunken 23 pollici mod. 2316

è un apparecchio perfetto. Che,
per le sue doti tecniche
e per la linea sobria, veramente
elegante, è il più
indicato ad entrare nella vostra
casa. Si adatta
con una nota di signorilità a qua-
lunque arredamento, e costa



appena L. 149.000.
Ma non è tutto:
questo apparecchio
ha molte altre esclusive

caratteristiche e pregi.
Parlatene con il rivenditore.
Lui saprà dirvi anche questo,
sottolineando
che questo apparecchio funziona
perfettamente perchè le
sue parti sono tecnicamente
perfette. Sono Telefunken.



TELEFUNKEN

L'antenna

dott. ing. Alessandro Banfi

Facciamo il punto sulla TV a colori

Nello scorso numero, in questa stessa sede, abbiamo riferito brevemente sulle conclusioni della riunione di Oslo, nella quale si era vanamente sperato nella possibile unificazione della TV a colori europea.

Vale la pena di ricordare che la votazione finale, su 73 voti validi dei partecipanti di tutto il mondo, ha dato 34 voti al SECAM, 15 voti al PAL, 7 voti all'NTSC, mentre 17 voti (compreso quello dell'Italia) sono risultati neutrali senza alcuna decisione definitiva circa il sistema da adottare e la data di inizio di un servizio regolare di TV a colori. Ma nonostante la schiacciante maggioranza dei sostenitori del SECAM, due importanti nazioni, l'Inghilterra e la Germania Occidentale, hanno optato per il PAL, annunciando inoltre l'inizio delle trasmissioni regolari di TV a colori verso la fine del prossimo anno (1967).

Indubbiamente la scelta del PAL da parte di queste due nazioni che si accingono a potenziare industrialmente e commercialmente il nuovo mercato della TV a colori che si prevede di estrema importanza, può esercitare una sensibile influenza psicologica sulle nazioni ancora incerte sulla scelta del sistema da adottare. Ciò nonostante si sono già avvertiti alcuni indizi premonitori di possibili nuovi orientamenti. Mi riferisco a due tipiche manifestazioni che hanno avuto luogo recentemente. In una di queste, la Mostra della Radio e della TV svoltasi a Londra dal 22 al 26 agosto e della quale si dà relazione in altra parte di questo stesso numero, durante una riunione interna di espositori sono stati esposti dissensi e critiche circa la decisione di adottare definitivamente il PAL senza aver prima effettuato un periodo di prove sperimentali interessando capillarmente un pubblico di una certa estensione, onde saggiare il comportamento pratico del sistema in esercizio.

Si disse anche che venivano a trovarsi in particolari condizioni favorevoli tutte quelle nazioni che, non avendo ancora fatto la loro scelta, potevano assistere al comportamento pratico in esercizio del PAL in Inghilterra e Germania oltre che del SECAM in Francia e URSS, beneficiando di tale preziosa esperienza, prima di prendere decisioni definitive.

Nella seconda manifestazione svoltasi a Parigi il 7 settembre, presente il Ministro dell'Industria Monsieur Marcelin, destinata a consacrare l'inizio ufficiale di un'intensa attività industriale nel settore Radio-TV in conseguenza dell'avvento della TV a colori, le cui trasmissioni regolari decorreranno dall'autunno 1967 (circa 10 ore giornaliere), si è posta in evidenza la stridente situazione della mancata unificazione europea, prevedendo però che in un futuro molto prossimo l'esperienza pratica delle trasmissioni inglesi, tedesche e francesi porterà ad un ulteriore affinamento della tecnica dei 3 sistemi, accentuando i relativi vantaggi e svantaggi riguardo alle ricezioni da parte del pubblico e alla facilità di produzione dei televisori.

Questo primo periodo d'inizio d'un esercizio pratico dei due sistemi PAL e SECAM riuscirà molto vantaggioso non solo per le nazioni che non hanno ancora fatto la loro scelta ma anche per rivedere le posizioni di quelle che si fossero convinte di una scelta non del tutto felice.

I tecnici francesi sono convinti della superiorità pratica del SECAM ed hanno espresso l'opinione che « il tempo lavora per il SECAM ».

Da quanto precede, risulta pertanto evidente che la « battaglia per il colore » è tutt'altro che chiusa. Da parte nostra siamo convinti che il prossimo futuro ci riserbi ancora delle sorprese, anche per quanto riguarda gli orientamenti italiani.

Ma soprattutto la nostra attenzione si rivolge alla preparazione dei tecnici, che potranno utilmente approfittare di questa battuta d'aspetto per aggiornarsi adeguatamente sulla tecnica del colore.

A. BANFI

Franco Soresini

Algebra booleana e circuiti logici

(parte prima)

1 - INTRODUZIONE

Nonostante sia stata una ostentata ambizione, espressa da molti matematici degli ultimi due secoli, quella di costruire sistemi logici privi di qualsiasi applicazione pratica, lo sviluppo rapido della scienza e della tecnica ha quasi sempre trovato modo di applicarli ai problemi pratici.

Un esempio, vicino al nostro campo, è la teoria dei numeri complessi, nata per permettere la soluzione di certe equazioni algebriche, e poi adoperata dall'ingegnere Proteus Steinmetz per dare un metodo compatto, rigoroso e semplice alla analisi dei circuiti in regime stazionario in corrente alternata. Parallelamente allo sviluppo dell'algebra dei numeri, vi furono alcuni tentativi miranti ad esprimere i sillogismi simbolicamente, con la speranza di codificare un metodo del pensiero.

Poco più di cento anni addietro, nel 1854, George Boole, uno studioso inglese, pubblicò il libro: « *An Investigation into the Laws of Thought* » (Una indagine sulle regole del pensiero), nel quale spiegò con una chiarezza esemplare le leggi che governano le relazioni fra classi di elementi, riducendole, poi, ad un'algebra simbolica.

Questo libro rimase pressochè sconosciuto fino al 1938, quando Claude Shannon ne fece menzione nella relazione: « *A Symbolic Analysis of Relay and Switching Circuits* » - Trans. A.I. E.E. vol. 57 pp. 713 ÷ 723 - (Una analisi simbolica dei relè e dei circuiti di commutazione) e con ciò l'espressione: *Boolean Algebra* (Algebra Booleana). L'utilità dell'algebra booleana nello esprimere in modo abbreviato e maneggevole le relazioni fra gli elementi di una rete di commutazione, ha certamente permesso un più rapido sviluppo degli elaboratori elettronici e la sua padronanza rende molto più agevole la comprensione della struttura di queste macchine.

Scopo di questi articoli è di illustrare le regole e le applicazioni alle reti logiche, ma non si può non ricordare la importanza dei metodi qui illustrati, in tutte le attività decisionali: l'applicazione dei calcolatori ai problemi di gestione aziendale ne è un esempio.

Facciamo precedere lo studio della logica da un capitolo relativo ai sistemi di numerazione e codificazione, con particolare riguardo a quello binario, la cui conoscenza è fondamentale per chi voglia avviarsi allo studio delle macchine logiche.

2. - SISTEMI DI NUMERAZIONE E CODIFICAZIONE

2.1. - La cifra e il numero

Il sistema di numerazione decimale, a tutti noto, è una comoda convenzione che permette di esprimere sinteticamente, in maniera simbolica, il valore di qualsiasi grandezza.

Per analizzare sommariamente il meccanismo che regola il sistema decimale (meccanismo che ciascuno di noi applica in maniera del tutto automatica), conviene supporre, per un momento, che non esista alcun sistema numerico.

La necessità di trovare un sistema per esprimere simbolicamente la grandezza nasce immediatamente: si pensi, per esempio, all'oste che deve in qualche modo registrare i boccali di vino consumati da ogni avventore. L'oste in questione si limiterà a rappresentare ogni bottiglia consumata con un segno qualunque, ad esempio una sbarretta verticale, così: ||||, un po' come il servo Venerdì segnava il succedersi dei giorni, in « Robinson Crusoe ».

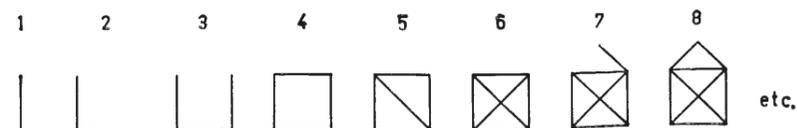
Questo sistema di rappresentazione è già un sistema numerico, che adotta un solo simbolo.

Il simbolo (o i simboli) adottato da un sistema prende il nome di *cifra*.

Più cifre combinate per esprimere una quantità costituiscono un *numero*.

Il sistema ad una sola cifra diventa rapidamente insoddisfacente non appena la quantità di oggetti da rappresentare diventi un po' grande, perché si richiedono numeri di troppe cifre.

Un'altra via consiste nello scegliere simboli diversi per le diverse grandezze: ad esempio nella tecnica di conteggio dei globuli del sangue al microscopio, l'analista spesso usa la seguente simbologia:



che è per lui la più pratica perché si passa da un simbolo a quello immediatamente successivo aggiungendo una asticella in posizione opportuna.

In questo sistema, cifre e numeri coincidono, perché ogni numero è di una sola cifra: si devono pertanto avere tanti simboli (cifre) quante grandezze diverse si vogliono rappresentare. Anche questo sistema diventa quindi ben presto scomodo.

2.2. - Sistemi pesati

Un decisivo passo avanti nella rappresentazione simbolica delle grandezze si compie accettando la convenzione che lo stesso simbolo (cifra) abbia significato diverso a seconda della posizione che occupa nel numero; tale posizione è detta *ordine* della cifra.

Il peso da assegnare ai vari ordini può essere scelto in molti modi; secondo una comoda convenzione, il peso di ogni cifra è una potenza che ha per base la radice del sistema e per esponente l'ordine della cifra.

Il sistema si chiama *peso*, il sistema è detto *pesato*; il numero massimo di simboli differenti scelti (cifre) si chiama *radice* del sistema.

Il peso da assegnare ai vari ordini può essere scelto in molti modi; secondo una comoda convenzione, il peso di ogni cifra è una potenza che ha per base la radice del sistema e per esponente l'ordine della cifra.

Il sistema decimale è proprio un sistema pesato di questo genere, con *radice dieci*.

Convenendosi, infatti, di scrivere le cifre di un numero da sinistra a destra, per ordini di cifre decrescenti, il numero decimale 871 è interpretato (ad esempio) come:

$$(8 \times 10^2) + (7 \times 10^1) + (1 \times 10^0)$$

2.3. - Sistema binario

Quando per eseguire calcoli si utilizzano elementi elettronici è meglio adottare una numerazione più semplice; la più semplice di tutte è la *numerazione binaria*.

Binario significa che il sistema è composto soltanto da due cifre, 0 e 1, invece delle 10, da 0 a 9, del sistema decimale.

La popolarità della numerazione binaria in uso per i calcolatori elettronici si basa interamente su questo attributo — che sono richieste soltanto due cifre — di conseguenza i circuiti di calcolo possono essere composti da operatori di calcolo a due sole possibili condizioni.

Quando l'operatore di calcolo viene posto in una delle due condizioni rappresenta 1, nell'altra rappresenta 0.

Sebbene « binario » come aggettivo non sia familiare, il metodo di calcolo in questo modo non implica nessuna idea che differisca da quelle già usate per contare nel sistema decimale. Di conseguenza, il calcolo binario è ugualmente facile da capire ed eseguire.

La scelta della radice del sistema di-

pende dunque dalle caratteristiche dell'operatore che deve usare il sistema stesso.

Per l'operatore umano, la scelta della radice dieci è derivata dal numero delle dita.

Per un elaboratore elettronico è più comodo, come si è detto, limitare a due soli i simboli da usare: tali simboli prendono il nome di *cifre binarie* o *bit*. Le due cifre binarie (con notazione presa in prestito dal sistema decimale) vengono chiamate ZERO e UNO.

Se le cifre binarie sono combinate a formare numeri secondo il sistema di pesi anzidetto, si ha il sistema *binario puro*.

Vediamo ora il modo di passare dal sistema binario al decimale e viceversa.

Per esempio, il numero binario puro: 1 1 0 1 0 0 1

si traduce in decimale come:

$$2^6 + 2^5 + 2^3 + 2^0 = 105$$

perché tali sono i valori degli ordini in cui è presente un 1.

Mentre nel sistema decimale, naturalmente, tutti i valori numerici sono espressi da sequenze delle dieci cifre decimali da 0 a 9, come si è già detto, nel sistema binario tutti i valori numerici sono espressi dalle sequenze delle due cifre binarie 0 e 1.

Quando si calcola, in qualsiasi sistema di numerazione, l'unica regola da ricordare è che quando un uno è aggiunto alla cifra che possiede il valore più alto del sistema particolare, il numerale ritorna a 0 ed 1 è riportato nella colonna immediatamente a sinistra.

Per esempio, nel sistema decimale 9 + 1 è uguale a 0, riporto 1 e si registra 10.

In modo identico quando si calcola col sistema binario in cui il numerale che possiede il valore più alto è 1, 1 + 1 = 0 riporto 1, e questo viene scritto come 10.

Il numero binario 10, naturalmente, non è uguale al numero decimale 10 perché il « peso » numerico delle colonne dei due numeri è diverso.

Con il sistema decimale una colonna di un numero a sinistra di un'altra possiede un valore che è dieci volte più grande.

In un sistema binario una colonna di un numero a sinistra di un'altra ha un valore che è soltanto due volte più grande.

Per chiarire questi concetti diamo una tabella di calcolo da 0 a 16 che indica il numero decimale e l'equivalente numero binario (Tabella 1).

Considerando che questa questione di « peso » deve essere abbinata alla posizione occupata da una cifra in un numero, il numero decimale 1908, per esempio, rappresenta:

$$(1 \times 1000) + (9 \times 100) + (0 \times 10) + (8 \times 1)$$

Tabella 1

Sistema decimale	Sistema binario	Conversione
0	0	0 = 0
1	1	1 = 1
2	10	2+0 = 2
3	11	2+1 = 3
4	100	4+0+0 = 4
5	101	4+0+1 = 5
6	110	4+2+0 = 6
7	111	4+2+1 = 7
8	1000	8+0+0+0 = 8
9	1001	8+0+0+1 = 9
10	1010	8+0+2+0 = 10
11	1011	8+0+2+1 = 11
12	1100	8+4+0+0 = 12
13	1101	8+4+0+1 = 13
14	1110	8+4+2+0 = 14
15	1111	8+4+2+1 = 15
16	10000	16+0+0+0+0 = 16

che naturalmente corrisponde a:

$$(1 \times 10^3) + (9 \times 10^2) + (0 \times 10^1) + (8 \times 10^0).$$

Questa rappresentazione di un numero decimale mette in evidenza il punto considerato precedentemente: che una colonna a sinistra di un'altra ha un valore che è dieci volte più grande. (Incidentalmente si ricorda che qualsiasi numero elevato alla potenza di 0, come 10, è sempre uguale a 1, per cui dall'esempio appena citato: $8 \times 10^0 = 8$).

Ricordando questo fatto ed inoltre che per la numerazione binaria la differenza in « peso » che esiste tra colonne adiacenti è due, è facile convertire un numero binario nell'equivalente numero decimale.

Per esempio, il numero binario 1110 rappresenta:

$$(1 \times 2^3) + (1 \times 2^2) + (1 \times 2^1) + (0 \times 2^0)$$

che corrisponde a:

$$(1 \times 8) + (1 \times 4) + (1 \times 2) + (0 \times 1) \text{ e totale } 14.$$

Il numero binario 1110 è, perciò, numericamente uguale al numero decimale 14.

È ugualmente facile tradurre un numero decimale in numero binario mediante una semplice operazione simile.

Il numero decimale viene diviso ripetutamente per due e così via fino a che il due « non ci sta più ».

Quello che resta di ogni divisione — i resti — vengono messi in linea da destra a sinistra nell'ordine in cui sono stati ottenuti e formano il numero binario richiesto.

Per convertire, ad esempio, 14 in un numero binario, si divide per 2. La risposta è 7 e il resto di questa divisione è 0. Questo 0 va all'estrema destra del numero binario, che si sta formando.

Ora, si divide 7 per 2, la risposta è 3, il resto 1.

Continuando: 3 diviso 2 = 1, resto 1. L'ultima cifra è 1, il 2 nell'1 « non sta », e il resto è 1.

Tutti i resti disposti nell'ordine in cui si sono ottenuti da destra a sinistra formano 1110.

Quindi 1110 della numerazione binaria è numericamente uguale a 14 del sistema decimale.

Fino ad ora sono stati considerati soltanto i numeri interi, ma nella numerazione binaria possono anche essere rappresentati i valori frazionari.

La parte di frazione di un numero viene divisa dal resto con una virgola. Nel sistema decimale, questa virgola è detta decimale e la virgola equivalente in un numero binario è detta virgola binaria.

Il peso che si deve attribuire al numerale binario che segue la virgola binaria si basa sulla stessa regola di prima: una colonna a sinistra di un'altra ha un valore che è due volte più grande.

Poichè ci allontaniamo dalla virgola binaria, sarebbe più esatto invertire questa espressione e dire invece: una colonna immediatamente a destra di un'altra ha un valore che è la metà di quella che la precede.

Una frazione binaria può essere convertita rapidamente in frazione decimale quando si conoscono gli equivalenti valori decimali delle colonne dei numeri che seguono la virgola binaria.

Questi valori possono essere valutati rapidamente.

Incominciamo dalla colonna che segue immediatamente a sinistra la virgola binaria, che ha un valore di 1, la prima colonna a destra della virgola binaria ha un valore decimale che è metà di questo: 0,5.

Continuando a dimezzare il valore di ogni colonna susseguente, la seconda colonna dopo la virgola binaria avrà un valore decimale equivalente a 0,25, la terza colonna 0,125, la quarta 0,0625

e così via. Quindi il numero binario 1,1011 è uguale al numero decimale:

$$1,0 + 0,5 + 0 + 0,125 + 0,0625 = 1,6875.$$

Da questa descrizione si può vedere che la gamma completa di valori numerici può essere rappresentata in numerazione binaria così come in quella decimale.

Seguono alcune tabelle mediante le quali è facile passare dal sistema decimale al binario e viceversa (v. tabelle 2, 3 e 4).

Tabella 2 - Tavola delle potenze negative e positive del 2

Esponente	Valore
-20	0,000 000 953 674 316 406 25
-19	0,000 001 907 348 632 812 5
-18	0,000 003 814 697 265 625
-17	0,000 007 629 391 531 25
-16	0,000 015 258 789 062 5
-15	0,000 030 517 578 125
-14	0,000 061 035 156 25
-13	0,000 122 070 312 5
-12	0,000 244 140 625
-11	0,000 488 281 25
-10	0,000 976 562 5
-9	0,001 953 125
-8	0,003 906 25
-7	0,007 812 5
-6	0,015 625
-5	0,031 25
-4	0,062 5
-3	0,125
-2	0,25
-1	0,5
0	1
1	2
2	4
3	8
4	16
5	32
6	64
7	128
8	256
9	512
10	1024
11	2048
12	4096
13	8192
14	16 384
15	32 768
16	65 536
17	131 072
18	262 144
19	524 288
20	1 048 576
21	2 097 152
22	4 194 304
23	8 388 608
24	16 777 216
25	33 554 432
26	67 108 864
27	134 217 728
28	268 435 456
29	536 870 912
30	1 073 741 824

Tabella 3 - Tavola degli equivalenti binari (numeri superiori all'unità)

Decimale	Binario	Decimale	Binario
1	1	600	10 0101 1000
2	10	700	10 1011 1100
3	11	800	11 0010 0000
4	100	900	11 1000 0100
5	101	1000	11 1110 1000
6	110	2000	111 1101 0000
7	111	3000	1011 1011 1000
8	1000	4000	1000 1010 0000
9	1001	5000	1 0011 1000 1000
10	1010	6000	1 0111 0111 0000
11	1011	7000	1 1011 0101 1000
12	1100	8000	1 1111 0100 0000
13	1101	9000	10 0011 0010 1000
14	1110	10000	10 0111 0001 0000
15	1111	20000	100 1110 0010 0000
16	1 0000	30000	111 0101 0011 0000
17	1 0001	40000	1001 1100 0100 0000
18	1 0010	50000	1100 0011 0101 0000
19	1 0011	60000	1110 1010 0110 0000
20	1 0100	70000	1 0001 0001 0111 0000
30	1 1110	80000	1 0011 1000 1000 0000
40	10 1000	90000	1 0101 1111 1001 0000
50	11 0010	100000	1 1000 0110 1010 0000
60	11 1100	200000	11 0000 1101 0100 0000
70	100 0110	300000	100 1001 0011 1110 0000
80	101 0000	400000	110 1001 1010 1000 0000
90	101 1010	500000	111 1010 0001 0010 0000
100	110 0100	600000	1001 0010 1111 1100 0000
200	1100 1000	700000	1010 1010 1110 0110 0000
300	1 0010 1100	800000	1100 0011 0101 0000 0000
400	1 1001 0000	900000	1101 1011 1011 1010 0000
500	1 1111 0100	1000000	1111 0100 0010 0100 0000

2.4. - Operazioni aritmetiche binarie

Come già si è detto prima, tutte le normali operazioni aritmetiche possono essere eseguite con numeri binari secondo le regole accettate dell'aritmetica.

2.4.1. - Addizione

L'addizione si esegue nel modo sotto indicato. I calcoli equivalenti binari e decimali vengono eseguiti uno vicino all'altro per illustrare la similarità del procedimento e per confermare che si ottengono gli stessi risultati numerici. La tavola di somma è la seguente:

+	0	1
0	0	1
1	1	10

Bisogna quindi ricordare che l'addizione binaria è:
 $1 + 1 = 0$ e riporto 1
 Si abbia ora ad esempio:

Binario	Decimale
1011 +	11 +
11 =	3 =
1110	14

2.4.2. - Sottrazione

La procedura inversa, sottrazione, può essere eseguita con la stessa facilità.

In un calcolo decimale quando, ad esempio, un 6 di una colonna deve essere sottratto da 0, per esempio $20 - 6$, si riporta un 1 dalla colonna a sinistra e la sottrazione è quindi $10 - 6 = 4$. La cifra 2 è stata naturalmente ridotta a 1, perciò il risultato completo è 14. Nello stesso modo quando 1 deve essere sottratto da 0, in un numero binario, un 1 deve essere riportato dalla colonna a sinistra, riducendolo a 0 e la sottrazione è ora $10 - 1 = 1$.

Si abbiano ora ad esempio:

Decimale	Binario
128 —	10000000 —
1 =	1 =
127	1111111
128 —	10000000 —
127 =	1111111 =
1	1
118 —	1110110 —
55 =	110111 =
63	111111

87 —	1010111 —
39 =	100011 =
52	110100

2.4.2.1 Uso dei complementari

Chiamiamo *complementari* due numeri che sommati danno 10 od una potenza di 10 (100,1000, ecc.).

Sono, ad esempio, complementari 75 e 25, perchè la loro somma è 100, come anche lo sono 374 e 626 perchè la loro somma è 1000.

Dato un numero, si ottiene immediatamente il suo complementare sostituendo ad ogni cifra quanto manca per arrivare a 9, tranne che per la prima cifra significativa (diversa da zero) a destra, alla quale va sostituito quanto manca per arrivare a 10.

Gli zeri che seguono a destra la prima cifra significativa rimangono inalterati. Esempi:

— il complementare di 846 è 154; questo numero viene ottenuto immediatamente con questo ragionamento: $9 - 8 = 1$; $9 - 4 = 5$; $10 - 6 = 4$
 — il complementare di 1200 è 8800, così ottenuto:

$9 - 1 = 8$, $10 - 2 = 8$, i due zeri rimangono tali.

Dati due numeri disuguali, se al maggiore aggiungiamo il complementare del minore, preceduto da tanti 9 quanti risultano necessari per ottenere un numero di cifre uguale al numero di cifre del primo numero (il maggiore), si ottiene la differenza fra il numero maggiore ed il minore, preceduto da 1. Ecco un esempio:

97438 —	97438 +
00623 =	99377 =
96815	non conta → (1) 96815

Complementi del sottrattore:

3 al 10 = 7
2 al 9 = 7
6 al 9 = 3
0 al 9 = 9
0 al 9 = 9

Nel sistema binario il procedimento è simile a quello usato per il sistema decimale, tenendo presente che il complementare di un numero espresso con le cifre 1 e 0, è un numero nel quale compaiono 1 al posto degli 0 e 0 al posto degli 1.

Dato che anche nelle calcolatrici elettroniche l'addizione è la operazione aritmetica fondamentale, ad essa vengono riportate solitamente le altre operazioni. Così la sottrazione è effettuata per addizione al sottraendo del complemento del sottrattore.

Supponiamo così di voler fare la sottrazione:

Decimale	Binario
10 —	1010 —
5 =	101 =
5	101

La rimpiazzeremo in una calcolatrice con totalizzatore, della capacità di 6 cifre binarie, con la seguente addizione:

$$\begin{array}{r} 001010 + \\ 111010 = \end{array}$$

non conta → (1) 000100

La cifra d'ordine più elevato ad estrema sinistra, che così deborda dalla capacità del totalizzatore della calcolatrice, è riportata all'ultimo posto a destra (colonna relativa all'ordine più basso) e sommata al valore trovato:

$$\begin{array}{r} 000100 + \\ 1 = \\ \hline 101 \text{ ossia } 5 \end{array}$$

La quantità 111010, ottenuta invertendo tutte le cifre del numero binario 000101, è chiamata il suo complemento.

2.4.3. - Moltiplicazione

Le regole per la *moltiplicazione* binaria sono ancora più semplici, in quanto il calcolo viene eseguito esattamente come se due numeri decimali formati di zeri e uno venissero moltiplicati.

La tavola di prodotto è la seguente:

×	0	1
0	0	0
1	0	1

Si abbia ora, ad esempio:

Decimale	Binario
58 ×	111010 ×
5 =	101 =
290	111010
	000000
	111010
	10010010

2.4.4. - Divisione

La *divisione* binaria è pure una operazione diretta e semplice, eseguita esattamente come per i decimali.

Nel sistema binario la prima cifra significativa del quoziente non può essere che 1; occorrerà quindi staccare tante cifre da sinistra al dividendo, finchè le cifre staccate costituiscano un numero maggiore del divisore.

In tal caso la cifra del quoziente sarà 1 e pertanto non sarà necessario moltiplicare la cifra già trovata del quoziente per il divisore e sottrarre il prodotto dalle cifre staccate al dividendo, ma basterà, per avere il primo resto, sottrarre direttamente, dalle cifre staccate al dividendo, il divisore.

Ottenuto il primo resto, si procede normalmente «abbassando» la successiva cifra del dividendo.

Se il divisore è contenuto in questo nuovo numero, si segnerà ancora 1 al quoziente, ecc., altrimenti si segnerà 0 al quoziente, abbassando un'altra cifra del dividendo, e così via.

Si abbia, ora, ad esempio:

Decimale	Binario
18 : 6 = 3	10010 : 110 = 11
meno	<u>110</u>
	110
meno	<u>110</u>
resto	= =

Quando necessita eseguire la divisione fino ad una approssimazione oltre la virgola, si procede come nel sistema decimale, aggiungendo degli zeri al dividendo e continuando la divisione.

2.4.5. - Radice quadrata

Con i metodi meccanici, il procedimento di estrazione di radice quadrata è solitamente il seguente.

Per l'estrazione della radice quadrata decimale è applicabile il sistema della sottrazione dei successivi numeri dispari a partire da 1, finchè possibile; la radice quadrata è rappresentata dal numero delle sottrazioni effettuate; questo metodo è applicabile anche a sistemi di numerazione non posizionale.

Vale piuttosto considerare la modifica di questo metodo che permette di ot-

Tabella 4 - Tavola degli equivalenti binari (numeri inferiori all'unità)

Decimale	Binario
0,00001	0,0000 0000 0000 0000 1010 0111 1100 0101 1010 1100
0,00002	0,0000 0000 0000 0001 0100 1111 1000 1011 0101 1001
0,00003	0,0000 0000 0000 0001 1111 0111 0101 0001 0000 0101
0,00004	0,0000 0000 0000 0010 1001 1111 0001 0110 1011 0001
0,00005	0,0000 0000 0000 0011 0100 0110 1101 1100 0101 1101
0,00006	0,0000 0000 0000 0011 1110 1110 1010 0010 0000 1010
0,00007	0,0000 0000 0000 0100 1001 0110 0110 0111 1011 0110
0,00008	0,0000 0000 0000 0101 0011 1110 0010 1101 0110 0110
0,00009	0,0000 0000 0000 0101 1110 0101 1111 0011 0000 1110
0,0001	0,0000 0000 0000 0110 1000 1101 1011 1000 1011 1011
0,0002	0,0000 0000 0000 1101 0001 1011 0111 0001 0111 0110
0,0003	0,0000 0000 0001 0011 1010 1001 0010 1010 0011 0000
0,0004	0,0000 0000 0001 1010 0011 0110 1110 0010 1110 1011
0,0005	0,0000 0000 0010 0000 1100 0100 1001 1011 1010 0110
0,0006	0,0000 0000 0010 0111 0101 0010 0101 0100 0110 0001
0,0007	0,0000 0000 0010 1101 1110 0000 0000 1101 0001 1011
0,0008	0,0000 0000 0011 0100 0110 1101 1100 0101 1101 0110
0,0009	0,0000 0000 0011 1010 1111 1011 0111 1110 1001 0001
0,001	0,0000 0000 0100 0001 1000 1001 0011 0111 0100 1100
0,002	0,0000 0000 1000 0011 0001 0010 0110 1110 1001 1000
0,003	0,0000 0000 1100 0100 1001 1011 1010 0101 1110 0011
0,004	0,0000 0001 0000 0110 0010 0100 1101 1101 0010 1111
0,005	0,0000 0001 0100 0111 1010 1110 0001 0100 0111 1011
0,006	0,0000 0001 1000 1001 0011 0111 0100 1011 1100 0111
0,007	0,0000 0001 1100 1010 1100 0000 1000 0011 0001 0010
0,008	0,0000 0010 0000 1100 0100 1001 1011 1010 0101 1110
0,009	0,0000 0010 0100 1101 1101 0010 1111 0001 1010 1010
0,01	0,0000 0010 1000 1111 0101 1100 0010 1000 1111 0110
0,02	0,0000 0101 0001 1110 1011 1000 0101 0001 1110 1100
0,03	0,0000 0111 1010 1110 0001 1000 0111 1010 1110 0001
0,04	0,0000 1010 0011 1101 0111 0000 1010 0011 1101 0111
0,05	0,0000 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1101
0,06	0,0000 1111 0101 1100 0010 1000 1111 0101 1100 0011
0,07	0,0001 0001 1110 1011 1000 0101 0001 1110 1011 1000
0,08	0,0001 0100 0111 1010 1110 0001 0100 0111 1010 1110
0,09	0,0001 0111 0000 1010 0011 1101 0111 0000 1010 0100
0,1	0,0001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1010
0,2	0,0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011
0,3	0,0100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1101
0,4	0,0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110
0,5	0,1000
0,6	0,1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1001 1010
0,7	0,1011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011
0,8	0,1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1101
0,9	0,1110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110 0110
1,0	1,0000

tenere lo stesso scopo in modo più rapido.

Un esempio varrà a chiarire questo metodo che dà la possibilità di ricavare abbastanza facilmente la radice quadrata con le usuali macchine calcolatrici.

Si divide il numero in gruppi di due cifre partendo da destra.

Dal primo gruppo a sinistra si sottrae, successivamente, i numeri dispari nell'ordine naturale finchè la sottrazione è possibile.

Il numero delle sottrazioni che è stato possibile eseguire rappresenta la prima cifra della radice, da sinistra.

A destra del resto finale delle sottrazioni, nel caso in esame 11, va scritto il secondo gruppo di cifre del radicando, ottenendo, nell'esempio, il numero 1164.

Da questo numero si sottraggono, successivamente, ed in ordine, i numeri dispari a partire da quello corrispondente al prodotto della parte già ottenuta della radice, per il doppio della base di numerazione (nel caso in oggetto $10 \cdot 2 = 20$), più 1.

Il numero di sottrazioni possibili darà la seconda cifra della radice e via di seguito.

$\sqrt[2]{47 \cdot 64} = 69$ (radice)

-	1	
	<u>46</u>	
-	3	
	<u>43</u>	
-	5	
	<u>38</u>	
-	7	
	<u>31</u>	
-	9	
	<u>22</u>	
-	11	64
	<u>11</u>	64
-	1	21
	<u>10</u>	43
		(6 · 2 · 10) + 1 = 121
		(nuovo sottraendo)
-	1	23
	<u>9</u>	20
-	1	25
	<u>7</u>	95
-	1	27
	<u>6</u>	28
-	1	29
	<u>5</u>	39
-	1	31
	<u>4</u>	08
-	1	33
	<u>2</u>	75

1) È bene considerare che la moltiplicazione di un numero binario per il doppio della base e l'aggiunta di una unità al prodotto ottenuto, si ottiene molto semplicemente scrivendo a destra del numero 01; così 1 moltiplicato per il doppio della base più 1 è: 101.

-	1	35
	<u>1</u>	40
-	1	37
	<u>3</u>	(resto)

Per l'estrazione della radice quadrata binaria si utilizza l'analogo procedimento usato per il sistema decimale.

In questo caso le successive sottrazioni di numeri dispari necessarie per il sistema decimale, si riducono ad una sola per ciascun gruppo di cifre del radicando, e alla sottrazione possibile corrisponde un 1 alla radice, mentre a quella impossibile corrisponde uno 0. Sia, ad esempio, da effettuare ancora, ma in forma decimale:

$\sqrt[2]{47 \cdot 64} = 69$ (resto 3)

che, in forma binaria, diviene:

$\sqrt[10]{1 \ 00 \ 10 \ 10 \ 01 \ 11 \ 00} = 1000101$

-	1		
	<u>0</u>	00 10 10 01	
		10 00 01	
		<u>10</u>	00 11 00
			10 00 10 01
			<u>11</u>

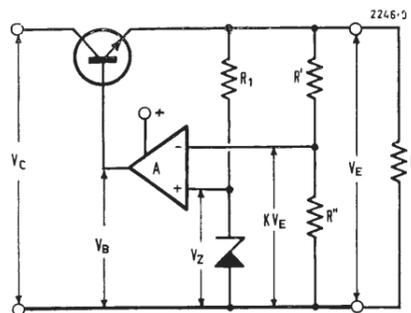
La radice viene così eseguita:

- il primo gruppo di cifre, partendo da sinistra, è 1; si sottrae 1; la prima cifra della radice è 1, il resto di 1 — 1 è 0.
- Accanto al resto si abbassa il secondo gruppo di cifre 00 e si ha: 000.
- Si sottrae la prima cifra della radice con l'aggiunta di 01 ossia: 101 (1).
- Non è possibile, quindi, la seconda cifra della radice è 0.
- Si abbassa il terzo gruppo di cifre 10 accanto al resto 000, ottenendo 00010.
- Si sottrae la radice ottenuta 10 con l'aggiunta di 01 ossia 1001.
- Non essendo possibile, la terza cifra della radice è 0, quindi la radice diviene 100.
- Si abbassa, accanto al resto, il quarto gruppo 10 ottenendo 0001010.
- Si sottrae l'assieme delle tre cifre di radice 100 con l'aggiunta di 01 ossia 10001.
- Non essendo possibile, la radice diventa 1000.
- Si abbassa il quinto gruppo 01; ottenendo 000101001.
- Si sottrae la radice ottenuta 1000 con l'aggiunta di 01 ossia 100001.
- Essendo possibile, le prime cinque cifre della radice divengono 10001.

E così di seguito.

Praticamente, è inutile scrivere le operazioni non possibili; basta abbassare tanti gruppi di cifre del radicando finchè l'operazione diviene possibile tenendo presente che per ogni gruppo di cifre che si abbassa, in caso di impossibilità, va aggiunto uno 0 alle cifre della radice. (continua)

Sistemi di calcolo di alimentatori stabilizzati serie



V_E = tensione c.c. fra emitter e massa
 V_C = tensione c.c. fra collettore e massa
 V_B = tensione c.c. fra base e massa
 V_Z = tensione ai capi del diodo Zener
 K = rapporto di partizione fra R' ed R''
 A = amplificatore differenziale
 R = resistenza di carico
 R_1 = resistenza di polarizz. del diodo Zener

Fig. 1.

INTRODUZIONE

La necessità di costruire apparecchiature elettroniche con alimentazioni stabilizzate è andata via via aumentando in questi ultimi anni. Questo ha spinto molti tecnici a documentarsi sui circuiti inerenti al problema e nello stesso tempo ha giustificato la pubblicazione su riviste italiane e straniere di articoli e schemi del circuito in esame.

Sempre in questi ultimi anni le applicazioni dei transistori sono sempre più aumentate ed è per questo che nell'articolo che presentiamo prendiamo in esame solo circuiti con transistori.

Nello stesso tempo, tenuto conto della divulgazione che ha avuto questo tipo di circuito non ci soffermiamo a dare una spiegazione fisica e sommaria dei fenomeni dell'alimentatore perché la supponiamo nota ai più.

Del resto, nella trattazione analitica che segue è implicito il funzionamento fisico anche nei dettagli.

1. - CALCOLO DELLA TENSIONE DI USCITA

Si prenda in esame il circuito della fig. 1, schema di principio di tutti gli alimentatori stabilizzati con regolazione serie. Da notare come questo schema sia costituito da un amplificatore differenziale in continua, da un diodo Zener che fornisce la tensione di riferimento V_Z , da un partitore resistivo, da un transistor di potenza che provvede al controllo della corrente di uscita e da un carico resistivo R . Tra collettore e massa è applicata la tensione continua non stabilizzata e fra l'emettitore e massa si preleva la tensione di uscita.

Si voglia dapprima calcolare la tensione continua d'uscita in funzione della tensione di riferimento V_Z .

V_{BE} = tensione cc fra base ed emettitore.

V_O = tensione continua di uscita dell'amplificatore che si ottiene quando è nulla la d.d.p. fra gli ingressi dello stesso.

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad 1)$$

$$V_B = -A(K V_E - V_Z) + V_O \quad 2)$$

dalla 1)

$$V_E = -A K V_E + A V_Z + V_O - V_{BE} \quad 3)$$

per cui

$$V_E = \frac{A V_Z + V_O - V_{BE}}{1 + A K} \quad 4)$$

se $A V_Z \gg V_O - V_{BE}$ e $A K \gg 1$

$$V_E \approx \frac{V_Z}{K} \quad 5)$$

Dalla 5) si nota come il valore della tensione di uscita sia direttamente proporzionale al valore della tensione dello Zener e inversamente proporzionale al rapporto di partizione K . Per questo motivo è necessario disporre di un partitore variabile per poter mantenere la tensione di uscita al valore desiderato, anche se lo Zener impiegato non fornisce la tensione di riferimento nominale. Sempre dalla 5) appare che, almeno in prima approssimazione, la V_E è indipendente dagli altri elementi del circuito.

2. - CALCOLO DELLA RESISTENZA D'INGRESSO DIFFERENZIALE (R_i)

All'uopo faremo uso dei valori istantanei delle tensioni e delle correnti, nonché dei parametri (differenziali) h del transistor a emettitore comune. I simboli usati hanno la stessa legenda del paragrafo 1, con l'avvertenza di considerare che in questo paragrafo sono scritti con lettere minuscole appunto per indicare che si tratta di valori differenziali.

Per cose note non intervengono nei calcoli i valori delle tensioni e delle correnti continue del circuito. Inoltre si terrà conto della resistenza differenziale interna del diodo Zener che chiameremo R_Z .

Supponendo il diodo Zener percorso dalla stessa corrente che circola in R_1 avremo:

$$v_b = -A K v_e + A R_Z i_z = -A K v_e + A v_e \frac{R_Z}{R_1 + R_Z} \quad 1a)$$

i_z = corrente nel diodo Zener
 $v_{be} = v_b - v_e$ dalle 1a) e 2a) e ponendo

$$K_Z = \frac{R_Z}{R_1 + R_Z}$$

$$v_{be} = -v_e [1 + A(K - K_Z)] \quad 3a)$$

ricordando che:

$$\begin{cases} v_{be} = h_{11} i_b + h_{12} v_{ce} \\ i_c = h_{21} i_b + h_{22} v_{ce} \end{cases} \quad 4a)$$

i_b = corrente di base
 i_c = corrente di collettore
 i_e = corrente di emitter

$$i_b = \frac{i_c - h_{22} v_{ce}}{h_{21}} \quad 5a)$$

dalla 1^a delle 4a), dalla 3a) e dalla 5a) si ottiene

$$-v_e [1 + A(K - K_Z)] = h_{12} v_{ce} + h_{11} \frac{i_c - h_{22} v_{ce}}{h_{21}} \quad 6a)$$

sapendo che $v_e = R_i i_e$ e supponendo $i_c = i_e$ avremo:

$$-R_i i_e [1 + A(K - K_Z)] = h_{12} v_{ce} + \frac{h_{11}}{h_{21}} i_c - \frac{h_{11} h_{22}}{h_{21}} v_{ce} \quad 7a)$$

raccogliendo v_{ce} ed i_c e ricordando che: $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$

$$v_{ce} \frac{\Delta h}{h_{21}} = i_c \left\{ R_i [1 + A(K - K_Z)] + \frac{h_{11}}{h_{21}} \right\} \quad 8a)$$

sapendo che $v_e = v_{ce} + v_e \approx v_{ce} + R_i i_c$ la resistenza d'ingresso differenziale R_i avrà il valore

$$R_i = \frac{v_e}{i_c} \approx \frac{v_{ce} + R_i i_c}{i_c} \approx \frac{v_{ce}}{i_c} + R$$

per cui dalla 8a)

$$R_i = \frac{h_{21} R [1 + A(K - K_Z)] + h_{11}}{\Delta h} + R \quad 9a)$$

3. - CALCOLO DEL FATTORE DI COMPRESSIONE F_c

Intendiamo con questo termine il rapporto della variazione della tensione di ingresso sulla corrispondente variazione della tensione d'uscita.

Avremo quindi:

$$F_c = \frac{v_e}{v_e} = \frac{R_i \cdot i_e}{R_i i_e} \approx \frac{R_i}{R} \quad 1b)$$

Dalla 1b), dalla 9a) e trascurando il termine isolato R si ottiene

$$F_c = \frac{h_{21} [1 + A(K - K_Z)] + h_{11}/R}{\Delta h} \quad 2b)$$

Questo valore è molto importante perché permette di calcolare (in sintesi) e di valutare (in analisi) l'attenuazione del « ripple » d'uscita rispetto all'ingresso e la variazione percentuale della tensione utile per una data variazione percentuale della tensione d'ingresso.

4. - CALCOLO DELLA RESISTENZA DI USCITA (R_u)

Un alimentatore stabilizzato si può rappresentare come una batteria che fornisce una tensione continua pari al valore della tensione a vuoto dell'alimentatore. Il circuito equivalente completo (fig. 2) è la serie di detta batteria e di una resistenza interna del valore R_u .

Se ai morsetti dello stesso circuito equivalente applichiamo un generatore di tensione alternata di valore V_g e di resistenza interna nulla, nel circuito circolerà una corrente alternata i_g . Il rapporto V_g/i_g ci darà di conseguenza il valore della resistenza di uscita R_u . Applicando lo stesso concetto di calcolo della fig. 2 alla fig. 3 avremo

$$R_u = \frac{V_g}{i_g} \quad 9a)$$

$i_g = i_p + i_z - i_e \approx -i_e$
 Tenendo conto che il generatore ha resistenza interna nulla, la tensione a vuoto (v_{A0}) dell'amplificatore assumerà il valore:

$$v_{A0} = -A_0 v_e (K - K_Z) \quad 1c)$$

Per il calcolo della corrente di base i_b faremo uso del circuito equivalente di fig. 4.

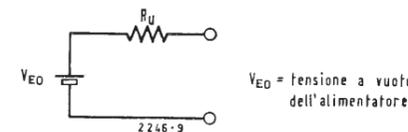


Fig. 2.

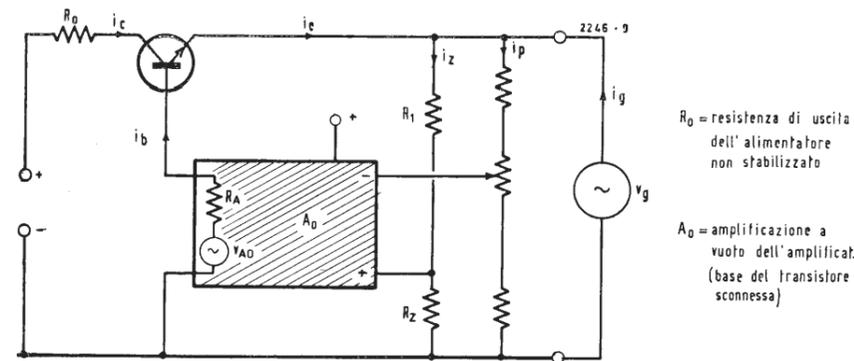


Fig. 3.

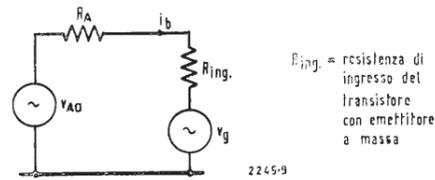


Fig. 4.

$$i_b = \frac{v_{A0} - v_g}{R_A + R_{ing}} = \frac{-A_0 v_g (K - K_z) - v_g}{R_A + R_{ing}} \quad 2c)$$

dalla teoria generale dei quadripoli sappiamo che:

$$R_{ing} = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22} + 1/R_0}$$

$$i_c = i_b \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_0} \quad 3c)$$

essendo $i_e = i_b + i_c$ dalla seconda delle 3c)

$$i_e = i_b \left[1 + \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_0} \right] \quad 4c)$$

dalla 2c) e dalla 1ª) delle 3c)

$$i_e = \left[\frac{1 + h_{22} R_0 + h_{21}}{1 + h_{22} R_0} \right]$$

$$\left[\frac{1 + A_0 (K - K_z)}{R_A + h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22} + 1/R_0}} \right] (-v_g) \quad 5c)$$

ricordando che

$$R_u = \frac{v_g}{-i_e} \text{ per } i_c = i_e$$

e per valori di R_0 sufficientemente piccoli

$$R_u = [(1 + h_{22} R_0) (R_A + h_{11}) - h_{12} h_{21} R_0] / h_{21} [1 + A_0 (K - K_z)] \quad 6c)$$

trascurando il termine $h_{12} h_{21} R_0$ otteniamo il nuovo valore

$$R_u = \frac{(1 + h_{22} R_0) (R_A + h_{11})}{h_{21} [1 + A_0 (K - K_z)]} \quad 6c \text{ bis})$$

Molto spesso è utile conoscere la R_u del solo circuito stabilizzato ignorando il valore della resistenza di uscita dell'alimentatore non stabilizzato.

Annullando R_0 nella 6c) e supponendo $i_c = i_e$ otteniamo

$$R_u = \frac{R_A + h_{11}}{h_{21} [1 + A_0 (K - K_z)]} \quad 7c)$$

Fig. 5.

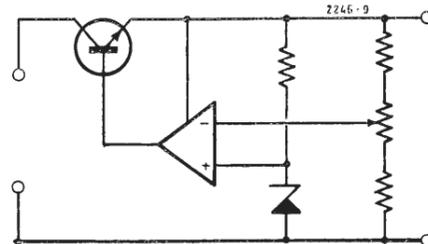


Fig. 6.



La valutazione della R_u resistenza di uscita del nostro circuito è importante quanto, e forse più, del fattore di compressione F_c . È noto infatti che solo stabilizzatori a bassa R_u possono garantire un punto di alimentazione « freddo ». Se, per questo motivo, è generalmente sufficiente applicare un condensatore elevato ai terminali di uscita, l'espedito non è più valido quando i circuiti da alimentare funzionano a frequenze molto basse (es., amplificatori in continua e simili). I concetti ora esposti verranno maggiormente chiariti più avanti.

5. - EFFETTI DELLA AUTOALIMENTAZIONE DELL'AMPLIFICATORE

Nei circuiti finora esaminati si è supposto l'amplificatore alimentato da un circuito ausiliario (a sua volta stabilizzato). Anche se la cosa trova larga applicazione in alimentatori di elevate prestazioni, non sempre è giustificato l'aumento del costo e delle complicazioni circuitali in alimentatori di impiego comune.

In questi ultimi l'amplificatore di correzione è autoalimentato. Questo, come vedremo, può essere fonte di inconvenienti (aumento della R_u e soprattutto riduzione di F_c).

Se fosse possibile attuare uno schema come in fig. 5, gli inconvenienti che esamineremo sarebbero ai fini pratici trascurabili, poichè il punto d'alimentazione dell'amplificatore è a sua volta stabilizzato. Ma due motivi impediscono l'attuazione dello schema di fig. 5. Innanzitutto è necessario disporre di un punto d'alimentazione di valore assoluto maggiore della tensione V_E (lo amplificatore fornisce tensione alla base che è necessariamente « più alta » dell'emettitore). Secondariamente applicando una tensione V_C all'ingresso non avremmo alcuna tensione all'uscita.

Questi ostacoli generalmente si superano adottando lo schema di fig. 6. Si può notare, infatti, che la tensione di alimentazione dell'amplificatore è prelevata da V_C , che è sempre più elevata di V_E .

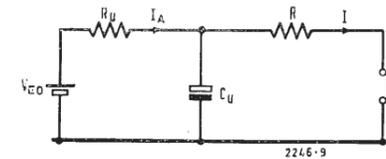


Fig. 8.

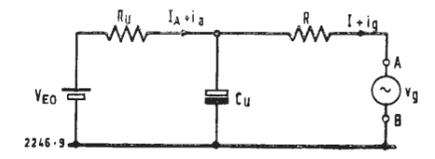


Fig. 9.

Da notare, poi, che al momento della accensione, l'amplificatore viene a sua volta alimentato e quindi si stabiliscono le normali condizioni di funzionamento. La resistenza di carico dell'amplificatore r è però ancorata ad un punto non stabilizzato, quindi peggiora il fattore di compressione F_c e aumenta la resistenza di uscita R_u .

Eseguito il calcolo con i metodi sopra esposti si ottiene un fattore di compressione $F_c \approx (1 + AK)/K_1$ (confrontare con 2b)

$$\text{dove } K_1 = \frac{r'}{r + r'}$$

(r' = resistenza differenziale vista dal punto A verso massa disinserendo la resistenza di carico r).

La resistenza di uscita R_u' assume il nuovo valore

(confrontare con 6c bis)

$$R_u' \approx \frac{(R_A' + h_{11}) [1 + (h_{22} + h_{21}/r) R_0]}{h_{21} [1 + A (K - K_z)]}$$

R_A' = resistenza di uscita dell'amplificatore senza tener conto del carico r .
 A_0' = amplificazione a vuoto dell'amplificatore considerando infinita la sua resistenza di carico.

Queste ultime formule mettono in luce la notevole differenza di prestazione dello stesso alimentatore con l'unica differenza circuitale che esiste tra lo schema di fig. 6 e quello di fig. 1. Ci sono però circuiti che tendono a conciliare le due soluzioni.

Data la generalità dei concetti esposti ci limitiamo a dare solo un esempio indicativo.

Si nota dalla fig. 7 come la tensione di alimentazione dell'amplificatore sia più elevata di V_E e nello stesso tempo molto più stabilizzata di V_C .

6. - IMPORTANZA DEL CONDENSATORE ELETTROLITICO D'USCITA

All'ovvia considerazione dell'ulteriore « filtraggio » che opera il condensatore d'uscita C_u , se ne possono aggiungere altre meno evidenti.

L'impedenza di uscita R_u è, come si è dimostrato, inversamente proporzionale al valore dell'amplificazione di A e del guadagno di corrente del transistor tampone. Ma entrambe queste grandezze decrescono all'aumentare della frequenza.

Quindi se alimentassimo un circuito funzionante a frequenza elevata la R_u potrebbe assumere valori intollerabili.

Grazie al condensatore d'uscita l'inconveniente viene facilmente superato.

Può succedere anche di avere necessità di erogare correnti di breve durata, ma di intensità superiore a quella massima ammissibile dallo stabilizzatore.

In tal caso, senza C_u , si può avere una forte caduta della tensione di uscita, cosa decisamente intollerabile. Esaminando il circuito equivalente di fig. 8 si può notare che la corrente continua di carico I eguaglia il valore della corrente continua dell'alimentatore I_A . Applicando un generatore di tensione alternata v_g fra i punti A e B si può simulare l'effetto di una variazione della corrente di carico provocata da una variazione dello stesso carico d'uscita.

Il circuito pertanto assume la configurazione di fig. 9

$$i_a = \frac{v_g}{R + R_u + j\omega C_u R_u R} \approx \frac{v_g}{R + j\omega C_u R_u R} \quad 1e)$$

$$i_g \approx \frac{v_g}{R} \quad 2e)$$

Confrontando la 1e) con la 2e) appare evidente come C_u contribuisca ad erogare la corrente di uscita e quindi ad impegnare meno lo stabilizzatore. Naturalmente ciò è tanto più vero quanto più alta è la frequenza di v_g , ovvero quanto più rapido e più breve è il sovraccarico.

Va da sé che la somma della corrente continua I_A e del valore massimo istantaneo di i_a non dovrà superare certi limiti per evitare forti variazioni di V_E nell'istante di massima i_a .

7. - LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'ALIMENTATORE

La massima corrente erogabile generalmente è un limite imposto dal transistor di potenza.

Il superamento di questo limite può portare in non rari casi alla distruzione del transistor. D'altro canto all'aumentare della corrente di carico oltre il valore massimo consentito, la tensione d'ingresso V_c può scendere al di sotto del minimo valore stabilito, quindi non si ha più alcun effetto stabilizzante.

La tensione di ingresso V_c non può essere infatti che superiore alla tensione di uscita V_E .

Come limite inferiore è quindi prudente scegliere una tensione V_c di $0,5 \div 1 V$ maggiore di V_E .

Il limite superiore di V_c è ancora imposto dal transistor tampone. Può essere un limite dovuto alla massima potenza dissipabile, come alla tensione di breakdown del transistor.

8. - CONCLUSIONI

Si è voluto in questo articolo dare solo un sistema generale di calcolo degli alimentatori, ed eventualmente chiarire l'importanza che più o meno hanno nel loro funzionamento i parametri del transistor e gli elementi costitutivi del circuito.

Per questi motivi abbiamo volontariamente ommesso qualsiasi dettaglio circuitale. Le prestazioni dello stabilizzatore del resto, possono condizionare di parecchio la scelta del circuito e il numero dei componenti.

Una osservazione particolare va fatta per il transistor tampone. Spesso quest'ultimo è l'insieme di due o più transistori «Darlington» ovvero collegati fra loro in parallelo, o l'insieme dei due circuiti citati. Questo però non toglie validità ai calcoli sopra esposti, poiché l'intero circuito così fatto può essere interpretato come un unico transistor avente parametri H' che sono funzione dei parametri dei singoli transistori. A

L'aeroporto di Schiphol dotato del sistema Airlord

Una duplice trasformazione è in atto per i servizi di assistenza e smistamento — passeggeri e merci — presso l'aeroporto di Amsterdam, Schiphol. Informa infatti KNIKERBOCKER INTERNATIONAL che tenendo conto delle migliori possibilità offerte dalla costruzione di una nuova zona di traffico all'aeroporto, la compagnia aerea olandese KLM sta attuando due piani che saranno pienamente realizzati all'inizio del 1967 quando la nuova zona entrerà in funzione.

Il primo di questi piani riguarda l'assistenza ai passeggeri, il cui numero è in continuo aumento, e permetterà al personale della KLM in servizio all'aeroporto di controllare simultaneamente e con la massima efficienza la partenza di quaranta aerei, mediante l'utilizzazione di un nuovo sistema elettronico, chiamato «Airlord» progettato dalla INDUSTRIE TELECOMUNICAZIONI PHILIPS.

Il sistema elettronico sostituirà quello elettromeccanico attualmente in funzione che non è più in grado di far fronte all'incremento del traffico previsto per i prossimi anni.

Per i momenti di maggior traffico Airlord ha una capacità di analizzare le operazioni necessarie per l'imbarco dei passeggeri di undici aerei di linea in partenza, a pieno carico, nello spazio di quindici minuti.

Con Airlord, l'assistenza ad un passeggero in partenza per qualsiasi destinazione europea richiederà, in media, soltanto ottanta secondi, mentre per i passeggeri che si recano nei continenti extraeuropei tutte le operazioni, compresi il controllo dei complessi documenti di viaggio e le formalità richieste da un trasferimento aereo intercontinentale, richiederanno meno di due minuti e mezzo.

È chiaro che il sistema comporta la riduzione, al minimo possibile, dell'attesa dei passeggeri ai banchi di registrazione, mentre quanti non abbiano prenotato il posto sapranno immediatamente se l'aereo è completo o no.

Da quanto sopra consegue che, almeno per i prossimi dieci anni, la KLM potrà far fronte all'incremento del traffico aereo, per quel che riguarda le operazioni di assistenza a terra.

Nel settore merci la KLM disporrà, nel nuovo aeroporto di Schiphol, del più moderno sistema d'Europa (e forse del mondo) di carico e scarico. Le operazioni relative saranno effettuate, pressochè interamente, con mezzi meccanici. L'impianto potrà far fronte alla crescente richiesta esistente nel settore dei trasporti aerei, presumibilmente sino al 1972, in quanto capace di una portata annua di duecentomila tonnellate; benchè esista la possibilità di una espansione maggiore. Il sistema consente di semplificare al massimo le complesse operazioni di distribuzione e smistamento che gli spedizionieri svolgono lungo ventisei banchine, alcune delle quali riservate esclusivamente alle destinazioni di maggiore traffico.

Le merci che arrivano da ogni parte del mondo in Olanda potranno essere raccolte in soli cinque minuti, mentre una spedizione potrà essere varata in mezz'ora.

(ph.)

a cura dell'ing. Franco Simonini

per ind. Renato Magnani

Stabilizzatori di rete G.R. 1581 ÷ 1582

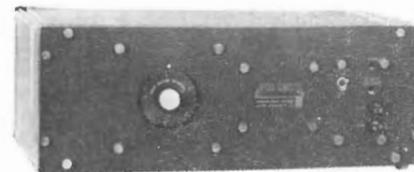


Fig. 1 - Fotografia dello strumento.

1. - GENERALITÀ

Numerose apparecchiature elettroniche richiedono, per un corretto funzionamento, una alimentazione di rete costante che non abbia oscillazioni improvvise o variazioni nel tempo della tensione nominale. Una rete con valore costante è inoltre necessaria per i laboratori ove si effettuino misure di precisione su apparecchiature elettroniche, in modo da evitare di rilevare misure falsate dalle variazioni della tensione d'alimentazione di rete. La stabilizzazione di rete permette inoltre la stabilizzazione di diverse tensioni critiche, sia alternate che continue derivate dalla stessa alimentazione di rete, con un solo stabilizzatore anzichè provvedere alla singola stabilizzazione per ogni carico.

Lo stabilizzatore di rete è quindi un apparecchio di uso generale per cui abbiamo ritenuto interessante descrivere una nuova serie di stabilizzatori della General Radio — tipi 1581 e 1582 — che include 26 modelli diversi. Le principali caratteristiche di questi nuovi stabilizzatori, che sono del tipo elettromeccanico, sono i circuiti di controllo a stato solido, elevata velocità di intervento rispetto ai precedenti modelli, grande estensione della gamma regolabile della tensione di rete, elevata potenza, sistema di controllo continuo proporzionale, possibilità per tutti i tipi di avere l'alimentazione a 400 Hz.

Ricordiamo che in uno stabilizzatore le principali caratteristiche, oltre ovviamente i fattori pratici di prezzo, affidamento, volume e potenza, sono: la precisione, la velocità d'intervento, la distorsione introdotta, l'influenza del fattore di potenza del carico.

La precisione, in questa nuova serie di stabilizzatori, varia dallo 0,25 allo 0,5% a seconda del modello; per precisione di uno stabilizzatore si intende la sua capacità di mantenere la tensione d'uscita uguale al valore nominale per un periodo di tempo assai lungo, senza cioè tener conto delle rapide fluttuazioni di tensione che lo stabilizzatore non riesce a correggere.

La capacità dello stabilizzatore di reagire ad improvvise variazioni di tensione viene chiamata velocità di intervento e, nel caso degli stabilizzatori presi in esame, varia da 20 a 160 V per secondo. Gli stabilizzatori G. R. sono infine, come del resto quasi tutti i tipi elettromeccanici, totalmente in-

sensibili al fattore di potenza del carico e non introducono alcuna distorsione della forma d'onda. Vengono forniti in 26 modelli diversi con tensioni nominali da 115 a 460 V, potenze da 2 kW a 20 kW, alimentazione a 50 ÷ 60 Hz e 400 Hz in versioni commerciali e militarizzate.

2. - TIPI DI STABILIZZATORI DI RETE

Sono attualmente disponibili sul mercato tre principali tipi di stabilizzatori di rete: elettronici, magnetici ed elettromeccanici. Il principio di funzionamento di questi apparecchi è uguale per tutti: un elemento sensibile inserito sulla tensione di uscita ne rileva le variazioni e fa sì che il circuito di controllo fornisca una tensione, in fase od in opposizione alla tensione di ingresso, che viene quindi sommata alla tensione d'ingresso stessa in modo da riportare la tensione d'uscita al valore nominale.

Riportiamo qui di seguito brevemente le principali caratteristiche di questi stabilizzatori.

Lo stabilizzatore di tensione elettronico raggiunge il più alto grado di perfezione sia come precisione che come velocità di intervento alle variazioni di rete per cui può quasi completamente eliminare i transienti sulla tensione di uscita stabilizzata.

In questo tipo di stabilizzatore la tensione d'uscita viene continuamente confrontata con una tensione di riferimento, generata internamente, avente una forma d'onda sinusoidale pura e qualunque errore rilevato, sia come forma d'onda che come ampiezza, viene eliminato elettronicamente.

Lo stabilizzatore elettronico, può quindi eliminare distorsioni già esistenti sulla tensione d'ingresso (rete), a differenza degli altri tipi di stabilizzatori. Per contro svantaggi di questi stabilizzatori sono: sensibilità alla frequenza di rete, sensibilità al fattore di potenza del carico, modesta potenza ed elevato costo per kVA.

Gli stabilizzatori magnetici sono i più diffusi in quanto, ad un alto grado di affidamento, riuniscono il vantaggio di un basso costo.

Per contro questi stabilizzatori presentano una forte tendenza ad introdurre distorsione nella forma d'onda, sono sensibili sia alla frequenza di linea che al fattore di potenza del carico sono caratterizzati da una velocità

d'intervento piuttosto bassa e sono in genere molto pesanti.

Lo stabilizzatore magnetico, del tipo ferrorisonante, è completamente passivo ed offre il massimo grado di affidabilità con il costo più basso. È a prova di corto circuito, e con questo aumenta la sua affidabilità, ma limita la sua capacità di funzionamento in circuiti che richiedono forti correnti d'avviamento. Il livello di tensione d'uscita viene fissato in fabbrica e non può essere variato.

Lo stabilizzatore a ferro saturo impiega un circuito di controreazione autoregolante con il quale si hanno maggiori prestazioni rispetto al tipo ferrorisonante. In ambedue gli stabilizzatori sono spesso previsti dei filtri in modo da ridurre la notevole distorsione armonica introdotta da questi apparecchi.

Un terzo tipo di stabilizzatori magnetici usa dei diodi controllati al silicio con un sistema di commutazione elettronico. A differenza degli altri stabilizzatori magnetici questo tipo funziona in modo soddisfacente con fattori di potenza del carico variabili da 1 a 0 in ritardo. La distorsione introdotta da questo stabilizzatore si presenta in modo caratteristico come un forte cambiamento nel valore massimo (picco) della tensione d'uscita, che può persistere indipendentemente dalla normale azione di stabilizzazione basata sulla correzione del valore efficace o del valore medio. Gli stabilizzatori della tensione di rete elettromeccanici sono principalmente costituiti da un autotrasformatore variabile comandato da un servo-motore a sua volta controllato da un circuito sensibile di tipo elettronico.

Questo tipo di stabilizzatore non introduce distorsione, è del tutto insensibile a variazioni del fattore di potenza del carico ed è pure insensibile alla corrente del carico.

Con opportuna realizzazione esso può

mantenere costante la tensione d'uscita anche per larghe variazioni di frequenza della rete, fattore questo importante nella stabilizzazione di tensioni da sorgenti variabili come possono essere i generatori di emergenza.

Lo stabilizzatore elettromeccanico ha una moderata velocità d'intervento mentre ha una notevolissima capacità di erogare forti correnti d'avviamento e può sopportare, senza danno, sovraccarichi momentanei fino a 10 volte la corrente nominale.

Questo tipo di stabilizzatore è, in rapporto alla potenza, il più leggero ed ha applicazioni in una gamma assai vasta di potenze, da uno a centinaia di kVA.

3. - DESCRIZIONE DEL FUNZIONAMENTO DELLO STABILIZZATORE G.R.

Lo stabilizzatore preso in esame è del tipo elettromeccanico con circuito di controllo a stato solido. Ai morsetti di uscita della tensione stabilizzata è connesso un rivelatore a valore efficace, la cui tensione continua d'uscita, dopo un filtraggio, viene confrontata con una tensione continua costante di riferimento a 9 V ottenuta per mezzo di un diodo Zener; la risultante tensione differenziale viene inviata ad un « chopper » per la trasformazione in segnale alternato « d'errore ». L'ampiezza di questo segnale è proporzionale all'« errore » della tensione d'uscita stabilizzata e la fase è determinata dalla direzione, in più od in meno rispetto alla tensione nominale, dello scostamento di tensione.

Il segnale all'uscita del « chopper » è applicato ad un amplificatore a stato solido che lo porta ad un valore sufficiente per l'alimentazione del servomotore che comanda il cursore del variatore di tensione.

Questo consiste in un autotrasformatore a presa centrale con un contatto strisciante sull'avvolgimento. Gli estre-

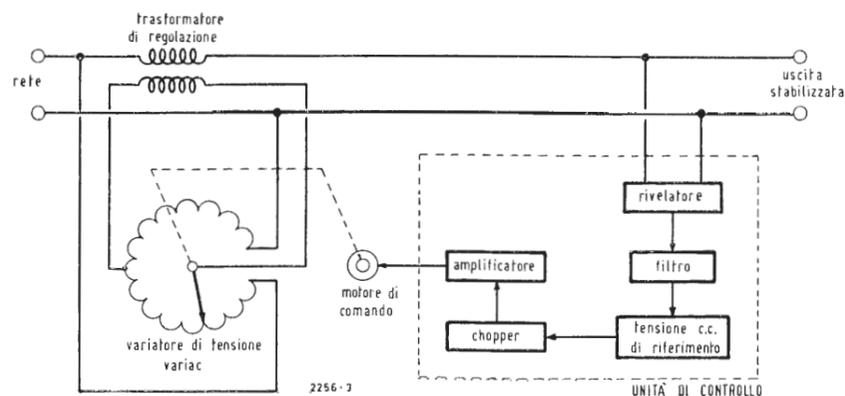
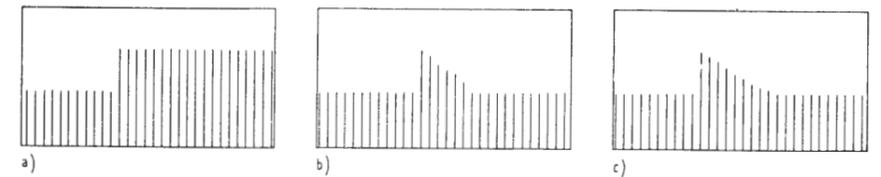


Fig. 2 - Schema a blocchi di uno stabilizzatore di rete elettromeccanico General Radio.

Fig. 3 - Oscillogrammi della risposta di due modelli di stabilizzatori per una variazione di rete del 2%. In fig. 3a è visibile la tensione di rete d'ingresso; in fig. 3b è illustrata la tensione di uscita di un modello da 6 kW all'applicazione della tensione di cui in fig. 3a; in fig. 3c si veda la risposta di uno stabilizzatore da 10 kW all'applicazione della stessa tensione.



mi dell'avvolgimento sono collegati alla rete mentre alla presa centrale ed al cursore è connesso il trasformatore di regolazione.

Come si può vedere dallo schema di fig. 2 quando il cursore del variatore di tensione è in posizione centrale l'avvolgimento di comando del trasformatore di regolazione è in corto circuito per cui non si genera alcuna tensione sull'avvolgimento inserito in serie sull'uscita. Per qualunque scostamento della tensione d'uscita dal valore nominale si ha, come già detto, l'applicazione di un « segnale d'errore » al motorino di comando del variatore di tensione; la fase di questo segnale di errore determina il senso di rotazione del motore mentre l'ampiezza ne determina la velocità.

I motori usati in questi stabilizzatori sono costruiti usando particolari accorgimenti costruttivi tali da ridurre al minimo l'inerzia del motore e, di conseguenza, aumentare al massimo la velocità di intervento dello stabilizzatore alle variazioni di rete.

Il motore è accoppiato al cursore del variatore di tensione « Variac » per mezzo di un riduttore ad ingranaggi. Per ogni scostamento del cursore del « Variac » dal centro dell'avvolgimento si ha l'applicazione, al primario del trasformatore di regolazione, di una tensione la cui fase dipende dal senso di rotazione del servomotore e l'ampiezza dallo scostamento del cursore dalla posizione di zero.

Al secondario del trasformatore, inserito in serie sul circuito d'alimentazione, si avrà pertanto una tensione di correzione che andrà a sommarsi alla tensione di rete aumentandola o diminuendola a seconda della fase.

La corrente erogata dallo stabilizzatore risulta molto superiore a quella erogata dal « Variac » in quanto la completa gamma di variazione di tensione di quest'ultimo viene usata, tramite il trasformatore regolatore, per ottenere la gamma, relativamente ristretta, della tensione di correzione.

Un'importante caratteristica di questi stabilizzatori è il sistema di controllo continuo completamente proporzionale, cioè l'unità di controllo fornisce continuamente una tensione di correzione, proporzionale al segnale d'errore, per l'alimentazione del servomotore. In questo modo si ha una maggior

velocità d'intervento e precisione rispetto al sistema di inserire e disinserire semplicemente il motorino di controllo.

4. - FUNZIONAMENTO CON TELECOMANDI

Tutti i modelli di stabilizzatori possono essere previsti con elemento sensibile, con rivelatore o con controllo a distanza.

Con elemento sensibile inserito sulla linea, vicino al carico, si può compensare la caduta di tensione della linea fra lo stabilizzatore ed il carico stesso. Con un rivelatore montato esternamente si può ottenere la stabilizzazione di rete riferita ad una tensione continua oppure, con un rivelatore di opportune caratteristiche, ottenere la stabilizzazione di rete su un valore diverso dal valore efficace (valore medio o valore di picco). Per un controllo a distanza, infine, si può variare la tensione stabilizzata per mezzo di una resistenza variabile esterna.

5. - PRESENTAZIONE E COMANDI

Tutti i tipi di stabilizzatori G.R. della nuova serie sono racchiusi in unica custodia avente un'altezza di mm. 178 e larghezza mm. 483. Sono previste due esecuzioni: commerciale, in diversi modelli da quadro, da parete, da tavolo, e senza custodia, e militarizzata prevista per corrispondere alle norme MIL con particolari doti di resistenza ad urti e vibrazioni. La realizzazione meccanica, basata sul sistema modulare, consente un facile accesso a tutti i componenti, in particolar modo del circuito stampato dell'unità di controllo che è ribaltabile verso l'esterno. I fusibili ed i comandi sono tutti disposti sul pannello frontale; vi sono i due comandi semifissi per la regolazione del guadagno (Gain) o della tensione di uscita (Output voltage), il deviatore per passaggio dal controllo automatico a quello manuale (Control-ON-OFF); vi è inoltre un quadrante (Input Voltage Deviation) che indica la differenza percentuale fra la tensione in entrata e quella all'uscita dello stabilizzatore. Questo quadrante permette la regolazione manuale quando il deviatore « Control » è in posizione « OFF ». A

per. ind. Adriano Covi

Sincronometro digitale tipo 1123 - A

General Radio

1. - PREMESSA

La misura precisa ed accurata del tempo è di grandissima importanza per determinate categorie di persone come: astronomi, navigatori, specialisti di telemetria e comunicazioni ed in generale per tutti quelli che hanno la necessità di stabilire intervalli di tempo e di registrare il tempo locale con la precisione del microsecondo.

Un moderno sistema per precise misure di tempo richiede: l'uso di segnali cronometrici campione; un oscillatore a frequenza campione; mezzi per convertire la frequenza dell'oscillatore in una indicazione di tempo e il mezzo di paragonare queste indicazioni con segnali cronometrici campione.

In genere queste ultime due funzioni si erano realizzate tramite dei sistemi elettromeccanici, ma le incertezze inerenti a qualsiasi sistema meccanico limitavano la risoluzione di questi comparatori di tempo. Nessuno strumento di questo genere può fornire delle misure con approssimazioni inferiori al microsecondo ed inoltre comporta tutti i problemi inerenti alla durata e alla manutenzione dei sistemi meccanici.

Il sincronometro digitale 1123-A è un comparatore di tempo privo di tutte le limitazioni sopra descritte in quanto realizzato mediante circuiti logici a stato solido appositamente studiati per soddisfare le sempre più esigenti richieste della moderna campionatura del tempo. Infatti la precisione di questo strumento dipende solamente

dalla precisione della frequenza di guida e non dalla risoluzione dello stesso. Il sincronometro deve essere comandato da una frequenza campione a 100 kHz; i circuiti dello strumento provvedono a trasformare questa frequenza in una serie di impulsi a 100 kHz; questi sono applicati a 5 divisori decadici all'uscita dei quali si ottiene un segnale campione di 1 impulso per secondo. Questi impulsi sono accumulati in 6 circuiti digitali di conteggio ed il totale è indicato in ore, minuti, e secondi mediante indicatori a lampadina incandescente.

Il segnale campione può essere comparato ad un qualsiasi altro segnale di periodo 1 sec. su di un oscilloscopio.

Il segnale campione può facilmente essere trasferito dal sincronometro ad uno o più comparatori di tempo.

Questo strumento può riprodurre le sue misure di tempo con una precisione dell'ordine dei nano-secondi, ed il suo segnale campione può essere comparato con altri segnali di tempo con precisione superiore ai 100 nanosecondi.

Con degli adatti strumenti di interrogazione può fornire dati di tempi in incrementi molto piccoli (10 μ s).

Il basso consumo dei circuiti a stato solido ha reso possibile assicurare il funzionamento dello strumento anche nel caso di interruzioni della alimentazione di rete, tramite delle batterie interne allo strumento che garantiscono circa 24 ore di funzionamento.

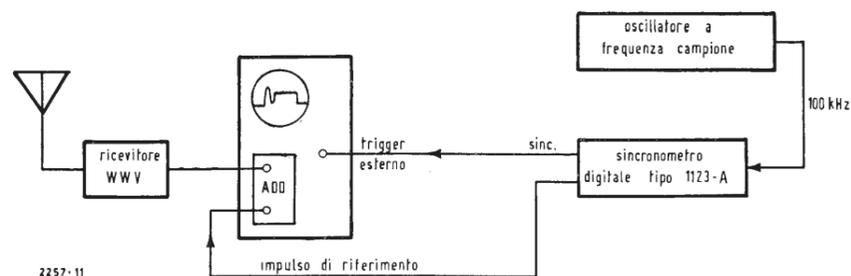


Fig. 1 - Una tipica disposizione per comparazioni di tempo.

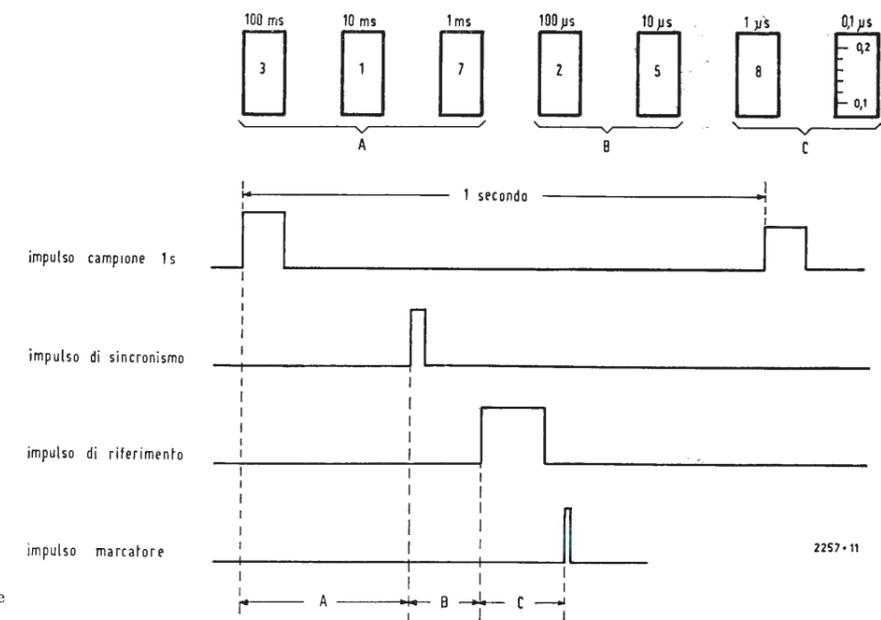


Fig. 2 - Relazione di tempo tra i rulli di ritardo e i vari impulsi.

2. - COMANDI

Il sincronometro è realizzato in una custodia standard da rack con altezza di 134 mm.

Sul pannello frontale si trovano i 6 indicatori digitali relativi alle ore, minuti e secondi.

Sulla destra di questi si trovano i due commutatori Visual Register (integratore visuale) che sono a 7 posizioni e precisamente: Operate, 1 secondo, 10 s., 1 minuto, 10 minuti, 1 ora, 10 ore; il commutatore Program è invece a 6 posizioni: Operate, Start, Stop, Set, Self Synchronisation, Start Slave. Sotto i due commutatori ora nominati è posto il pulsante Initiate.

Sul lato destro del pannello si trovano i sette rulli a bordo zigrinato che vengono usati nelle misure comparative di tempo, e nel processo di sincronizzazione.

Esiste poi un comando di luminosità (DIM) per i 6 indicatori digitali.

Tutti i comandi che possono influenzare il funzionamento dello strumento (Visual Register, Program, Initiate) sono protetti da una lastrina in modo che è praticamente impossibile manovrare inavvertitamente questi comandi.

Inoltre vi sono diverse uscite tramite connettori BMC posti sul retro dello strumento dalle quali è possibile ottenere delle frequenze campione a 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, ... 0,1 Hz.

Le funzioni dei vari comandi saranno chiarite nella parte relativa alla descrizione del circuito.

3. - PARAGONE DI TEMPO

Una volta che il sincronometro è stato messo in funzione e sincronizzato con un segnale campione di tempo, è possibile determinare l'intervallo di tempo tra il segnale del comparatore e quello di tempo.

Questo intervallo viene misurato come differenza tra il segnale del comparatore ed un segnale di riferimento, generato dallo strumento stesso, di durata 8 ms, la cui cadenza viene regolata dall'operatore in modo da coincidere con il segnale di tempo esterno.

Lo strumento fornisce anche un impulso di sincronizzazione leggermente in anticipo su quello di 8 ms, in modo che quest'ultimo può essere ritardato rispetto all'inizio dello sweep dello oscilloscopio.

Si ha inoltre, successivo all'impulso di 8 ms, un impulso di marcatura molto breve (0,2 μ s) per misure molto precise.

La fig. 1 mostra una tipica disposizione per paragoni di tempo.

La relazione tra i sette rulli a bordo zigrinato e i vari tempi degli impulsi è mostrata in fig. 2.

Quando il fronte di salita dell'impulso di 8 ms è allineato sul segnale di tempo campione, l'esatto intervallo di tempo tra il segnale del comparatore e quello esterno è indicato dai cinque rulli indicati in fig. 2 come A e B.

I due rulli indicati come C sono calibrati per regolare l'intervallo tra il fronte di salita dell'impulso di riferimento di 8 ms e l'impulso di marcatura.

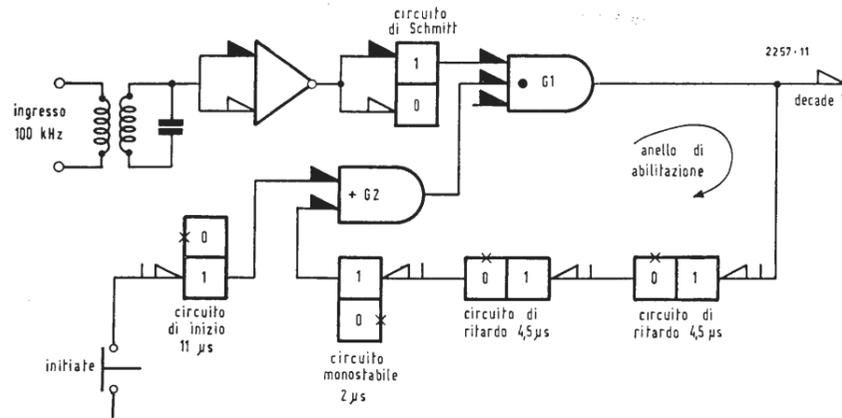


Fig. 4 - Schema a blocchi per inizio programma.

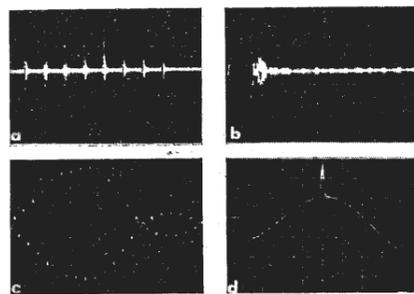


Fig. 3 - Comparazione di tempo con impulsi a 100 kHz di una stazione Loran-C.
a) Scala 1 ms/cm;
b) Scala 100 μs/cm;
c) Scala 20 μs/cm (si noti l'impulso marcatore sul terzo ciclo);
d) Scala 1 μs/cm, l'impulso è centrato.

L'uso dell'impulso di marcatura di 0,2 μs per una corretta misura del tempo locale in confronto ai segnali di una stazione Loran C è mostrato in fig. 3. Si noti la precisione con cui l'impulso di marcatura può essere centrato sul segnale ricevuto, quando la frequenza di spazzolamento è prefissata in modo da disporre una scala 1 μs/cm.

Si possono in questo modo eseguire misure con l'approssimazione di circa 0,1 μs.

Una particolare caratteristica di questo strumento è che, poichè tutte le misure sono eseguite mediante ritardo degli impulsi di paragone ed indipendentemente dal segnale proprio dello strumento, numerose sorgenti possono essere confrontate tra di loro senza che questo interferisca sul tempo locale del comparatore.

4. - SINCRONIZZAZIONE

Una volta che si sia eseguita una misura del tipo sopra descritto, lo strumento può facilmente essere sincronizzato in modo che il suo impulso sia coincidente, a meno di 10 μs, con il segnale campione di tempo.

L'operatore agendo sul comando Program porta lo strumento in sincronismo interno (Self Sync.) e azionando il pulsante Initiate dà inizio al processo di sincronizzazione.

Ugualmente uno o più comparatori secondari possono essere sincronizzati con un comparatore principale tramite collegamenti a filo.

Il commutatore Program dello strumento principale deve essere in posizione Start Slave, quello degli altri comparatori in posizione Stop.

Premendo il pulsante Initiate si provocherà l'avvio di tutti i comparatori. L'istante di inizio dei comparatori secondari può essere fissato, tramite i rulli di ritardo sullo strumento prin-

cipale entro un intervallo variabile da 0 a 0,5 sec. dall'istante in cui si aziona il pulsante Initiate.

5. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Per descrivere il circuito di questo strumento è risultato più chiaro non prenderlo in considerazione tutto in un solo blocco, ma a parti separate riferite di volta in volta ai vari programmi e cioè: Start, Stop, Set, Self-Sync. e Start Slave.

5.1. - Inizio Programma (Start)

Lo scopo dell'inizio programma è di dar luogo ad una serie di impulsi ottenuti dalla frequenza campione (100 kHz) di guida, e di assicurare che lo strumento si blocchi se la frequenza varia o perde anche un solo ciclo. Questa operazione di controllo è necessaria per evitare eventuali errori dovuti ad interruzioni o aberrazioni dell'ingresso.

In figura 4 è rappresentato lo schema a blocchi.

L'ingresso a 100 kHz comanda un circuito trigger di Schmitt il quale fornisce una serie di impulsi con periodo di 10 μs alla coincidenza G₁.

Azionando il pulsante Initiate si applica un impulso di inizio di 11 μs attraverso la soglia a funzione OR (uscita energizzata quando una o più delle entrate è nello stato prescritto) G₂ alla coincidenza G₁, questa avendo presente su di un ingresso un impulso di 11 μs lascerà passare almeno 1 degli impulsi provenienti dal trigger di Schmitt (questi infatti hanno una cadenza di 10 μs) e il comparatore viene così messo in funzione.

Ciascuno di questi impulsi viene riportato indietro, attraverso due circuiti di ritardo da 4,5 μs, e applicato ad un circuito monostabile da 2 μs il

quale, attraverso G₃, abilita la coincidenza G₁ per il passaggio del prossimo impulso. Se nessun impulso, durante i 2 μs per i quali viene abilitata G₁, e più precisamente entro il periodo compreso tra 9 μs e 11 μs dal passaggio del primo impulso, giunge alla coincidenza G₁, questa si disabilita impedendo il passaggio di qualsiasi altro impulso successivo e lo strumento si blocca per indicare mancanza sull'ingresso a 100 kHz. La sequenza delle operazioni in questo circuito è rappresentata in fig. 5.

5.2. - Arresto programma (Stop)

Quando il commutatore Program è in posizione Stop e il pulsante Initiate viene azionato, viene avviato un circuito multivibratore monostabile da 45 μs che disabilita la coincidenza G₁ fermando così lo strumento e azzerando le prime 5 decadi divisorie. Il tempo indicato dallo strumento non viene influenzato (vedi fig. 6).

5.3. - Programma Regolato (Set)

Il programma Set consente che gli indicatori visuali possano essere posizionati su qualsiasi ora del giorno senza influenzare il normale funzionamento delle cinque decadi divisorie.

Quando una delle unità di conteggio (secondi, 10 secondi, minuti, 10 minuti, ore, 10 ore) è selezionata tramite il commutatore Visual Register ogni pressione del comando Initiate provoca avanzamento del corrispondente indicatore di una unità.

Il comando di ogni indicatore avviene indipendentemente da tutti gli altri.

Queste manovre sono possibili anche mentre lo strumento è in funzione.

Se il comando Visual Register è in posizione Operate e il commutatore Pro-

gram è in posizione Set, il pulsante Initiate può agire solo sull'indicatore dei secondi.

I conteggi di un solo secondo non possono accumularsi se la manopola Visual Register è tutta girata in senso orario.

5.4. - Programma di autosincronizzazione (Self-Sync.)

Questo programma permette il sincronismo automatico dell'impulso campione del comparatore con un altro segnale esterno di riferimento con una precisione superiore ai 10 μs (in questo caso ci riferiamo alla fig. 7).

Per prima cosa è necessario regolare i rulli di ritardo in modo che l'impulso di 8 millisecondi generato internamente sia in coincidenza con il segnale di tempo esterno; la coincidenza dei due segnali sarà controllata tramite un oscilloscopio.

Poichè il tempo di sincronizzazione è di 50 μs (vedi fig. 8) il ritardo dovrà essere diminuito di questa quantità.

Premendo poi il pulsante Initiate il flip-flop di sincronizzazione viene posto nello stato « 1 ».

Lo strumento conta sino a quando la soglia G₅ riconosce il ritardo programmato, allora G₅ fa variare la condizione del flip-flop di sincronizzazione che viene ora a trovarsi in posizione « 0 », e sgancia il generatore di impulso di messa a 0 di 45 μs, in questo modo le prime 5 decadi sono messe a zero.

La coincidenza G₁ è disabilitata dalla variazione di stato del circuito monostabile da 45 μs e perciò lo strumento si ferma.

Al termine dell'impulso di 45 μs, un impulso di inizio è automaticamente generato ed in questo modo lo stru-

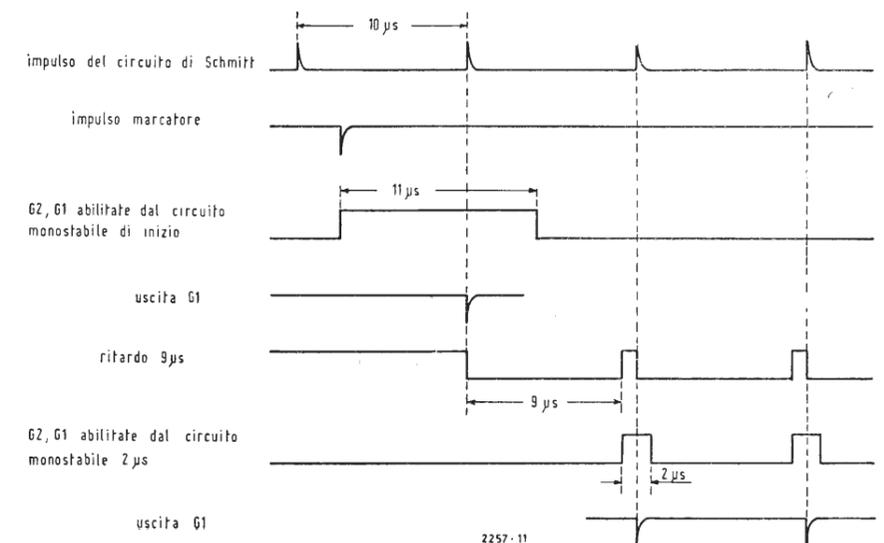


Fig. 5 - Diagramma di tempo dell'anello di abilitazione e del controllo di soglia.

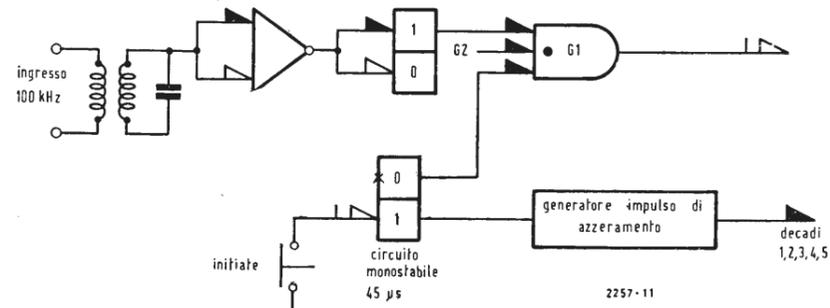


Fig. 6 - Schema a blocchi per arresto programma.

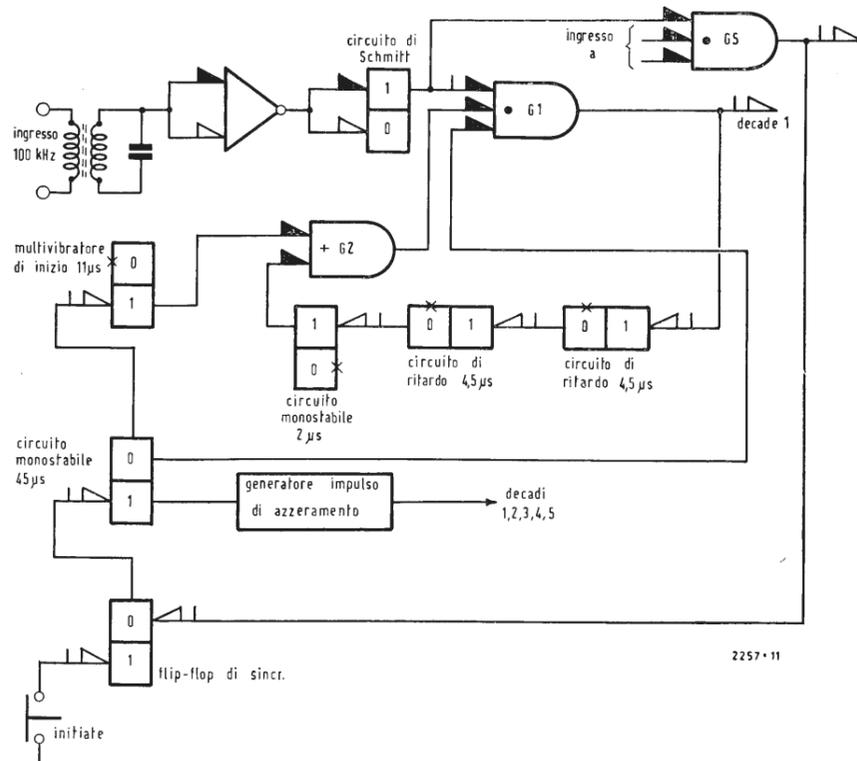


Fig. 7 - Schema a blocchi per programma di autosincronizzazione.

mento riparte automaticamente al prossimo impulso generato dal trigger di Schmitt. Come mostrato in fig. 8 un totale di 50 μs è perso durante l'intero processo di sincronizzazione. L'impulso campione interno è ora sincronizzato con una precisione di 10 μs con il segnale esterno.

5.5. - Programma Inizio Secondo Comparatore (Start Slave)

Questo programma consente che un secondo comparatore venga fatto partire con una relazione di tempo prefissata rispetto all'impulso campione del comparatore principale. L'impulso di start è programmato per mezzo dei rulli di ritardo dello strumento. Lo start del secondo comparatore può

essere compreso entro un ritardo che va da 0 a 999,99 millisecondi. Quando il ritardo voluto è predisposto, sullo strumento principale viene azionato il pulsante Initiate portando il flip-flop in condizione « 1 » (vedi fig. 9). Quando il ritardo programmato è riconosciuto da G₅ il flip-flop è riportato in condizione « 0 » e viene generato l'impulso di start per il comparatore secondario. L'esatta relazione di tempo tra i due strumenti è determinata dalla fase tra i due segnali a 100 kHz di ingresso e dalla lunghezza del collegamento tra gli strumenti.

6. - ALIMENTATORE

L'alimentatore principale è costituito da un convenzionale circuito a transistor con regolazione in serie.

Una batteria al nickel cadmio da 16 V, a prova di esplosione con una capacità di 4,5 ampere-ora è collegata tramite il raddrizzatore CR1 ai circuiti di conteggio (vedi fig. 10).

Un circuito di carica, compensato alla temperatura, fornisce la corrente di carica alle batterie cosicchè queste sono sempre cariche.

Il circuito è studiato in modo che in condizioni normali le batterie non eroghino corrente, infatti CR1 è polarizzato inversamente.

Le lampade degli indicatori sono separate dalla batteria per evitare il forte assorbimento delle stesse. Quando per qualsiasi ragione la tensione regolata dell'alimentatore scende al di sotto dei 17 V, CR1 si trova polarizzato direttamente e le batterie iniziano ad erogare corrente.

Un interruttore con ritorno a molla consente di collegare anche gli indicatori alla batteria per una eventuale rapida lettura.

Qualora l'alimentazione di rete venga a mancare per un prolungato periodo di tempo è possibile assicurare l'alimentazione per mezzo di batterie esterne a 24 o 32 V.

7. - CIRCUITI DI RIMESSA A ZERO ORARI

Gli indicatori del comparatore di tempo possono essere riportati a zero automaticamente per qualsiasi numero intero di ore compreso tra 1 e 99.

Il desiderato numero di ore di fondo scala è prefissabile tramite due rulli (Time Cycle Hours) che si trovano sulla sinistra degli indicatori luminosi. Questi consentono di scegliere le ore e le decadi di ore, ad esempio se si è prefissato 24, l'orologio dalla indicazione 23.59.59 passerà al prossimo impulso alla indicazione 00.

8. - CIRCUITO DI RITARDO 0-10 μs.

L'impulso marcatore di 10 μs è generato tramite un circuito analogico di ritardo.

Un segnale negativo a rampa è iniziato all'inizio dell'impulso di riferimento di 8 millisecondi (vedi fig. 11). Un circuito di Schmitt, che genera l'impulso marcatore, viene fatto partire quando la rampa scende alla tensione prefissata. Il tempo di ritardo tra l'inizio dell'impulso di 8 ms e la commutazione del circuito di Schmitt dipende dalla pendenza della rampa, che viene regolata dal rullo di 1 μs sul pannello frontale. Il ritardo viene quantizzato e regolato sul multiplo più esatto di 1 μs combinandosi con il segnale ad 1 MHz entrante su G₃.

L'uscita di G₃ mette il circuito flip-flop in condizione 1 e produce una seconda rampa la cui pendenza è regolabile con continuità per produrre un ritardo aggiuntivo da 0 a 1 μs.

Il circuito di Schmitt di 0,2 μs è accoppiato in uscita con un monostabile e un amplificatore per produrre un impulso di 10 V, 0,2 μs, con tempo di salita e discesa di 20 nanosecondi.

9. - APPLICAZIONI

Il sincronometro digitale tipo 1123-A è uno strumento per laboratori di larga applicazione per registrare, misurare e generare tempi.

Può essere usato: 1) come precisa sorgente di segnali cronometrici, o accumulatore di tempi in incrementi di 10 μs fino ad un totale di 99 ore.

Si può ottenere su ordinazione uno strumento in grado di accumulare decimi di secondo sino a 999,999. Così i decimi di secondo dall'inizio dell'evento, in piccoli incrementi di 10 μs, possono essere contati in sistemi di registrazione e elaborazione di dati.

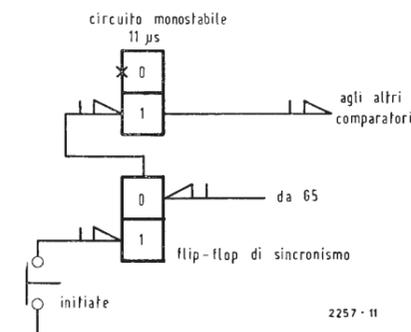


Fig. 9 - Schema a blocchi per programma inizio secondo comparatore.

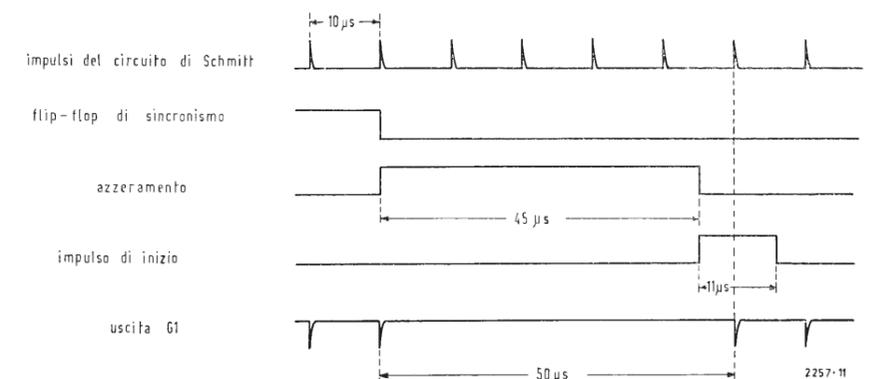


Fig. 8 - Diagramma di tempo per programma di autosincronizzazione.

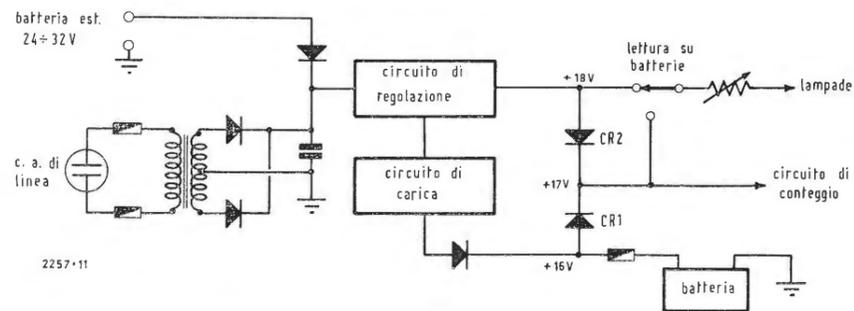


Fig. 10 - Circuito di alimentazione.

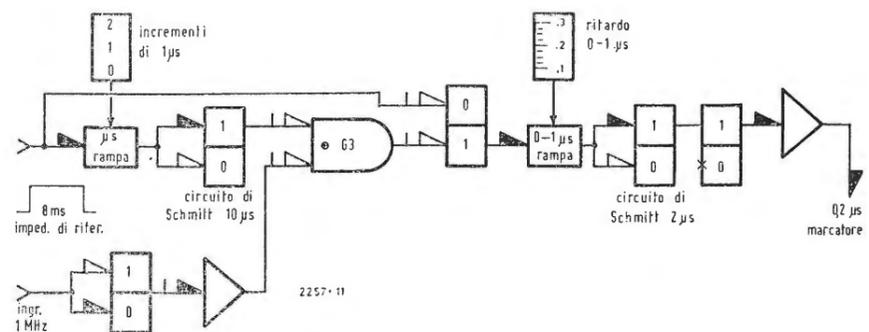


Fig. 11 - Schema a blocchi per ritardo da 0 a 10 µs.

- 2) Come sorgente di impulsi cronometrici di precisione per iniziare esperimenti.
- 3) Come sorgente di impulsi temporizzatori a frequenze di decade in decade da 100 kHz a 0,1 Hz.
- 4) Per trasferire tempi con alta precisione.
- 5) Per valutare e controllare oscillatori di frequenze campione rispetto a segnali cronometrici trasmessi.

10. - CARATTERISTICHE

Ingresso: 0,5 V a 100 kHz sinusoidali o quadre; 0,5 V a 1 MHz sinusoidali o quadre, applicabili tramite connettori BNC.
 Uscita: 0 logico: circa 0,5 V; 1 logico: circa 15 V; impedenza della linea logica: 100 kΩ.
 Impulsi di tempo: sono prelevabili dalle apposite uscite poste sul retro del pannello con frequenza di: 10 kHz, 100, 10, 1, e 0,1 Hz.
 Questi sono impulsi di circa 15 V su di una impedenza di 100 Ω. Inoltre si può anche avere un segnale a 100 kHz.
 Impulso di sincronismo per oscilloscopio: regolabile con incrementi di

1 ms da 0 a 0,999 s, è costituito da un impulso di 13 V su di un'impedenza di 2,2 kΩ, e di durata 7,5 µs.
 Impulso di riferimento per comparazioni di tempo: segue l'impulso di sincronismo per oscilloscopio con un ritardo regolabile da 0 a 990 µs. È costituito da un impulso positivo di 10 V fornito da un emitter follower. Durata 8 ms, tempo di salita e di discesa uguali: 0,5 µs.
 Impulso di marcatura da 0,2 µs: questo impulso può seguire l'impulso di riferimento con un ritardo regolabile tra 0 e 10 µs. Ampiezza 10 V positivi, durata 0,2 µs, tempo di salita e discesa 20 ns.
 Uscita impulso campione: impulso positivo fornito da un emitter follower, di ampiezza 10 V, durata 7,5 ms e tempo di salita e discesa 2 µs.
 Ingresso impulso di start: questo impulso deve rispondere alle seguenti caratteristiche: 0 logico: 0 V, 1 logico: 15 V, durata superiore a 10 µs. Può essere fornito da un secondo orologio o da un sistema esterno.
 Uscita impulso di start: impulso da 0 a +15 V, da un emitter follower, durata 11 µs. **A.**

dal nostro inviato ing. A. Banfi

La Mostra Internazionale della Radio Televisione 1966 all'Earls Court di Londra



L'ingresso della Mostra della Radio Televisione 1966 a Londra.



Un televisore a colori della EKCO, con schermo da 25 pollici: riceve a colori ed in bianco-nero.

Questa classica Mostra della Radio inglese (un tempo nota sotto il nome di « Radio Olympia ») si è trasformata recentemente da annuale in biennale (lo scorso anno venne infatti soppressa). Inoltre da quest'anno tale Mostra è divenuta internazionale, ma per la verità la partecipazione straniera è stata piuttosto modesta: su un totale di poco più di 110 espositori, solo una quindicina erano stranieri.
 All'apertura della Mostra nel grande padiglione della Earls Court di Londra, hanno pronunciato interessanti discorsi programmatico-informativi due personalità dell'ambiente radiofonico inglese: il Postmaster General (PMG), Edward Short ed il Direttore Tecnico della BBC, F. C. McLean.
 È stato confermato che l'Inghilterra inizierà le trasmissioni regolari di TV a colori nell'autunno 1967, secondo la « variante PAL del sistema NTSC » (SIC). Inoltre a partire dal prossimo mese di ottobre verranno intensificate le trasmissioni sperimentali onde per-

mettere all'industria ed al pubblico di accostarsi meglio ai problemi tecnici e funzionali della TV a colori.
 È stata anche posta in evidenza la carenza di tecnici specializzati nella TV a colori, con l'augurio che attraverso corsi pubblici e aziendali venga presto a crearsi uno stuolo numeroso di competenti e praticanti per il servizio di assistenza ai nuovi televisori.
 Nel settore radiofonico è stato annunciato il potenziamento sia negli impianti trasmettenti, che nei programmi trasmessi, delle emissioni radiostereofoniche, considerate come una notevole evoluzione e perfezionamento della radiofonia, in aderenza alle migliorate esigenze dei gusti nazionali del pubblico.

Televisione a colori

Una dozzina di ditte presentava in funzione (ricevendo uno speciale programma della BBC per la Mostra) tele-

visori con schermi per lo più da 25" (due soli avevano schermo da 19"). Citerò fra le più importanti la Bush-Murphy (Gruppo Rank), la Pye, la Marconiphone, la Philips, la RGD (Gruppo Thorn), la Telefunken, la EMI.

Tutti i televisori presentati erano prototipi studiati e progettati dalle singole ditte costruttrici.

Comunque l'impressione complessiva del pubblico è stata piuttosto deludente per l'evidente disuniformità dei toni degli stessi colori sugli schermi dei vari televisori.

Ciò evidentemente doveva dipendere da diversa regolazione dei televisori, ma lasciava adito a critiche ed osservazioni da parte del pubblico profano. Nel corso di una conferenza stampa sono emerse critiche all'operato del PMG nei riguardi della scelta troppo precipitosa del sistema PAL, che non è stato sufficientemente sperimentato in esercizio.

Comunque le nazioni che non hanno ancora scelto ufficialmente il sistema da adottare (come l'Italia) si trovano nella favorevole condizione di poter fare raffronti e constatazioni in un prossimo futuro, a tutto loro vantaggio.

Nella discussione comunque è emerso che molti costruttori adotteranno per semplicità ed economia la tecnica del PAL Semplice (senza linea di ritardo) che risulta sensibilmente migliorata con l'introduzione del «burst» alternativo secondo le più recenti norme PAL.

Sotto il profilo della disponibilità dei

componenti per i televisori a colori, la situazione dell'industria inglese è piuttosto buona. Infatti vi sono già due costruttori di tubi tricromatici «shadow mask»: Mullard e AEI-Thorn. Inoltre la Mullard ha presentato una felice versione di una linea di ritardo in vetro perfettamente idonea per l'impiego nei decodificatori PAL senza la necessità di una seconda linea di compensazione e correzione (come si verifica per la linea di ritardo Telefunken). Tale linea di ritardo Mullard si avvale di un dispositivo a sbarretta di vetro con riflessione di ritorno su una superficie speculare terminale: un'operazione automatica di «molatura», simile a quella dei cristalli di quarzo, provvede ad assicurare l'esatta frequenza richiesta, 4,3361 MHz in corrispondenza ad un ritardo di 63.943 μ sec (secondo l'«offset» PAL) a meno di 3 ÷ 5 nanosecondi.

I vari componenti necessari ai circuiti ausiliari del tubo «shadow mask» sono stati presentati da varie ditte specializzate, come pure una notevole varietà di tubi elettronici speciali per i circuiti dei televisori a colori.

I prezzi dichiarati per i televisori a colori, variano da 250 a 300 sterline per la prima produzione che sarà disponibile a partire dal prossimo Marzo.

Televisione in bianco e nero

Un sensibile perfezionamento dei televisori in bianco e nero, che per ora non sembra temano una forte concorrenza da quelli a colore, è costituita dai



Un televisore a colori della Murphy. Costa 306 sterline; circa 500.000 lire.



Una visione interna della Mostra.

nuovi cinescopi funzionanti con 20 ÷ 22 kV anodici.

Con una tensione così elevata si ottiene un sensibile aumento di luminosità oltre ad una maggior definizione dell'immagine dovuta alla riduzione delle dimensioni dello «spot».

Per contro, è necessaria una maggiore potenza nelle deflessioni orizzontale e verticale, cosa a cui si è rimediato con la creazione di speciali tubi elettronici adatti.

Ho potuto vedere pochissimi televisori a piccolo schermo, transistorizzati o meno: ciò è in contrasto con la nostra attuale tendenza di mercato.

Questa situazione si potrebbe spiegare col fatto che la sostituzione del vecchio televisore ovvero l'adozione di un secondo televisore, verrebbero effettuate scegliendo un televisore a colori di prossima introduzione sul mercato.

Ho notato invece parecchie «combinazioni» video-radio-fono» sotto forma di consolle stereofoniche.

Radiorecettori e fonocomplessi

Predomina l'estensione della transistorizzazione in tutti i modelli, dal portatile a quello di potenza in sede fissa. Questi ultimi comprendono per lo più l'ascolto stereofonico sia delle ricezioni radiostereo delle emissioni in MF-Multiplex, che di dischi o nastri magnetici preregistrati.

La radiostereofonia ad alta qualità costituisce il «boom» odierno della radiofonia con innumerevoli modelli presentati in Mostra.

Ovviamente ad essi si associa l'ascolto di dischi stereo dei quali esiste un vasto ed ottimo repertorio sempre in aumento, o dei nuovi nastri magnetici sotto forma di speciali astucci o «cassette» contenenti all'incirca la stessa durata di musica di un «long-playing» a doppia faccia da 30 cm.

Per l'impiego di questi nastri preregistrati sono stati presentati degli speciali dispositivi di «lettura» equiparabili in tutto ad un normale giradischi (ma con minore ingombro): qualità ottima, migliore di quella dei dischi so-

prattutto per il «crosstalk» fra i due canali stereo praticamente nullo.

Fra questi complessi radio-fono-stereo prevalgono i componenti separati (giradischi o lettore magnetico, ricevitore-amplificatore, altoparlanti), con tendenza all'impiego di altoparlanti muniti di cassa acustica di volume ridotto.

Molte però le combinazioni in un unico mobile-consolle.

Nella conferenza stampa accennata poc'anzi, è stato comunque posto in rilievo l'accentuato interesse del pubblico e quindi dei commercianti radio per l'ascolto ad alta qualità di musica di pregio: una specie di rilancio della radio-fono, sotto un nuovo profilo.

Molti inoltre i modelli esposti di registratori magnetici sia alimentati dalla rete che autonomi a pile.

Componenti

Non essendo una Mostra specializzata in componenti solo poche ditte ne presentavano; notate alcune serie di componenti per televisori a colori con tubo «shadow mask».

La Sanyo giapponese presentava una interessante serie di pile ricaricabili al nickel-cadmio adatte per radiorecettori, radiofonografi, registratori magnetici e televisori portatili, con tensione normale di V 1,25 per elemento cilindrico, delle dimensioni di una normale pila a secco.

Un'altra ditta giapponese, la Hattori Clock Co. presentava un orologio da tavolo elettrico munito di una batteria di celle solari che ne assicura il funzionamento perpetuo senza ricarica: inoltre è munito di un dispositivo radio che corregge automaticamente l'ora secondo i segnali orari trasmessi quotidianamente.

Comunque indipendentemente dalla vitalità e dall'interesse tecnico-commerciale di questa Mostra londinese, ho dovuto rilevare una pesante e diffusa sensazione di disagio economico che si traduce in una diminuita produzione industriale in tutti i settori radio ed elettrodomestici dovuta alle recenti restrizioni economiche dell'«austerità» britannica. A

Come le radio anche gli ascensori a transistor

Un nuovo rivoluzionario metodo di comando degli ascensori è stato l'oggetto di un accurato esame da parte degli ingegneri e specialisti dell'ENPI.

Il Laboratorio Applicazioni Componenti Elettronici Professionali (LACEP) della Philips ha infatti messo a punto una unità di comando logica statica «Philips 120» che sostituisce i relais elettromeccanici di registrazione dei comandi dell'ascensore con i transistor.

L'unità trova possibilità di applicazione in modo particolare negli impianti multipli ed automatizzati in quanto, con opportune predisposizioni dei circuiti transistorizzati, consente di ottenere risultati nettamente superiori a quelli dei relais elettromeccanici.

I tecnici dell'ENPI hanno riscontrato che l'unità di comando presentata è rispondente ai vigenti criteri di sicurezza; essa costituisce una importante innovazione messa a disposizione dei costruttori di ascensori.

ing. Fabrizio Bargiacchi

Trasmettitore transistorizzato da 5 W per 40,68 MHz*

IN QUESTI ultimi tempi sono stati fatti notevoli passi avanti nello sviluppo dei transistori per quanto riguarda l'uso a più alte frequenze e le maggiori prestazioni. Mediante i moderni transistori al silicio ottenuti con la tecnica planare, è oggi possibile, nel campo delle onde ultracorte, realizzare senza difficoltà stadi trasmettenti con potenza di uscita di alcuni watt, aventi un rendimento decisamente buono. Nel caso di amplificatori transistorizzati per segnali di potenza in RF, si deve tuttavia tener conto della dipendenza delle impedenze di ingresso e di uscita dal punto di lavoro e dalla modulazione e si deve dimensionare un circuito adatto a stabilire relazioni stabili. Scopo del presente articolo è quello di descrivere la realizzazione costruttiva ed il circuito di un trasmettitore studiato per la produzione in serie.

1. - REALIZZAZIONE COSTRUTTIVA DEL TRASMETTITORE

Il trasmettitore è costituito da tre unità costruttive: il trasmettitore-modulatore con dispositivo di inserzione, lo stadio finale e l'alimentatore stabilizzato da rete. Tali unità sono montate

su cartoline che vengono montate a inserzione in una intelaiatura di sostegno e sono racchiuse nelle rispettive custodie. La realizzazione del trasmettitore in due unità costruttive separate, permette di evitare indesiderati accoppiamenti dello stadio finale con lo stadio d'entrata. Per evitare dispersioni magnetiche lo stadio terminale è completamente chiuso in una coppa schermante.

Nello schema a blocchi di fig. 1 è riportato il funzionamento del trasmettitore. L'oscillatore a quarzo funziona a 13,56 MHz e può essere modulato nella sua frequenza, mediante un diodo di capacità polarizzato. Esso fornisce una potenza di modulazione di ca. 2 mW al successivo stadio triplicatore. La frequenza di uscita del triplicatore di 40,68 MHz è disponibile con una potenza di 1,5 mW per una ulteriore amplificazione. Nei due successivi stadi amplificatori la potenza A. F. viene amplificata a circa 20 e rispettivamente 100 mW e addotta allo stadio di eccitazione del trasmettitore. Per il comando dello stadio finale è necessaria una potenza di eccitazione di ca. 600 mW. La potenza di uscita dello stadio finale di 5 W viene genera-

ta da due stadi transistorizzati inseriti in parallelo e, tramite un filtro passabasso, indirizzata alla uscita dell'antenna 60 Ω.

Gli stadi di eccitazione ed i due stadi finali funzionano con una tensione di 24 V, mentre tutti gli stadi di entrata sono alimentati tramite un diodo Zener con tensione di esercizio 12 V. Il rendimento totale del trasmettitore ($\eta = N_{RF}/N_{CC}$) è, per assorbimento di corrente di 0,5 A, di circa il 42%. Esso potrebbe essere ulteriormente aumentato, se si facesse a meno di stabilizzare lo stadio di entrata con l'ausilio di un diodo Zener. La tensione di esercizio 24 V viene generata mediante un alimentatore da rete regolato da transistori. In luogo del pannello di rete si può impiegare anche una cassetta a batteria con capacità di 1 Ah.

Il trasmettitore è predisposto per la modulazione di frequenza con una deviazione di 5 kHz. La tensione in bassa frequenza necessaria a questo scopo è di circa 700 mV su un'impedenza di ingresso di 600 Ω.

2. - TRASMETTITORE MODULATORE

Lo stadio oscillatore oscilla, come da fig. 2a a sinistra, con circuito con base a massa. L'oscillatore fondamentale a quarzo da 13,56 MHz è situato, come circuito risonante in serie, fra la base e massa. Per la frequenza di oscillazione di 13,56 MHz la base del transistor viene messa a massa attraverso la resistenza di dissipazione del quarzo di circa 10 Ω, cosicchè il partitore di

tensione di base ad alta resistenza viene by-passato per l'alta frequenza e può pertanto agire la tensione di feedback. Per la compensazione della capacità di supporto del quarzo si usa una induttanza in parallelo di 14 μH. Per produrre la modulazione di frequenza nel circuito di feedback dell'oscillatore si ha un diodo di capacità polarizzato BA121 in serie con il quarzo, che è tarato, con l'induttanza in serie, per la frequenza nominale sul valore di risonanza serie. La polarizzazione del diodo vale 1,5 V e viene derivata dalla frequenza di oscillazione mediante raddrizzamento. Questa tensione di polarizzazione in continua viene sovrapposta alla frequenza fonica, cosicchè la capacità del diodo viene variata nel ritmo della frequenza fonica. La variazione di capacità fa ruotare la fase del circuito di feedback, ciò che causa una variazione di frequenza limitata, di ca. ± 1,7 kHz, dell'oscillatore. Per aumentare il grado di modulazione nel successivo stadio amplificatore la frequenza di oscillazione di 13,56 MHz viene triplicata, portandola a 40,68 MHz e la deviazione viene portata a 5 kHz.

La triplicazione di frequenza avviene direttamente dopo l'oscillatore, poiché non si ha nessuna grande perdita di potenza nell'amplificatore. In via di principio è perciò possibile operare la triplicazione di frequenza per potenze più alte. Si deve solo compensare, con una più alta spesa (i transistori saranno più costosi), la perdita di amplificazione che ne deriva. La triplicazione di frequenza, immediatamente dopo

(*) Radio Mentor, febbraio 1966, n. 2, pag. 120.

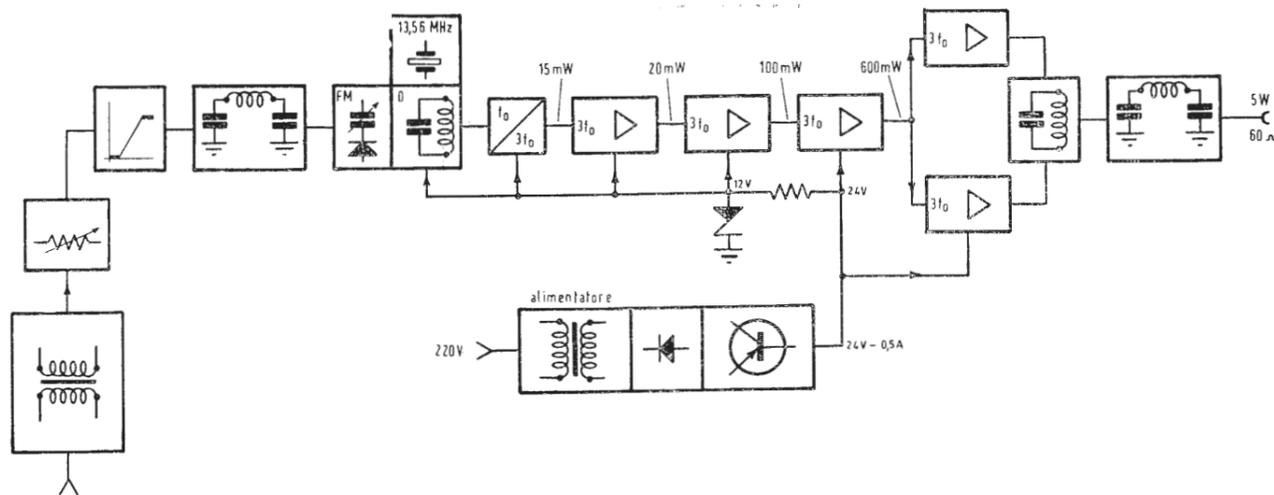


Fig. 1 - Schema a blocchi del trasmettitore 40,68 MHz con modulatore, oscillatore, moltiplicatore, stadio di eccitazione, stadio finale e alimentatore.

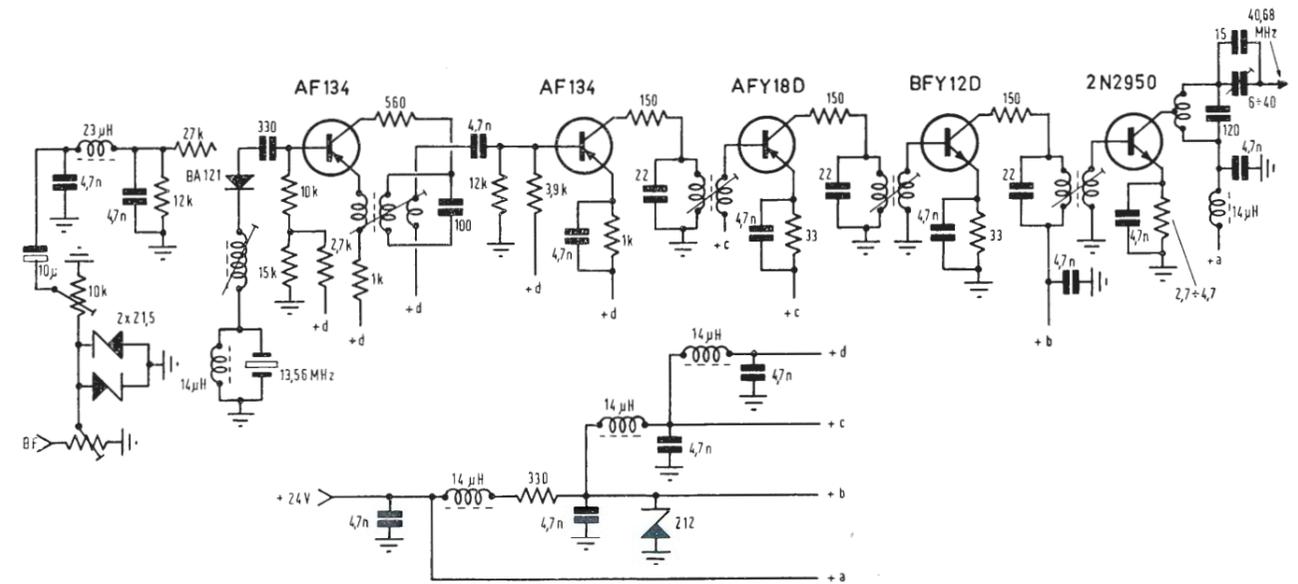


Fig. 2a - Trasmittitore con modulatore, moltiplicatore e circuito di eccitazione.

l'oscillatore, ha inoltre il vantaggio che, per mezzo del circuito risonante seguente, le armoniche superiori e inferiori vengono meglio attenuate. Oltre alla triplicazione di frequenza, questo stadio serve al disaccoppiamento fra lo oscillatore e gli stadi di potenza. Esso funziona con emitter a massa e, per raggiungere un maggior rendimento, viene debolmente polarizzato nella direzione del flusso. La creazione delle terze armoniche si basa sulla sovr modulazione di questo stadio fino alla saturazione. Poichè i transistori RF per la modulazione di segnali di potenza mostrano una forte dipendenza dalla tensione della capacità di uscita del collettore, possono sorgere difficoltà per la taratura di un tale stadio a causa dei bruschi disaccordi del circuito. La capacità di uscita del collettore C_{ob} segue la legge:

$$C_{ob} = K \cdot \frac{1}{\sqrt{U_{CB}}}$$

ed aumenta al diminuire della tensione. Per modulazione sinusoidale, nel caso normale, la tensione di collettore U_{CB} dovrebbe diminuire al crescere della corrente. La diminuzione di tensione al collettore, che è legata a questa diminuzione, aumenta la capacità di uscita C_{ob} . In tal modo il circuito di uscita viene disaccordato per le frequenze più basse e la sua resistenza di risonanza diminuisce.

Se la tensione alternata di collettore diminuisce, dopo il massimo di tensione, per la selettività del circuito, la capacità di collettore diventa a sua volta più piccola e in tal modo la frequenza di risonanza del circuito si sposta verso più alte frequenze. Questo disaccordo provoca però una ulteriore diminuzione della corrente alternata di collettore e con ciò un ulteriore abbassamento della capacità di collettore. Questo processo avviene in modo irregolare, cosicché, all'atto della sintonizzazione dei circuiti, è molto difficile trovare il massimo di tensione reale.

Per evitare lo sbalzo di tensione, è necessario tenere lontane dal circuito le variazioni di capacità del collettore o quanto meno attenuarle. Questo può avvenire per inserzione di una resistenza di compensazione fra il collettore ed il circuito oscillante. In tutti gli stadi di amplificazione del trasmettitore modulatore nei quali l'amplificazione di potenza lo permette, sono state inserite queste resistenze di collettore.

L'amplificazione totale del trasmettitore modulatore è stata ampiamente dimensionata, cosicché l'accoppiamento induttivo dei singoli stadi possa avvenire liberamente. I tre stadi di amplificazione, posti dopo il triplicatore, funzionano in Classe C con resistenze di emitter che sono cortocircuitate in modo capacitivo. Le resistenze di emitter costituiscono una controreazione in continua all'atto della modulazione ed in tal modo hanno un influsso stabilizzante sullo stadio corrispondente. Nello stadio di eccitazione, scegliendo opportunamente la resistenza di emitter si può regolare la potenza di modulazione necessaria per lo stadio finale. Se si rinuncia alla resistenza di emitter, lo stadio di eccitazione può dare una potenza di uscita maggiore di 1 W. Si deve notare, che entrambi gli stadi finali di amplificazione del transistorore sono equipaggiati con transistori al silicio, mentre gli stadi d'ingresso lavorano con transistori al germanio.

3. - STADIO FINALE

Per raggiungere una potenza di uscita di 5 W si sono dovuti usare due transistori (fig. 2b), per le condizioni di raffreddamento date dalla grandezza della piastra conduttrice. Di qui deriva che il transistorore deve dare le sue prestazioni nominali fino a una temperatura ambiente di + 50°C. Per evitare accoppiamenti con gli stadi iniziali che possono introdurre disturbi, lo stadio finale è stato montato in un contenitore metallico argentato e con una piastra

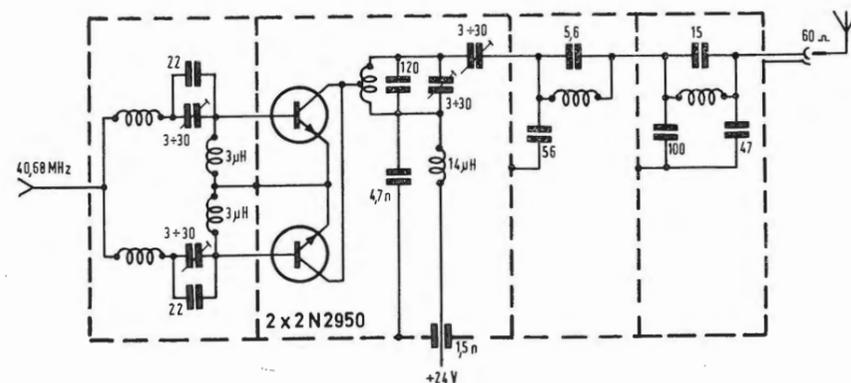


Fig. 2b - Stadio finale con circuito di uscita e filtro passa basso.

Tabella 1 - Caratteristiche tecniche del trasmettitore

Frequenza	40,68 MHz
Derivazione di frequenza	- 10 ... + 50°C ± 500 Hz
Potenza di uscita	5 W
Uscita del trasmettitore	60 Ω asimmetrici
Armoniche e spurie	corrispondenti alle prescrizioni delle DBP. (Germania)
Modulazione	F2 o F3
Deviazione di frequenza	normale ± 5 kHz limite ± 7,5 kHz
Gamma delle frequenze di modulazione	300 ... 3000 Hz
Fattore di distorsione non lineare per deviazione 1000 Hz e 5 kHz	≤ 5%
Modulazione in ampiezza per deviazione 7,5 kHz	≤ 1%
Tensione di modulazione per deviazione 5 kHz	≈ 700 mV su 600 Ω
Temperatura di esercizio	- 10°C ... + 50°C
Assorbimento	24 V/500 mA stabilizzati
Alimentazione	110, 127, 220, 240 V/50 ... 60 Hz circa 25 VA
Ingombro	190 × 190 × 100 mm³
Peso	4,5 kg.

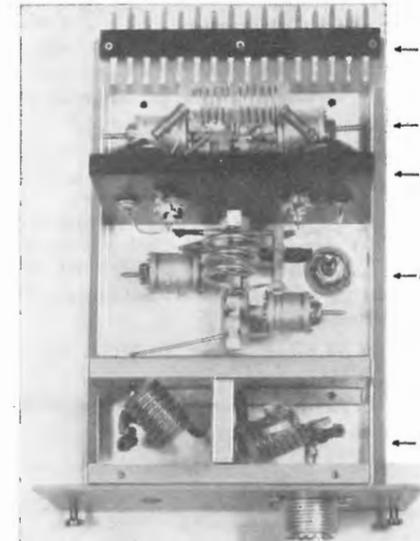


Fig. 3 - Struttura dello stadio finale. 1 - Connettore per l'attacco al telaio. 2 - Circuito di comando. 3 - Parete di alluminio di spessore 5 mm con i due transistori. 4 - Circuito di uscita. 5 - Filtro passa basso con bande di uscita.

conduttrice equipaggiata da connettore (fig. 3). I due transistori sono fissati ad una parete di alluminio di spessore 5 mm, che serve anche come schermo fra ingresso ed uscita. Il successivo filtro passa-basso è alloggiato anche esso in una custodia schermata. La alimentazione si ottiene con un disaccoppiamento mediante bobine di arresto con condensatori passanti.

Entrambi i transistori finali lavorano in classe C ed in parallelo (fig. 2b). Ciò ha il vantaggio che non si rende necessaria una inversione di fase per la modulazione ed inoltre, per fabbisogni di potenza più elevati, si può aggiungere senza difficoltà un altro transistorore montato in parallelo. L'adattamento dello stadio di eccitazione alla resistenza d'ingresso dello stadio finale di circa 10 Ω si ottiene per via capacitiva dal terminale del circuito di uscita dello stadio di eccitazione. Per ottimizzare le condizioni di amplificazione i circuiti base-emitter dei due transistori dello stadio finale sono stati accordati ognuno con un circuito oscillante serie, cosicché per lo stadio di eccitazione la impedenza d'ingresso diventa reale. Un altro vantaggio della sintonizzazione del circuito d'ingresso sta nel buon disaccoppiamento fra il circuito d'ingresso e di uscita del transistorore. Nel caso di sintonizzazione del circuito di uscita si hanno effetti di reazione sull'ingresso molto limitati. L'impedenza di uscita Z_o dello stadio finale al collettore in circuito parallelo vale

$$Z_o = U_{CE}^2 / 2N$$

con N = potenza d'uscita.

Per $U_{CE} = 24$ V e $N = 5$ W si ha una impedenza di uscita Z_o di 58 Ω. La bobina del circuito d'uscita è derivata nel centro ($u = 2$) e lavora con un coefficiente di qualità di circa 10. La capacità di uscita per ogni transistorore

vale 20 pF. Il fattore di qualità a vuoto del circuito di uscita vale 160, da cui risulta un rendimento del circuito di:

$$\eta = 1 - Q_L/Q = 1 - \frac{10}{160} \approx 94\%$$

L'impedenza del circuito dà come risultato

$$Z_c = Z_o \cdot u^2 = 232 \Omega$$

Il successivo filtro di Cauer passa-basso è stato scelto per 60 Ω di carico di ingresso e di uscita. L'attenuazione di blocco minima del filtro vale, dalla prima armonica, 50 db. Per l'adattamento al filtro serve la capacità serie 3 ... 30 pF. Essa viene data dalla relazione

$$C_A = R_L \sqrt{\frac{Z_o u^2}{R_L} - 1}$$

R_L = resistenza di adattamento, in questo caso uguale a 60 Ω per 10 pF. La perdita totale nel filtro di uscita è di circa 8%, cosicché per ottenere una potenza di uscita di 5 W sono necessari circa 5,8 W al collettore dello stadio finale. L'uscita del trasmettitore è asimmetrica per una linea coassiale di impedenza 60 Ω.

Poichè il trasmettitore deve venire installato nelle immediate vicinanze dell'antenna, per evitare ogni perdita di potenza in linea, può essere consigliabile una inserzione a distanza. Questa si ottiene con una tensione continua di 24 V, sovrapposta alla tensione di modulazione, che pilota un relè. Questo relè inserisce la tensione di alimentazione del trasmettitore. Per evitare i disturbi dovuti al ronzo sulla linea di modulazione, l'ingresso di modulazione del trasmettitore è disposto in maniera simmetrica. A

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Geloso serie GTV 1011, 1036, 1046 e 1047

(parte seconda)

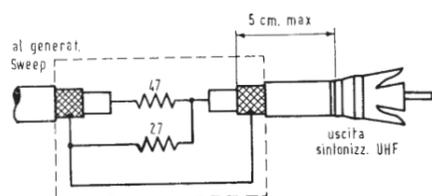


Fig. 2.

1. - CONTROLLO E ALLINEAMENTO DELLA SEZIONE UHF

L'allineamento di tale sezione deve essere eseguito in tre fasi:

- Allineamento del preamplificatore FI (V_{21} EC97/6FY5).
- Controllo della curva di risposta globale FI.
- Controllo dell'allineamento RF del sintonizzatore UHF.

1.1. - Allineamento del preamplificatore

Per effettuare tale operazione sono necessari il generatore sweep con marker 40,25 e 45,75 MHz e l'oscilloscopio che dovranno essere collegati come indicato in figura 1. Il segnale FI dello sweep dovrà essere applicato all'attacco coassiale posto sul sintonizzatore UHF tramite un adattatore del tipo di figura 2. L'oscilloscopio, sarà colle-

gato al TP_1 del sintonizzatore VHF, mentre il segnale del marker sarà applicato per capacità alla valvola EC97, a meno che non sia miscelato convenientemente al segnale vobbulato.

La valvola EC97 dovrà essere polarizzata tramite una tensione negativa di 1,5 V applicata al terminale n. 4 del sintonizzatore VHF. L'uscita dello sweep dovrà essere regolata in modo da ottenere all'oscilloscopio un segnale di 0,05-0,1 V.

Il circuito di griglia L_{212} del preamplificatore a FI sarà allineato al centro della gamma FI mentre quello di placca L_{213} ed il circuito di ingresso L_{10} sul gruppo VHF saranno accordati agli estremi della gamma FI. Le frequenze approssimative devono essere le seguenti:

$L_{212} = 43$ MHz; $L_{213} = 46$ MHz; $L_{10} = 40,6$ MHz.

La curva di risposta è indicata in figura 3.

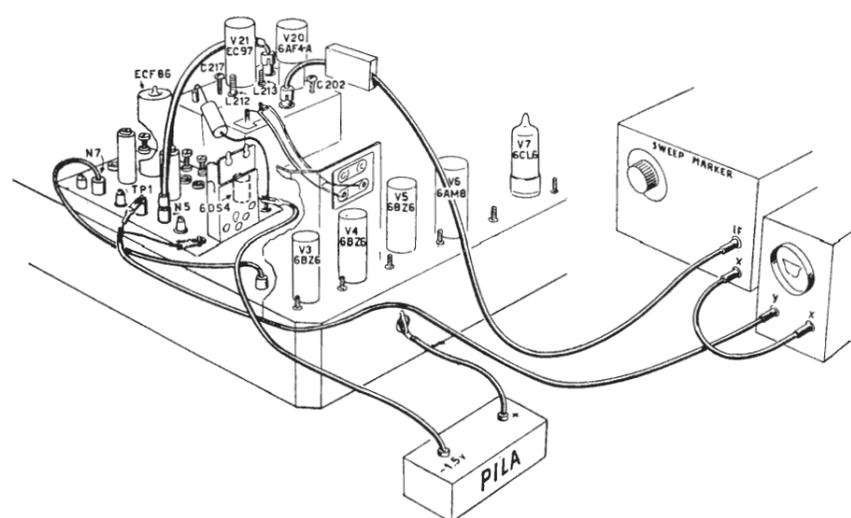


Fig. 1.

1.2. - Controllo della curva di risposta totale FI

Per eseguire tale prova l'oscilloscopio dovrà essere collegato al test point TP_{32} della sezione FI video polarizzando tanto l'amplificatore quanto il preamplificatore FI con una tensione di -2,5 V. Il segnale d'uscita dello sweep sarà attenuato per un'uscita all'oscilloscopio di 1,5-2 V. La curva risultante dovrà corrispondere a quella indicata nella prima parte di questa esposizione.

1.3. - Controllo della neutralizzazione del preamplificatore

Gli strumenti saranno collegati come per il caso precedente. Si toglierà la tensione anodica al preamplificatore mettendo a massa il corrispondente passante di entrata, ed aumentando al massimo il segnale dello sweep. Si regola il trimmer C_{217} , collocato sul preamplificatore, fino ad ottenere la minima uscita possibile.

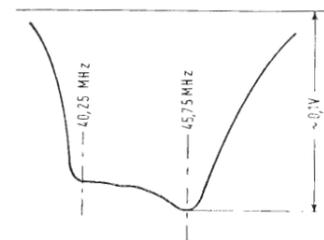


Fig. 3.

1.4. - Controllo dell'allineamento del sintonizzatore UHF

Questo controllo, se necessario, dovrà essere effettuato dopo aver eseguito i due controlli precedenti applicando all'entrata del sintonizzatore il segnale UHF vobbulato e verificando la curva di risposta totale FI nel circuito di rivelazione video. La disposizione degli strumenti è indicata in figura 4. Non è necessario che lo sweep UHF sia provvisto di marker mentre è indispensabile che un marker a 45,75 MHz sia

iniettato tramite un filo isolato infilato tra la valvola e lo schermo della 6CG8 o in uno dei primi stadi a media frequenza.

Si regola il sintonizzatore UHF sui 470 MHz tenendo il generatore sweep sulla stessa frequenza base in modo da centrare sull'oscilloscopio la curva di risposta FI. Il segnale dovrà essere attenuato in modo da ottenere 1,5-2 V sull'oscilloscopio. La curva di risposta dovrà essere quella caratteristica a FI con portante video a circa il 50%, marker a 45,75 MHz, mentre la parte piana non dovrà avere un'inclinazione superiore al 15-20%. Successivamente si sposterà la sintonia del generatore e del sintonizzatore, in modo da esaminare la risposta di tutta la gamma utile (470-580 MHz). Qualora detta curva si manifesti con delle irregolarità o sia molto inclinata, si dovrà agire in modo da effettuare una correzione ritoccando leggermente il trimmer C_{202} dell'oscillatore UHF che è posto vicino alla valvola 6AF4. Non si dovrà superare $\frac{1}{2}$ giro e non si dovranno ritoccare i trimmers semifissi del sintonizzatore.

1.5. - Allineamento e messa a punta della sezione audio

Usando un voltmetro a valvola, oppure un tester ad alta resistenza (almeno 10.000 Ω/V), e utilizzando il segnale audio della stazione od un generatore a 5,5 MHz controllato a cristallo si agirà nel modo seguente:

- Sintonizzare il ricevitore sulla stazione con la massima precisione regolando il contrasto per un valore normale. Collegare il voltmetro, portata 10 V fondo scala, col positivo alla

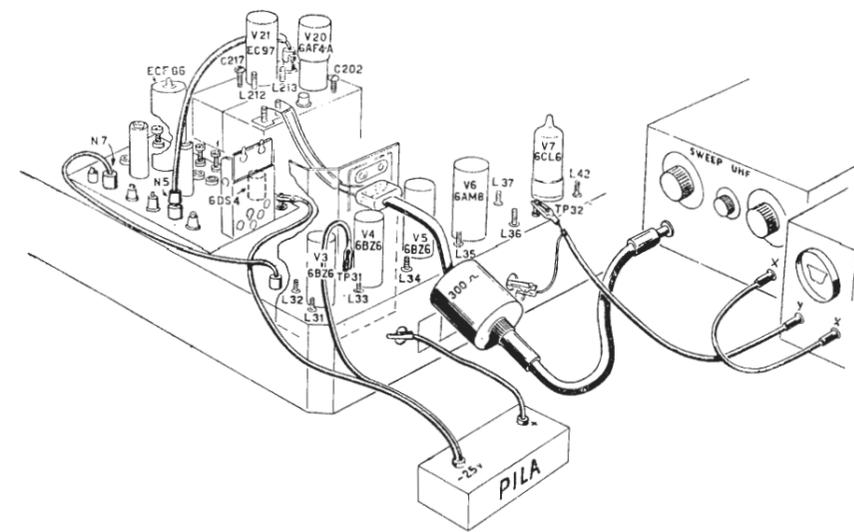


Fig. 4.

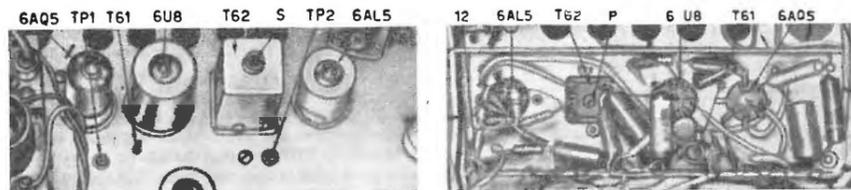


Fig. 5 - Vista delle sezioni suono N7817 e N7819, di sopra e di sotto.

massa ed il negativo al punto prova TP_1 . Regolare la vite superiore della bobina del limitatore T_{61} (accessibile sopra il telaio di figura 5) fino ad ottenere la massima uscita che deve essere di circa — 3 V. Regolare nuovamente la sintonia fine in modo da ottenere questo valore. Regolare di nuova la bobina fino ad ottenere la massima uscita.

b) Collegare il terminale negativo del voltmetro al terminale 12 della piastrina porta resistenze del telaio (collegato al contatto n. 2 della 6AL5 fig. 5). Regolare la vite inferiore relativa al primario del trasformatore rivelatore T_{62} (N 7564), visibile in figura 5, per la massima uscita.

c) Collegare il voltmetro al TP_2 regolando la vite superiore del T_{62} (secondario) in modo da azzerare il voltmetro. È opportuno accertarsi che ruotando la vite nei due sensi sia possibile ottenere due massimi aventi valore quasi identico ma di opposta polarità e controllabili invertendo gli attacchi del voltmetro. L'operazione dovrebbe essere effettuata mediante un voltmetro con zero centrale.

Il perfetto allineamento del trasformatore rivelatore corrisponde al punto per il quale il voltmetro indica la tensione zero tra i due massimi di polarità opposta.

d) Eventualmente si potrà effettuare un ritocco finale per ridurre al minimo lo eventuale residuo di ronzio di fondo noto anche con il nome di « buzzing ». Tale ritocco può essere fatto provando a regolare leggermente nei due sensi e per non più di mezzo giro, la vite del secondario ed eventualmente anche quella del primario del trasformatore rivelatore, naturalmente dopo aver distaccato lo strumento.

La suddetta operazione dovrà essere eseguita dopo aver sintonizzato il televisore per la migliore immagine possibile, e negli intervalli della modulazione in modo da poter udire il residuo di ronzio.

Per effettuare l'allineamento si potrà usare anche un generatore a cristallo a 5,5 MHz attenendosi alle istruzioni già impartite in altri casi simili.

2. - MESSA A PUNTO DELLA SEZIONE SINCRONISMO E DEL QUADRO

2.1. - Sincronismo orizzontale

Sintonizzare il ricevitore sulla stazione televisiva e ruotare in un senso o nell'altro il potenziometro di sincronismo orizzontale. Se la messa a punto è regolare il sincronismo si dovrà mantenere per quasi tutta la rotazione, in caso contrario occorre ritoccare la vite superiore del trasformatore 7604 dell'oscillatore bloccato orizzontale. Detta regolazione deve essere eseguita in modo che i due massimi superiori della forma d'onda rivelata al terminale n. 6 del trasformatore vengano a trovarsi allo stesso livello (figura 8).

Il controllo sarà effettuato con un oscilloscopio munito di sonda a bassa capacità (minore di 15 pF) avente una buona risposta almeno fino a 0,2 MHz.

La verifica e la messa a punto di questo oscillogramma è molto importante poiché dalla sua forma d'onda dipende la stabilità del sincronismo.

Durante questa verifica l'immagine deve mantenersi in perfetto sincronismo. Inoltre si dovranno controllare, specialmente in caso di dubbio o di funzionamento irregolare, gli oscillogrammi rilevabili ai punti 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 riportati sullo schema (in rettangolo).

Se con la regolazione del potenziometro e delle viti del trasformatore non fosse possibile ottenere un sincronismo stabile ed oscillogrammi conformi su facsimile dello schema, è necessario controllare i diversi componenti della sezione sincronismo numero 7825 (valvole, resistenze, condensatori).

Qualora l'irregolarità del sincronismo orizzontale si manifesti dopo un certo tempo dall'accensione, cioè con il riscaldamento dei componenti, è consigliabile controllare l'isolamento a caldo di C_{83} e C_{84} .

In taluni apparecchi delle prime serie l'inconveniente era prodotto anche da un cattivo isolamento della piastrina portaresistenze del telaio di sincronismo 7825 che provocava un passaggio

di corrente variabile con la temperatura, tra i positivi e la griglia del triodo V_{13A} per il CAF. In questi apparecchi è consigliabile l'isolamento sulla piastrina del terminale connesso ad R_{96} ed al n° 5 del trasformatore 7604, collegando direttamente la R_{96} al terminale 5. Sul terminale rimasto libero si passeranno le connessioni del terminale vicino e cioè C_{83} e C_{84} , R_{87} ed il filo collegato alla griglia 2 della 6CG7.

3. - DEFLESSIONE ORIZZONTALE (GTV 1011-GTV 1036)

Il funzionamento regolare dello stadio finale di riga dipende in massima parte dal regolatore di pilotaggio della 6DQ6-A. Se il segnale di pilotaggio è eccessivo sul quadro appaiono una o più righe verticali chiare, larghe 2-4 cm e distanti fra loro 6-8 cm. Diminuendo tale segnale il fenomeno scompare, però è necessario non eccedere nell'attenuazione poiché un segnale basso ha come conseguenza un basso rendimento ed il sovraccarico della valvola finale per eccesso di corrente anodica.

Nei suddetti televisori il pilotaggio è regolabile mediante la rotazione di un potenziometro che può essere ruotato in senso orario fino a fare apparire nel quadro una o più barre verticali e poi ruotandolo in senso opposto solo quanto è necessario per farle sparire. Naturalmente durante l'esecuzione di tale operazione l'immagine deve restare sincronizzata.

Controllare nuovamente la stabilità del sincronismo orizzontale e, se necessario, ritoccare la vite superiore del trasformatore 7604, come indicato nell'apposito paragrafo (sincronismo orizzontale). La migliore regolazione si ottiene quando con il potenziometro ruotato completamente in senso orario l'immagine sta per uscire di sincronismo mentre con il potenziometro ruotato in senso opposto l'immagine si man-

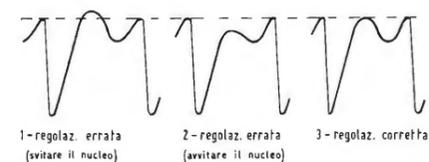


Fig. 8.

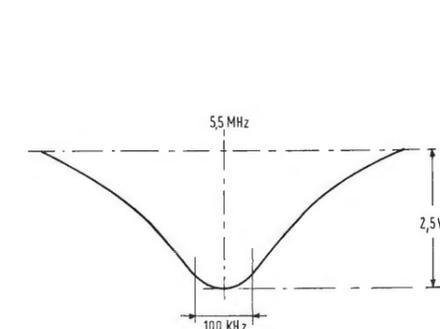


Fig. 6 - Curva rilevabile nel circuito di griglia dello stadio limitatore (TP1).

tiene in sincronismo anche dopo aver commutato il televisore su altri canali. Successivamente si regolano la larghezza e la linearità orizzontale tramite gli appositi comandi posteriori. Terminate dette operazioni può essere opportuno procedere ad una nuova messa a punto del pilotaggio orizzontale fino ad ottenere le normali condizioni di lavoro della valvola finale orizzontale.

Qualora la larghezza del quadro non potesse essere portata alle giuste dimensioni agendo sulla apposita vite di regolazione occorre controllare le tensioni di alimentazione, i condensatori elettrolitici C_{101} e C_{102} e il funzionamento della valvola finale di riga 6DQ6-A. Nel caso il difetto persista ciò dovrà attribuirsi al condensatore in serie al giogo C_{12} il cui valore risulterà troppo basso: un corto circuito di quest'ultimo sarebbe causa del difetto contrario.

4. - DEFLESSIONE ORIZZONTALE (GTV 1046 - GTV 1047)

In questi modelli la regolazione del pilotaggio si ottiene regolando la larghezza di quadro tramite il potenziometro P_{110} , per il GTV1046 e P_{112} per il GTV 1047 il quale agisce sulla polarizzazione base dello stadio finale.

Tale operazione si dovrà effettuare nel seguente modo: sincronizzare l'immagine con una luminosità piuttosto bassa. Ruotare il suddetto potenziometro fino ad ottenere la giusta larghezza.

Controllare che continuando la rotazione in senso orario la larghezza possa aumentare di almeno il 10% facendo uscire dal quadro circa 4 centimetri di immagine per ogni lato. Tale controllo è molto importante perché abbassandosi la tensione di rete il controllo automatico può avere un margine di lavoro sufficiente a mantenere costante la larghezza. Restringere nuovamente il quadro portandolo alle giuste dimensioni. Rego-

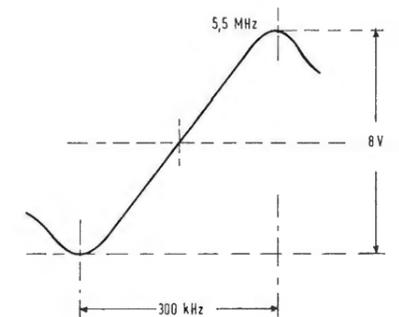


Fig. 7 - Fac-simile della curva di rivelazione del discriminatore a rapporto della sezione suono.

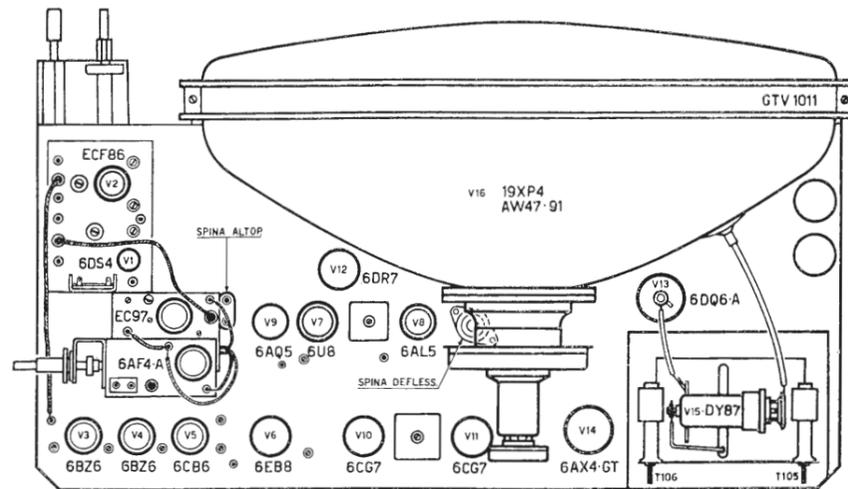


Fig. 9 - GTV1011. Posizione delle valvole.

lare la bobina di linearità in modo da allargare leggermente la metà destra del quadro e restringere la metà sinistra tenendo presente che un'eccessiva rotazione causa un restringimento verso il centro. Ad operazione ultimata controllare il consumo della valvola finale verificando la tensione catodica della 6DQ6-A che dovrà essere di 6 o 7 V. Se il potenziometro per il controllo della larghezza non permettesse una regolazione perfetta controllare i due condensatori ad alto isolamento del partitore capacitivo che alimenta il varistore S_2 (C_{140} e C_{141} nel GTV1046 e C_{144} e C_{145} nel GTV 1047). Se il quadro non si allargasse l'inconveniente può essere dovuto a deficienza della valvola damper oppure a scarsa alimentazione, alla resistenza o al condensatore di schermo o a interruzione del condensatore catodico.

5. - DEFLESSIONE VERTICALE

Le regolazioni necessarie sono generalmente quelle della linearità verticale, dell'altezza e della frequenza. Il regolatore d'altezza regola la parte inferiore del quadro. Nei televisori GTV 1011 e GTV 1036 l'altezza deve essere regolata circa 6 cm sopra e sotto in previsione di eventuali variazioni della tensione di alimentazione o dell'invecchiamento delle valvole.

Un eccessivo spostamento in senso orario del regolatore di altezza dá luogo ad una compressione in senso verticale dell'immagine nella parte superiore del quadro e un allungamento nella parte inferiore. Questa eventuale deformazione si può correggere mediante il comando di linearità verticale che regola la parte superiore del quadro.

Talvolta le regolazioni di altezza e di linearità possono dare luogo allo sganciamento del sincronismo verticale e perciò richiedere una ulteriore regolazione relativa alla frequenza. Incontrando delle difficoltà nella messa a punto è consigliabile controllare le tensioni presenti ai piedini delle valvole interessate e gli oscillogrammi dal 15 al 24, nei televisori GTV 1011, e GTV 1036, dal 14 al 26 nel GTV 1046 e dal 17 al 27 nel GTV 1047, confrontando con i facsimili pubblicati unitamente agli schemi.

Qualora il quadro sia instabile e si muova verso l'alto o verso il basso controllare il circuito del sincronismo verticale, tenendo l'apparecchio leggermente fuori sincronismo in modo che l'immagine si muova lentamente verso il basso. L'impulso di sincronismo si muoverà verso destra e dovrà avere l'ampiezza indicata negli oscillogrammi che si riferiscono alla griglia della valvola oscillatrice verticale.

Controllare anche la regolazione della sensibilità base del regolatore *Locale-distante*, tenendo presente che un segnale a radio frequenza troppo elevato può comprimere gli impulsi di sincronismo verticale.

La regolazione della sensibilità in ogni caso deve essere fatta tenendo anche presente il grado di sensibilità richiesto nella ricezione UHF.

Qualora non sia possibile ottenere la stabilità del sincronismo regolando la sensibilità base occorre controllare il condensatore elettrolitico collegato allo stadio finale, C_{105} GTV 1011-1036, C_{106} GTV 1046-1047.

Se il quadro risulta attraversato da una riga bianca orizzontale, che indica la mancanza della deflessione verticale, controllare il circuito di deflessione ver-

ticale, il trasformatore d'uscita verticale, il giogo.

Se il quadro risultasse troppo stretto in senso verticale e aumentando la regolazione dell'altezza e della linearità apparisse una linea chiara al margine inferiore del quadro, controllare la valvola finale, il suo condensatore catodico e il condensatore elettrolitico posto nel circuito finale d'alimentazione dello stadio finale.

Qualora le righe del raster siano leggermente ondulate in senso verticale e sul lato sinistro del quadro, ciò sarà da attribuire al valore alterato del condensatore di compensazione del giogo (C_{130} GTV 1011-1036, C_{132} GTV 1046, C_{133} GTV 1047). In genere più che sostituire tale condensatore è sufficiente spostare il giogo avanti o indietro.

6. - CENTRAGGIO DEL QUADRO

Il centraggio del quadro si effettua ruotando prima il giogo di deflessione, dopo avere allentato l'apposita fascetta di fissaggio, in modo che le linee del raster risultino perfettamente orizzontali e simmetriche rispetto al bordo superiore ed inferiore del cinescopio.

Si effettua poi il centraggio dell'immagine sullo schermo spostando convenientemente il centratore e ruotando il magnetino a pastiglia per regolare lo spostamento dell'immagine in senso radiale.

Si controlla infine se le linee verticali dell'immagine in prossimità dei bordi laterali e quelle orizzontali in prossimità dei bordi superiori ed inferiore, sono perfettamente diritte oppure incurvate verso il centro (*effetto cuscinello*). In tal caso si procederà alla correzione spostando opportunamente i magnetini di correzione. Questa operazione dovrà essere effettuata con mol-

ta cura e potrà richiedere anche un ritocco della centratura e della larghezza e linearità orizzontale.

7. - SENSIBILITÀ BASE

Si regola ruotando il comando « locale distante »: verso « distante » si aumenta la sensibilità attenuando l'eventuale effetto neve caratteristico di un segnale debole. Nella posizione « locale » si evitano eventuali effetti di saturazione provocati da un segnale troppo forte. Naturalmente dovendo ricevere ambedue i canali UHF e VHF si dovrà trovare una posizione di compromesso che consenta un'ottima ricezione di ambedue i programmi.

8. - CONTROLLO DEL CINESCOPIO

La EAT usata nei cinescopi relativi ai televisori in esame si aggira fra 15 e i 18 kV. Essa dovrà essere misurata con un voltmetro ad elevata resistenza (minimo 20 k Ω /V) provvisto di sonda per EAT, collegato tra la massa ed il circuito di filamento della valvola DY87.

Se manca la EAT o la stessa è deficiente, dopo aver controllato la valvola DY87 occorre ricercare la causa della anomalia nel circuito di deflessione orizzontale (cioè della seconda valvola di riga 6DQ6-A, 6AX4GT e relativi componenti, del trasformatore di uscita orizzontale e del giogo di deflessione).

Se la EAT è normale, e così pure il suono, il difetto sarà ricercato nel circuito di alimentazione del cinescopio controllando l'attacco a ventosa, la tensione del primo anodo e quella di griglia che deve variare da 0 a 100 V. Conviene anche controllare la varia-

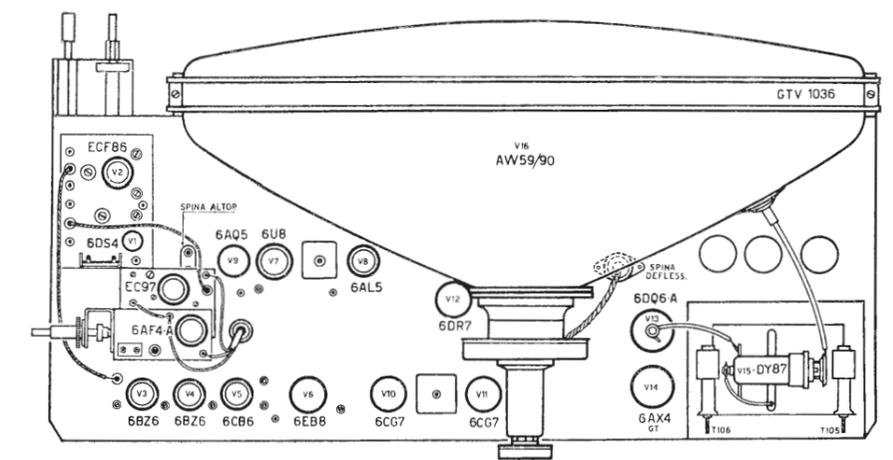


Fig. 10 - GTV1036. Posizione delle valvole.

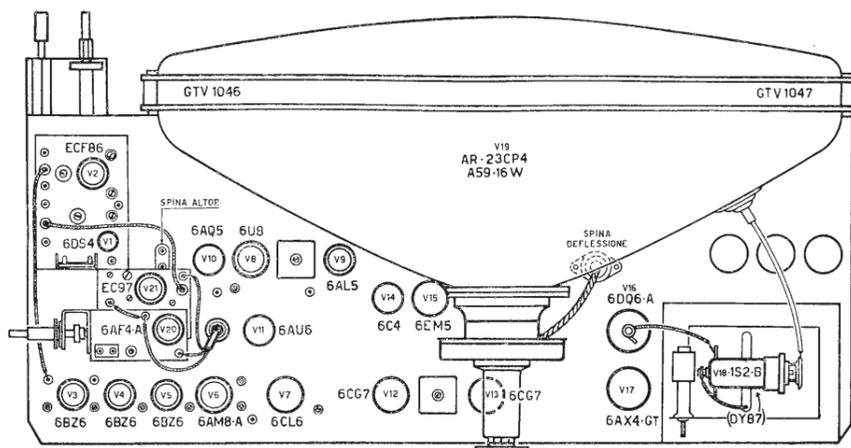


Fig. 11 - GTV1046 - GTV1047. Posizione delle valvole.

zione dell'alta tensione col variare della luminosità.

Passando dal quadro completamente oscuro ad una media brillantezza l'alta tensione dovrà abbassarsi di non oltre 1000 o 1500 V.

Qualora la variazione fosse maggiore, la qualcosa causa un allargamento eccessivo dell'immagine è necessario sostituire la rettificatrice dell'alta tensione (valvola DY87).

9. - CIRCUITO DI RITRACCIA VERTICALE

Questo circuito non necessita di messa a punto ed in linea di massima di alcuna verifica. Qualora il suo funzionamento fosse irregolare occorre controllare gli oscillogrammi al secondario del trasformatore di uscita verticale e alla griglia del cinescopio e precisamente: gli oscillogrammi 27 e 28 per il GTV 1047, 25, 26 e 27 per il GTV 1046, 23, 24 e 24 per i GTV 1011 e GTV 1036, confrontandoli con i fac-simile dello schema elettrico. In tal modo sarà facilitato il compito di localizzare il difetto.

10. - CIRCUITO DI RITRACCIA ORIZZONTALE

È necessario verificare la regolarità di tale circuito poichè il suo mancato funzionamento in certe condizioni di immagine non può essere sufficientemente apprezzato.

Con il tester si controllerà la tensione negativa all'anodo del diodo S_4 che deve essere di circa -40 V per il GTV 1047, -12 V per il GTV 1011, e il GTV 1036 e di -8 V per il GTV 1046. Controllare gli oscillogrammi ai punti

14 e 15 ed eventualmente, sempre sincronizzando l'oscilloscopio alla frequenza orizzontale, alla griglia del cinescopio, punto 28.

Qualora nel punto 15 manchino gli impulsi occorrerà sostituire il diodo perchè interrotto.

Durante l'esecuzione delle suddette operazioni è necessario evitare corto circuiti al diodo che sarebbe messo immediatamente fuori uso.

11. - CIRCUITO SILENZIATORE DEL SUONO DEL GTV 1047

Il controllo viene effettuato regolando l'apparecchio sulla stazione con immagine e volume audio normali e spegnendo l'apparecchio e riaccendendolo dopo almeno 5 minuti primi, in modo che le valvole siano sufficientemente raffreddate.

Il suono dovrà comparire insieme alla immagine, senza essere preceduto da suoni o rumori fastidiosi.

Nel caso il funzionamento di tale dispositivo risulti irregolare è opportuno controllare la tensione negativa ai punti 15 che dovrà essere di circa -40 V, in caso contrario il difetto è da attribuire al diodo S_4 la qualcosa dovrà ridurre alquanto l'intensità del suono.

Controllata la tensione negativa al punto 15 spegnere l'apparecchio ed applicare il voltmetro all'anodo del diodo S_5 (condensatore C_{148}): all'atto della accensione si deve avere una tensione positiva di circa 20 V che dovrà diventare negativa di circa 20 V all'apparire dell'immagine.

Se il diodo S_5 fosse interrotto non si avrà alcun silenziamento dell'accensione, se invece fosse in corto circuito il suono risulterà debole e distorto.

dott. ing. A. Contoni

Amplificatori di potenza in controfase classe AB senza trasformatore*

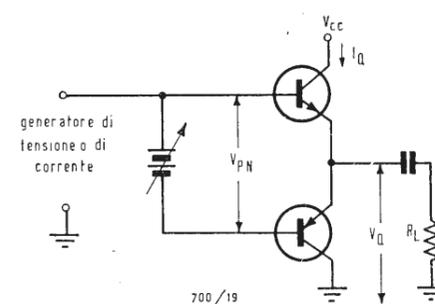


Fig. 1. - Stadio di potenza in controfase di trasferitori di emettitore complementari.

UNA DELLE PIÙ gravi difficoltà che si presentano nel progetto degli amplificatori di potenza a transistori, è quella di conciliare un alto rendimento con la stabilità termica. Il funzionamento in classe C con comando in corrente offre una possibilità di superare detta difficoltà, ma la distorsione che così si genera è alta, a motivo della non linearità del parametro h_{FE} . Si descrive qui un nuovo metodo di compensazione a diodo, che consente di raggiungere un alto rendimento in classe AB, alla massima uscita, con la minima distorsione e con eccellente stabilità termica. Nello stadio di uscita, la variazione della corrente di riposo rispetto alla temperatura è mantenuta piccola da un circuito comprendente resistenze e un diodo nell'emettitore di ciascun transistor pilota, eliminando così la necessità di una forte resistenza di compensazione negli emettitori dei transistori di uscita.

Si è progettato un amplificatore da 10 W impiegando i criteri di dissipazione e il nuovo schema di polarizzazione descritti. La prestazione dell'amplificatore dimostra la bontà del progetto. Esso funziona alla massima dissipazione di potenza fino a 65 °C di temperatura ambiente con segnale sinoidale di entrata.

Nell'articolo sono anche riportati i calcoli che prevedono i livelli di tensione per la massima dissipazione di potenza per onde sinoidali, triangolari e quadrate.

1. - INTRODUZIONE

Questo articolo tratta i problemi generali relativi alla dissipazione, distorsione e stabilità termica degli amplificatori di potenza a transistori. Un confronto fra le distorsioni in classe C e in classe AB con pilotaggio in corrente e tensione mostra la superiorità della classe AB. Si presenta un nuovo schema di polarizzazione per risolvere il problema dell'instabilità termica. I risultati dell'analisi degli amplificatori in classe AB, riassunti nel paragrafo 2, possono essere generalizzati

per il progetto della maggior parte degli amplificatori di potenza a transistori.

Come applicazione dei principi di progetto presentati si è costruito un amplificatore 10 W audio in classe AB senza trasformatore di uscita. La prestazione di questo amplificatore è illustrata al paragrafo 5 insieme al suo schema circuitale.

2. - CONSIDERAZIONI GENERALI DI PROGETTO DI AMPLIFICATORI DI POTENZA IN CONTROFASE

In un amplificatore di potenza, per ottenere un alto rendimento, si richiede il funzionamento in classe AB, B o C.

Per l'analisi della potenza dissipata del circuito bilanciato di Fig. 1, poniamo:

V_{cc} = tensione di alimentazione
 V_q = tensione di riposo di emettitore
 V_{PN} = tensione fra le due basi dei transistori
 I_q = corrente di riposo (zero per classe B o C)

R_L = resistenza di carico.
 Nel caso in cui $V_q = V_{cc}/2$ e $I_q = 0$, la massima potenza dissipata in ciascun transistor, che si verifica non alla massima potenza di uscita, è data da:

$$P_{Dmax} \cong K_D \frac{V_{cc}^2}{R_L} \quad (2.1)$$

dove K_D è un coefficiente ricavabile dalla tabella 1 per tre comuni forme d'onda.

Questa dissipazione massima di potenza non deve mai superare la dissipazione ammissibile P_P :

$$P_{Dmax} \leq P_P \quad (2.2)$$

La dissipazione ammissibile può essere espressa da:

$$P_P = \frac{T_{Jmax} - T_A}{\theta_{J-C} + \theta_{C-A}} \quad (2.3)$$

dove:
 T_A = temperatura dell'aria ambiente

(*) Da Applications Report AR 48 di L. Blaser e H. Franco - Società Generale Semiconduttori.

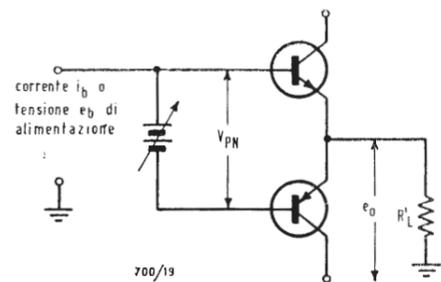


Fig. 2. - Stadio trasferitore di emettitori complementari semplificato.

T_{Jmax} = temperatura massima ammissibile della giunzione
 θ_{j-c} = resistenza termica fra la giunzione e l'involucro del transistor
 θ_{c-a} = resistenza termica fra l'involucro del transistor e l'aria ambiente.
 Secondo la relazione (2.1) per una data resistenza di carico R_L , la massima dissipazione di potenza per transistor di uscita dipende solo dalla tensione di alimentazione V_{CC} . Per non superare la dissipazione ammissibile, bisogna soddisfare la seguente relazione:

$$V_{CC} \leq \sqrt{\frac{R_L P_P}{K_D}} \quad (2.4)$$

$$V_{CC} \leq K_C \sqrt{R_L P_P} \quad (2.4)$$

dove:
 $K_C = (K_D)^{-1/2}$ (v. tabella 1).
 La massima potenza di uscita, P_{Omax} di un amplificatore di potenza a transistori è data da:

$$P_{Omax} = K_O \frac{(V_{CC} - 2V_{CE(min)})^2}{R_L} \quad (2.5)$$

dove:
 $V_{CC} - 2V_{CE(min)}$ = massima tensione di uscita punta-punta;
 $V_{CE(min)}$ = tensione minima collettore-emettitore alla massima corrente di uscita;
 K_O = fattore dato dalla tabella 1 per le onde sinusoidale, triangolare e quadrata.

Nell'appendice riportata al paragrafo 6 la relazione (2.1) che dà la massima dissipazione di potenza per il transistor di uscita è stata ricavata per l'onda sinusoidale nel caso generale di $V_Q \neq V_{CC}/2$ e $I_Q > 0$. Si dimostra anche che se I_Q è molto minore della massima corrente di uscita sopra il campo di temperatura, il contributo della corrente di riposo alla potenza dissipata è trascurabile.

Il miglior rendimento si ottiene quando la tensione di riposo V_Q è la metà della tensione di alimentazione V_{CC} . Diversamente, la dissipazione di potenza è data dalla relazione (6.11), (6.21) e (6.28) del paragrafo 6 invece che dalla relazione (2.1).

Due altri problemi relativi alla dissipazione di potenza, per risolvere i quali ci sono vari mezzi, sono la distorsione di incrocio e l'instabilità termica. Se l'uscita funziona in classe C, non c'è corrente di riposo e quindi non c'è instabilità termica. La distorsione risultante può essere ridotta pilotando lo stadio di uscita con un generatore di corrente ed applicando una forte controreazione all'amplificatore; ma per ragioni che saranno espone nel paragrafo 4 la distorsione di incrocio può seguitare a costituire un problema. Se, per contro, lo stadio a transistori di uscita è fatto funzionare in classe AB per eliminare la distorsione d'incrocio, salta fuori l'instabilità termica. Nello stadio di uscita in classe AB, si usano comunemente elementi sensibili alla temperatura, come diodi o

termistori, per polarizzare circuiti, insieme con una resistenza in ciascun emettitore. Tuttavia, questo tipo di compensazione di temperatura non è completamente efficace per variazioni transitorie di temperatura dovute alla dissipazione di potenza dei transistori di uscita. Perciò, per avere un sufficiente fattore di sicurezza in questo circuito, occorre una resistenza di emettitore, che non è piccola rispetto alla resistenza di carico, il che riduce il rendimento dell'amplificatore.

Uno schema di polarizzazione, che consente un sicuro funzionamento in classe AB, senza sacrificare il rendimento, o la massima potenza di uscita, è descritto al paragrafo 4.

3. - DISTORSIONE NEGLI AMPLIFICATORI IN CONTROFASE A TRANSISTORI

La distorsione negli amplificatori a transistori in controfase in classe AB o in classe C, deve essere valutata con la Fig. 2, che è lo schema semplificato di un circuito trasferitore di emettitore a simmetria complementare.

Consideriamo inizialmente che la tensione V_{FN} sia zero. In questo caso l'amplificatore lavora in classe C. Alimentandolo con un generatore di tensione, si ha la distorsione d'incrocio indicata in Fig. 3, in seguito alla non conduzione di entrambi i transistori durante il periodo da $(\pi/2 - \alpha)$ a $(\pi/2 + \alpha)$. Esternamente a questo intervallo, il segnale di uscita è:

$$e_o = e_b - V_{BE} \quad (3.1)$$

dove:
 V_{BE} = caduta di tensione fra base ed emettitore quando il transistor è conduttivo.

Le variazioni di V_{BE} sono trascurabili al di fuori dell'intervallo da $(\pi/2 - \alpha)$ a $(\pi/2 + \alpha)$, perciò, durante il periodo di conduzione il segnale di uscita è semplicemente una parte di onda sinusoidale (se l'entrata è una sinusoide). Il pilotaggio con un generatore di corrente dà luogo alla forma d'onda di Fig. 4, che presenta due tipi di distorsione. La non linearità della funzione di trasferimento I_C/I_B mostrata in Fig. 5, provoca un certo tipo di distorsione. C'è pure una distorsione di incrocio, che può essere spiegata come segue: quando la corrente I_B cambia segno, non c'è corrente di uscita, finché la capacità base-emettitore si carica alla tensione V_{BE} .

Nel funzionamento in classe AB, la tensione V_{FN} viene regolata in modo che i transistori abbiano una piccola corrente di riposo. Con un angolo di circolazione maggiore di π e con comando con generatore di tensione, la distorsione sorge solo dalle variazioni di V_{BE} , che sono trascurabili durante il periodo di conduzione, come già si è detto. Però, col pilotaggio con generatore di corrente, non c'è gran vantaggio rispetto al funzionamento in classe

Fig. 3. - Onda con distorsione d'incrocio con comando di tensione.

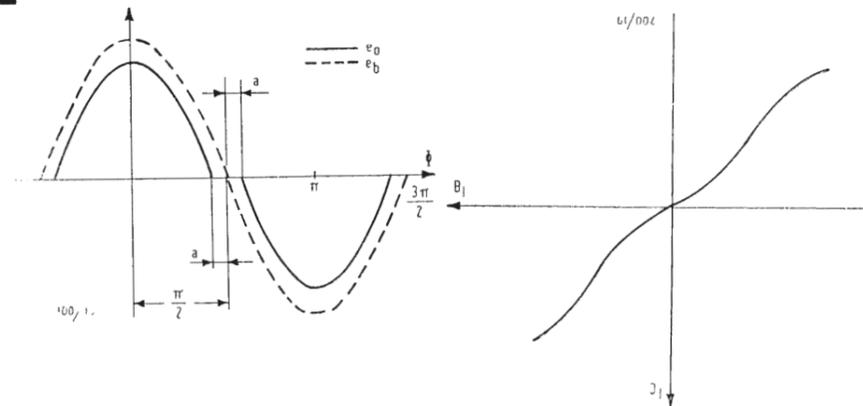


Fig. 5. - Caratteristica I_C/I_B indicante la non linearità dovuta alle variazioni di h_{FE} in funzione di I_B o I_C .

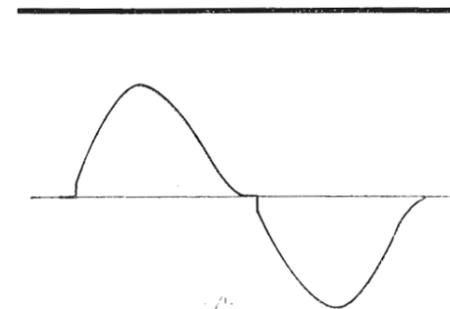


Fig. 4. - Onda con distorsione d'incrocio con comando di corrente.

C, perchè anche se la distorsione d'incrocio scompare, non si ha un miglioramento apprezzabile della caratteristica I_C/I_B . I vantaggi del funzionamento in classe AB divengono perciò evidenti per comando in tensione se, per controllare la corrente di riposo, si usa un opportuno circuito di polarizzazione come quello dettagliatamente illustrato al paragrafo 4.

In Fig. 6 si confronta la forma d'onda di uscita in classe AB (con pilotaggio con generatore di tensione e con la corrente di riposo uguale all'1% della corrente di punta del segnale) con la tensione di entrata (le scale di tensione per le due onde sono leggermente diverse in Fig. 6).

4. - POLARIZZAZIONE E STABILITA' C.C. DI UNO STADIO DI USCITA IN CLASSE AB

Il nuovo metodo di polarizzazione, che stabilizza lo stadio di uscita in classe AB è illustrato in Fig. 7. L'invertitore di fase complementare, costituito da Q_3 e Q_4 , fa parte del circuito di polarizzazione. Nell'analisi delle variazioni di I_Q in funzione di V_{FN} e della temperatura T , si suppone inizialmente che R_b sia zero. La tensione V_{FN} è allora uguale alla somma delle V_{BE} dei transistori Q_3 , Q_4 e Q_5 ed ha una caratteristica I_Q/V_{FN} idealizzata come in Fig. 8. Qui vi le tre caratteristiche corrispondono a tre diverse temperature T_1 , T_2 e T_3 , per dimostrare che una piccola variazione della temperatura provoca una forte variazione della corrente I_Q . Esiste perciò una condizione instabile, poichè un aumento di I_Q provoca un aumento della dissipazione di Q_5 e in conseguenza un aumento di temperatura, che tende a incrementare I_Q . La V_{BE} di un transistor varia con la temperatura della giunzione T_j .

La variazione può essere dovuta sia alle variazioni della temperatura ambiente, sia alla potenza dissipata. L'effetto della temperatura ambiente viene compensato facendo V_{FN} uguale alla tensione diretta V_{PNQ} di tre diodi,



Fig. 6. - Tensione di entrata (in basso) e tensione di uscita (in alto) in classe AB, per $I_Q = 1\%$ di $I_P = 100$ mA, frequenza 1 kHz.

che, in serie, regolano la variazione della caratteristica I_Q/V_{FN} . Le dissipazioni dei transistori Q_3 e Q_4 sono trascurabili. Solo la dissipazione di Q_5 , che può incrementare sensibilmente la temperatura di questa giunzione sopra l'ambiente deve essere presa in considerazione. Essa può provocare lo spostamento della caratteristica I_Q/V_{FN} verso sinistra, generando un eccessivo aumento di I_Q e la possibilità di fuga termica.

In un secondo tempo, in questa analisi del circuito, la resistenza R_b è supposta maggiore di zero; questa resistenza in derivazione al diodo (per ciascun transistor di uscita) come indicato in Fig. 7, comporta la caratteristica I_Q/V_{FN} di Fig. 9.

La tensione V_{FN} ai capi dei tre diodi in serie cadrebbe nella regione II (Fig. 9) della caratteristica. La differenza $(V_{PNQ} - V_{K1})$ dovrebbe essere indipendente dalla temperatura, ma sfortunatamente la compensazione non è perfetta e si verifica una modesta variazione (V_{K1}) diminuisce più rapidamente di V_{PNQ} quando la temperatura aumenta.

La larghezza della regione II diminuisce con l'aumento di temperatura, poichè è determinata da due diodi in serie. Oltre a queste variazioni, è necessario considerare le variazioni della temperatura di Q_5 dovute alla dissipazione di potenza. La temperatura della giunzione di Q_5 può ben aumentare sopra la temperatura ambiente, il che provoca lo spostamento a sinistra della caratteristica (I_Q/V_{FN}) . Contemporaneamente aumenta il guadagno di corrente di Q_5 . Per $R_b > 500 \Omega$, la corrente di base di Q_5 è praticamente indipendente dalla temperatura. Per ricavare il valore di I_Q , si può usare il seguente procedimento. In Fig. 10 si pone:

T_A = temperatura ambiente;
 ΔT = aumento della temperatura di Q_5 ;
 $h_{FE}(T)$ = guadagno in corrente continua di Q_5 alla temperatura T .
 La curva $a)$ di Fig. 10 rappresenta la caratteristica I_Q/V_{FN} alla temperatura

Tabella 1

	Onda sinusoidale	Onda a dente di sega	Onda rettangolare
K_D	$\frac{1}{4\pi^2}$	0,0235	$\frac{1}{32}$
K_C	2π	6,5	5,6
K_O	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{12}$	$\frac{1}{4}$

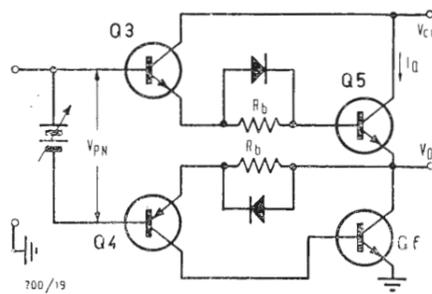


Fig. 7. - Sezione di uscita di un amplificatore con circuito di polarizzazione con diodo di resistenza.

ambiente T_A , mentre la curva *b*) rappresenta la stessa caratteristica spostata per effetto del ΔT . Alla temperatura ambiente, la corrente di riposo è I_{Q1} , punto *A* della spezzata *a*). A temperatura più alta $T_A + \Delta T$, la curva subisce uno spostamento tale che la nuova corrente di riposo è I_{Q2} , punto *B* della spezzata *b*). L'entità di ΔV è data dall'espressione: $\Delta V \cong -2\Delta T(\text{mV}/^\circ\text{C})$, dove:

$-2 \text{ mV}/^\circ\text{C} =$ coefficiente di temperatura della caratteristica *a*). Nel calcolo di I_{Q3} si è supposto che $h_{FE}(T_A + \Delta T)$ di Q_5 sia uguale ad $h_{FE}(T_A)$. Invero, h_{FE} di Q_5 varia con T ; perciò, per ottenere I_{Q3} a $T_A + \Delta T$, I_{Q2} deve essere moltiplicato per un conveniente fattore ε . Precisamente:

$$\varepsilon = \frac{h_{FE}(T_A + \Delta T)}{h_{FE}(T_A)} \quad I_{Q3} = I_{Q2} \quad (4.1)$$

$$e \quad I_{Q3} = \varepsilon I_{Q2} \quad (4.2)$$

Poichè ε è funzione di I_{Q3} , bisogna usare un metodo di successive approssimazioni per ricavare il valore corretto. R_b viene scelta in modo da soddisfare la condizione che:

$$I_{Q3} \ll \frac{V_{CC} - V_Q}{R_L} \quad (4.3)$$

Per esempio:

$$I_{Q3} < 0,05 \frac{V_{CC} - V_Q}{R_L}$$

5. - AMPLIFICATORE AUDIO DA 10 WATT

Il circuito di Fig. 11 è una variante dello schema fondamentale (*) adottato per la maggior parte degli amplificatori di potenza senza trasformatore a transistori.

Lo stadio trasferitore di emettitore

Q_1 dà all'amplificatore un'alta impedenza di ingresso. Lo stadio con emettitore in comune Q_2 fornisce la polarizzazione c.c. per la sezione di uscita per mezzo dei tre diodi D_1, D_2 e D_3 . Essi sono in serie con la resistenza di collettore, che è disposta in modo da aumentare l'oscillazione di tensione disponibile oltre la tensione V_{CC} di alimentazione. I trasferitori complementari di emettitore Q_3 e Q_4 (v. Fig. 2) in classe AB costituiscono un generatore di bassa impedenza al carico $R'_L \cong \cong h_{FE}R_L$. I transistori di potenza NPN, Q_5 e Q_6 sono necessari per fornire la corrente di uscita richiesta nel carico R_L . Il guadagno è dato da (v. appendice al paragrafo 6);

$$A \cong -\frac{Y_s}{Y_f} \cong -\frac{R_f}{R_s}$$

La combinazione in serie resistenza-capacità R_1C_1 , all'uscita dell'amplificatore corregge la fase della reazione ad alta frequenza, per compensare l'effetto del carico induttivo offerto dall'altoparlante.

Il gruppo R_2C_2 in parallelo con R_f , e la capacità C_3 , disposta tra la base e il collettore di Q_3 , costituisce un'attenuazione controllata con taglio a 60 kHz. Reazione c.c. è applicata attraverso la resistenza di polarizzazione di base di Q_2 per stabilizzare l'amplificatore contro le variazioni di temperatura. La regolazione della polarizzazione alla base di Q_2 si effettua facendo in modo che V_Q (tensione continua di emettitore di Q_5) sia uguale a $V_{CC}/2$.

In conseguenza le formule del paragrafo 2 possono essere applicate. Poichè l'amplificatore è previsto per la riproduzione dei suoni, si devono usare i coefficienti della tabella 1 per il caso dell'onda sinoidale.

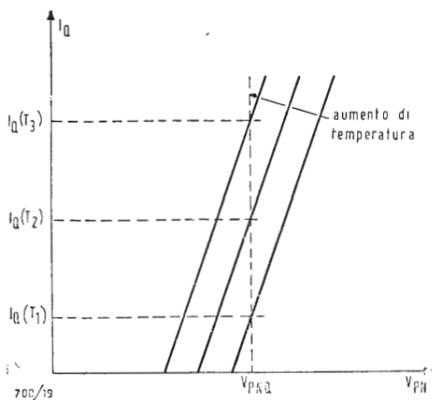


Fig. 8. - Caratteristica ideale I_Q/V_{PN} .

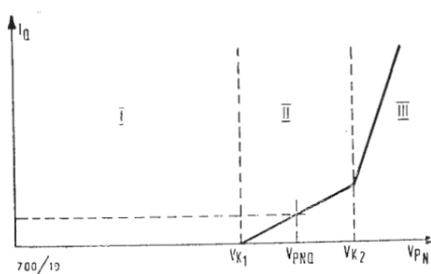


Fig. 9. - Nuova caratteristica I_Q/V_{PN} risultante dall'introduzione del circuito del diodo di resistenza.

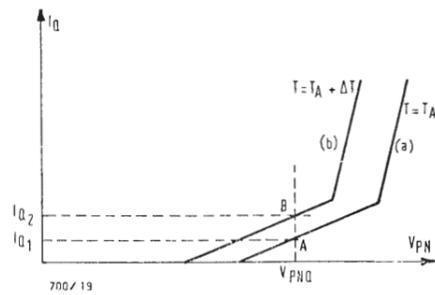


Fig. 10. - Spostamento della caratteristica I_Q/V_{PN} in seguito ad aumento di temperatura.

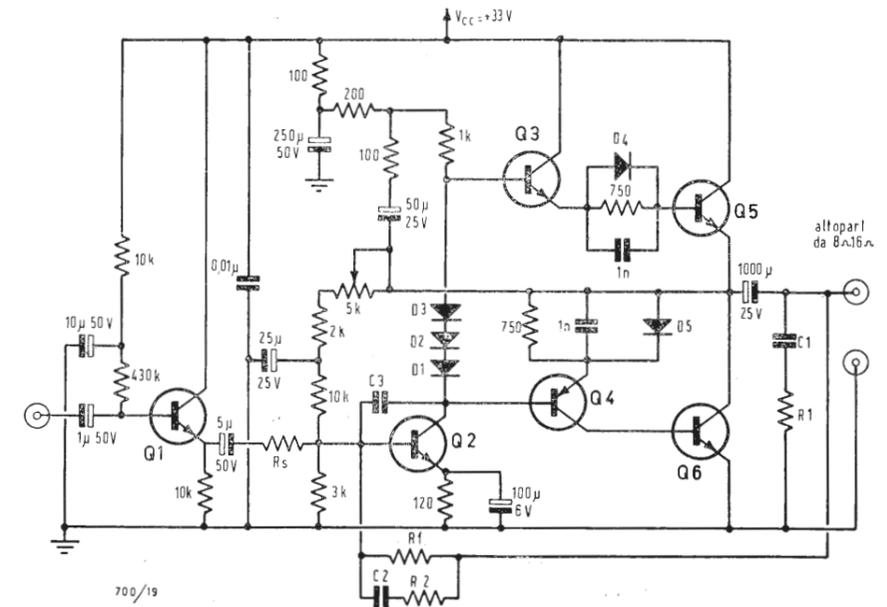


Fig. 11. - Amplificatore di potenza audio 10 W.

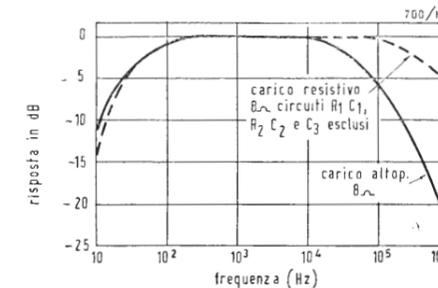


Fig. 12. - Risposta in frequenza dell'amplificatore.

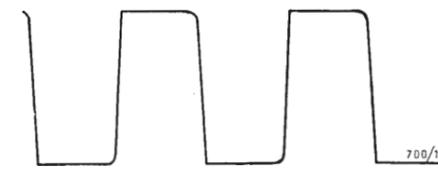


Fig. 13. - Risposta all'onda quadra di 5 kHz, dell'amplificatore.

5.1. - Progetto dell'amplificatore

a) Calcolo della dissipazione ammissibile nelle seguenti condizioni:
 $T_A = 25^\circ\text{C}$.
 $T_{Jmax} = 200^\circ\text{C}$
 $\theta_{J-C} = 35^\circ\text{C}/\text{W}$, per il transistore 2N2297
 $\theta_{C-A} = 15^\circ\text{C}/\text{W}$ per un radiatore di alluminio avente un'area di circa 100 cm^2 .
 Usando la (2.3), si ha:

$$P_P = \frac{T_{Jmax} - T_A}{\theta_{J-C} + \theta_{C-A}} = 3,5 \text{ W.}$$

b) Calcolo della tensione di alimentazione, nelle seguenti condizioni:
 $R_L = 8\Omega$; $P_P = 3,5 \text{ W}$; $K_C = 2\pi$.
 Dalle (2.4), si ha:
 $V_{CC} \cong K_C \sqrt{R_L P_P} = 33 \text{ V.}$

c) Calcolo della massima potenza di uscita, nelle seguenti condizioni:
 $R_L = 8\Omega$;
 $V_{CC} = 33 \text{ V}$;
 $V_{CE(min)} = 4 \text{ V}^*$;
 $K_O = 1/8$.
 Usando la (2.5) si ha:

$$P_{Qmax} = K_O \frac{[V_{CC} - 2V_{CE(min)}]^2}{R_L} = 9,8 \text{ W.}$$

5.2. - Caratteristiche dell'amplificatore

a) In Fig. 12 la linea a tratto continuo rappresenta la risposta in frequenza alla potenza di uscita 1 W ai capi del carico, altoparlante 8Ω ; la linea punteggiata rappresenta la risposta alla stessa potenza di uscita, con carico 8Ω resistivo, con esclusi R_1C_1, R_2C_2 e C_3 .
 b) La risposta all'onda quadra a 5 kHz,

e a 5 W di uscita, con carico resistivo 8Ω , è data in Fig. 13.

c) La distorsione armonica a 1 kHz e a 5 W di uscita è minore dell'1%.

d) L'impedenza di uscita a 1 kHz è circa $0,5\Omega$.

e) La potenza di rumore di uscita totale, con l'ingresso in corto circuito, è maggiore di 100 dB alla max. potenza di uscita.

f) La Fig. 14 rappresenta la corrente di alimentazione in funzione della potenza di uscita.

6. - APPENDICE

6.1. - Analisi della dissipazione di potenza nei transistori di uscita

In Fig. 15 è rappresentato lo stadio di uscita in contro fase oggetto di questo studio.

Poniamo:
 V_{CC} = tensione di alimentazione
 V_Q = tensione di riposo in assenza di segnale.
 I_Q = corrente di riposo in assenza di segnale.
 I = valore efficace della corrente di uscita.
 V = valore efficace della tensione di uscita.

a) *Onda sinoidale*
 Per un'onda sinoidale le espressioni della corrente di collettore I_C , della tensione collettore-emettitore V_{CE} , di Fig. 15, sono:

$$I_C = I_Q + \sqrt{2} I \cos \Phi \quad (6.1)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - V_Q - \sqrt{2} V \cos \Phi \quad (6.2)$$

La potenza media dissipata nel transistore superiore (quello inferiore non si considera, perchè non ha influenza sulla stabilità come si è considerato al paragrafo 4) è:

$$P = \frac{1}{2\pi} 2 \int_0^{\Phi_0} I_c V_{CE} d\Phi \quad (6.3)$$

dove Φ_0 è l'angolo per il quale $I_c = 0$ (v. Fig. 16).

Dalla (6.1) si ricava:

$$I_c = 0 = I_Q + \sqrt{2} I \cos \Phi_0;$$

si ha dunque:

$$\Phi_0 = \frac{\pi}{2} + \arcsin \left(\frac{I_Q}{\sqrt{2} I} \right) = \frac{\pi}{2} + \Delta\Phi \quad (6.4)$$

$$\Delta\Phi = \arcsin \frac{I_Q}{\sqrt{2} I} \quad (6.5)$$

Dalle (6.1), (6.2) e (6.3) si deduce:

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\Phi_0} (I_Q + \sqrt{2} I \cos \Phi) (V_{CC} + V_Q - \sqrt{2} V \cos \Phi) d\Phi \quad (6.6)$$

e successivamente

$$P = \frac{1}{\pi} (V_{CC} - V_Q) I_Q \int_0^{\pi/2 + \Delta\Phi} d\Phi + \frac{\sqrt{2}}{\pi} [I(V_{CC} - V_Q) - VIQ] \int_0^{\pi/2 + \Delta\Phi} \cos \Phi d\Phi + \frac{2}{\pi} VI \int_0^{\pi/2 + \Delta\Phi} \cos^2 \Phi d\Phi$$

$$P = \frac{1}{\pi} (V_{CC} - V_Q) I_Q \left(\frac{\pi}{2} + \Delta\Phi \right) + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left[I(V_{CC} - V_Q) - VIQ \right] \cos \Delta\Phi - \frac{1}{\pi} VI \left(\frac{\pi}{2} + \Delta\Phi - \sin \Delta\Phi \cos \Delta\Phi \right) \quad (6.7)$$

Supponendo che sia $\Delta\Phi \ll \frac{\pi}{2}$, si può fare la seguente approssimazione:

$\sin \Delta\Phi = \Delta\Phi$; $\cos \Delta\Phi = 1$;

sostituendo I con $\frac{V}{R_L}$, la potenza media dissipata diviene:

$$P = -\frac{V^2}{2R_L} + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{V}{R_L} (V_{CC} + V_Q - I_Q R_L) + \frac{1}{2} I_Q (V_{CC} - V_Q) \quad (6.8)$$

Differenziando la (6.8) rispetto a V , si ottiene:

$$\frac{dP}{dV} = -\frac{V}{R_L} + \frac{\sqrt{2}}{\pi R_L} (V_{CC} + V_Q - I_Q R_L)$$

$$\text{Per } V = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (V_{CC} - V_Q - I_Q R_L) = V_1 \quad (6.9)$$

$$\text{si trova } \left. \frac{dP(V)}{dV} \right|_{V_1=0}$$

$$e \quad \frac{d^2P(V)}{dV^2} < 0$$

essendo la derivata seconda negativa, per il valore V_1 di V che annulla la derivata prima, si deduce che V_1 corrisponde a un massimo per la potenza dissipata, il quale ha il valore:

$$P(V_1) = P_{Dmax} = -\frac{1}{\pi^2 R_L} (V_{CC} + V_Q - I_Q R_L)^2 + \frac{2}{\pi^2 R_L} (V_{CC} + V_Q - I_Q R_L) I_Q (V_{CC} - V_Q) + \frac{1}{\pi^2 R_L} [(V_{CC} - V_Q)^2 - 2(V_{CC} + V_Q - I_Q R_L) I_Q R_L + I_Q^2 R_L^2] + \frac{1}{2} I_Q (V_{CC} + V_Q - V_Q) = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{(V_{CC} - V_Q)^2}{R_L} + I_Q \left[0,3(V_{CC} - V_Q) + \frac{I_Q R_L}{\pi^2} \right] \quad (6.10)$$

Poichè R_L è sempre piccolo ($\leq 50 \Omega$), per piccoli valori di I_Q , il termine $(I_Q R_L)/\pi^2$ può essere trascurato, e l'espressione di P_{Dmax} si semplifica così:

$$P_{Dmax} = 0,11 \frac{(V_{CC} - V_Q)^2}{R_L} + 0,3 I_Q (V_{CC} - V_Q) \quad (6.11)$$

Per giustificare l'ipotesi che $\Delta\Phi \ll \pi/2$ al livello $P(V_1)$, si sostituisce I con V_1/R_L nella (6.5):

$$\sin \Delta\Phi = \frac{I_Q R_L}{\sqrt{2} V_1}$$

Introducendo il valore di V_1 dato dalla (6.9), si deduce:

$$\sin \Delta\Phi = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{I_Q}{\frac{V_{CC} - V_Q - I_Q R_L}{R_L}},$$

ma per ogni pratica applicazione, la corrente di riposo deve essere molto minore della corrente massima, cioè:

$$\frac{V_{CC} - V_Q}{R_L} \gg I_Q \quad (6.12)$$

per cui $\sin \Delta\Phi \ll 1$ e $\sin \Delta\Phi \cong \Delta\Phi$. Con questa ipotesi, la corrente I_Q di riposo dà un piccolo contributo a P_{Dmax} . Il 1° termine della relazione (6.11) costituisce la limitazione più importante per la tensione di alimentazione V_{CC} .

b) *Onda a denta di sega (triangolare)*

Per un'onda triangolare (Fig. 17), trascurando la corrente di riposo I_Q , si ha:

$$V_{CE} = (V_{CC} - V_Q) + V \left(1 - 4 \frac{t}{T} \right) = V_0 + V \left(1 - 4 \frac{t}{T} \right) \quad (6.13)$$

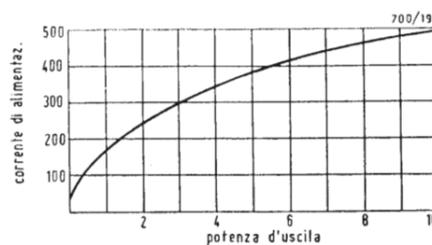


Fig. 14. - Corrente di alimentazione in funzione della potenza di uscita.

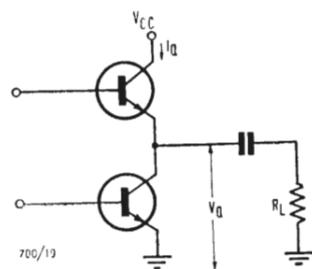


Fig. 15. - Stadio di uscita di transistori NPN.

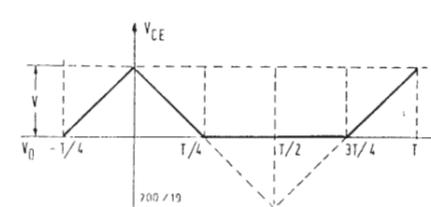


Fig. 17. - Onda di tensione ai capi di uno dei transistori di uscita funzionante in classe B (uscita a denta di sega).

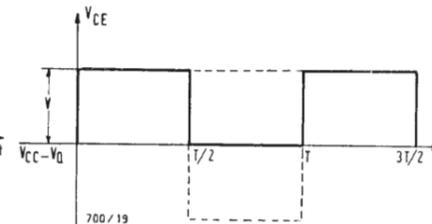


Fig. 18. - Onda di tensione ai capi di uno dei transistori di uscita funzionante in classe B (uscita a onda quadra).

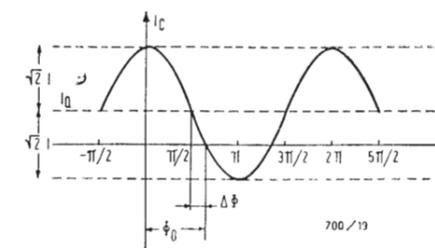


Fig. 16. - Onda di corrente di un transistoro funzionante in classe AB.

$$I_c = \frac{V}{R_L} \left(1 - 4 \frac{t}{T} \right) \quad (6.14)$$

$$V_{CE} I_c = \frac{V_0 V}{R_L} - \frac{V^2}{R_L} + 4 \frac{V}{R_L} (2V - V_0) \frac{t}{T} - 16 \frac{V^2}{R_L} \cdot \frac{t^2}{T^2}$$

$$P = \frac{2}{T} \int_0^{T/4} V_{CE} I_c dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/4} \left(A + B \frac{t}{T} + C \frac{t^2}{T^2} \right) dt = \frac{1}{2} A + \frac{1}{16} B + \frac{2}{3.4^2} C \quad (6.15)$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot \frac{V}{R_L} (V_0 - V) + \frac{1}{4} \cdot \frac{V}{R_L} (2V - V_0) - \frac{1}{6} \cdot \frac{V^2}{R_L} \quad (6.16)$$

$$P = \frac{1}{4} \cdot \frac{V}{R_L} V_0 - \frac{1}{6} \cdot \frac{V^2}{R_L} \quad (6.17)$$

$$\text{Differenziando rispetto a } V, \text{ si ha: } \frac{dP}{dV} = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_0}{R_L} - \frac{1}{3} \cdot \frac{V}{R_L} \quad (6.18)$$

$$\text{Per } V = V_1 = \frac{3}{4} V_0 \quad (6.19)$$

si trova:

$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_{V=V_1} = 0 \quad e \quad \frac{d^2P}{dV^2} < 0,$$

cioè, V_1 corrisponde ancora a un massimo di potenza dissipata, il quale ha il valore:

$$P_{Dmax} = \frac{3}{32} \cdot \frac{V_0^2}{R_L} = \frac{3}{32} \cdot \frac{(V_{CC} - V_Q)^2}{R_L} \quad (6.20)$$

$$\text{Se } V_{CC} - V_Q = V_{CC}/2, \quad P_{Dmax} = \frac{3}{128} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (6.21)$$

c) *Onda quadra*

Per un'onda quadra, trascurando la corrente di riposo I_Q , si ha:

$$V_{CE} = V_{CC} - V_Q - V \quad (6.22)$$

$$I_c = \frac{V}{R_L} \quad (6.23)$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} I_c = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{CC} - V_Q}{R_L} V - \frac{V^2}{R_L} \right] \quad (6.24)$$

Differenziando la (6.25) rispetto a V , si trova:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC} - V_Q}{R_L} - \frac{V}{R_L} = 0 \quad \text{dà } V = \frac{V_{CC} - V_Q}{2} \quad (6.25)$$

e perciò

$$P_{Dmax} = \frac{1}{8} \frac{(V_{CC} - V_Q)^2}{R_L} \quad (6.26)$$

Se $V_{CC} - V_Q = V_{CC}/2$, si ha

$$P_{Dmax} = \frac{1}{32} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (6.27)$$

$$\text{Differenziando la (6.25) rispetto a } V, \text{ si trova: } \frac{dP}{dV} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC} - V_Q}{R_L} - \frac{V}{R_L} = 0 \quad \text{dà } V = \frac{V_{CC} - V_Q}{2} \quad (6.28)$$

$$\text{e perciò } P_{Dmax} = \frac{1}{8} \frac{(V_{CC} - V_Q)^2}{R_L} \quad (6.29)$$

Se $V_{CC} - V_Q = V_{CC}/2$, si ha

$$P_{Dmax} = \frac{1}{32} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (6.30)$$

6.2. - Determinazione dell'equazione del guadagno dell'amplificatore

In Fig. 19 è indicato lo schema generico di un amplificatore in reazione; y_i è l'ammettenza di entrata del dispositivo amplificante, y_L è l'ammettenza di carico, A_v è il guadagno in tensione del dispositivo, y_f e y_s sono gli elementi che determinano il guadagno.

Le equazioni rappresentative dell'amplificatore sono:

$$(e - e_i) y_s + (e_L - e_i) y_f - e_i y_i = 0 \quad (6.31)$$

$$e_i = e_L / A_v \quad (6.32)$$

Risolviendo le (6.30) e (6.31), si ha:

$$e y_s + e_L y_f \left(1 - \frac{y}{A_v - y_f} \right) = 0, \quad \text{dove } y = y_s + y_f + y_i. \quad (6.33)$$

Perciò:

$$A = \frac{e_L}{e} = -\frac{y_s}{y_f} \cdot \frac{1}{1 - \frac{y}{A_v - y_f}} \quad (6.34)$$

Se $A_v y_f \gg y$, l'equazione (6.32) diviene:

$$A = -\frac{y_s}{y_f} \quad (6.35)$$

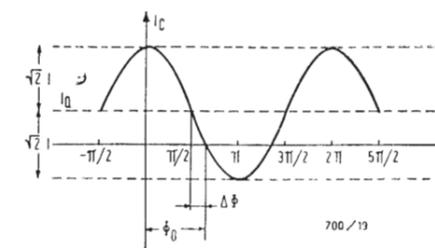


Fig. 19. - Amplificatore generico in reazione.

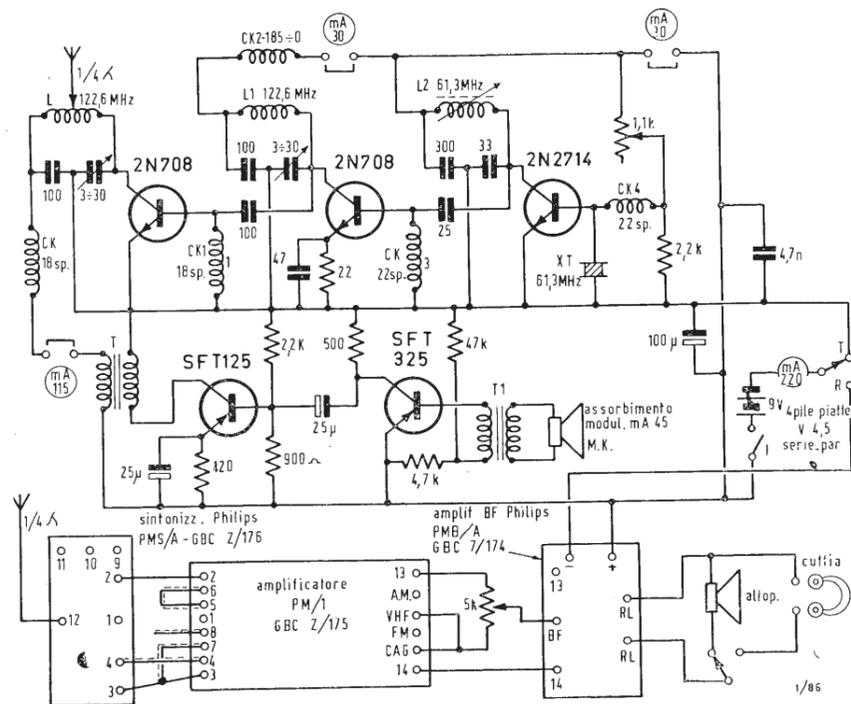


Fig. 1/0813

Il transistor 2N708, del 2° stadio duplicatore di frequenza, è stato regolato parimenti per un assorbimento di 30 mA a 270 mW sufficienti a pilotare lo stadio finale. L'assorbimento ottimo di tale transistor si ottiene scegliendo una capacità di accoppiamento adatta fra il 1° ed il 2° stadio. Nel caso specifico è risultata di 25 pF. La frequenza d'uscita è di 122,6 MHz.

Il transistor 2N708, dello stadio finale di potenza, consente di ottenere delle prestazioni veramente eccezionali: convenientemente alettato, la temperatura non supera i 40°, anche per funzionamento continuativo di molte ore. L'assorbimento è di circa 115 mA, pari a 1035 mW, che consentono di trasferire potenza notevole considerate le frequenze usate. La regolazione della corrente di assorbimento del transistor 2N708 è stata effettuata sperimentalmente, come per lo stadio precedente; la capacità ottima di accoppiamento è risultata di 100 pF.

La presa di antenna sulla bobina L dovrà essere trovata sperimentalmente. L'antenna sarà identica a quella usata per il RCV.

Il modulatore è costituito da un classico amplificatore a 2 stadi che fornisce, con un assorbimento di 45/50 mA, una potenza di circa 300 mW con i quali si modula il collettore del transistor 2N708 con una profondità dell'80%.

Il microfono è stato realizzato con un auricolare di cuffia elettromagnetica del surplus da 60 Ω (reperibile presso la ditta Paoletti di Firenze) con risultati particolarmente buoni.

Tutti i circuiti dovranno essere accuratamente accordati in modo da ottenere il massimo rendimento facendo uso di un grid-dip, misuratore di campo e oscillografo. Nell'apparecchio originale il TX è stato montato su circuito stampato autocostruito avendo cura di mantenere i collegamenti il più corto possibile.

Allo scopo di ridurre le perdite è stata evitata la commutazione di antenna anche perchè le due antenne, ricevente e trasmittente, non si disturbano fra loro.

Alimentazione. Dato il basso assorbimento richiesto, l'alimentazione a 9 V è fornita da quattro pile piatte, a due a due in parallelo, che consentono una lunga autonomia e sono facilmente reperibili, a basso prezzo, in qualsiasi località.

Montaggio. Il complesso è stato montato su due chassis metallici muniti di pannelli in alluminio, entrambi contenuti in una scatola di lamiera di ferro stagnato delle dimensioni di 28 x 9,5 x 14 cm. Il peso si aggira sui 2 chilogrammi. I risultati conseguiti sono i seguenti: nell'abitato comprensibilità totale fino a 2 km di raggio. Tra due punti a terra a distanza ottica, ricezione S_3/S_4 fino a 30 km. In volo (con TX a terra e RCV in volo) sono state effettuate comunicazioni oltre gli 80 km.

Dati non pubblicati sullo schema elettrico: $L = 4$ spire di filo nudo da 1 mm su un diametro di 7 mm con passo di 2 mm; $L_1 = 4$ spire di filo nudo da 1 mm su un diametro di 5 mm con passo di 2 mm; $L_2 = 10$ spire di filo nudo da 0,6 mm su un diametro di 4,5 mm su supporto con nucleo ferrocubo, passo 1 mm.

$T =$ trasformatore di modulazione. Nucleo 1,5 cm² di sezione. Primario spire 400; secondario spire 400, filo da 0,25 mm.

$T_1 =$ trasformatore microfonico. Nucleo 1,5 cm². Primario 100 spire; secondario 400 spire; filo da 0,25 mm.

$MK =$ auricolare come detto nel testo.

$MA =$ milliamperometro 250 mA f.s.

$CK = CK_1 = CK_2 = CK_3 = CK_4 =$ spire serrate in aria con filo smaltato da 0,2 mm su un diametro di 4 mm.

Quarzo, come detto nel testo. Le alette di raffreddamento dei transistori 2N708 dovranno essere in rame con una superficie di 20 cm².

Il condensatore C_{23} del gruppo PHILIPS PMI/A (G.B.C. Z/175) da 10 µF è stato sostituito con altro da 10 nF. (P. Soati)

0814 - Sig. Avv. L. B. Ansbacher - Milano.

D. Per l'installazione nel suo appartamento gli interesserebbe sapere se esiste sul mercato italiano un televisore di produzione nazionale od estera, il quale sia munito di un dispositivo per il comando a distanza, a mezzo cavo od in altro modo, del volume, della luminosità e del cambio di canale.

R. Su l'antenna abbiamo pubblicato diverse volte, nella rubrica Servizio TV, la descrizione di alcuni televisori i quali disponevano di un appropriato dispositivo di comando a distanza.

Attualmente il dispositivo di telecomando con cavo può dirsi superato infatti la tecnica moderna si è orientata verso il radiocomando realizzato tramite l'uso di trasmettitori e ricevitori a transistori funzionanti sulla gamma delle onde cortissime, o meglio ancora sulla gamma degli ultrasuoni.

La descrizione completa di due di questi dispositivi è stata pubblicata recentemente sul n° 11/1965 de l'antenna a pagina 492, sempre nella rubrica Servizio TV.

In tale articolo sono stati presi in esame gli apparecchi Spatial control della Voxson, tipo SC85 e SC89. Il funzionamento avviene per l'appunto sulla gamma degli ultrasuoni compresa fra 38 e 42 kHz. Il comando a distanza agisce sull'accensione, sul volume, sulla regolazione del contrasto e sul cambio di canale.

Un simile dispositivo ovviamente è applicabile anche ad un giradischi e su tale argomento potrà attingere maggiori informazioni sul mercato milanese o dalla ditta LESA Via Bergamo, 21, Milano.

(P. Soati)

0815 - Sig. Astorri S. - Lugo

D. Chiede notizia circa il funzionamento del discriminatore di fase per il controllo automatico di frequenza attualmente più usato nei televisori.

R. Per ovvie ragioni non ci è possibile trattare l'argomento su questa rubrica. Abbiamo però preso buona nota della sua richiesta e non mancheremo di illustrare prossimamente il funzionamento di tale circuito nella descrizione dei circuiti relativi ai ricevitori per televisione che pubblicheremo nella rubrica Servizio TV.

(P. Soati)

0813 - Sig. Boccardi G. - Genova

D. Ci è richiesto lo schema di un buon rice-trasmittitore a transistori per la gamma dei 144 MHz.

R. In fig. 1 pubblichiamo lo schema di un interessantissimo rice-trasmittitore, realizzato personalmente dal noto maggiore-pilota Bassi di Siena (che ringrazio sentitamente di avermelo spedito) destinato ad essere usato per comunicazioni con gli allianti sulla frequenza di 122,6 MHz, con una potenza di antenna di 0,6 W, e che può essere facilmente adattato alla gamma dilettantistica dei 144 MHz. Esso non è altro che il perfezionamento di un apparecchio simile già pubblicato su l'antenna il quale, però, è sensibilmente più costoso. La realizzazione è consigliata esclusivamente a coloro che siano in possesso di una certa esperienza in fatto di montaggi sulle onde metriche ed una discreta attrezzatura strumentale quale oscillografo, misuratore di campo, grid-dip ecc.

Ricevitore. Per costruire il ricevitore si è fatto uso dei tre complessi PHILIPS PMS/A, PMA/A e PMB/A che si possono acquistare presso la G.B.C. (Castelfranchi) con le sigle di catalogo Z/174, Z/175, Z/176 modificandoli come indichiamo, allo scopo di adattarli alla ricezione della sola gamma AM, escludendo la FM (sono state pure eliminate le onde medie, la cui ricezione però è possibile munendo il RCV di un commutatore a 4 vie 2 posizioni).

L'oscillatore locale del gruppo Z/176 è sintonizzato nella banda 98,7/118,7 MHz, di conseguenza è stato fatto oscillare sulla banda 112/135 MHz agendo unicamente sul com-

pensatore di aereo. L'oscillatore è stato spostato di 3 MHz circa, agendo sul nucleo della bobina oscillatrice. Il rivelatore a rapporto dell'amplificatore a FI, Z/175, è stato modificato come indicato in figura 2.

Dato che l'amplificatore di BF Z/174, a simmetria complementare, lavora in classe B e di conseguenza l'assorbimento di corrente è proporzionale all'intensità dei segnali ricevuti, è stato inserito sul circuito di alimentazione un milliamperometro da 250 mA f.s. che, opportunamente tarato, funziona da ottimo «S» meter e che in trasmissione consente di controllare il funzionamento del TX. L'antenna a stilo dovrà essere accordata su un quarto d'onda (circa 60-65 cm).

L'RCV, così realizzato, ha una sensibilità leggermente superiore ai 2 microvolt mentre la selettività, pur non essendo eccezionale, è ottima e più che sufficiente per le gamme usate. La stabilità è assoluta.

Nelle operazioni di collaudo sono state ricevute regolarmente le comunicazioni degli aerei di linea percorrenti le aeree Campagnano Bolsena, Giglio e Elba.

La presenza di eventuali frequenze immagini cade fuori dei canali normalmente impiegati.

Trasmittitore. Allo scopo di eliminare uno stadio duplicatore il Maggiore Basso ha fatto uso di un quarzo BTRON professionale, overtone, 5ª armonica sulla frequenza di 61,2 MHz. Quale transistor oscillatore è stato usato un 2N2714 (della Thomson Italiano), il cui costo è modesto ed il funzionamento perfetto. Tale transistor è stato regolato per un assorbimento di 30 mA a 270 mW, valori più che sufficienti per pilotare il 2° stadio.

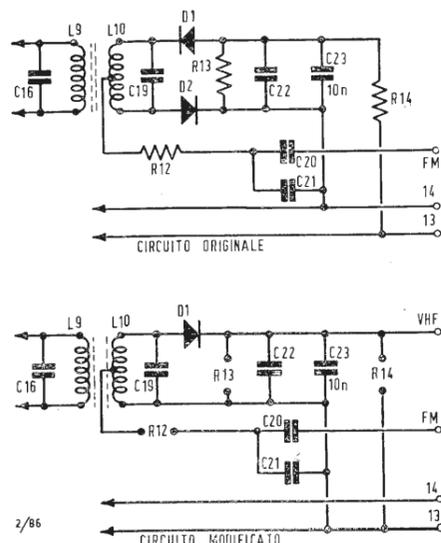
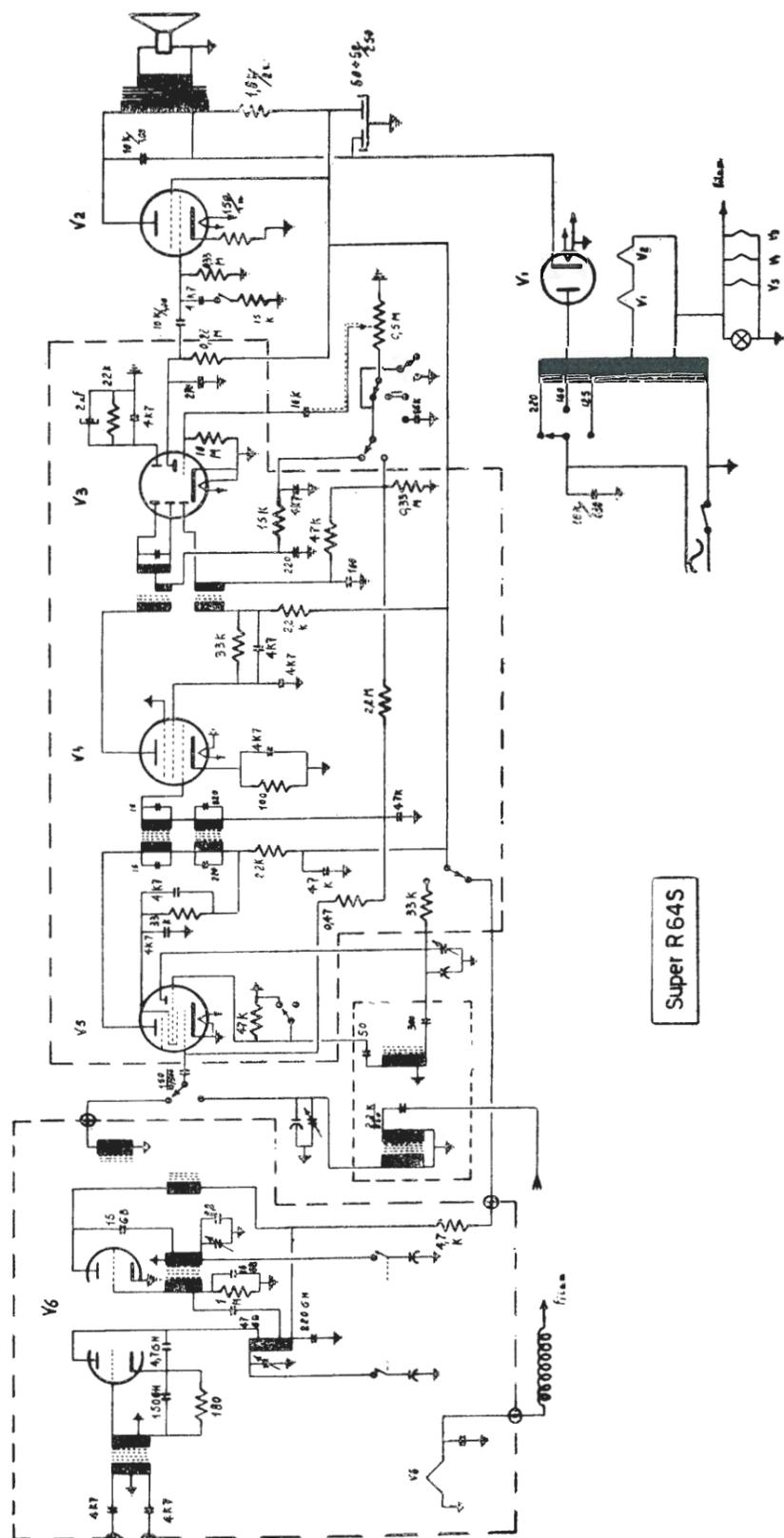


Fig. 2/0813



Fig. 3/0813

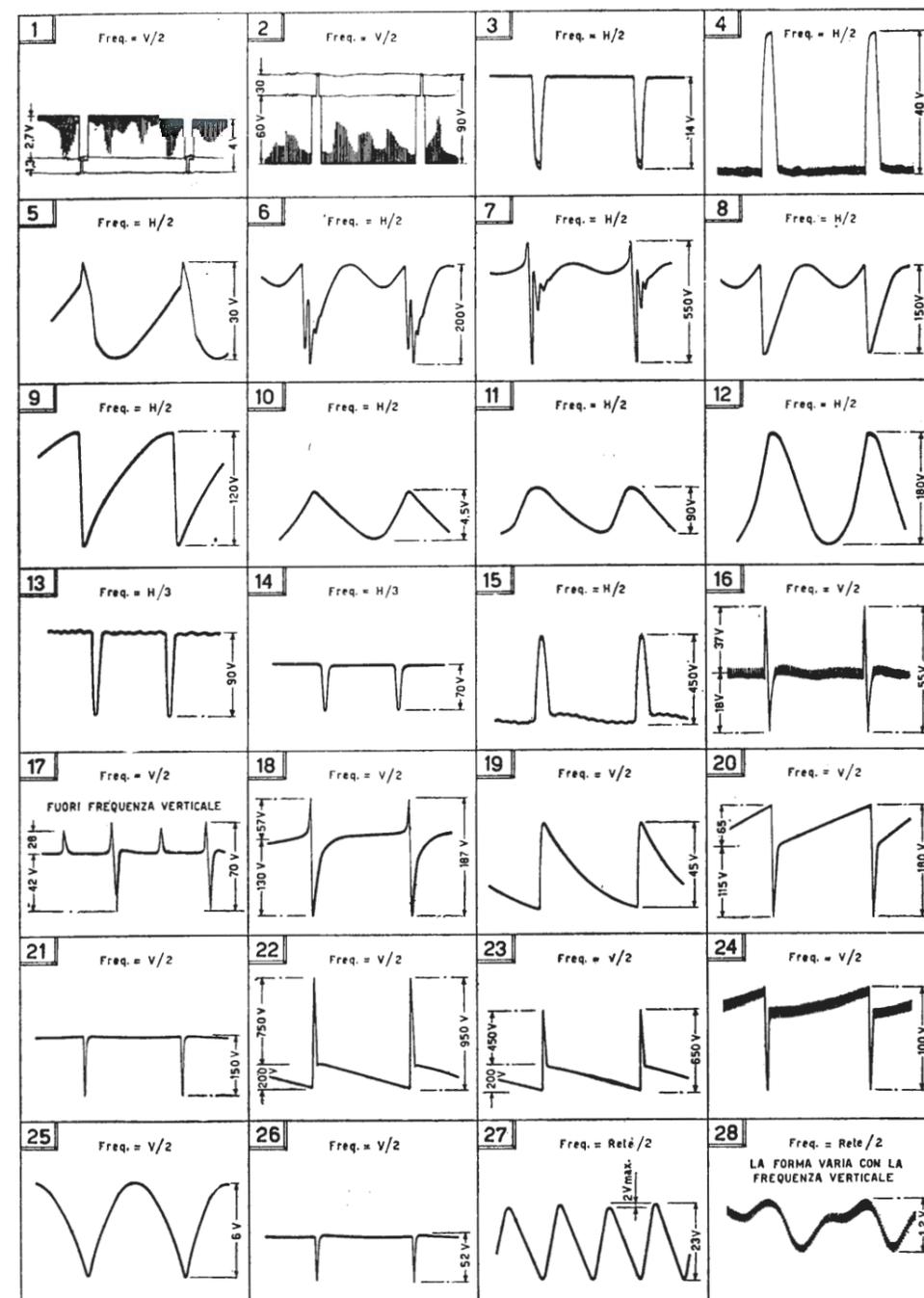


Schema elettrico del radiorecettore Trans Continents mod. PD 220 RS . NRC 320 RS

TELEVISORE GELOSO

Mod. GTV 1011 e GTV 1036

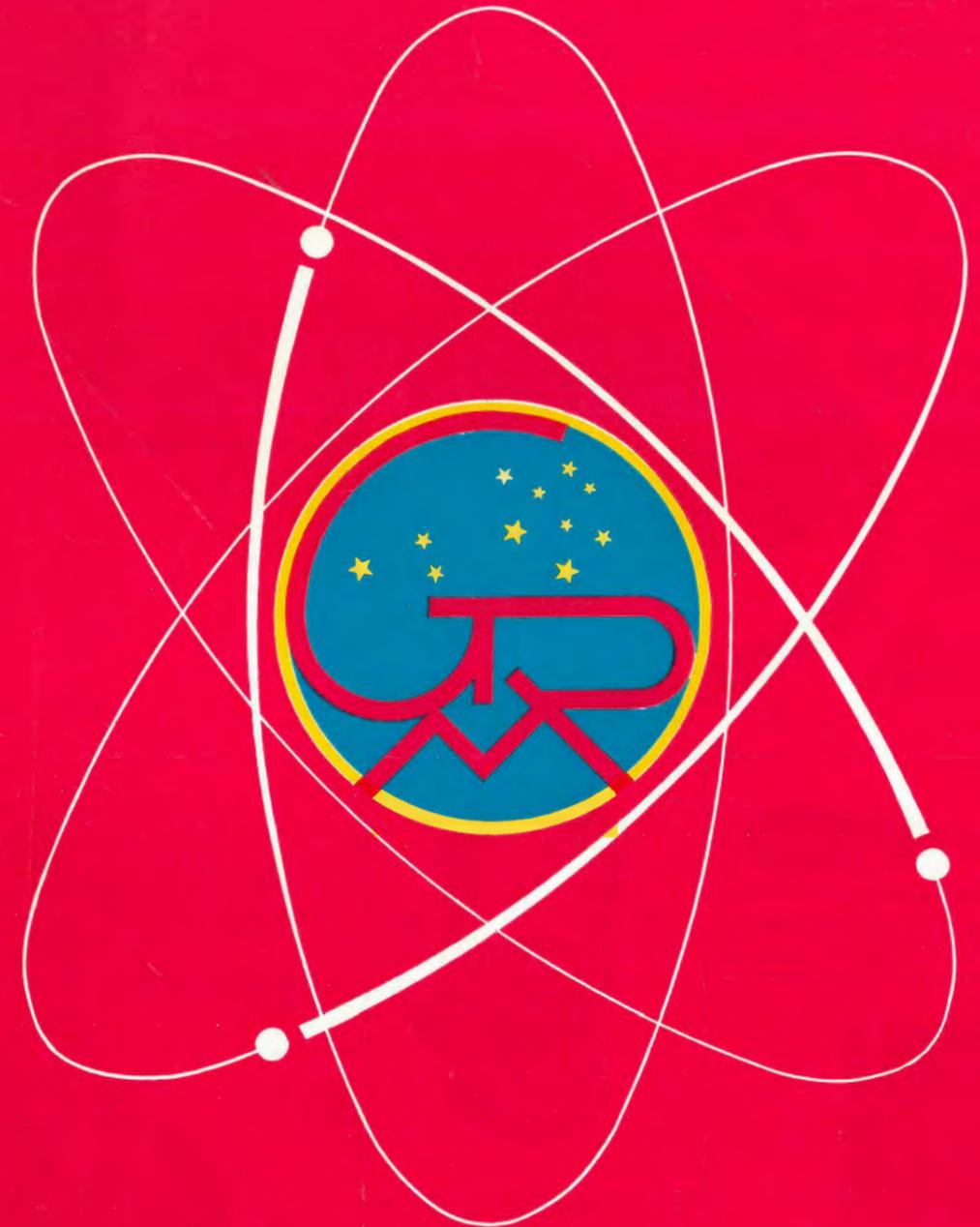
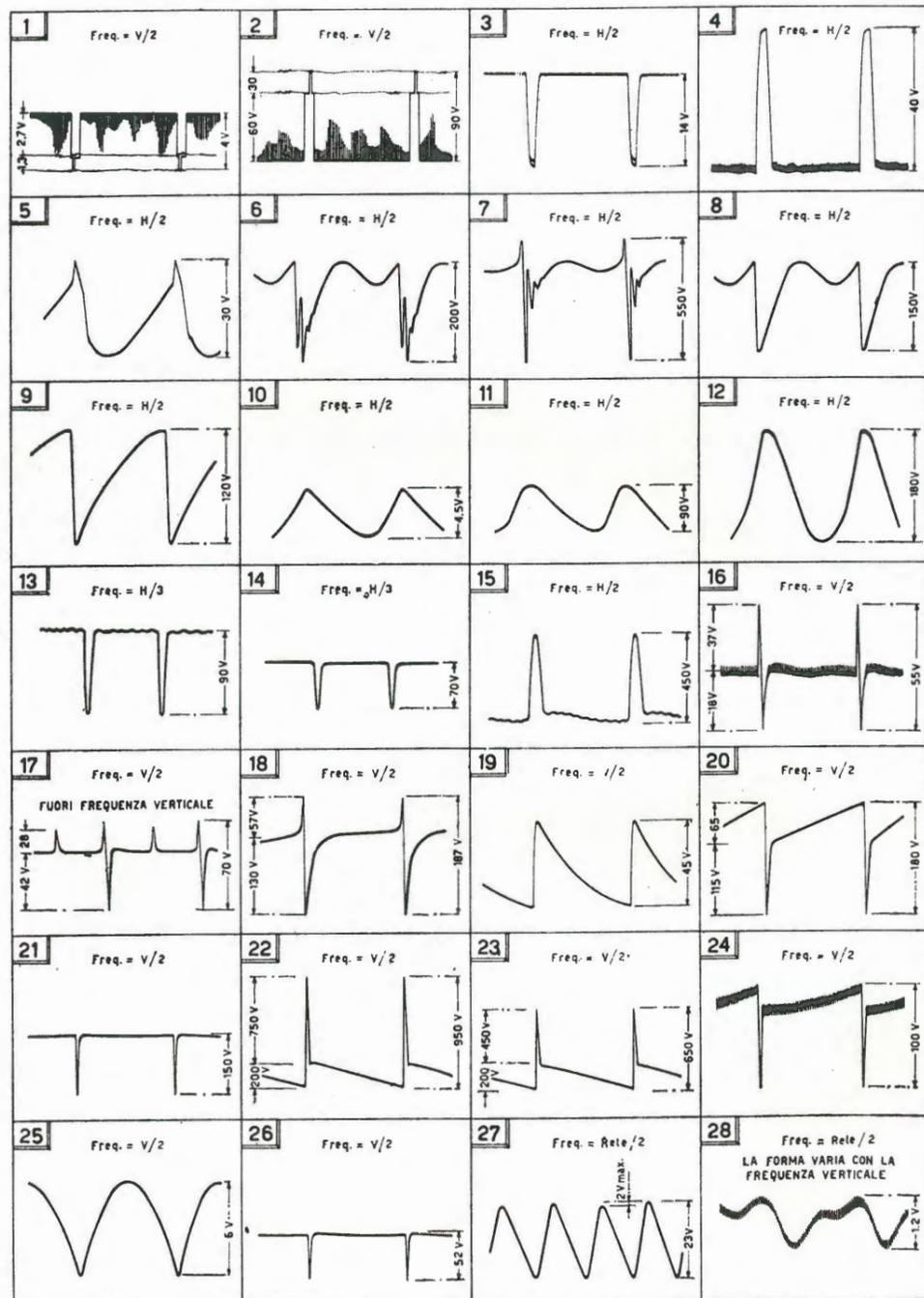
In ogni oscillogramma sono indicate la frequenza di ripetizione dell'oscilloscopio (rispettivamente la metà della frequenza di riga H, di quadro V, di rete), la tensione tra picco e picco e, in alcuni casi, anche le tensioni parziali. Gli oscillogrammi a frequenza di riga e quelli con tensione tra picco e picco superiore a 100 volt, sono rilevati con riduttore di tensione a bassa capacità 10/1.



MELCHIONI

ELETTRONICA

COMPONENTI ELETTRONICI • PARTI STACCATE • RADIO • TV



SEDE:

Via P. Colletta, 39 - MILANO

NEGOZIO:

Via Friuli, 15, Tel. 57.94 - int. 20-21 - Milano

Filiali:

BRESCIA - VARESE - MANTOVA - GENOVA - PADOVA - BOLOGNA - TORINO - TRIESTE - LESA - ROMA - FIRENZE



Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e **STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO** schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano

resistenze speciali tarate con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!**

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

- VOLTS C.C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
- VOLTS C.A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
- AMP. C.C.:** 6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP. C.A.:** 5 portate: 250 μ A - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
- OHMS:** 6 portate: Ω : 10 - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1000$ - $\Omega \times 10000$ (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- CAPACITA':** 4 portate: da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
- FREQUENZA:** 2 portate: 0 \div 500 e 0 \div 5000 Hz.
- V. USCITA:** 6 portate: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
- DECIBELS:** 5 portate: da -10 dB a +62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del Supertester 680 E con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.

Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I.C.E.

Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.

Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.

Sonda a puntale per prova temperature da -30 a +200 °C.

Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.

Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C.

Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32)

CON LA PIU' AMPIA SCALA (mm 85 x 65)

Pannello superiore interamente in CRISTAL

antiurto: **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!**

Speciale circuito elettrico Brevettato

di nostra esclusiva concezione che

unitamente ad un limitatore statico

permette allo strumento indicatore

ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

errori anche mille volte su-

periori alla portata scelta!

Strumento antiurto con speciali

sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo materiale

plastico infrangibile.

Circuito elettrico con speciale

dispositivo per la compensazione

degli errori dovuti agli sbalzi di

temperatura. **IL TESTER SENZA**

COMMUTATORI e quindi eliminazione di

guasti meccanici, di contatti imper-

fetti, e minor facilità di errori nel

passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI

PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-

TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !



I
N
S
U
P
E
R
A
B
I
L
E
!

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna

omaggio del relativo astuccio !!!

Altro Tester Mod. 60 identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 6.900 franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6

Puntale per alte tensioni Mod. 18 « I.C.E. »



Questo puntale serve per elevare la portata dei nostri TESTER 680 a 25.000 Volts c.c.

Con esso può quindi venire misurata l'alta tensione sia dei televisori, sia dei trasmettitori ecc.

Il suo prezzo netto è di Lire 2.900 franco ns. stabilimento.

Trasformatore per C.A. Mod. 616 « I.C.E. »



Per misure amperometriche in Corrente Alternata. Da adoperarsi unitamente al Tester 680 in serie al circuito da esaminare.

6 MISURE ESEGUIBILI:

250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 50 e 100 Amp. C.A.

Precisione: 2,5%. Dimensioni: 60 x 70 x 30. Peso 200 gr.

Prezzo netto Lire 3.900 franco ns. stabilimento.

Amperometro a tenaglia



MINIMO PESO: SOLO 290 GRAMMI. ANTIURTO

MINIMO INGOMBRO: mm 128x65 x 30 TASCABILE!

Amperclamp

PER MISURE SU CONDUOTTORI NUDI O ISOLATI FINO AL DIAMETRO DI mm 36 O SU BARRE FILO A mm 41x12

*6 PORTATE TUTTE CON PRECISIONE SUPERIORE AL 3 PER 100

2,5 - 10 25 - 100 250 - 500 AMPERES C.A.

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare!!

Questa pinza amperometrica va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680 oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 μ A - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: Ico (Ico) - Iebo (Ieo) Iceo - Ices - Icer - Vce sat Vbe - hFE (β) per i TRANSISTOR e V_f - I_r per i DIODI.

Minimo peso: grammi 250
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28



PREZZO netto L. 6.900!
Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento alla consegna, omaggio del relativo astuccio.