



# INFORMAZIONI TECNICHE PHILIPS

COMPONENTI PER RADIO E TV

# IL TRANSISTOR NEI CIRCUITI

Radoricevitori AM e AM/FM

Amplificatori F.I. video

Televisori

Amplificatori B.F.

Preamplificatori

Circuiti vari

# IL TRANSISTOR NEI CIRCUITI

Edizione a cura dell'ufficio  
**Documentazioni Tecniche**  
Reparto Elettronica

**Radioricevitori AM e AM/FM**

**Amplificatori F.I. video**

**Televisori**

**Amplificatori B.F.**

**Preamplificatori**

**Circuiti vari**

Non si garantisce che i circuiti descritti in questa pubblicazione siano esenti da diritti di brevetto di Terzi. La riproduzione anche parziale del contenuto della presente pubblicazione è permessa solo dietro autorizzazione scritta che dovrà essere richiesta, caso per caso, alla **Philips S.p.A. Ufficio documentazioni del Reparto Elettronica - Piazza IV Novembre, 3 - Milano.**

Edizione a cura dell'Ufficio Documentazioni Tecniche del Reparto Elettronica

Redattore responsabile: **Lodovico Cascianini**

Stampato nel "Centro Stampa" della Fabbrica Valvole Philips - Monza

Questo volume è in vendita presso la "Biblioteca tecnica Philips" - Piazza IV Novembre, 3 - Milano

## INDICE

<b>Introduzione</b>	
Generalità sui transistor	pag. 3
<b>Radoricevitori</b>	
Ricevitore a cinque transistor alimentato con 3 V	» 47
Ricevitore per onde medie a sei transistor	» 55
Ricevitore per onde medie a sette transistor	» 59
Unità premontate per ricevitore AM/FM	» 63
Sezioni di alta e media frequenza di un ricevitore OM realizzate con 2 transistor AF 121	» 69
<b>Amplificatori F.I. video</b>	
Amplificatore transistorizzato per media frequenza video	» 73
Amplificatore transistorizzato per media frequenza video con transistor al silicio	» 85
<b>Televisori</b>	
Televisore transistorizzato equipaggiato col cinescopio da 11", 90° A 28-13 W	» 93
<b>Amplificatori B.F.</b>	
Amplificatore B.F. a simmetria complementare	» 105
Amplificatore B.F. da 800 mW a simmetria complementare	» 109
Amplificatore « single ended » da 1 W con 2 x AC 128 in classe B	» 113
Amplificatore B.F. a simmetria complementare da 1,2 W	» 117
Amplificatore B.F. con stadio finale in controfase classe B equipaggiato con 2 x AC 128	» 119
Amplificatore per bassa frequenza da 2,5 W/9 V equipaggiato con transistor complementari AC 187/188	» 127
Amplificatore B.F. da 4 W	» 133
Amplificatore B.F. con potenza di uscita di 10 W equipaggiato con transistor finali complementari AD 161 e AD 162	» 137
<b>Preamplificatori</b>	
Preamplificatore con amplificatore da 25 W ad alta fedeltà	» 141
<b>Circuiti vari</b>	
Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 50 V, 2 A con protezione elettronica contro i sovraccarichi o cortocircuiti	» 149
L'elettronica negli elettrodomestici	» 153
Termometro elettronico	» 157
<b>Appendice</b>	
Studio e interpretazione delle principali curve caratteristiche dei transistor	» 163
Diodi al germanio a punta di contatto	» 181
Tecnologia dei transistor a diffusione	» 195

## AVVERTENZA

NELL'AMPLIFICATORE B.F. DESCRITTO  
A PAG. 52 AL POSTO DELLA COPPIA  
2×OC74 POTRA' ESSERE IMPIEGATA  
LA NUOVA COPPIA 2×AC 128

## GENERALITA' SUI TRANSISTOR

Il transistor è un elemento semiconduttore a tre terminali, capace di funzionare come amplificatore, come oscillatore, come interruttore elettronico, in quasi tutti quei circuiti che, prima della sua comparsa, venivano equipaggiati con valvole termoioniche. Esso può, quindi, considerarsi come l'equivalente semiconduttore del triodo a vuoto o di altri tipi di tubi con maggior numero di elettrodi. Come nel caso del diodo a cristallo, adottando diverse tecniche costruttive e seguendo diversi processi di fabbricazione, viene attualmente prodotta una vasta gamma di tipi di transistor adatti per le più diverse applicazioni. Esistono così transistor particolarmente adatti a funzionare alle alte frequenze ed altri capaci di dissipare notevoli potenze, e quindi adatti ad essere impiegati come amplificatori finali, interruttori di potenza, ecc.

Il principio di funzionamento del transistor può essere facilmente compreso se lo si considera, come d'altra parte è in realtà, formato da due diodi a cristallo aventi una zona in comune. A seconda che questa zona in comune è costituita di materiale di tipo  $n$  o di tipo  $p$ , il transistor viene detto del tipo  $p-n-p$  o  $n-p-n$ . I due tipi sono indicati

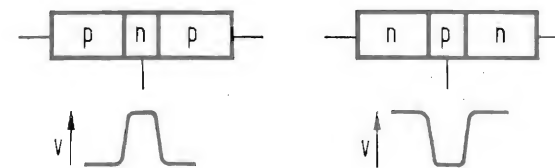


Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un transistor p-n-p (a sinistra) e di un transistor n-p-n (a destra). Sotto sono indicate le corrispondenti barriere di potenziale.

schematicamente nella parte superiore della fig. 1; mentre nella parte inferiore sono indicate le barriere di potenziale. Per quanto riguarda la differenza esistente fra i due tipi è sufficiente ricordare che la polarità della barriera di potenziale, il senso di circolazione delle correnti e le tensioni applicate durante il loro funzionamento, sono nel transistor n-p-n, di segno opposto rispetto a quelle applicate nel transistor p-n-p.

In condizioni di funzionamento normali, il *diodo base-emettitore* è polarizzato in senso diretto con una tensione di alcuni decimi di volt, e cioè, per un transistor p-n-p, il polo positivo della sorgente di alimentazione, è collegato all'emettitore ed il polo negativo alla base. Il *diodo collettore-base* viene invece polarizzato in senso inverso con una tensione generalmente dell'ordine di alcuni volt, e pertanto il collettore viene a trovarsi ad un potenziale negativo rispetto alla base [vedi fig. 2(a)].

Consideriamo ora quanto accade quando il circuito base-collettore è aperto come indicato nella fig. 2(b). Essendo il diodo base-emettitore polarizzato in senso diretto, viene abbassata la barriera di potenziale intrinseca del diodo stesso provocando uno spostamento di cariche positive dall'emettitore verso la base. Inoltre, essendo la concentrazione delle impurità più bassa nella base che nell'emettitore, soltanto un trascurabile numero



di elettroni attraverserà la giunzione nel senso base-emettitore. Quindi, la corrente totale emettitore-base ( $I_E$ ) risulta costituita quasi esclusivamente da cavità positive.

Consideriamo adesso la situazione che si viene a creare quando è chiuso il circuito collettore-base ed aperto quello base-emettitore, come illustrato nella fig. 2(c). A causa della polarizzazione inversa la barriera di potenziale intrinseca del diodo collettore-base viene alzata, e perciò, solo una debole corrente di cavità positive fluirà dalla base al collettore attraversando la giunzione del rispettivo diodo. Una corrente ancora più debole di elettroni fluirà dal collettore verso la base.

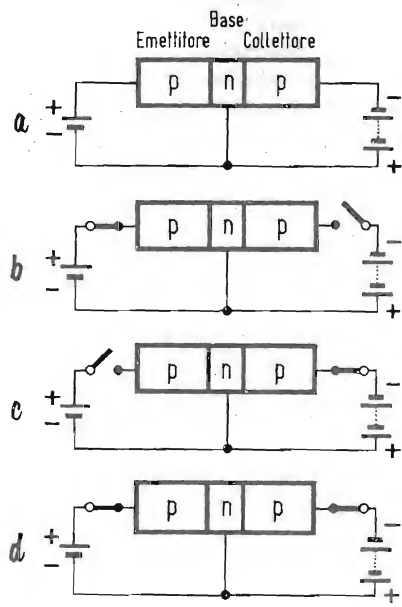


Fig. 2 - Illustrazione schematica del funzionamento del transistor.

Cerchiamo ora di combinare questi due effetti considerando chiusi simultaneamente sia il circuito del diodo emettitore-base che quello del diodo collettore-base [fig. 2(d)]. Essendo la base del transistor costituita da uno strato semiconduttore molto sottile rispetto alla distanza media che può essere percorsa dalle cavità positive provenienti dall'emettitore, la grande maggioranza di queste ultime raggiungerà la giunzione collettore-base e verrà, di conseguenza, attratta dal potenziale negativo al quale si trova il collettore stesso. La corrente che dal circuito esterno entra nella base è di piccola intensità poichè essa viene ad essere costituita essenzialmente da quel limitato numero di elettroni richiesti per rimpiazzare quelli che all'interno della base, si sono ricombinati con le cavità positive.

Si capisce, pertanto, come la corrente di collettore risulti praticamente indipendente dalla tensione inversa applicata al diodo collettore-base. Essa consiste infatti in una debole e pressochè costante *corrente di dispersione* sommata ad una componente che si può considerare praticamente quasi uguale alla corrente di emettitore. La corrente

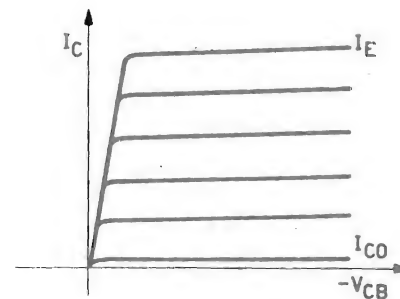


Fig. 3 - Andamento generale delle caratteristiche tensione di collettore-corrente di collettore di un transistor montato in base comune, con la corrente di emettitore come parametro.

di collettore, nella configurazione circuitale testè considerata e denominata *con base comune*, può essere espressa come segue:

$$I_C = I_{CBO} + \alpha_{FB} \cdot I_E$$

in cui  $I_C$ ,  $I_{CBO}$  ed  $I_E$  rappresentano rispettivamente la corrente di collettore totale, la corrente di dispersione del diodo collettore-base e la corrente di emettitore; il fattore  $\alpha_{FB}$  viene denominato *coefficiente di amplificazione di corrente* del transistor montato con base comune.

La famiglia di caratteristiche (tensione di collettore-corrente di collettore) di un transistor montato con base comune è riportata nella fig. 3; in essa si può rilevare come queste curve caratteristiche presentano un andamento simile a quello delle curve  $I_a = f(V_a)$  di un pentodo a vuoto.

Come nel caso del pentodo, l'impedenza di uscita del transistor risulta molto elevata. Essendo d'altro canto molto bassa l'impedenza d'ingresso, il transistor si comporta come un *amplificatore di potenza* (ricordiamo che la corrente d'ingresso in base comune  $I_B$ , è pressochè uguale alla corrente di uscita  $I_C$ ).

Tuttavia, usando particolari configurazioni circuitali, si può far funzionare il transistor come amplificatore di corrente o di tensione o come una combinazione dei due, cioè, come amplificatore di potenza.

Come è già stato detto, il funzionamento di un transistor n-p-n è del tutto simile a quello di un transistor p-n-p; solo le tensioni applicate ed il senso delle correnti risultano per i due tipi rispettivamente di polarità e di senso opposto. Tenuto presente ciò è possibile impiegare due tipi diversi di transistor nello stesso circuito. La combinazione

di un transistor n-p-n ed uno p-n-p presenta particolari vantaggi in alcune applicazioni, e particolarmente, nei circuiti dei calcolatori elettronici, negli stadi finali a simmetria complementare, ecc.

### CIRCUITI FONDAMENTALI DEL TRANSISTOR

Le proprietà elettriche del transistor sono in stretta relazione e dipendenza dalle condizioni in cui esso viene utilizzato.

Le configurazioni circuitali in cui il transistor può essere fatto funzionare sono tre e vengono comunemente denominate: *con emettitore comune* (o a massa), *con base comune* e *con collettore comune*, a seconda dell'elettrodo (rispettivamente l'emettitore, la base o il collettore) comune contemporaneamente al circuito d'ingresso e di uscita.

I tre circuiti fondamentali sono illustrati in fig. 4, nella quale per maggior chiarezza sono state omesse sia le tensioni di alimentazione che i componenti relativi alle reti di polarizzazione. Come è indicato nella didascalia della figura, a ciascuna configurazione circuitali sono strettamente legati il guadagno e le impedenze di ingresso e di uscita del transistor.

Nelle applicazioni a bassa frequenza, il circuito più usato è quello con emettitore comune, in quanto esso è l'unico che consente di ottenere un guadagno buono sia in tensione che in corrente, e quindi un guadagno in potenza che è il maggiore fra quelli conseguibili nei tre tipi di montaggio.

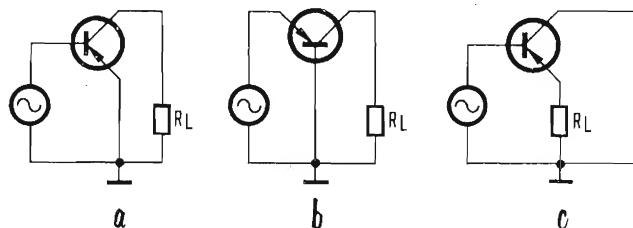


Fig. 4 - Circuiti fondamentali nei quali il transistor è montato con emettitore comune, base comune, collettore comune rispettivamente ai circuiti di ingresso e di uscita. (Le tensioni di polarizzazione sono omesse per chiarezza).

#### EMETTITORE COMUNE

Bassa impedenza d'ingresso  
Alta impedenza d'uscita  
Alto guadagno sia di corrente che di tensione  
Elevato guadagno di potenza.

#### BASE COMUNE

Impedenza d'ingresso molto bassa  
Impedenza di uscita molto alta  
Guadagno di corrente pressoché unitario  
Guadagno di tensione molto alto  
Guadagno di potenza medio.

#### COLLETTORE COMUNE

Impedenza d'ingresso molto alta  
Impedenza di uscita molto bassa  
Guadagno di corrente alto  
Guadagno di tensione unitario  
Guadagno di potenza basso.

Il circuito con base comune, che ha un guadagno inferiore viene a volte usato con vantaggio nelle applicazioni per alta frequenza. Il circuito con collettore comune viene essenzialmente usato come trasformatore d'impedenza e, più raramente, in alcuni stadi di uscita.

### CIRCUITI EQUIVALENTI

Il funzionamento del transistor come amplificatore di piccoli segnali può essere studiato applicando la teoria dei quadripoli ad uno dei diversi circuiti equivalenti che sono stati ideati in funzione del particolare tipo di applicazione cui il transistor può essere destinato. Descriveremo qui di seguito alcuni di questi circuiti.

### IL CIRCUITO A $\pi$

Questa particolare rappresentazione del transistor si presta in modo particolare per studiare il comportamento negli amplificatori a larga banda in quanto i diversi parametri del circuito si possono considerare per un largo intervallo di frequenza indipendenti da quest'ultima. Il circuito equivalente a  $\pi$  del transistor montato con base comune è indicato in fig. 5(a).

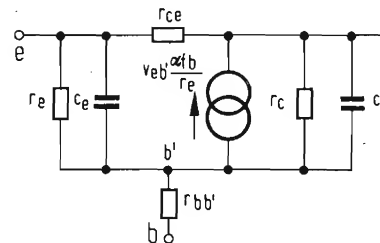


Fig. 5 (a) - Base comune.

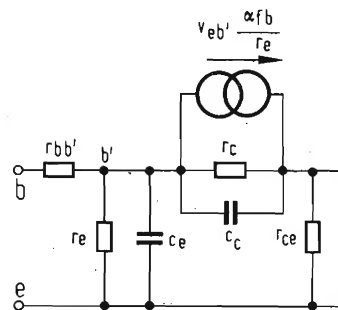


Fig. 5 (b) - Circuito ridisegnato per la configurazione ad emettitore comune.

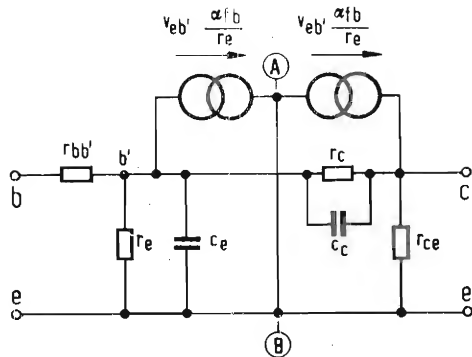


Fig. 5 (c) - Due sorgenti di corrente in serie danno la stessa corrente di una sorgente sola. Il punto A può quindi essere connesso al punto B, poichè in AB non scorrerà corrente.

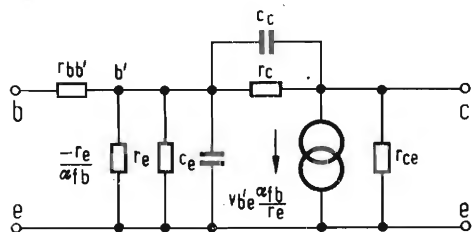


Fig. 5 (d) - La sorgente di corrente di sinistra

$$V_{eb'} \frac{\alpha f_b}{r_e} = -V_{b'e} \frac{\alpha f_b}{r_e}$$

può essere sostituita dalla resistenza  $-r_e/\alpha f_b$  connessa tra b' ed e.

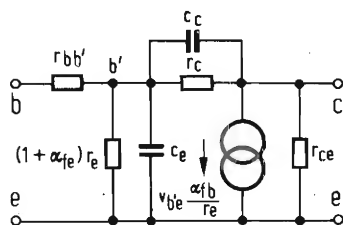


Fig. 5 (e) - Emittitore comune.  $r_e$  in parallelo con  $-r_e/\alpha f_b$  fornisce  $r_e/(1-\alpha f_b) = (1 + \alpha f_e) r_e$ .

Fig. 5 - Derivazione del circuito a  $\pi$  per la configurazione ad emittitore comune dal circuito a base comune.

Il circuito equivalente al montaggio con emittitore comune si può dedurre dalla stessa figura 5(a) mediante le successive trasformazioni illustrate nelle varie figure che seguono, e cioè dalla fig. 5(b) alla 5(e).

L'impedenza d'ingresso, come abbiamo già visto, è costituita da una resistenza e da un condensatore in parallelo. Il suo valore diminuisce pertanto all'aumentare della frequenza e quindi con tensione d'ingresso costante, si ha un aumento della corrente di base entrante, mentre rimane invariata la corrente in uscita. Il guadagno di corrente diminuisce quindi all'aumentare della frequenza del segnale. In relazione a questo fenomeno si definisce *frequenza di taglio* quella frequenza a cui il guadagno di corrente ( $\alpha_{fb}$  e  $\alpha_{fe}$ , rispettivamente per il montaggio con base e con emittitore comune) diminuisce di 3 dB, e cioè si è attenuato del rapporto  $1/\sqrt{2}$  rispetto al valore assunto alle frequenze molto basse. La frequenza di taglio viene generalmente indicata col simbolo  $f_{ab}$  o  $f_{ac}$  a seconda del tipo di montaggio a cui si riferisce.

Come appare illustrato nella fig. 5(e), la resistenza di ingresso nel montaggio con emittitore comune è data da  $(1 + \alpha_{fe})r_e$  e pertanto la corrispondente frequenza di taglio  $f_{ac}$ , che è inversamente proporzionale al prodotto della resistenza e della capacità d'ingresso, risulta diminuita rispetto a  $f_{ab}$  nel rapporto  $(1 + \alpha_{fe})$ , cioè:

$$f_{ab} = (1 + \alpha_{fe}) f_{ac}$$

#### IL CIRCUITO A T

Il circuito equivalente a T può essere derivato da quello a  $\pi$  omettendo le capacità, il che è ammissibile per segnali a bassa frequenza. Il circuito equivalente a T (vedi figura 6) è quindi valido solo per le applicazioni in bassa frequenza. Questo circuito può anche essere derivato rappresentando il transistor come l'insieme di due diodi, considerando cioè il diodo base-emittore polarizzato in senso diretto ed il diodo

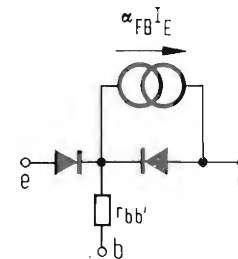


Fig. 6 - Rappresentazione del transistor come l'insieme di due diodi, di un generatore di corrente e di una resistenza.

base-collettore polarizzato in senso inverso. Il processo di diffusione per cui la corrente di « buchi » dell'emittore raggiunge il collettore, è rappresentato da un generatore di corrente ( $\alpha_{FB}I_E$ ) connesso ai capi del diodo base-collettore, e la resistenza interna del materiale costituente la base, dalla resistenza  $r_{bb'}$ . Questo circuito a due diodi è rappresentato in figura 6.

Se ora, oltre alle tensioni continue di polarizzazione si applica all'ingresso un segnale alternato, è evidente dalla caratteristica del diodo riprodotta in figura 7 che, per piccoli segnali, ciascun diodo può essere sostituito dalla resistenza differenziale corrispondente al suo punto di lavoro determinato dalla polarizzazione applicata. Si ottiene così la forma semplice del circuito a T di figura 8. Il generatore di corrente  $\alpha_{fb} i_e$  in parallelo con la resistenza  $r_c$  può essere sostituito da un generatore di tensione in serie con  $r_c$ . Se questa tensione si esprime in funzione della corrente d'ingresso, cioè  $i_e \cdot r_m$  per la

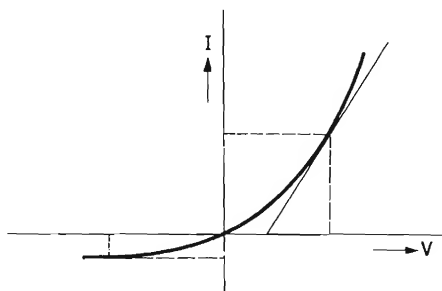


Fig. 7 - Caratteristica del diodo che mostra i punti di lavoro per polarizzazione diretta ed inversa.

configurazione ad emettitore comune oppure  $i_b \cdot r_m$  per la configurazione a base comune, i circuiti equivalenti per le due configurazioni saranno quelli rappresentati nelle figure 9 e 10.

Qui  $r_b$ ,  $r_e$  ed  $r_c$  sono le resistenze interne equivalenti rispettivamente della base, dell'emettitore e del collettore, ed  $r_m$  è la resistenza di trasferimento, uguale numericamente ad  $\alpha_{fb} r_e$ . I valori di tutte queste resistenze sono costanti per un dato punto di lavoro, cioè per date condizioni di polarizzazione.

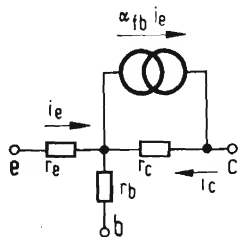


Fig. 8 - Circuito a T, in cui i due diodi sono rimpiazzati dalle resistenze differenziali.

Nella configurazione a base comune, il guadagno di corrente è:

$$\alpha_{fb} = \frac{-i_c}{i_e} = \frac{r_m + r_b}{r_c + r_b}$$

ovvero, poichè  $r_b$  è molto piccola rispetto ad  $r_m$  ed  $r_c$ ,

$$\alpha_{fb} \approx \frac{r_m}{r_c}$$

Analogamente, nella configurazione ad emettitore comune, il guadagno di corrente è:

$$\alpha_{fc} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{r_m - r_e}{r_c - r_m + r_e}$$

ovvero, poichè  $r_e$  è piccola rispetto ad  $r_m$  o  $(r_c - r_m)$

$$\alpha_{fc} \approx \frac{r_m}{r_c - r_m}$$

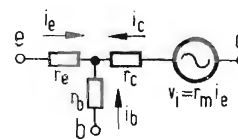


Fig. 9 - Circuito equivalente a T per un transistor nella configurazione a base comune.

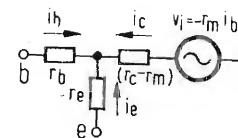


Fig. 10 - Circuito equivalente a T per un transistor nella configurazione ad emettitore comune.

## PARAMETRI CARATTERISTICI DEI TRANSISTOR

Le proprietà elettriche dei transistor possono anche essere rappresentate sotto forma di quantità numeriche, dette parametri, le quali indicano le relazioni esistenti tra le tensioni e le correnti all'ingresso e all'uscita.

Verranno ora descritti alcuni dei sistemi di parametri più usati.

### PARAMETRI Y

Il sistema dei parametri Y è basato sul fatto che nei circuiti a corrente alternata la relazione tra corrente e tensione è  $i = v/Z$ , dove Z è l'impedenza, oppure  $i = vY$  dove Y è l'ammettenza. Come dice il loro nome, i parametri Y sono quindi una serie di coefficienti che rappresentano delle ammettenze in certe determinate condizioni. In una rete a tre terminali, come quella di figura 11, ciascuna delle tre correnti:  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  è una

funzione di tutte e tre le tensioni  $v_1, v_2, v_3$ , essendo la correlazione tra di loro lineare, almeno in prima approssimazione, cosicchè in ciascun caso i coefficienti sono ammettenze. Queste ammettenze possono essere indicate da simboli della forma  $Y_{ab}$ , in cui  $a$  si rife-

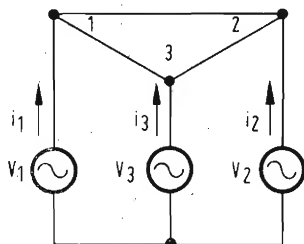


Fig. 11 - Rappresentazione schematica di una rete a tre terminali.

risce alla corrente e  $b$  alla tensione considerata. Nella rete di figura 11 le tre correnti saranno:

$$\begin{aligned} i_1 &= Y_{11}v_1 + Y_{12}v_2 + Y_{13}v_3 \\ i_2 &= Y_{21}v_1 + Y_{22}v_2 + Y_{23}v_3 \\ i_3 &= Y_{31}v_1 + Y_{32}v_2 + Y_{33}v_3 \end{aligned}$$

o più semplicemente,

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix}$$

La parentesi che contiene i terminali  $Y$  è denominata *matrice* dei coefficienti. E' chiaro allora che la risposta elettrica del sistema è determinata dalla matrice dei coefficienti, poichè queste ammettenze sono proprietà del sistema. E' per questo che esse sono chiamate parametri.

Se si considera ora un transistor come un elemento a tre terminali, si vede che ciascuna delle configurazioni del circuito (emettitore comune, base comune o collettore comune) corrisponde alla messa a massa di uno degli elettrodi 1, 2 o 3 dell'elemento, rendendo così uguale a zero la tensione corrispondente,  $v_1, v_2$  o  $v_3$ . Per esempio, se l'elettrodo 1 rappresenta l'emettitore, il 2 il collettore ed il 3 la base,  $v_1$  è zero nella configurazione ad emettitore comune,  $v_2$  è zero nella configurazione a collettore comune, e  $v_3$  è zero nella configurazione a base comune.

I valori delle correnti nei due rimanenti elettrodi sono le seguenti nei tre casi:

emettitore comune	base comune	collettore comune
$i_2 = Y_{22}v_2 + Y_{23}v_3$	$i_1 = Y_{11}v_1 + Y_{12}v_2$	$i_1 = Y_{11}v_1 + Y_{13}v_3$
$i_3 = Y_{32}v_2 + Y_{33}v_3$	$i_2 = Y_{21}v_1 + Y_{22}v_2$	$i_3 = Y_{31}v_1 + Y_{33}v_3$

La matrice dei coefficienti per il circuito fondamentale a tre terminali e per le tre configurazioni circuitali del transistor è la seguente:

circuito fondamentale	emettitore comune	base comune	collettore comune
$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & Y_{22} & Y_{23} \\ \bullet & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \bullet \\ Y_{21} & Y_{22} & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Y_{11} & \bullet & Y_{13} \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ Y_{31} & \bullet & Y_{33} \end{pmatrix}$

Si vede quindi che per ciascuna delle configurazioni del circuito si può usare una differente combinazione dei parametri, la cui correlazione si può trovare da un ulteriore esame della matrice dei coefficienti  $Y$  per il circuito fondamentale a tre terminali. Applicando la legge di Kirchhoff ( $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ ), risulta che la somma di ciascuna delle colonne verticali della matrice è zero, indipendentemente dai valori delle tensioni relative, cioè:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} + Y_{21} + Y_{31} &= 0 \\ Y_{12} + Y_{22} + Y_{32} &= 0 \\ Y_{13} + Y_{23} + Y_{33} &= 0 \end{aligned} \right\} \text{I}^a \text{ regola}$$

Inoltre poichè le tensioni sono tutte riferite ad uno stesso livello, non specificato, i valori delle correnti alternate  $i_1, i_2$  ed  $i_3$  non varieranno se questo livello cresce, cioè se ciascuna delle tensioni  $v_1, v_2$  e  $v_3$  cresce della stessa quantità. Da questo segue che la somma delle righe orizzontali della matrice è zero, cioè:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} + Y_{12} + Y_{13} &= 0 \\ Y_{21} + Y_{22} + Y_{23} &= 0 \\ Y_{31} + Y_{32} + Y_{33} &= 0 \end{aligned} \right\} \text{II}^a \text{ regola}$$

Da queste due regole segue che se si conoscono quattro dei coefficienti, si possono calcolare i rimanenti.

Per esempio, se si conoscono i coefficienti per la configurazione ad emettitore comune, la matrice per il circuito a tre terminali può essere completata, cosicchè si vengono a conoscere i coefficienti per le rimanenti configurazioni.

Bisogna notare che la scelta fatta prima, per cui l'elettrodo 1 è l'emettitore, il 2 la base e il 3 il collettore, è del tutto arbitraria. Se la base fosse chiamata 1, il collettore 2 e l'emettitore 3, la matrice per la configurazione con emettitore a massa sarebbe:

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

Si usa generalmente indicare col numero 3 l'elettrodo che è a massa, ed aggiungere a ciascun parametro un altro indice che denomina l'elettrodo a massa, per esempio  $Y_{11e}, Y_{11b}, Y_{11c}, Y_{12e},$  e così via. Così quando si conoscono i parametri  $Y_{11e}, Y_{12e}, Y_{21e}, Y_{22e},$  relativi alla configurazione con emettitore comune (che sono identici a quelli che abbiamo chiamato  $Y_{22}, Y_{23}, Y_{32}, Y_{33}$  secondo la scelta fatta per gli elettrodi), si possono calcolare, mediante le regole I<sup>a</sup> e II<sup>a</sup>, i parametri per la configurazione con base comune, che saranno:

$$\begin{aligned} Y_{22b} &= Y_{22} = Y_{11e} \\ Y_{21b} &= -(Y_{22} + Y_{23}) = -(Y_{11e} + Y_{12e}) \\ Y_{12b} &= -(Y_{22} + Y_{32}) = -(Y_{11e} + Y_{21e}) \\ Y_{11b} &= -(Y_{12} + Y_{13}) = +(Y_{22} + Y_{32}) + (Y_{23} + Y_{33}) = \\ &= Y_{11e} + Y_{12e} + Y_{21e} + Y_{22e} \end{aligned}$$

Inoltre il transistor può essere considerato matematicamente come un quadripolo in cui l'elettrodo a massa sia comune sia all'ingresso che all'uscita, come è indicato in figura 12. Le correnti all'ingresso e all'uscita possono essere espresse in termini di tensioni ed ammettenze come segue:

$$\begin{aligned} i_i &= Y_i v_i + Y_r v_o \\ i_o &= Y_f v_i + Y_o v_o \end{aligned}$$

dove gli indici hanno il seguente significato:

i = ingresso

o = uscita

f = trasferimento in senso diretto

r = trasferimento in senso inverso

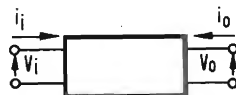


Fig. 12 - Rappresentazione convenzionale di una rete a quattro terminali.

Si può anche scrivere:

$$\begin{aligned} i_1 &= Y_{11} v_1 + Y_{12} v_2 \\ i_2 &= Y_{21} v_1 + Y_{22} v_2 \end{aligned}$$

Allora,  $Y_i = Y_{11}$ ;  $Y_r = Y_{12}$ ;  $Y_f = Y_{21}$ ;  $Y_o = Y_{22}$ , saranno gli stessi parametri usati per il circuito a tre terminali. Si usa indicare l'elettrodo comune con un secondo indice cosicché, per esempio, per la configurazione ad emettitore comune, i coefficienti saranno  $Y_{11e} = Y_{11c}$ ;  $Y_{re} = Y_{12c}$ ;  $Y_{fe} = Y_{21c}$ ;  $Y_{oe} = Y_{22c}$ .

Il circuito equivalente a quattro terminali corrispondente è quello di figura 13. Bisogna ancora notare che in generale le ammettenze sono quantità complesse, formate dalla connessione in parallelo di una conduttanza  $g$  ed una suscettanza  $B$  (cioè di una resistenza e di un condensatore).

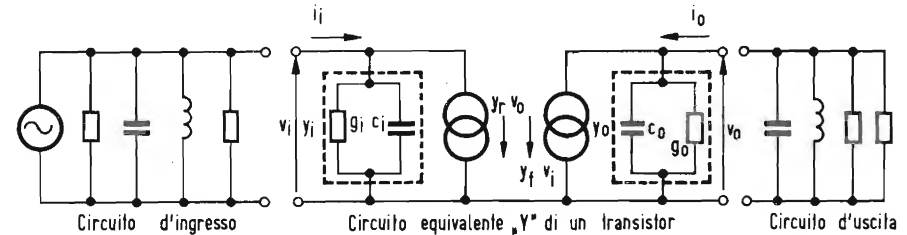


Fig. 13 - Circuito equivalente Y di un transistor (con circuiti accordati all'ingresso e all'uscita).

L'uso del sistema dei parametri Y è particolarmente utile quando si consideri il transistor funzionante a frequenze alte, per esempio, in amplificatori selettivi dove sia l'ingresso che l'uscita sono collegati a circuiti accordati cosicché le ammettenze si sommano.

#### PARAMETRI h

Un altro sistema di parametri che può essere usato per descrivere il funzionamento del transistor è il sistema dei parametri h o « ibridi », chiamati così poichè non hanno tutti le stesse dimensioni. Essi sono basati sulle seguenti relazioni:

$$\begin{cases} v_1 = h_i i_1 + h_r v_2 \\ i_2 = h_f i_1 + h_o v_2 \end{cases} \quad \text{oppure} \quad \begin{cases} v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{cases}$$

Gli indici hanno lo stesso significato che avevano nel sistema dei parametri Y. I parametri h sono usati principalmente nelle applicazioni in bassa frequenza, come negli amplificatori audio, per i quali è generalmente adottata la configurazione ad emettitore comune, che dà il maggior guadagno di potenza. Il transistor lavora quindi con un'alta impedenza della sorgente del segnale, e con una impedenza del carico bassa. In questo caso i parametri h hanno i seguenti significati fisici:

$h_{11}$  (od  $h_i$ ): rappresenta l'impedenza d'ingresso in ohm, con la condizione di una bassa impedenza di carico, che si avvicina alla condizione di uscita in corto circuito per le correnti alternate (cioè  $v_2 = 0$ ).

$h_{21}$  (od  $h_f$ ): è il trasferimento di corrente in senso diretto (guadagno di corrente) con la stessa condizione.

$h_{22}$  (od  $h_o$ ): è l'ammettenza d'uscita espressa in siemens, con la condizione di alta impedenza d'ingresso, che si avvicina alla condizione d'ingresso aperto per le correnti alternate.

$h_{12}$  (od  $h_r$ ): è il trasferimento in senso inverso di tensione, cioè il reciproco del guadagno di tensione, nelle stesse condizioni.

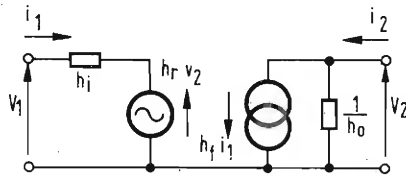


Fig. 14 - Circuito equivalente h di un transistor (configurazione ed emettitore comune).

Come con i parametri Y, si può usare una combinazione diversa dei parametri h per ciascuna configurazione del circuito, e per questo si introduce un altro indice, per esempio e per la configurazione ad emettitore comune, b per quella a base comune e c per quella a collettore comune.

Il circuito equivalente del transistor per la configurazione con emettitore comune diventa in questo caso quello della figura 14.

#### PARAMETRI a

Per circuiti in cascata è più conveniente l'uso dei parametri a, che sono basati sulle seguenti relazioni:

$$\begin{cases} v_1 = a_{11}v_2 + a_{12}(-i_2) \\ i_1 = a_{21}v_2 + a_{22}(-i_2) \end{cases} \text{ oppure } \begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

Il vantaggio del sistema di parametri a è quello di rendere immediatamente evidente la relazione esistente tra ingresso ed uscita e quindi si può facilmente calcolare l'uscita di più stadi in cascata, moltiplicando le matrici dei coefficienti.

#### CONVERSIONE E RELAZIONE TRA I VARI SISTEMI DI PARAMETRI

Tutti i parametri sono indicati sui dati pubblicati dai fabbricanti di transistor, per certe condizioni di polarizzazione, frequenza e temperatura. Per altre condizioni, questi parametri possono essere convertiti con l'aiuto di grafici, anch'essi pubblicati, del tipo di quelli di figura 15. I differenti sistemi di coefficiente sono ovviamente legati tra di

loro e ciascuno può essere espresso in termini degli altri in modo semplice. La conversione, nel caso dei parametri Y, h ed a, può essere eseguita con la tabella seguente:

	Y		h		a	
Y	$Y_{11}$	$Y_{12}$	$\frac{1}{h_{11}}$	$-\frac{h_{12}}{h_{11}}$	$\frac{a_{22}}{a_{12}}$	$-\frac{\Delta a}{a_{12}}$
	$Y_{21}$	$Y_{22}$	$\frac{h_{21}}{h_{11}}$	$\frac{\Delta h}{h_{11}}$	$-\frac{1}{a_{12}}$	$\frac{a_{11}}{a_{12}}$
	$Y_{11}$	$Y_{12}$	$h_{11}$	$h_{12}$	$\frac{a_{12}}{a_{22}}$	$\frac{\Delta a}{a_{22}}$
	$Y_{21}$	$Y_{22}$	$h_{21}$	$h_{22}$	$-\frac{1}{a_{22}}$	$\frac{a_{21}}{a_{22}}$
h	$Y_{11}$	$Y_{12}$	$h_{11}$	$h_{12}$	$\frac{a_{12}}{a_{22}}$	$\frac{\Delta a}{a_{22}}$
	$Y_{21}$	$Y_{22}$	$h_{21}$	$h_{22}$	$-\frac{1}{a_{22}}$	$\frac{a_{21}}{a_{22}}$
	$Y_{11}$	$Y_{12}$	$h_{11}$	$h_{12}$	$\frac{a_{12}}{a_{22}}$	$\frac{\Delta a}{a_{22}}$
	$Y_{21}$	$Y_{22}$	$h_{21}$	$h_{22}$	$-\frac{1}{a_{22}}$	$\frac{a_{21}}{a_{22}}$
a	$Y_{11}$	$Y_{12}$	$h_{11}$	$h_{12}$	$\frac{a_{12}}{a_{22}}$	$\frac{\Delta a}{a_{22}}$
	$Y_{21}$	$Y_{22}$	$h_{21}$	$h_{22}$	$-\frac{1}{a_{22}}$	$\frac{a_{21}}{a_{22}}$
	$Y_{11}$	$Y_{12}$	$h_{11}$	$h_{12}$	$\frac{a_{12}}{a_{22}}$	$\frac{\Delta a}{a_{22}}$
	$Y_{21}$	$Y_{22}$	$h_{21}$	$h_{22}$	$-\frac{1}{a_{22}}$	$\frac{a_{21}}{a_{22}}$

In questa tabella:

$$\Delta Y = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21} \quad \Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} \quad \Delta a = a_{11} a_{22} - a_{12} a_{21}$$

Questa tabella permette anche il calcolo dei coefficienti per altre configurazioni quando siano noti quelli di una. Per esempio, se si conoscono i parametri h per la configurazione con base comune, questi parametri,  $h_{11b}$ ,  $h_{12b}$ , ecc., dapprima si esprimono in termini di parametri Y per base a massa  $Y_{11b}$ ,  $Y_{12b}$ , ecc. Essi permettono di completare la matrice Y per il circuito a tre terminali, come è stato spiegato a pag. 123 e seg., e da quest'ultima si possono ottenere i parametri per le altre configurazioni. Questi possono allora essere convertiti nei parametri h desiderati. Le relazioni tra i parametri h e le quantità relative al circuito a T, per le tre configurazioni sono date dalla seguente tabella:

Base comune	Emettitore comune	Collettore comune
$h_{11b} = r_e + (1 - \alpha_{fb}) r_b$	$h_{11e} = (1 + \alpha_{fe}) h_{11b}$	$-h_{11c} = h_{11e}$
$h_{21b} = \alpha_{fb} = \frac{\alpha_{fe}}{1 + \alpha_{fe}}$	$h_{21e} = \alpha_{fe}$	$-h_{21c} = 1 + h_{21e}$
$h_{22b} = 1/r_c$	$h_{22e} = (1 + \alpha_{fe}) h_{22b}$	$h_{22c} = h_{22e}$
$h_{12b} = r_b/r_c$	$h_{12e} = r_e (1 + \alpha_{fe}) h_{22b}$	$h_{12c} = 1/(1 + h_{12e})$

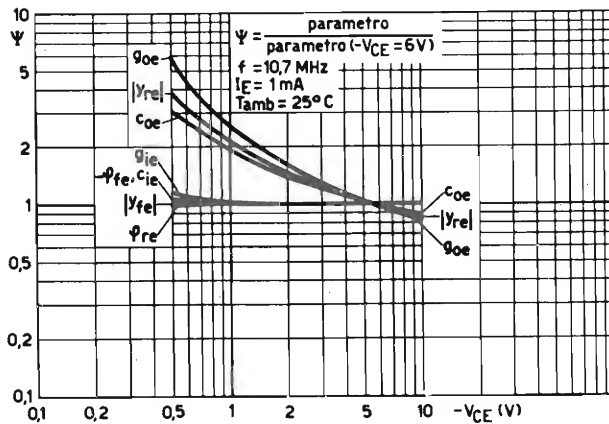
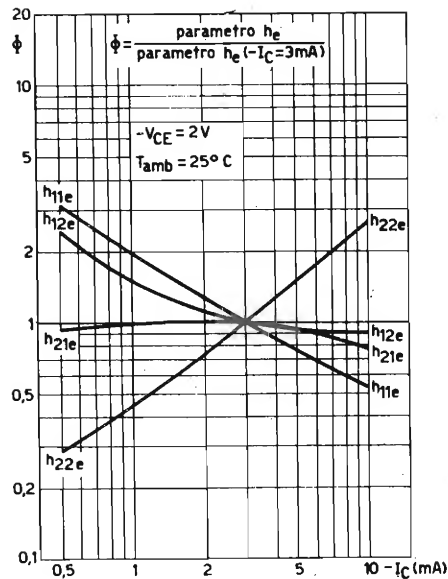


Fig. 15 - Esempi grafici di conversione che danno i valori dei parametri per diverse condizioni di polarizzazione.

Bisogna infine notare che finora le correnti sono state considerate sempre entranti nel transistor, come è indicato in figura 16(a). In questo caso si ha che  $i_e + i_c + i_b = 0$ . Il fattore di amplificazione di corrente è allora  $\alpha_{fb} = -i_c/i_e$  (base comune) oppure  $\alpha_{fe} = i_c/i_b$  (emettitore comune). Talvolta il simbolo  $\alpha_{fe}$  è sostituito da  $\alpha'$  o da  $\beta$ , ed

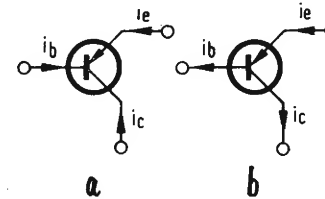


Fig. 16 - Convenzioni per il senso delle correnti in un transistor p-n-p.

$\alpha_{fb}$  da  $\alpha$ . In alcuni circuiti i sensi delle correnti sono presi come indicato in figura 16(b), nel qual caso  $i_c = i_e + i_b$ ,  $\alpha_{fb} = i_c/i_e$  ed  $\alpha_{fe} = i_c/i_b$ .

In entrambi i casi valgono le seguenti relazioni:

$$\alpha_{fb} = \frac{\alpha_{fe}}{1 + \alpha_{fe}}; \quad \alpha_{fe} = \frac{\alpha_{fb}}{1 - \alpha_{fb}}; \quad 1 + \alpha_{fe} = \frac{1}{1 - \alpha_{fb}}$$

### CURVE CARATTERISTICHE DEL TRANSISTOR

I sistemi di parametri precedentemente descritti si usano principalmente per risolvere problemi di progetto relativi al comportamento del transistor nelle condizioni di segnale debole. Per scegliere un opportuno *punto di lavoro* e determinare il comportamento di un transistor quando si applicano segnali di ampiezza elevata, le proprietà elettriche del transistor vengono indicate più convenientemente con l'insieme di curve dette caratteristiche statiche, che mostrano le relazioni mutue esistenti tra le sei varia-

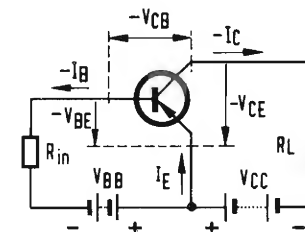


Fig. 17 - Tensioni e correnti in un transistor per la configurazione ad emettitore comune.



bili che sono poi le tre correnti nei tre elettrodi ( $I_E$ ,  $-I_B$  e  $-I_C$ ) e le tre tensioni ai capi di ciascuna coppia di elettrodi ( $-V_{CE}$ ,  $-V_{BE}$  e  $-V_{BC}$ ). Queste quantità, per la configurazione a emettitore comune, sono indicate in fig. 17, dove le polarità sia del collettore sia della base sono negative rispetto all'emettitore, come devono normalmente essere per un transistor usato quale amplificatore. Le quattro curve caratteristiche per un tipico transistor p-n-p (tipo OC 71) sono riprodotte nella figura 18, e sono le seguenti:

**Nel primo quadrante:** La caratteristica d'uscita che dà  $-I_C$  in funzione di  $-V_{CE}$ , con  $-I_B$  come parametro. Questa famiglia di caratteristiche d'uscita è paragonabile alle curve  $I_a = f(V_a)$  di una valvola termoionica.

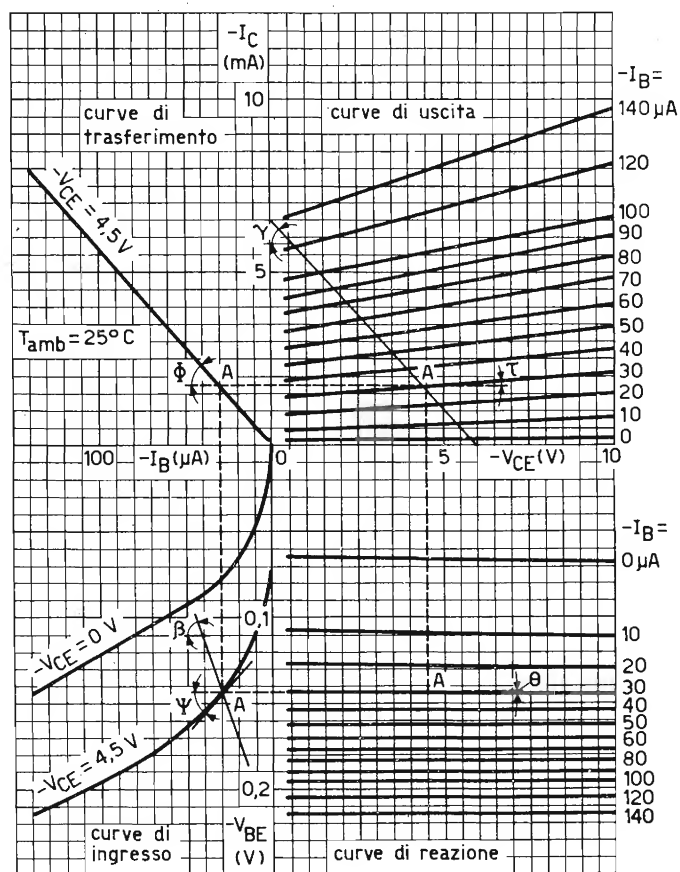


Fig. 18 - Curve caratteristiche per un transistor tipico p-n-p nella configurazione ad emettitore comune.

**Nel secondo quadrante:** La caratteristica di trasferimento che dà  $-I_C$  in funzione di  $-I_B$  con  $-V_{CE}$  come parametro. Questa famiglia di curve è analoga alle curve  $I_a = f(V_a)$  di una valvola termoionica.

**Nel terzo quadrante:** La caratteristica d'ingresso che dà  $-I_B$  in funzione di  $-V_{BE}$ , con  $-V_{CE}$  come parametro.

**Nel quarto quadrante:** La caratteristica di reazione che dà  $-V_{BE}$  in funzione di  $-V_{CE}$ , con  $-I_B$  come parametro.

La resistenza di carico  $R_L$  può essere rappresentata nel primo quadrante da una retta di carico la cui pendenza ( $\text{tang}\gamma$ ) sia eguale a  $1/R_L$ .

Analogamente si può tracciare nel terzo quadrante una retta la cui pendenza ( $\text{tang}\beta$ ) rappresenti la resistenza della sorgente. Se questa linea è tracciata in modo da intercettare l'asse  $-V_{BE}$  nel punto corrispondente alla tensione fissa base-emettitore ( $V_{BB}$  di figura 17), si ottiene un punto di lavoro A che, proiettato sulle altre curve, indica la interdipendenza delle varie tensioni e correnti.

Quattro altri angoli:  $\phi$ ,  $\psi$ ,  $\delta$  e  $\tau$  sono individuabili in figura 18. Le tangenti di questi angoli rappresentano rispettivamente le pendenze delle caratteristiche di trasferimento, d'ingresso, di reazione e di uscita nel punto di lavoro A sulle curve relative. I valori di queste tangenti sono, infatti, i parametri h discussi in precedenza. Essi corrispondono alle tensioni ed alle correnti continue relative al punto di lavoro A, che sono allora rappresentate da lettere maiuscole (I e V) ed indici maiuscoli ( $V_{BE}$ ,  $I_E$  ecc.). I parametri h precedentemente descritti corrispondono allora alle tensioni e correnti alternate che sono sovrapposte ai valori in continua applicando un segnale debole e vengono indicati con simboli minuscoli ( $v_{be}$ ,  $i_c$  ecc.). La pendenza della caratteristica di trasferimento ( $\text{tang}\phi = -i_c/-i_b$  per un valore costante di  $V_{CE}$ , cioè per  $v_{ce} = 0$ ), corrisponde al funzionamento del transistor con l'uscita in corto circuito per le correnti alternate, cioè con  $R_L = 0$ . Il rapporto  $-i_c/-i_b$  corrisponde allora ad  $h_{21e}$  o  $h_{fe}$ , cioè al guadagno di corrente nella configurazione ad emettitore comune. Dalle curve riprodotte in figura 18 si può determinare il valore di  $h_{fe}$ , e si è trovato che esso è approssimativamente 50 per le condizioni rappresentate dal punto di lavoro A.

Si osserverà che le intercette sulla retta di carico per incrementi uguali di  $-I_B$ , non sono uguali. La spiegazione è che il valore di  $\alpha$  non è costante ma dipende dalla corrente, cosicché la caratteristica  $I_C-I_B$  non è lineare per i valori più alti di  $I_C$ . Inoltre, per l'effetto Early, crescendo la corrente all'aumentare della tensione, le curve  $I_C-V_{CE}$  non sono orizzontali. Siccome la caratteristica  $I_C-I_B$  è una linea retta nella zona normale di lavoro, il guadagno in questa zona è praticamente costante, come è indicato anche in figura 15, sebbene si abbia una piccola distorsione di ampiezza con pieno pilotaggio, per le ragioni dette prima. La pendenza della caratteristica di ingresso (terzo quadrante) è  $\text{tang}\psi = -v_{be}/-i_b$ , con  $-V_{CE}$  costante, cioè con  $v_{ce} = 0$ . Essa rappresenta l'impedenza incrementale d'ingresso del transistor nella configurazione ad emettitore comune con l'uscita in corto circuito per la corrente alternata. Essa corrisponde quindi a  $h_{ie}$  oppure  $h_{ie}$  nel sistema di parametri h. La caratteristica d'ingresso mostra una notevole curvatura, la quale indica che la resistenza statica d'ingresso varia grandemente col punto di lavoro. La pendenza della caratteristica di reazione (quarto quadrante) è  $\text{tang}\theta = -v_{be}/-v_{ce}$ , per  $i_b = 0$ , ed è chiamata fattore di reazione. Essa corrisponde a

$h_{12e}$  o  $h_{re}$  nel sistema dei parametri  $h$ . Per la configurazione ad emettitore comune il suo valore è piuttosto piccolo e può quindi essere trascurato in molte applicazioni pratiche.

Infine, la pendenza della caratteristica d'uscita, (primo quadrante) è la tangente dell'angolo  $\tau$  nel punto di lavoro scelto. Essa è  $\text{tang } \tau = -i_c / -v_{ce}$  per  $i_b = 0$ , e dà l'ammettenza di uscita del transistor per corrente di base  $-I_B$ , cioè con l'uscita aperta per la corrente alternata. Essa corrisponde inoltre ai parametri  $h_{22}$  o  $h_{oe}$ .

La resistenza d'uscita determinata dalla figura 18, diminuisce all'aumentare della corrente di collettore  $-I_C$ . Questo si può anche vedere dalla figura 15.

Le caratteristiche di trasferimento e di uscita sono riprodotte di nuovo nella figura 19, dove è indicata la zona di controllo del transistor. Si osserverà che la *tensione di ginocchio*, che limita nella parte inferiore l'escursione della tensione nelle applicazioni per

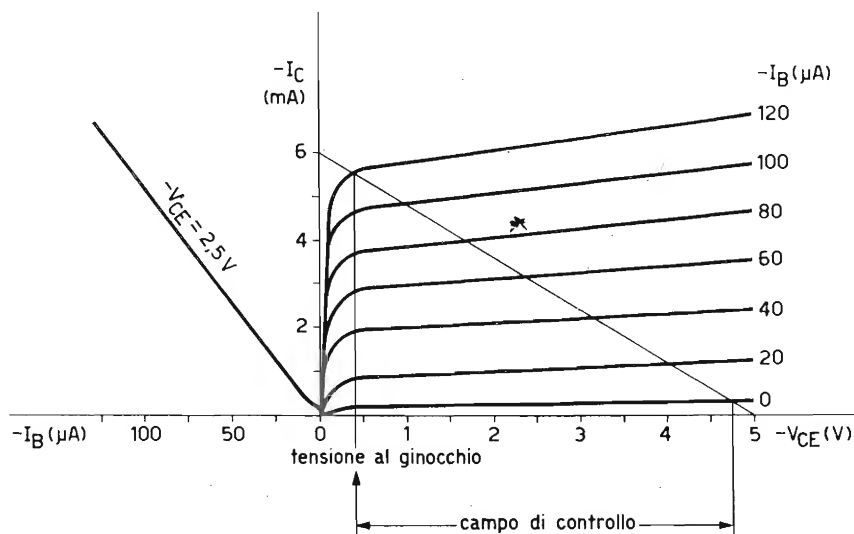


Fig. 19 - Grafico indicante le limitazioni della zona di controllo dovute alla tensione di ginocchio ed alla tensione di dispersione di collettore.

amplificatori, ha un valore di alcuni decimi di volt solamente, rispetto a quella di un pentodo termoionico ad alto vuoto, che è di alcuni volt. Un transistor può quindi essere controllato nelle applicazioni di amplificazione fino ad una tensione molto più bassa che non un pentodo. Nelle applicazioni di commutazione, dove la condizione « on » o di conduzione corrisponde approssimativamente al ginocchio della caratteristica di uscita, il basso valore della tensione di ginocchio significa che la caduta di tensione è molto piccola cosicché la resistenza dell'« interruttore » e quindi la potenza dissipata è molto piccola.

La parte alta della zona di controllo è limitata dalla corrente di dispersione del collettore cioè dalla corrente residua di collettore che scorre quando il valore della corrente di controllo (d'ingresso)  $-I_B$  è zero.

La relazione esistente tra le correnti di dispersione è indicata in figura 20, dove queste correnti sono tracciate in funzione della tensione base-emettitore  $V_{BE}$ . Per la configurazione a base comune la corrente di dispersione di collettore per corrente d'ingresso nulla ( $I_E = 0$ ) è indicata con  $-I_{CBO}$ , e la corrente di dispersione nel diodo emettitore-base, quando l'uscita è aperta ( $I_C = 0$ ) è indicata con  $I_{EBO}$ . Per la configurazione con emettitore comune quando la corrente di base è zero la corrente di dispersione, indicata con  $I_{CEO}$  scorre in entrambi i diodi emettitore-base e collettore-base. Come si è detto prima, le correnti di dispersione dipendono dalla temperatura.

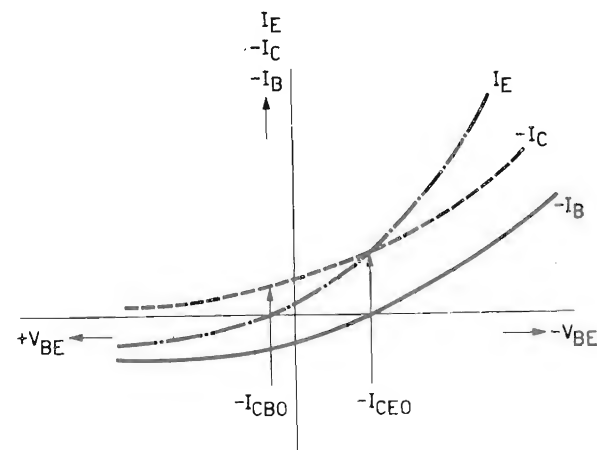


Fig. 20 - Correnti di dispersione di un transistor, tracciate in funzione della tensione base-emettitore.

Le caratteristiche di un transistor tipo OC71 nella configurazione a base comune sono rappresentate in figura 21, dove i parametri della caratteristica di uscita sono dati in funzione della corrente di ingresso, che in questo caso è la corrente di emettitore  $I_E$ . Un confronto tra le curve per emettitore comune e per base comune mostra che, per il circuito a base comune:

- 1) La pendenza della caratteristica di trasferimento  $-I_C = f(I_E)$  corrisponde a un guadagno di corrente all'incirca unitario.
- 2) La pendenza della caratteristica d'ingresso  $V_{EB} = f(I_E)$  indica il valore molto più basso della resistenza di ingresso.

- 3) La pendenza della caratteristica di uscita  $-I_C = f(-V_{CB})$  indica un valore molto più alto della resistenza di uscita.
- 4) La corrente di collettore continua a scorrere anche quando la tensione collettore-base è zero.

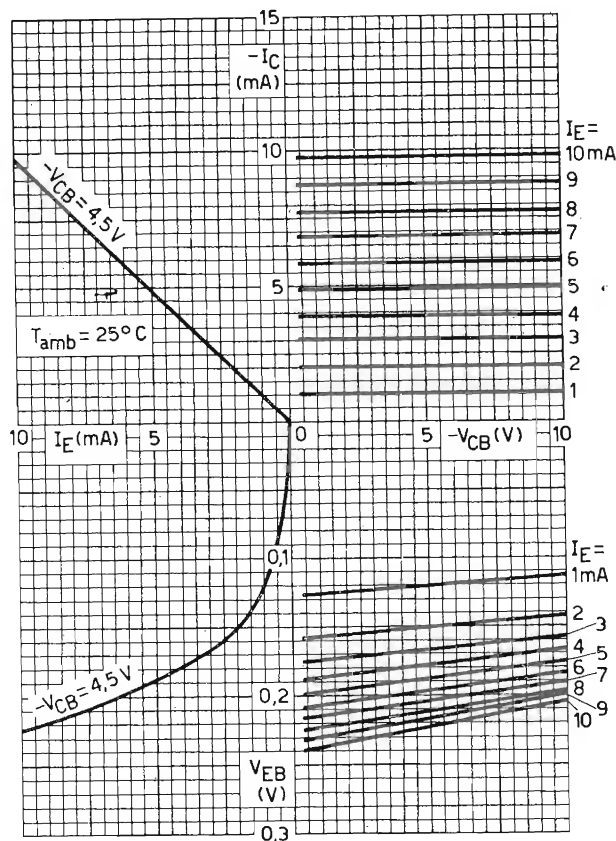


Fig. 21 - Curve caratteristiche di un transistor con base comune.

## STABILIZZAZIONE DEL PUNTO DI LAVORO DI UN TRANSISTOR

Quando si usa un transistor, si sceglie un punto di lavoro ben determinato, a seconda delle prestazioni desiderate. Nel punto di lavoro, le caratteristiche del transistor (cioè guadagno, corrente di dispersione ecc.), hanno valori definiti nelle specifiche condizioni. Anche coi tubi ad alto vuoto si sceglie il punto di lavoro, ma mentre con i tubi esso non varia, con i transistor esso può in certe condizioni spostarsi.

E' quindi necessario prendere delle misure per stabilizzare i valori delle correnti continue che rappresentano il punto di lavoro, onde prevenire delle variazioni inaccettabili. In particolare bisogna prestare la massima attenzione nel mantenere stabile termicamente il circuito poichè, com'è noto, i semiconduttori sono sensibili alle variazioni di temperatura.

### EFFETTI TERMICI

Gli effetti termici che hanno luogo nella giunzione collettore-base di un transistor sono due.

In primo luogo, un aumento della corrente di collettore produce un aumento della potenza dissipata  $P_c$  ( $P_c = V_{CB} I_c$  watt), che si manifesta in un aumento della temperatura della giunzione, dato dall'espressione:

$$T_j - T_a = K P_c$$

dove:

$T_j$  è la temperatura della giunzione in °C,

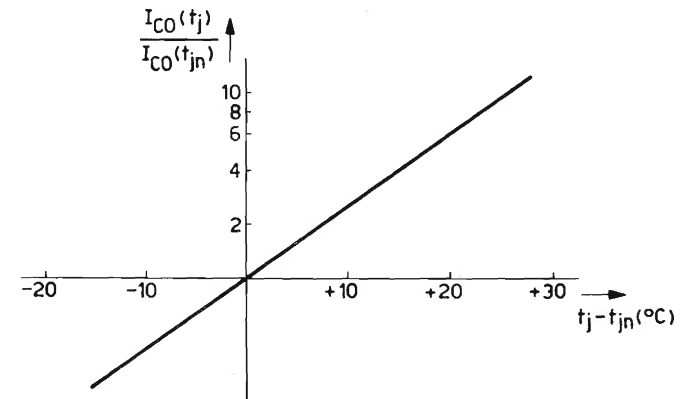


Fig. 1 - Grafico illustrante l'aumento esponenziale della corrente di dispersione con la temperatura della giunzione.  $\frac{I_{CO}(t_j)}{I_{CO}(t_{j_n})} = e^{C_c(t_j - t_{j_n})}$ , che dà una variazione di  $I_{CO}$  di un fattore 2,5 ogni 10 °C per un transistor per bassa frequenza ( $C_c = 0,09$  °C<sup>-1</sup>).

$T_a$  è la temperatura ambiente in °C,

$P_c$  è la potenza dissipata in watt e

$K$  è la resistenza termica del transistor espressa in °C per watt di potenza dissipata al collettore.

In secondo luogo, un aumento della temperatura della giunzione causa un aumento esponenziale della corrente di dispersione di collettore, come è indicato in figura 1, dovuto all'aumentare delle coppie elettrone-cavità generate per effetto termico. Poiché la corrente di collettore  $I_c$  è eguale a  $I_{c0} + \alpha I_E$ , la corrente totale di collettore aumenta con la corrente di dispersione e con la potenza dissipata al collettore. Il grado d'aumento della dissipazione al collettore,  $dP_c/dT_j$ , espressa in watt per °C, è indicato con il simbolo  $\lambda$ . I due effetti descritti sono illustrati in figura 2, dalla quale risulta chiaramente

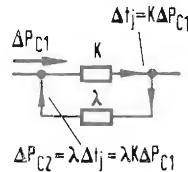


Fig. 2 - Illustrazione dei due effetti termici in un transistor: aumento della temperatura della giunzione con la dissipazione del collettore e aumento della dissipazione del collettore con la temperatura della giunzione. La stabilità termica si ha se  $K\lambda < 1$ .

che si ottiene la stabilità termica solo se  $K\lambda$  è minore dell'unità. Se  $K\lambda$  è maggiore dell'unità la temperatura continuerà a crescere ed infine si avrà la distruzione del transistor. La resistenza termica  $K$  è determinata dalle proprietà termiche del transistor, cioè dalla resistenza termica, dalla capacità termica di ciascuno dei suoi elementi, oltre che dalla capacità di dispersione nell'ambiente del calore generato.

La resistenza termica  $K$  dovrebbe essere la più piccola possibile, perchè allora il transistor può lavorare nelle migliori condizioni di dissipazione, essendo la dissipazione massima data da:

$$P_{c \max} = (T_{j \max} - T_a)/K$$

e di temperatura ambiente, in quanto la massima temperatura ambiente ammissibile è:

$$T_a = T_{j \max} - KP_{c \max}$$

Un basso valore di  $K$  si può ottenere con un'opportuna costruzione del transistor oppure usando dei mezzi di raffreddamento come radiatori, ventilazione forzata, ecc. Per garantire la stabilità termica, anche il valore di  $\lambda$  deve essere molto piccolo. Il coefficiente

$\lambda$  è determinato dalle proprietà elettriche del transistor e dei circuiti ad esso associati e può essere ridotto al minimo mediante, ad esempio, una scelta accurata del punto di lavoro, l'inserimento di una resistenza di collettore, l'applicazione di una reazione in corrente continua e così via.

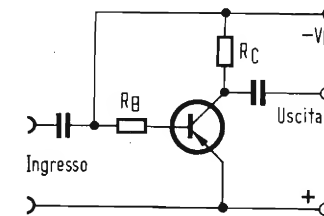


Fig. 3 - Circuito di un transistor con resistenze di base e di collettore, i cui valori devono essere scelti opportunamente per ottenere la stabilizzazione termica.

### CIRCUITI DI STABILIZZAZIONE

Il circuito di un transistor normalmente comprende sia una resistenza di collettore che una di base, com'è indicato in figura 3. Se il circuito è predisposto in modo che la tensione di collettore  $V_c$  non sia superiore alla metà della tensione di alimentazione  $V_B$ , la stabilità termica è sempre garantita. Questo sistema di stabilizzazione detto anche « principio di stabilizzazione con tensione di batteria dimezzata » è spiegato qui di seguito.

#### A) IL PRINCIPIO DELLA STABILIZZAZIONE « CON TENSIONE DI BATTERIA DIMEZZATA »

In questo circuito la tensione di collettore è

$$V_c = V_B - I_c R_c$$

e la dissipazione al collettore è quindi

$$P_c = I_c V_B - I_c^2 R_c$$

Il coefficiente  $\lambda$  è dato da:

$$\lambda = \frac{dP_c}{dT_j} = \frac{dP_c}{dI_c} \cdot \frac{dI_c}{dT_j} = (V_B - 2I_c R_c) \cdot \frac{dI_c}{dT_j}$$

Poiché  $dI_c/dT_j$  è positivo, il valore di  $\lambda$  sarà zero o negativo a seconda che  $1/2V_B$  sia uguale o minore di  $I_c R_c$ , da cui segue che la condizione per la stabilità termica si otterrà se  $V_c = V_B - I_c R_c$ , è uguale o minore di  $1/2V_B$ .

E' possibile constatare ciò anche da quanto si vede nella figura 4 che dà le caratteristiche di uscita con la retta di carico  $R_C$ , ed una curva della dissipazione di collettore  $P_C$  per i vari punti di lavoro. Se  $I_C \geq V_B/2R_C$ , oppure  $V_C \leq 1/2V_B$  si evita il pericolo dell'instabilità termica, poiché un aumento di  $I_C$  è accompagnato da una diminuzione della dissipazione  $P_C$ .

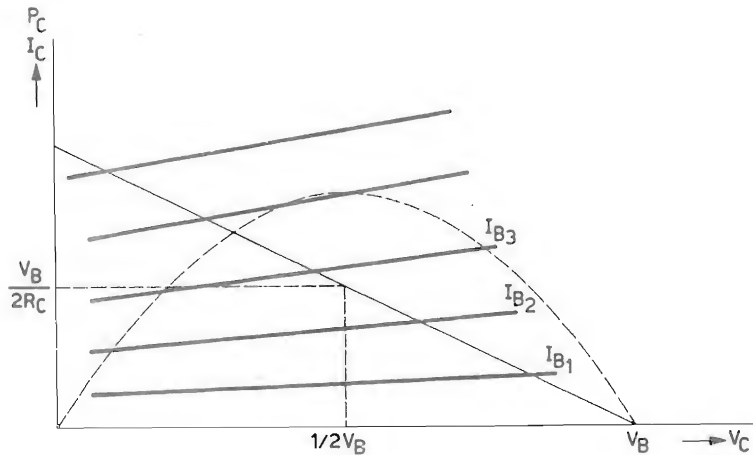


Fig. 4 - Illustrazione del principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata ». Si ha stabilizzazione termica se  $V_C \leq 1/2 V_B$ .

Resta inteso naturalmente che non si deve mai superare la massima dissipazione ammissibile specificata dal fabbricante del transistor.

#### B) STABILIZZAZIONE IN CORRENTE CONTINUA

Anche adottando il principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata », può capitare tuttavia che il punto di lavoro si sposti — per esempio se varia la temperatura ambiente o se il transistor viene sostituito con un altro dello stesso tipo — per la dispersione delle caratteristiche in produzione. In questo caso, il valore della corrente di collettore cambierà cosicché si avrà un altro punto di lavoro, anch'esso stabile. In molti casi, specialmente negli amplificatori che lavorano con piccoli segnali, questa variazione non porta nessuna conseguenza perché il transistor lavora ancora nella zona lineare delle sue caratteristiche. In altri casi invece, come negli stadi di uscita, una variazione del punto di lavoro può ridurre le prestazioni del circuito. E' allora necessaria la stabilizzazione in corrente continua. In altre parole, il circuito deve essere progettato e calcolato in modo tale che nelle peggiori condizioni di temperatura ambientale, tolle-

ranza nei valori dei componenti e così via, si ottengano sempre le prestazioni desiderate e non venga superata la massima dissipazione ammissibile. Un certo grado di stabilizzazione si ha se la resistenza di base è connessa al collettore, come si vede in figura 5, anziché direttamente all'alimentazione.

Infatti ogni aumento della corrente di collettore aumenta la caduta di tensione ai capi di  $R_C$ , e quindi riduce la tensione di collettore  $V_C = V_B - I_C R_C$ .

Si ha allora una riduzione della corrente di base poiché  $I_B$  è all'incirca uguale a  $V_C/R_B$ , cosicché la corrente di collettore  $I_C$ , che è uguale a  $I_{CE0} + \alpha_{FE} I_B$ , diminuisce anch'essa compensando così l'aumento iniziale.

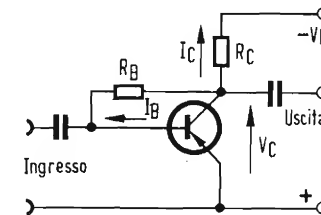


Fig. 5 - Stabilizzazione in continua con la resistenza di base connessa al collettore.

Questo metodo di stabilizzazione mediante reazione in corrente continua ha lo svantaggio, che la reazione in continua è sempre accompagnata da una reazione in alternata, che tende a ridurre il guadagno. Questo inconveniente può essere evitato, mettendo a massa il punto di mezzo di  $R_B$  mediante un condensatore come è indicato in figura 6. Naturalmente, la massima stabilizzazione si ottiene se il circuito è progettato anche secondo il principio di stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata ». Una stabilizzazione in continua alquanto migliore si ottiene con i circuiti illustrati nelle figure 7 e 8, rispettivamente per uno stadio accoppiato con resistenza ed uno con trasformatore.

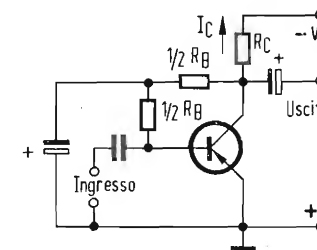


Fig. 6 - Resistenza di base disaccoppiata verso massa per evitare la reazione in alternata.

Un aumento iniziale della corrente di collettore causa un aumento della corrente di emettitore cosicché la tensione base-emettitore diminuisce, e con essa la corrente di base, in modo che l'aumento della corrente di collettore viene contrastato. Per prevenire la reazione in alternata la resistenza  $R_E$  è cortocircuitata a massa con un condensatore. Secondo il teorema di Thévenin, questo circuito può essere sostituito da quello in figura 9. Se è necessaria una stabilizzazione molto spinta,  $R_0$  può essere resa molto piccola scegliendo valori molto bassi per il partitore, formato da  $R_1$  ed  $R_2$ , che fornisce la polarizzazione alla base. Si ha però un forte passaggio di corrente di cui si dovrà tener conto nel caso che vengano impiegate batterie a secco; inoltre, il basso valore della resistenza equivalente del partitore di tensione, che viene a trovarsi in parallelo all'ingresso del transistor, è anche causa di una perdita di segnale in c.a. Se la caduta di tensione ai capi della resistenza di emettitore  $R_E$  deve essere evitata, (per esempio, negli stadi di uscita in cui si deve poter utilizzare l'intera tensione di alimentazione), il circuito può essere modificato come si vede in figura 10. Viene tralasciata la resistenza di emettitore, ma il ramo inferiore del partitore di tensione è formato da una resistenza con coefficiente di temperatura negativo (NTC) cosicché quando la temperatura ambiente cresce la resistenza del termistore (NTC) diminuisce e la tensione base-

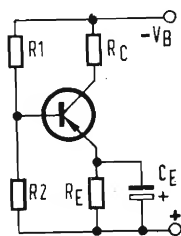


Fig. 7 - Stabilizzazione con resistenza di emettitore (disaccoppiata) e partitore di base in uno stadio con accoppiamento RC.

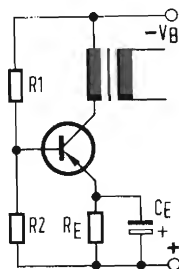


Fig. 8 - Stessa stabilizzazione della figura 7, ma per uno stadio con accoppiamento a trasformatore.

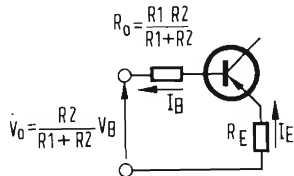


Fig. 9 - Circuito equivalente delle figure 7 e 8, secondo il teorema di Thévenin.

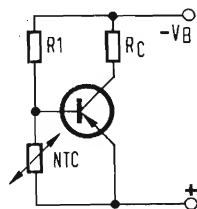


Fig. 10 - Stabilizzazione contro le variazioni della temperatura ambiente, mediante un termistore (NTC) nel ramo inferiore del partitore di base.

emettitore viene ridotta. Allora la corrente di base decresce compensando di nuovo l'aumento di  $I_C$  dovuto all'aumento della temperatura ambiente. Con un'opportuna scelta dei valori dei componenti si può ottenere una completa compensazione o addirittura una sovracompensazione. Bisogna sottolineare però che questa forma di compensazione è valida solamente per variazioni della temperatura ambiente. Nei circuiti pratici è talvolta preferibile combinare gli ultimi due sistemi di stabilizzazione nel qual caso la resistenza di emettitore è mantenuta, e viene usata anche una resistenza NTC.

## CIRCUITI FONDAMENTALI DI UN RADIORICEVITORE A TRANSISTOR

I transistor ed i diodi a cristallo, singolarmente od in combinazione, possono assolvere praticamente tutte le funzioni per le quali una volta si potevano usare solamente tubi a vuoto. Per esempio, un transistor usato nella configurazione ad emettitore comune è paragonabile al circuito a valvole con catodo a massa; la configurazione con base a massa è l'equivalente del circuito a valvole con griglia a massa; e la configurazione con collettore comune è analoga al circuito con uscita catodica. Come nel caso di circuiti a valvole, gli apparati a transistor sono formati da un numero più o meno grande di stadi, ciascuno avente la sua specifica funzione.

La scelta, il numero e la disposizione di questi stadi dipendono in primo luogo dal tipo di apparato e dalle prestazioni richieste, ma generalmente si tratta di impiegare un certo numero di circuiti più o meno standard.

Considereremo pertanto i circuiti fondamentali dei vari stadi di un radoricevitore supereterodina a transistor, che in genere impiega la seguente successione di stadi:

- 1) Un circuito d'antenna accordato per scegliere il segnale a radiofrequenza desiderato (frequenza della stazione). In certi casi vi può essere anche uno stadio di amplificazione a radiofrequenza.
- 2) Uno stadio convertitore di frequenza nel quale la modulazione (cioè il contenuto del programma) del segnale a radiofrequenza è trasferita su di una frequenza più bassa — la frequenza intermedia — che può essere ad esempio di 452 kHz.
- 3) Uno o più stadi amplificatori a frequenza intermedia.
- 4) Uno stadio rivelatore dove il segnale a bassa frequenza è separato dalla portante a frequenza intermedia.
- 5) Uno o più stadi amplificatori a bassa frequenza, l'ultimo dei quali è spesso denominato stadio pilota.
- 6) Lo stadio d'uscita, che produce la potenza a bassa frequenza necessaria per il funzionamento dell'altoparlante.

Il numero degli stadi amplificatori e dei circuiti accordati degli stadi di antenna e a frequenza intermedia determinano, tutti insieme, la selettività e la sensibilità del ricevitore. La sensibilità è definita dal valore in  $\mu\text{V/m}$  del segnale richiesto in antenna

per ottenere una potenza d'uscita di 5 mW; la selettività  $S_9$  è l'attenuazione del segnale che si ha quando il ricevitore è disaccordato di 9 kHz.

#### ADATTAMENTO

Prima di considerare singolarmente i circuiti di ogni stadio è necessario richiamare l'attenzione sul fatto abbastanza ovvio, che cioè i vari stadi devono essere accoppiati elettricamente, per essi l'uscita di uno diventa l'ingresso del successivo. Per ottenere il massimo trasferimento di potenza, l'impedenza d'uscita dello stadio che precede deve essere adattata (e idealmente dovrebbe essere resa uguale) all'impedenza d'ingresso dello stadio seguente. Questo si può ottenere con un trasformatore in discesa con nucleo in ferro per la bassa frequenza, e con nucleo in ferroxcube per le frequenze più alte. Poiché un trasformatore è piuttosto costoso ed ingombrante, si usano talvolta reti di accoppiamento a resistenza e capacità, con un adattamento non del tutto perfetto o, negli amplificatori per alta frequenza, circuiti risonanti con prese intermedie.

Se si indica con  $Z_o$  l'impedenza d'uscita di un certo stadio, e con  $Z_{in}$  l'impedenza d'ingresso dello stadio successivo (figura 11) il perfetto adattamento si ha, nel caso di ac-

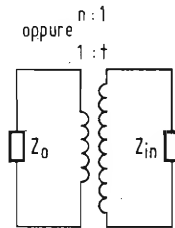


Fig. 11 - Illustrazione dell'adattamento ottimo per due stadi accoppiati a trasformatore, con impedenza d'uscita  $Z_o$  ed impedenza d'ingresso  $Z_{in}$  rispettivamente ( $Z_o \gg Z_{in}$  per circuiti a transistor) ammesso  $Z_o = Z_{in} \cdot n^2$ .

coppiamento con trasformatore, quando il rapporto di trasformazione, cioè il rapporto tra numero di spire primarie e secondarie, è:

$$n = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_{in}}}$$

ammesso che il trasformatore sia ideale, cioè non abbia perdite. Nessun trasformatore, però, è senza perdite; il rendimento di un trasformatore si può calcolare con la formula:

$$\eta_{tr} = \frac{n^2 R_{carico}}{n^2 R_{carico} + n^2 R_{sec} + R_{prim}}$$

I valori pratici del rendimento sono compresi tra il 70 e l'80%. Nell'accoppiamento con circuito risonante con presa, la posizione della presa deve essere scelta in modo che  $R_{in} = t^2 R_o$  (figura 12).

I vari stadi verranno trattati cominciando da quello d'uscita per passare poi al rivelatore, agli stadi amplificatori di bassa frequenza, e così via fino a giungere all'ingresso del ricevitore.

Questa successione è stata scelta deliberatamente, perché si possano considerare i problemi relativamente semplici legati alla bassa frequenza, prima di trattare quelli più complessi connessi al campo delle alte frequenze.

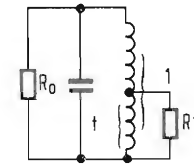


Fig. 12 - Illustrazione di accoppiamento mediante circuito risonante con presa.

#### STADI DI USCITA

Uno stadio d'uscita dovrebbe essere progettato in modo da fornire la massima potenza al carico, per esempio, un altoparlante in un radiorecettore. Esso, di solito, è formato da un transistor in classe A, oppure, più comunemente da due transistor in controfase in classe B od A.

Dal transistor di uscita, è ovvio, che si cerca di ottenere la massima potenza; si constata però che la potenza di uscita viene limitata dalla dissipazione massima ammissi-

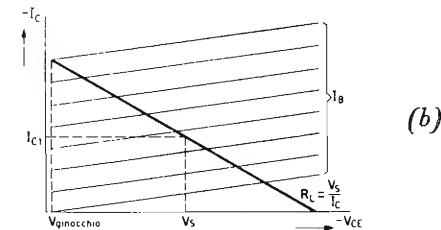
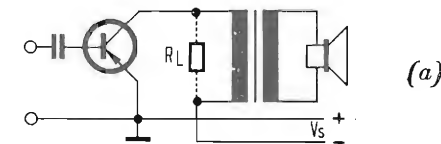


Fig. 13 - Circuito (a) e caratteristiche (b) di uno stadio di uscita in classe A con carico accoppiato a trasformatore. La batteria fornisce una potenza in continua pari a  $V_s \cdot I_{c1}$  watt.

La potenza in alternata fornita è:

$$V_{eff} \cdot I_{eff} = \frac{V_s}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{c1}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_s \cdot I_{c1}$$

Il rendimento teorico è del 50%.

bile al collettore. Poichè questa dissipazione dipende dalla resistenza termica  $K$ , in quanto  $P_{max} = (T_{jmax} - T_a)/K$ , è necessario provvedere a smaltire il calore generato mediante radiatori, ventilazione e così via.

La figura 13 (a) e (b) mostra il circuito e le caratteristiche di uno stadio d'uscita in classe A con carico accoppiato mediante trasformatore. Poichè con l'accoppiamento a trasformatore può apparire al collettore una tensione doppia di quella di alimentazione, a causa dell'induttanza del trasformatore, il valore di  $V_s$  non deve essere maggiore di  $1/2 V_{CEmax}$ . Lavorando in classe A, dove il punto di lavoro è situato all'incirca al centro dell'escursione di tensione ammissibile, questo punto può corrispondere a  $V_s$ . La potenza totale ottenibile da due transistor in controfase operanti in classe A è doppia di quella fornita da un transistor singolo dello stesso tipo, sempre in classe A. Il rendimento massimo teorico di uno stadio in classe A, sia che si impieghi un transistor solo che due in controfase, è del 50%. Il rendimento teorico di uno stadio in controfase in classe B, il cui schema di principio è dato in figura 14, è del 78% a pieno pilotaggio. In pratica, il rendimento è alquanto minore di quello massimo teorico a pieno pilotaggio, poichè un transistor può essere pilotato solo tra i limiti  $I_c = I_{CO}$  e  $V_c = V_{gluocchio}$ , per cui non si può utilizzare tutta l'escursione di tensione. Inoltre, vi è una perdita di potenza tra il transistor e l'altoparlante, in quanto il rendimento del trasformatore è solamente di circa l'80%. Si può evitare l'impiego del trasformatore di uscita facendo uso del circuito in controfase detto « single ended » e illustrato in figura 15. Esso richiede l'impiego di due batterie uguali o di una batteria con presa centrale.

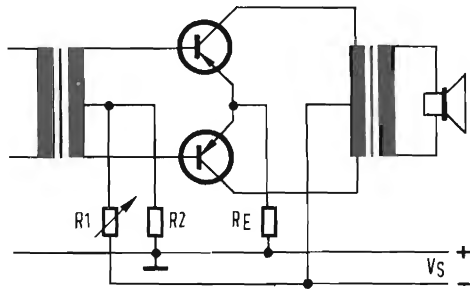


Fig. 14 - Stadio d'uscita in controfase in classe B. Valore medio di una sinusoide:

$$I_{med} = \frac{I_{CM}}{\pi}$$

La batteria fornisce ai due transistor:

$$V_s I_m = 2V_s \frac{I_{CM}}{\pi}$$

$$\text{La potenza fornita in alternata è } = \frac{1}{2} I_{CM} V_s.$$

$$\text{Il rendimento teorico è } \frac{\pi}{4} \cdot 100\% = 78\%.$$

L'uscita può essere prelevata con un trasformatore con primario senza prese, oppure se si usano degli opportuni transistor di potenza, l'altoparlante può essere connesso direttamente al circuito.

### IL RIVELATORE

Un circuito rivelatore per segnali modulati in ampiezza è illustrato in figura 16. Il segnale ad alta frequenza (radiofrequenza o frequenza intermedia) è rettificato da un diodo a cristallo, cosicchè il condensatore  $C_2$ , che deve avere una capacità piuttosto

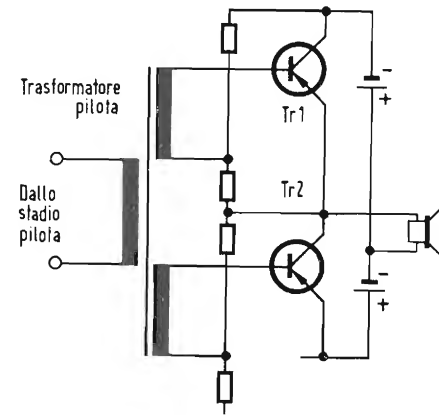


Fig. 15 - Stadio d'uscita in controfase, « single ended ».

grande, viene caricato fino al valore di picco del segnale ad alta frequenza. Il segnale a bassa frequenza appare allora ai capi della resistenza di carico del diodo  $R_1$ , e viene quindi applicato al primo stadio amplificatore di bassa frequenza. Questo circuito è essenzialmente uguale a quello di un rivelatore con diodo a vuoto, ma poichè l'impedenza d'ingresso di un transistor  $R_{in}$  è molto più piccola di quella di un tubo a vuoto, viene imposto uno smorzamento piuttosto forte al circuito risonante in alta frequenza

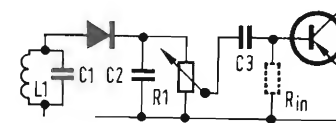


Fig. 16 - Schema di un rivelatore per modulazione di ampiezza.



$L_1 C_1$ , che si trova effettivamente connesso in parallelo con  $R_1$ . Inoltre, la connessione in parallelo del piccolo valore di  $R_{in}$  con  $R_1$  presenta una bassa resistenza in alternata per il segnale a bassa frequenza. La figura 17 mostra le caratteristiche di rivelazione, cioè la corrente media del diodo in funzione della tensione continua negativa che appare ai capi di  $R_1$ , con la tensione ad alta frequenza come parametro. La resistenza  $R_1$  è rappresentata dalla linea di carico (corrente continua), e determina il punto di lavoro P. La rive-

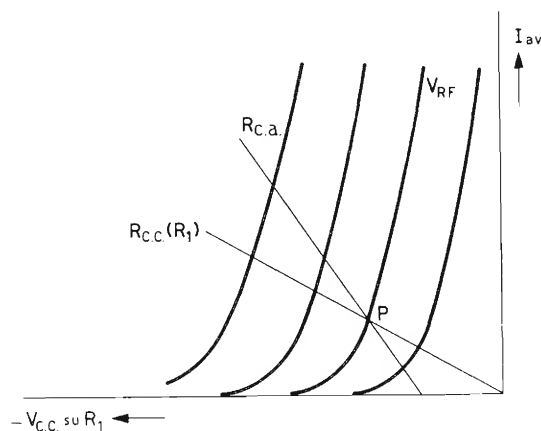


Fig. 17 - Caratteristiche di rivelazione con rette di carico in continua ed in alternata.

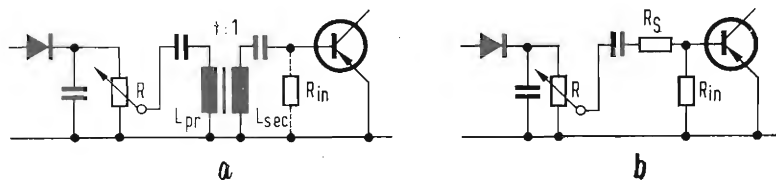


Fig. 18 - (a) Accoppiamento di uno stadio a bassa frequenza al rivelatore mediante trasformatore.  
(b) Accoppiamento mediante resistenza serie  $R_s$ .

lazione effettiva, invece, segue la linea di carico in alternata  $R_{ca}$ , che passa anch'essa per il punto P, e si può notare che per profondità di modulazione maggiore di  $R_{ca}/R_{cc}$  si avrà una forte distorsione dovuta al taglio dei picchi di modulazione. Questi effetti possono essere eliminati accoppiando il rivelatore e l'amplificatore con un trasformatore [figura 18(a)], il cui avvolgimento primario deve avere un'impedenza di qualche  $k\Omega$

per le frequenze audio. L'uso del trasformatore può essere evitato impiegando una resistenza in serie [ $R_s$  in figura 18(b)]. Per ridurre lo smorzamento e per migliorare il rapporto  $R_{ca}/R_{cc}$  il valore di  $R_s$  deve essere alto. Poiché tuttavia la potenza perduta in  $R_s$  è proporzionale al suo valore, in pratica è necessario un compromesso, dando ad  $R_s$  un valore da 5 a 10 volte quello di  $R_{in}$ .

### STADI AMPLIFICATORI DI BASSA FREQUENZA

Il segnale a bassa frequenza fornito dal rivelatore è applicato ad uno o più stadi amplificatori a bassa frequenza, dove viene amplificato fino a un valore tale per cui lo stadio pilota possa fornire una escursione di corrente sufficiente per pilotare il transistor o i transistor dello stadio d'uscita fino alla piena potenza. L'intera sezione a bassa frequenza del ricevitore deve essere progettata con una certa larghezza per garantire le prestazioni richieste anche nelle peggiori condizioni di temperatura, di dispersione delle caratteristiche dei transistor, e così via. Non vi è bisogno di dire che gli stadi am-

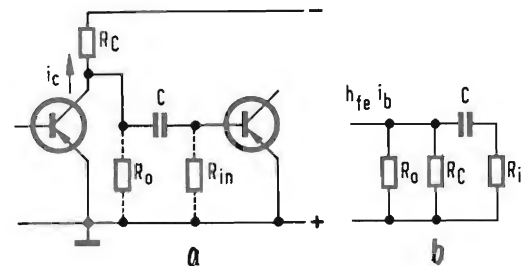


Fig. 19 - (a) Circuito di principio dell'accoppiamento RC tra due stadi amplificatori a bassa frequenza.  
(b) Circuito equivalente.

plificatori di bassa frequenza, e naturalmente lo stadio d'uscita devono essere provvisti di sistemi di stabilizzazione, per evitare l'instabilità termica o la variazione del punto di lavoro in seguito alla variazione delle caratteristiche dei transistor. Il numero di stadi richiesto è determinato dalla sensibilità e inoltre dipende dall'ampiezza del segnale fornito dal rivelatore e dall'intensità del segnale necessario per pilotare lo stadio d'uscita. L'ultimo, o stadio pilota, nella catena di amplificazione a bassa frequenza è generalmente accoppiato allo stadio d'uscita mediante un trasformatore, ma l'accoppiamento tra gli stadi precedenti è normalmente effettuato mediante resistenza e capacità per cui si deve usare un condensatore elettrolitico, figura 19.

### STADI AMPLIFICATORI A FREQUENZA INTERMEDIA

Gli stadi amplificatori a frequenza intermedia sono accoppiati per mezzo di filtri passa-banda dai quali dipende in massima parte la selettività del ricevitore. La selettività,

indicata con il simbolo  $S_9$ , è definita numericamente come l'entità dell'attenuazione del segnale quando il ricevitore è fuori sintonia di 9 kHz. Essa è determinata dal numero e dalla qualità (fattore di merito  $Q$ ) dei circuiti accordati a radio frequenza ed a frequenza intermedia.

Per ottenere una buona selettività, cioè un valore di  $S_9$  di circa  $50 \div 100$ , è normalmente necessario impiegare due stadi a frequenza intermedia, poichè lo stadio a radio-frequenza d'ingresso aumenta la selettività di un fattore 1,5 solamente. Questa combinazione dà una buona sensibilità in alta frequenza e garantisce un alto rendimento di rivelazione ed è quindi preferibile all'impiego di uno stadio in più in bassa frequenza per ottenere lo stesso guadagno totale. In pratica, sia i circuiti risonanti singoli sia i trasformatori a frequenza intermedia (filtri passa-banda) sono usati come elementi accordati d'accoppiamento. Tuttavia, con i filtri passa-banda si può aumentare la larghezza di banda fino a due o tre volte di quella ottenibile con circuiti singoli aventi la stessa selettività, con lo svantaggio di un minore guadagno, che con l'accoppiamento a trasformatore è inferiore di circa 3 dB a quello ottenuto coi circuiti singoli.

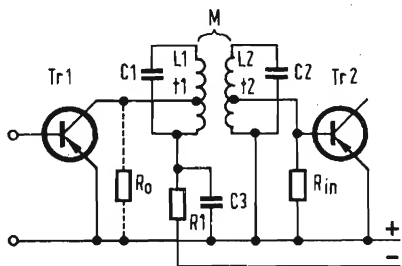


Fig. 20 - Trasformatori accordati con prese induttive quali elementi di accoppiamento in uno stadio a frequenza intermedia.

In ogni caso, la scelta degli elementi d'accoppiamento dipende dalla sensibilità e dalla selettività che si vogliono ottenere. Il transistor introduce nel circuito una componente di reazione, rappresentata da  $Y_{12}$  nel sistema dei parametri  $Y$ . Questo influenza non solo la larghezza di banda e il guadagno, ma può portare all'instabilità (oscillazioni) o ad una asimmetria nella curva di risposta.

Il progetto ed il calcolo del circuito specialmente per quanto riguarda lo smorzamento dei circuiti accordati, e quindi i loro fattori di qualità, devono essere eseguiti in modo da garantire la stabilità elettrica. La figura 20 mostra uno stadio a frequenza intermedia con accoppiamento mediante trasformatore accordato nel quale l'avvolgimento primario e l'avvolgimento secondario sono forniti di una presa per ottenere uno smorzamento sufficiente a garantire la stabilità, pur mantenendo più alto possibile il guadagno di potenza con una buona selettività.

Le prese  $t_1$  e  $t_2$  espresse come percentuale del numero di spire dell'avvolgimento rispettivo, devono essere scelte in modo tale che lo smorzamento in parallelo al primario ed

al secondario sia uguale rispettivamente a  $R_o/t_1^2$  e  $R_{in}/t_2^2$ , dove  $R_o$  è la resistenza di uscita del transistor  $Tr_1$  e  $R_{in}$  è la resistenza d'ingresso del transistor  $Tr_2$ .

Nello schema queste resistenze sono indicate con connessioni tratteggiate. Si può anche usare un partitore capacitivo come si vede in figura 21.

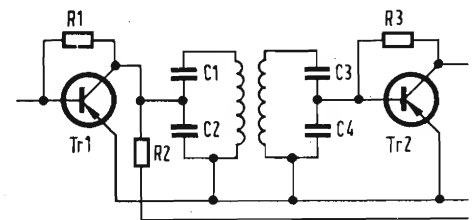


Fig. 21 - Trasformatori accordati con prese capacitive quali elementi di accoppiamento in uno stadio a frequenza intermedia.

Con questo sistema si ha il vantaggio di poter usare trasformatori a frequenza intermedia di tipo standard, senza prese, ma bisogna provvedere all'alimentazione del transistor mediante una resistenza ( $R_2$  nello schema) che introduce uno smorzamento addizionale del circuito risonante, riducendo il guadagno di circa 3 dB per stadio. La caduta di tensione continua ai capi di  $R_2$  non è importante poichè normalmente si alimentano gli stadi a frequenza intermedia con una tensione più bassa di quella che viene applicata allo stadio finale. Per la stessa ragione nel circuito con presa sugli avvolgimenti di figura 20 era inclusa una resistenza  $R_1$  in serie col circuito di collettore; in questo caso però  $R_1$  deve essere disaccoppiata con un condensatore di grande capacità, indi-

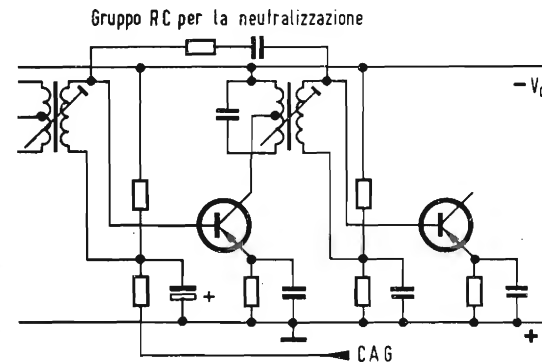


Fig. 22 - Circuito di principio di una rete di neutralizzazione in uno stadio a frequenza intermedia.

cato sullo schema con  $C_3$ . La resistenza di collettore può essere usata nel contempo per la stabilizzazione del punto di lavoro secondo il principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata » od in unione con una resistenza di base ( $R_1$ ). Questo metodo è di solito preferibile alla stabilizzazione ottenuta per mezzo di partitore di base e resistenza disaccoppiata di emettitore, poichè esso garantisce un valore più costante dello smorzamento e di conseguenza una riduzione della dispersione della selettività e della larghezza di banda dovuta alle dispersioni delle caratteristiche del transistor. Si può anche ridurre la reazione con un metodo che permette anche un guadagno maggiore, e cioè con la neutralizzazione, applicando alla base attraverso una rete R-C, un segnale preso dal primario del trasformatore, in controfase con la reazione. Il segnale di neutralizzazione deve essere tale che la reazione residua,  $Y_{12}$ , sia zero o di valore trascurabile. Il circuito di principio per la neutralizzazione è dato in figura 22.

Teoricamente ciascun transistor dovrebbe essere neutralizzato singolarmente, ma in pratica sorgono difficoltà che possono tuttavia essere evitate usando un elemento di neutralizzazione fisso e sottodimensionato consistente ad esempio in un condensatore solamente.

Poichè i transistor a lega diffusa hanno una capacità  $C_{12}$  molto piccola, molto spesso non richiedono neutralizzazione.

#### STADI CONVERTITORI DI FREQUENZA

In questi stadi il segnale a radio frequenza proveniente dalla stazione è abbinato con una oscillazione ad alta frequenza generata localmente in modo da produrre un segnale con frequenza più bassa e costante (frequenza intermedia), che porta la modulazione del

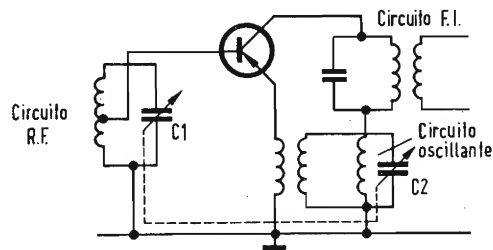


Fig. 23 - Circuito di principio dello stadio convertitore.

programma originale. Come si vede dallo schema di principio riprodotto in figura 23, i due segnali che devono essere miscelati sono effettivamente applicati in serie tra base ed emettitore, e questo è l'unico sistema di miscelazione usabile con un elemento a tre terminali quale è il transistor. Il funzionamento del convertitore può essere spiegato

come segue: la caratteristica  $i_b/v_b$  del transistor non è lineare, cosicchè la componente alternata della corrente di base è:

$$i_b = a_1 v_b + a_2 v_b^2 + \dots$$

Nella mescolazione additiva,  $v_b$  è sostituita da:

$$v_b = v_{rf} \text{ sen } \omega_{rf} t + v_{osc} \text{ sen } \omega_{osc} t.$$

Nella corrente risultante, appaiono quindi componenti di varie frequenze, comprese quelle con le frequenze:  $(\omega_{rf} + \omega_{osc})$  e  $(\omega_{rf} - \omega_{osc})$ .

La sezione oscillatrice del convertitore è sintonizzata simultaneamente col circuito d'antenna, in quanto i condensatori di accordo  $C_1$  e  $C_2$  sono accoppiati meccanicamente. Il valore di  $C_2$  rispetto a quello di  $C_1$  è scelto in modo che la frequenza risultante, cioè  $(\omega_{rf} - \omega_{osc})$ , sia costante ed abbia un certo valore, ad esempio 452 kHz.

I circuiti d'accoppiamento a frequenza intermedia sono preaccordati alla frequenza intermedia, cosicchè questa frequenza viene selezionata ed amplificata. L'oscillazione locale,  $\omega_{osc}$ , si ottiene includendo un gruppo L-C nel circuito di collettore, accoppiato induttivamente al circuito di emettitore.

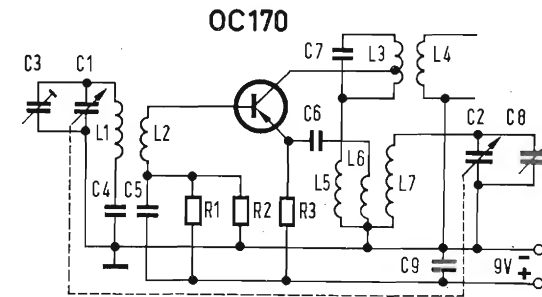


Fig. 24 - Circuito pratico di convertitore per un ricevitore ad onde medie.

L'oscillatore è del tipo auto-oscillante, e l'oscillazione inizia per l'eccitazione del circuito dovuta a un disturbo fortuito, dopo di che viene mantenuta alla frequenza del circuito accordato. Nei ricevitori progettati per più gamme, per esempio una di onde medie e tre di onde corte, si può evitare talvolta l'uso di bobine separate per l'oscillatore in ciascuna gamma, usando la mescolazione di « seconda armonica ». Per esempio, per la gamma di onde medie da 0,5 a 1,6 MHz, l'oscillatore deve essere accordato tra 0,95 e 2,05 MHz. La seconda armonica di questa gamma copre la frequenza da 1,9 a 4,1 MHz e può essere usata per la conversione della gamma di onde corte che va da 1,45 a 3,65 MHz. Analogamente, la seconda armonica della frequenza dell'oscillatore usata per la seconda gamma di onde corte, può essere usata per la conversione della prima gamma delle onde corte; così per coprire quattro gamme si usano in totale solamente due

bobine per l'oscillatore. Un circuito pratico per il convertitore per onde medie è illustrato in figura 24. Per garantire il miglior adattamento ed il minimo smorzamento, il collettore è connesso ad una presa del primario del trasformatore di frequenza intermedia. Il circuito è stabilizzato per mezzo di un partitore di base e di una resistenza di emettitore.

#### CONTROLLO AUTOMATICO DI GUADAGNO

Il controllo automatico di guadagno (C.A.G.) permette di ottenere un'uscita più o meno costante, indipendentemente dalle variazioni del segnale d'ingresso, cioè fluttuazioni dell'intensità di campo dell'onda portante dovute alle differenze di potenza delle varie stazioni trasmettenti ed alla loro distanza dal ricevitore. In assenza di C.A.G. l'uscita che si ha per vari segnali distribuiti lungo tutta la gamma di frequenze del ricevitore può variare attraverso un'ampia gamma di valori d'intensità con il rischio di danneggiare il ricevitore. In più, il C.A.G. compensa le fluttuazioni dell'intensità del segnale all'in-

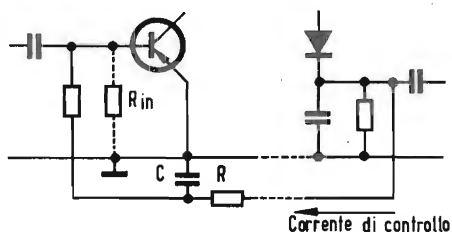


Fig. 25 - Controllo automatico di guadagno per variazioni della polarizzazione di un transistor in media frequenza.

gresso (fading od evanescenza) dovute alle variazioni delle condizioni atmosferiche. Il C.A.G. è ottenuto automaticamente regolando il guadagno di uno o più stadi ad alta frequenza del ricevitore, per mezzo di una reazione in continua proporzionale all'ampiezza della portante a radio frequenza, derivata dal rivelatore o da un opportuno stadio amplificatore. Normalmente il C.A.G., sotto forma di tensione, è usato per controllare la corrente di emettitore di un transistor in media frequenza, variandone così i vari parametri in modo da ottenere una riduzione di guadagno. Se è necessario anche il convertitore e lo stadio amplificatore a radio frequenza possono essere controllati nella stessa maniera.

Il controllo della corrente di emettitore si ottiene variando la corrente di base per mezzo del segnale C.A.G., col risultato che le condizioni di polarizzazione del transistor sono modificate come è indicato in figura 25. Il segnale C.A.G. è applicato attraverso una rete R-C che agisce come un elemento di filtraggio per la bassa frequenza in modo da evitare una eventuale reazione tra i circuiti di alta e di bassa frequenza. Per limitare le inevitabili perdite di potenza nella rete di filtraggio, si può sostituire la resistenza con

una impedenza, ma poiché questa è costosa, si usa normalmente una rete R-C. Il controllo automatico di guadagno richiede una considerevole potenza in continua, in quanto i sistemi di stabilizzazione previsti per il transistor controllato si oppongono all'azione del C.A.G. E' quindi necessario, per ottenere un controllo sufficiente con la potenza in continua a disposizione, che la stabilizzazione dei transistor controllati non sia troppo spinta. La potenza a disposizione per il C.A.G. può essere aumentata prelevando il segnale di controllo dall'ultimo trasformatore a frequenza intermedia mediante un diodo separato, anziché dal rivelatore.

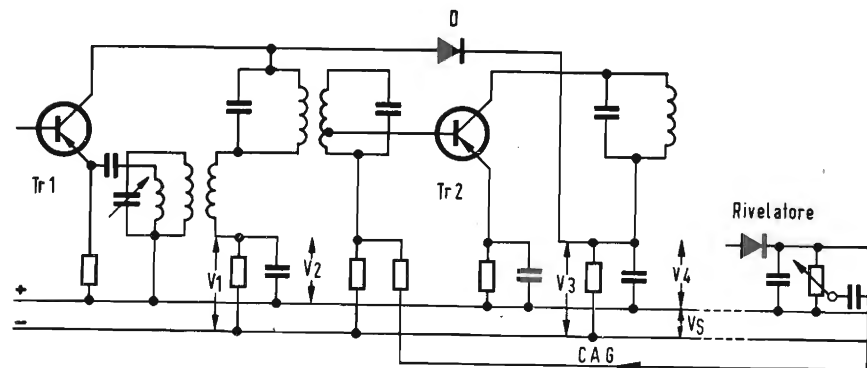


Fig. 26 - C.A.G. di uno stadio di media frequenza per variazione di smorzamento del circuito accordato con un diodo D.

In quest'ultimo caso si può usare il primo amplificatore di bassa frequenza se il circuito è progettato in modo tale che questo stadio possa lavorare simultaneamente come amplificatore in continua e di bassa frequenza.

Un altro metodo per controllare il guadagno di uno stadio a frequenza intermedia è quello di variare lo smorzamento del circuito risonante per mezzo di un diodo, D, il quale sia polarizzato in senso inverso. La corrente di controllo proveniente dal rivelatore è quindi applicata alla base del transistor di media frequenza come prima, come è indicato in figura 26.

Per segnali al rivelatore di piccola intensità, la corrente di collettore è notevole, cosicché  $V_1$  è piccola. Finché  $V_1$  è minore di  $V_2$  il diodo D è bloccato, e il circuito L-C della frequenza intermedia non è smorzato.

Per segnali al rivelatore sempre più grandi la corrente di base del transistor diminuisce, e con essa la corrente di collettore. La tensione effettiva ai capi del diodo D diventa quindi positiva, cosicché nel diodo scorre corrente e quindi, siccome la resistenza interna del diodo varia inversamente alla tensione applicata, lo smorzamento del circuito risonante aumenta all'aumentare dell'intensità del segnale, e il guadagno dello stadio controllato diminuisce.



# AF 139

## MESATRANSISTOR AL GERMANIO PNP

# PHILIPS

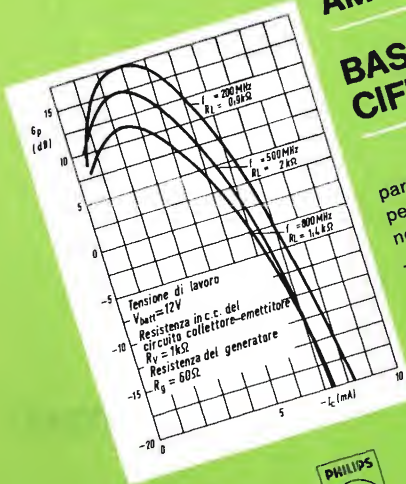
**ELEVATA  
AMPLIFICAZIONE**

**BASSA  
CIFRA DI RUMORE**

particolarmente adatto  
per impieghi  
nelle bande VHF e UHF

Amplificazione di potenza a 800 MHz = 11,5 dB  
Cifra di rumore a 800 MHz con  $R_c = 60 \Omega = 7$  dB  
Frequenza di taglio per  $|S| = 1 > 500$  MHz

PHILIPS S.p.A.  
Reperto Elettronica  
Milano - P.zza IV Novembre, 3  
Tel. 69.94 (Int. 194)



## RICEVITORE A 5 TRANSISTOR ALIMENTATO CON 3 V(\*)

Si descrive il progetto di un ricevitore equipaggiato con i transistor AF 116 - AF 117 - OC 75 - 2x OC 74.

La tensione di alimentazione è di 3 V.

Per la media frequenza vengono impiegati due trasformatori ad accordo singolo ad alto fattore di merito e un transistor AF 117 neutralizzato.

La selettività a  $\pm 9$  kHz in media frequenza è di 18 dB, la potenza d'uscita ( $d = 10\%$ ) è di 200 mW e la sensibilità per 50 mW è di  $150 \div 250 \mu V/m$ .

Da tali risultati si deduce che questo ricevitore è pienamente paragonabile ad altri che impiegano due transistor in media frequenza e con tensione di alimentazione più elevata (6 o 9 V).

Questo studio si propone di realizzare un ricevitore a 5 transistor impiegando per l'alta frequenza i transistor a lega diffusa.

La tensione di batteria è stata fissata a 3 V per i seguenti motivi:

- 1) L'esiguo costo delle pile che alimentano il ricevitore, ed il conseguente notevole risparmio nella spesa di esercizio, essendo la maggior corrente erogata largamente compensata dalla maggior capacità delle batterie stesse.
- 2) Le prestazioni dei transistor impiegati a 3 V sono paragonabili a quelle che si ottengono con 6 o 9 V di batteria.

### 1.1 Sezione di alta frequenza

Il carico in corrente continua dello stadio rivelatore (potenziometro di volume) è stato scelto di 5000 ohm, valore normalmente impiegato nei ricevitori a transistor.

In assenza di segnale il diodo rivelatore è polarizzato nel senso della conduzione con una tensione fra anodo e catodo di circa 80 mV. Tale tensione giunge al catodo del diodo attraverso il circuito del controllo automatico di sensibilità, che fa parte del partitore di base del transistor amplificatore di media frequenza (fig. 2).

Il carico che lo stadio rivelatore impone al trasformatore di media frequenza, quando il diodo è polarizzato nel modo anzidetto, e per segnali molto deboli, è di circa 5000 ohm. (Equivalente ad un rendimento di rivelazione del 50%).

N.B. - Per semplificare i calcoli, considereremo le conduttanze.

Essendo:

$$g_{riv} = 2 \eta g_L \text{ in cui } g_L = \frac{1}{r_L} = \frac{1}{5000} = 2 \cdot 10^{-4} S$$

ed essendo:  $\eta = 0,5$

otterremo:  $g_{riv} = 2 \cdot 10^{-4} S$  cioè 5000 ohm.

### 1.2 Stabilità - (Per le oscillazioni in media frequenza)

Parametri medi del transistor AF 117 a 470 kHz (fig. 4).

$$V_{ce} = 1,5 V \quad I_c = 2 mA$$

$$g_{ie} = 0,64 \cdot 10^{-3} S$$

$$g_{oe} = 4,1 \cdot 10^{-6} S$$

$$y_{re} = \omega C_{re}$$

$$y_{fe} = 65 \cdot 10^{-3} S (g_m)$$

$$C_{re} = 4,3 \cdot 10^{-12} F (massimo)$$

$$C_{re} = 2,7 \cdot 10^{-12} F (medio)$$

Si considera per il fattore di stabilità S un minimo di  $S = 4$ .

\* F. Dapiran e R. Guizzardi del Laboratorio di Applicazione Philips, Milano.

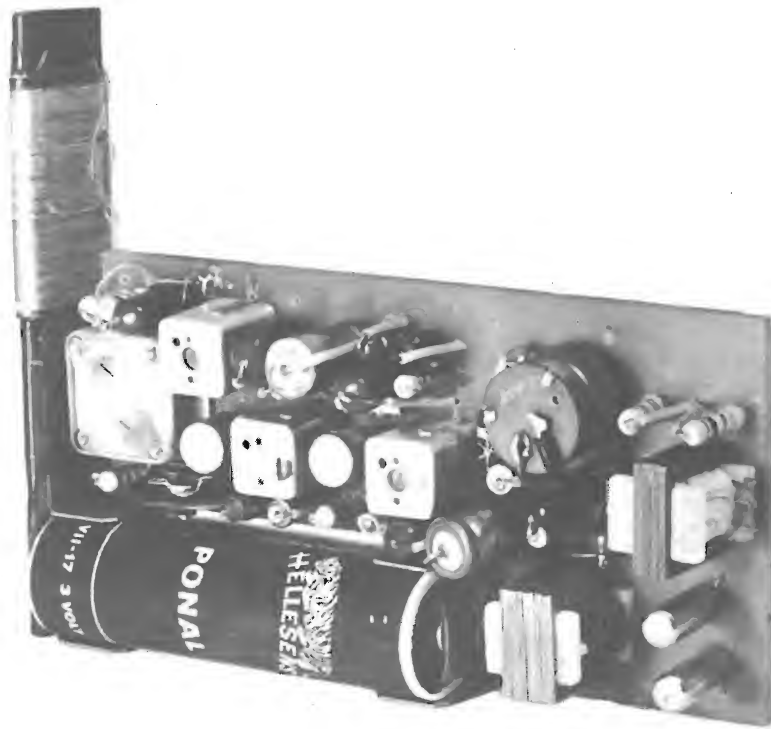


Fig. 1 - Ricevitore a transistor alimentato con 3 V.

Quando si raggiunge il limite di autooscillazione il prodotto delle conduttanze d'ingresso  $g_i$  e d'uscita  $g_o$  è uguale a:

$$g_i \cdot g_o = \frac{\omega g_m C_r}{2} \text{ ove } C_r \text{ è la capacità di reazione.}$$

Per un grado di stabilità  $S = 4$  occorre che sia  $g_i \cdot g_o = 2 \omega g_m C_r$ .  
La  $f_i = 470 \text{ kHz}$  e  $\omega = 2,95 \cdot 10^6 \text{ Hz}$ .

### 1.3 Determinazione della massima capacità di reazione

La capacità  $C_r$  nella dispersione delle caratteristiche può variare da un valore medio di  $2,7 \text{ pF}$  ad un valore massimo di  $4,3 \text{ pF}$ .

Poiché lo stadio verrà neutralizzato per il transistor nominale, otterremo per i transistor estremi una capacità di reazione residua di  $4,3 - 2,7 \text{ pF} = 1,6 \text{ pF}$ . Si suppone che il condensatore di neutralizzazione abbia la tolleranza del  $\pm 10\%$  per cui bisognerà aggiungere il  $10\%$  della capacità nominale neutralizzata, cioè  $0,27 \text{ pF}$ , che darà un totale di  $1,87 \text{ pF}$ .

Di conseguenza per  $C_r = 1,87 \text{ pF}$  si avrà:

$$g_i g_o = 2 \omega g_m C_r = 720 \cdot 10^6 \text{ S.}$$

### 1.4 Scelta del trasformatore di media frequenza

Si è adottato il supporto NEOSID F  $12 \times 12 \times 15$  di facile reperibilità e di conseguenza di impiego molto diffuso.

Avvolgendo 270 spire (suddivise nelle due gole) di filo LITZ, senza copertura in seta, da 8 capi di  $\varnothing 0,04 \text{ mm}$  si è ottenuto un  $Q_o = 145$  con una capacità di accordo per  $470 \text{ kHz}$  di  $120 \text{ pF}$ .

La conduttanza dinamica di tale bobina sarà:

$$gd = \frac{\omega C}{Q_o} = 2,44 \cdot 10^6 \text{ S.}$$

Stabilendo un carico di  $20 \text{ kohm}$  al collettore ed un rapporto  $\frac{Q \text{ carico}}{Q_o} = 0,5$  otterremo per il collettore una presa a  $0,31$  ( $= n_1$ ).

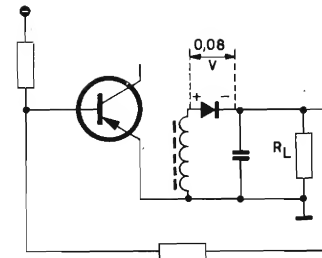


Fig. 2 - Particolare (in c.c.) del sistema del C.A.S. e del rivelatore.

Il carico del collettore ( $= 20 \text{ kohm}$ ) è composto dalla resistenza d'uscita del transistor  $1/g_{oe}$  dalla resistenza dinamica ( $R_d$ ) della bobina, riferita alla presa, e dal carico del diodo pure riferito alla presa del collettore, cioè:

$$g_o = 0,5 \cdot 10^{-4} = g_{oe} + \frac{g_d}{n_1^2} + \frac{g_{riv} n_2^2}{n_1^2}$$

dalla quale si ottiene  $n_2 = 0,1$ .

La seconda media potrà essere così costruita:

primario: 270 spire con presa a 83 spire (per il collettore),  
secondario: 27 spire.

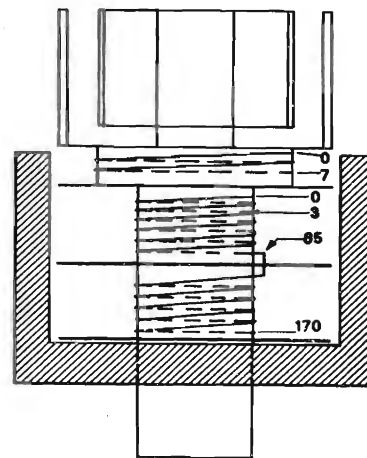


Fig. 3 - Bobina dell'oscillatore. Supporto Neosid F.  $12 \times 12 \times 15$  (con coppetta e schermo). Il primario è avvolto con filo da  $8 \times 0,04 \text{ SM}$ . Il secondario (reazione) è avvolto con filo da  $0,10 \text{ SM/SE}$ . La capacità massima del variabile è  $80 \text{ pF}$ . Gamma coperta  $520 - 1620 \text{ kHz}$ .

### 1.5 Neutralizzazione

Useremo un condensatore di neutralizzazione dieci volte superiore alla capacità di reazione, cioè  $18 \text{ pF}$ . Occorrerà quindi portare in base  $1/10$  della tensione di collettore, quindi dovremo fare una presa a 9 spire in modo che la tensione risulti in opposizione di fase con quella di collettore.

Quindi i dati definitivi saranno per la seconda media:

primario: 0 83 92 270 filo litz  $8 \times 0,04$ ,

secondario: 0 27                      filo  $0,10 \text{ SM/SE}$ .

L'inizio del primario sarà avvolto contemporaneamente all'inizio del secondario (ossia in bifilare).

In una gola saranno avvolte 110 spire del primario ed il secondario, nell'altra gola le restanti 160 spire del primario.

### 1.6 1ª media frequenza

Riferendoci a quanto detto nel paragrafo 1-3, il prodotto  $g_i g_o$  deve essere uguale o maggiore di  $720 \cdot 10^6 \text{ S}$ . Definito il valore di  $g_o$  (paragrafo 1-4) passiamo al calcolo di  $g_i$ :

$$g_i = \frac{720 \cdot 10^6}{0,5 \cdot 10^{-4}} = 14,4 \cdot 10^3 \text{ S.}$$

Per la costruzione della prima media frequenza useremo lo stesso supporto, però con l'avvolgimento composto da 160 spire di filo litz  $8 \times 0,04 \text{ SM}$  ottenendo con una capacità di accordo di  $470 \text{ pF}$  un  $Q_o = 120$ . Essa ha una  $g_d = 11,5 \cdot 10^6 \text{ S}$ .

Il carico complessivo che tale trasformatore riflette alla base del transistor AF 117 sommato alla conduttanza d'ingresso del transistor stesso deve essere pari a  $14,4 \cdot 10^3 \text{ S}$ , e cioè:

$$\frac{g_{ie} (\text{AF 116}) + g_d}{n^2} + g_{ie} (\text{AF 117}) = 14,4 \cdot 10^3 \text{ S.}$$

(Si fa notare che per la stabilità si considera l'impedenza d'ingresso del transistor in parallelo a quella riflessa in base da parte del trasformatore stesso). Quindi:

$$\frac{0,36 \cdot 10^6 + 11,5 \cdot 10^6}{n^2} + 0,64 \cdot 10^3 = 14,4 \cdot 10^3 \text{ S}$$

dalla quale  $n = 0,0294$ .

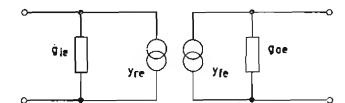


Fig. 4 - Schema equivalente del transistor con i parametri «y».

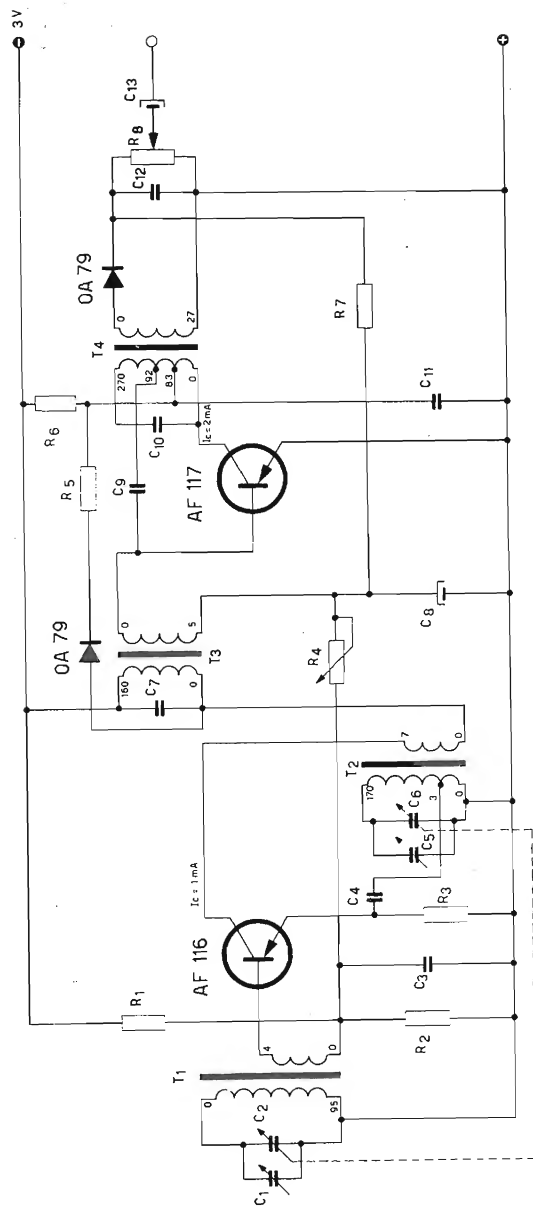


Fig. 5 - Schema elettrico della sezione RF e di media frequenza del ricevitore.

**Resistenze**

R <sub>1</sub>	=	3,3 kΩ
R <sub>2</sub>	=	1 kΩ
R <sub>3</sub>	=	470 Ω
R <sub>4</sub>	=	20 kΩ
R <sub>5</sub>	=	1 kΩ
R <sub>6</sub>	=	390 Ω
R <sub>7</sub>	=	10 kΩ
R <sub>8</sub>	=	5 kΩ

**Condensatori**

C <sub>1</sub>	=	max 10 pF
C <sub>2</sub>	=	5-180 pF
C <sub>3</sub>	=	47 nF
C <sub>4</sub>	=	47 nF
C <sub>5</sub>	=	max 10 pF
C <sub>6</sub>	=	5-80 pF
C <sub>7</sub>	=	470 nF 5%
C <sub>8</sub>	=	10 μF

C <sub>9</sub>	=	18 pF 5%
C <sub>10</sub>	=	120 pF 5%
C <sub>11</sub>	=	47 nF
C <sub>12</sub>	=	47 nF
C <sub>13</sub>	=	5 μF

T<sub>1</sub>, Vedi testo paragrafo 1.10  
T<sub>2</sub>, Vedi testo paragrafo 1.9  
T<sub>3</sub>, Vedi testo paragrafo 1.6  
T<sub>4</sub>, Vedi testo paragrafo 1.5

La prima media sarà così costruita:

Primario: 160 spire filo 8×0.04 (suddiviso in due gole).

Secondario: 5 spire.

Il secondario verrà avvolto sotto il primario.

Ora passiamo a calcolare il Q a carico della prima media:

$$\frac{Q}{Q_0} = \frac{g_d}{g_d + g_{oe} + n^2 g_{ie}} = \frac{11,5 \cdot 10^{-6}}{11,5 \cdot 10^{-6} + 0,36 \cdot 10^{-6} + 0,86 \cdot 10^{-3} \cdot 0,64 \cdot 10^{-3}} = 0,93.$$

Per un transistor nominale il Q a carico sarà pertanto uguale a 110.

### 1.7 Selettività (Con transistor nominali)

II° media Q = 70 a ± 9 kHz - 9 dB +  
I° media Q = 110 a ± 9 kHz - 13 dB =  
Selettività totale a ± 9 kHz - 22 dB

Per transistor estremi:

AF 117:  $g_{oe} = 30 \cdot 10^{-6}$   $g_{ie} = 2,24 \cdot 10^{-3}$   
AF 116:  $g_{oe} = 9 \cdot 10^{-6}$   
II° media Q = 48 a ± 9 kHz - 6 dB +  
I° media Q = 62 a ± 9 kHz - 8 dB =

Selettività totale a ± 9 kHz - 14 dB

Si può dedurre che la selettività media sarà circa -18 dB a ± 9 kHz.

### 1.8 Guadagni

Per i transistor nominali consideriamo i seguenti parametri:

AF 117  $g_m = 65 \cdot 10^{-3}$  S,  
 $g_o = 0,5 \cdot 10^{-1}$  S,  
 $g_{ie} = 0,64 \cdot 10^{-3}$  S.

Il guadagno di tensione sarà  $A_v = \frac{g_m}{g_o} = \frac{V_{coll.}}{V_{base}}$

$$\text{cioè } A_v = \frac{65 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-1}} = 1300.$$

Il guadagno di tensione fra il secondario del trasformatore e la base sarà:

$$\frac{A_v}{n_1} \cdot n_2 = \frac{1300}{0,31} \cdot 0,1 = 420.$$

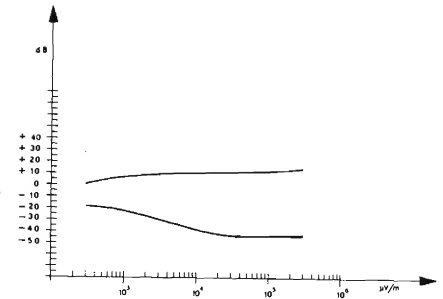


Fig. 6 - Curva caratteristica del C.A.S. e rapporto segnale/disturbo  $f_0 = 1$  MHz;  $m = 30\%$  a 1000 Hz. La misura è stata effettuata in bassa frequenza con 0 dB = 5 mW.

Il guadagno di potenza sarà  $P_g = \frac{A_v^2 \cdot g_{riv}}{g_{ie}}$

$$P_g = \frac{420^2 \cdot 2 \cdot 10^{-1}}{0,64 \cdot 10^{-3}} = 5,5 \cdot 10^7 = 47 \text{ dB.}$$

Per l'AF116:  $g_m = 36 \cdot 10^{-3}$  S,  
 $g_o = 12,41 \cdot 10^{-6}$  S,  
 $g_{ie} = 0,4 \cdot 10^{-3}$  S.

$$A_v = \frac{36 \cdot 10^{-3}}{12,41 \cdot 10^{-6}} = 2900 \text{ e fra base e base } A_v = 85.$$

Il guadagno di potenza sarà:

$$\frac{85^2 \cdot 0,64 \cdot 10^{-3}}{0,4 \cdot 10^{-3}} = 1,15 \cdot 10^4 = 40 \text{ dB.}$$

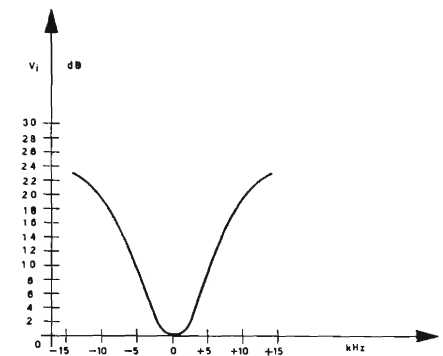


Fig. 7 - Curva di selettività di media frequenza,  $V_i$  per 0 dB = 3 μV ( $P_a = 50$  mW) con  $m = 30\%$  a 1000 Hz.



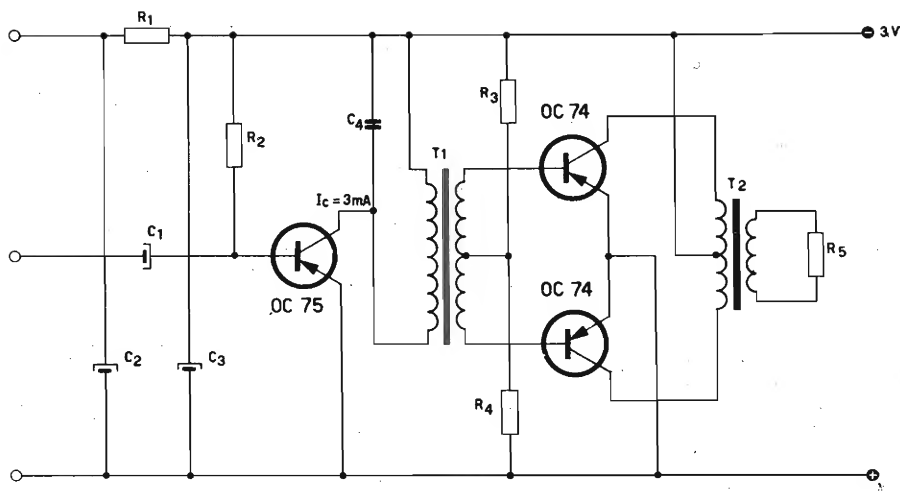


Fig. 8 - Schema elettrico della sezione di bassa frequenza del ricevitore.

**Resistenze**

- $R_1 = 22 \Omega$
- $R_2 = 180 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 560 \Omega$
- $R_4 = 33 \Omega$
- $R_5 = 11 \Omega$

**Condensatori**

- $C_1 = 5 \mu\text{F}$
- $C_2 = 100 \mu\text{F}$
- $C_3 = 100 \mu\text{F}$
- $C_4 = 10 \text{ nF}$

$T_1$  Vedi testo paragrafo 2.1  
 $T_2$  Vedi testo paragrafo 2.1

Il guadagno di potenza per i transistor nominali sarà 87 dB.

La sensibilità teorica in base del transistor convertitore per la media frequenza sarà quindi:

$$\frac{V_d}{A_{v1} \cdot A_{v2}} = \frac{0,030}{420 \cdot 85} = 0,84 \mu\text{V}$$

riferita a 30 mV eff. di radiofrequenza applicati al diodo rivelatore.

**1.9 Oscillatore**

L'oscillatore (fig. 3) è stato avvolto sullo stesso supporto impiegato per le medie frequenze (con coppetta e schermo).

I dati di avvolgimento sono i seguenti:

Reazione: 7 spire filo 0,10 SM/SE.

Circuito accordato: 0 - 3 - 170 suddivise in due gole, filo 8x 0,04 SM.

La tensione oscillante è di 60-70 mV misurati sull'emettitore dell'AF 116.

N.B. - Il condensatore variabile impiegato ha una capacità massima per l'oscillatore di 80 pF e per l'aereo di 180 pF (AC 1033).

**1.10 Circuito d'aereo**

Si è impiegato un nucleo in ferroxcube del tipo PDA 100/IV B.

Le spire del primario sono 95 avvolte con filo 24x 0,04 SM/SE.

Le spire di base sono 4 dello stesso tipo di filo avvolte adiacenti al lato freddo del circuito accordato.

Il  $Q_o$  a 1 MHz è 135. Il carico riflesso sulle spire di base è di 700 ohm, valore che permette di ottenere un buon guadagno e contemporaneamente una buona cifra del rapporto segnale disturbo.

**2.1 Sezione di bassa frequenza**

Si richiede che l'amplificatore di bassa frequenza possa erogare una potenza di 180 mW su un carico di 11 ohm, supponendo un rendimento del trasformatore d'uscita di 0,8.

Di conseguenza la potenza al primario sarà di:

$$\frac{180}{0,8} = 225 \text{ mW.}$$

Il transistor OC 74 ha una tensione di ginocchio

$V_{cek} \leq 0,6 \text{ V}$ , quindi il picco di tensione primaria sarà di 2,4 V.

$$\text{La corrente di picco è } I_{cm} = \frac{2 W_{it}}{V_{cm}} = \frac{450}{2,4} = 188 \text{ mA}$$

con una conseguente resistenza di carico:

$$\frac{V_{cm}}{I_{cm}} = 12,8 \text{ ohm.}$$

Il rapporto di trasformazione è

$$n = \sqrt{\frac{12,8}{11}} = 0,965.$$

Il trasformatore è stato avvolto su un nucleo di mumetal delle dimensioni di 16,5 x 18 mm con uno spessore del pacco di 8,5 mm.

L'avvolgimento primario avvolto in bifilare è di 2x 120 spire di filo  $\varnothing$  0,16 mm con una resistenza di 3,5 ohm per sezione.

Il secondario è di 115 spire di filo da 0,30 con una resistenza di circa 1 ohm.

$$\text{Il rendimento è } \eta = \frac{n^2 Z_L}{n^2 (Z_L + R_S) + R_p} \approx 0,7.$$

Per una corrente  $I_{cm} = 188 \text{ mA}$  occorre circa una  $V_{bm} = 0,4 \text{ V}$  ed una  $I_{bm} = 2,5 \text{ mA}$  equivalenti ad una resistenza d'ingresso di 160 ohm.

Il partitore in base formato dalle resistenze da 560 e 33 ohm ha una resistenza equivalente di 31 ohm. La tensione richiesta ai capi del secondario sarà:

$$V_{sec} = (R_n + R_{pari}) \cdot I_{bm} = 0,48 \text{ V}$$

con una potenza di pilotaggio di 0,6 mW.

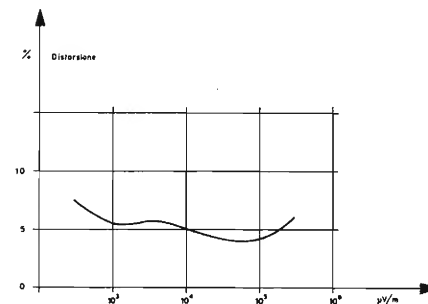


Fig. 9 - Distorsione totale,  $f_s = 1 \text{ MHz}$ ;  $m = 70\%$  a 1000 Hz. Nella misura è compresa la distorsione di BF (2% circa) tenendo un livello di uscita costante di 5 mW su 11  $\Omega$ .

Si considera un rendimento del trasformatore pilota uguale a 0,85. La potenza al primario sarà di circa 1 mW.

Il transistor pilota OC 75, avendo una tensione di ginocchio  $V_{cek} \leq 0,3 \text{ V}$  e considerando per una corrente  $I_c = 3 \text{ mA}$  una caduta di tensione ai capi del primario di circa 0,2 V, potrà avere un picco massimo di tensione di 2,5 V.

Per ottenere un buon compromesso fra il rendimento del trasformatore e una discreta risposta in bassa frequenza senza usare induttanze primarie troppo elevate, si sceglie un rapporto di trasformazione  $n = 3$ , che imporrà un carico al collettore del pilota di circa 2000 ohm.

Il trasformatore pilota sarà così costruito: Nucleo in mumetal come quello d'uscita ma di spessore 5 mm.

Primario: 750 spire filo da 0,10 mm:  $R = 52 \text{ ohm}$ .  
 Secondario: 2x 250 spire (bifilare) 0,10 mm:  $R = 2 \times 15 \text{ ohm}$ .

Il rendimento:

$$\eta = \frac{9 \cdot 191}{9(191 + 15) + 52} = 0,9.$$

**3.1 Misure in bassa frequenza**

Con un carico di 11 ohm si ottiene a 1 kHz la potenza di 205 mW con una distorsione armonica del 10% ed una tensione in base dell'OC 75 di 6,5 mV. Per una potenza di 50 mW a 1 kHz si ottiene una distorsione del 2,2%, con una tensione in base di 2,6 mV.

La banda a -3 dB rispetto 1 kHz a 50 mW è compresa fra 400 e 8000 Hz.

**3.2 Misure in alta frequenza**

La corrente di collettore del transistor AF 117 è stata regolata a circa 2 mA, equivalente a 0,8 V ai capi della resistenza di 390 ohm posta nel circuito del collettore.

Tale regolazione è stata effettuata regolando il potenziometro semifisso da 20 kohm con l'oscillatore in funzione ed il ricevitore sintonizzato a 520 kHz (variabile tutto chiuso).

La sensibilità in base del convertitore con l'oscillatore in funzione è di 3  $\mu\text{V}$  per 50 mW in bassa frequenza. Il segnale è modulato con  $m = 0,3$  a 1 kHz.

La selettività a  $\pm 9 \text{ kHz}$  è di 18 dB.

La banda a -3 dB è 5 kHz.

Per la sensibilità in radio frequenza si ottiene:

kHz:	550	1000	1500
$\mu\text{V/m}$ :	230	190	130

Per il rapporto S/N, la caratteristica del C.A.S. e la distorsione con il 70% di modulazione, vedere le curve di fig. 6 e 9.



Aggraffatura dei transistor Philips per bassa frequenza.

## RICEVITORE PER ONDE MEDIE A SEI TRANSISTOR

Vengono descritte le caratteristiche di un ricevitore che impiega, nello stadio d'uscita, una coppia di transistor a simmetria complementare. La tensione di alimentazione è di 6 V. La potenza d'uscita è di 160 mW con distorsione inferiore al 10%. L'impedenza dell'altoparlante è di 15 Ω. La potenza d'uscita di 50 mW si ottiene con una intensità di campo inferiore a 250 μV/m entro tutta la gamma coperta, con un rapporto segnale disturbo di 26 dB per 570 μV/m ad 1 MHz.

### 1) DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

I semiconduttori impiegati sono i seguenti:

AF 116	Convertitore
2 x AF 117	Amplificatori di media frequenza
AC 126	Amplificatore BF
AC 127 - AC 132	Stadio d'uscita a simmetria complementare
OA 79	Diode rivelatore
OA 81	Diode per il C.A.S.

Per quanto riguarda l'alta frequenza, questo tipo di ricevitore differisce dagli altri per il controllo automatico di sensibilità ritardato. Questo allo scopo di disporre della maggior tensione possibile all'uscita del rivelatore.

In bassa frequenza si è impiegato un AC 126 per pilotare lo stadio finale del tipo single-ended a simmetria complementare.

### 2) COMPONENTI IMPIEGATI

Condensatore variabile	: Philips tipo AC 1033.
Antenna in ferrite	: PDA/100/IV B.
Medie frequenze ed oscillatore:	NEOSID F 12 × 12.

### 3) DATI COSTRUTTIVI

#### Bobina d'aereo

Circuito accordato: 75 spire con filo da 0,10 SM/SE.  $Q_o = 100$  alla frequenza di 1 MHz (misura eseguita con la bobina montata nel ricevitore).

Secondario: 4 spire con lo stesso filo.

#### Oscillatore

primario : 0 - 3 - 170 spire,

secondario: 10 spire.

L'oscillatore è realizzato senza coppetta e senza schermo.

#### I') Media frequenza

primario : 70 spire  $C = 2000$  pF  $Q_o = 40$ ,

secondario: 6 spire.

#### II') Media frequenza

primario : 0 - 89 - 140 spire  $C = 470$  pF  
 $Q_o = 80$ .

secondario: 9 spire.

#### III') Media frequenza

primario : 0 - 58 - 140 spire  $C = 470$  pF  
 $Q_o = 80$ .

secondario: 29 spire avvolte in bifilare col primario.

Per tutti gli avvolgimenti primari è stato impiegato il filo da 0,10 SM/SE, per i secondari 0,10 SM.

I secondari sono avvolti sotto i primari.

### 4) PRESTAZIONI OTTENUTE

#### A) Sezione bassa frequenza

Misure ricavate a 1000 Hz.

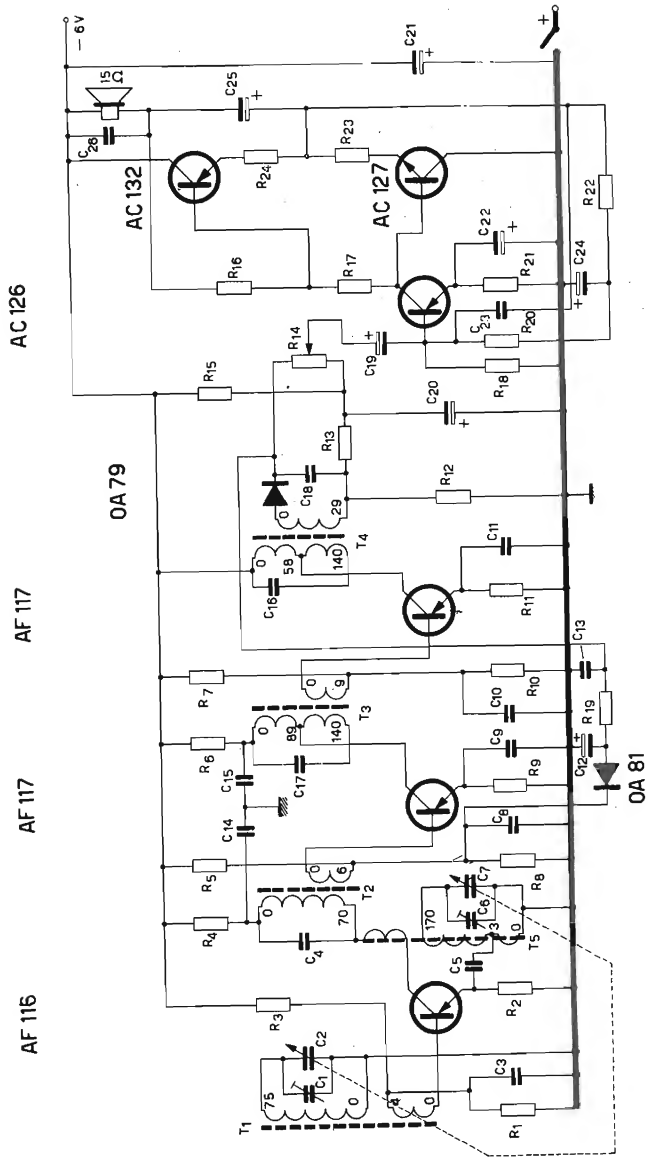


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore a sei transistor.

**Resistenze**

- R<sub>1</sub> = 8,2 kΩ
- R<sub>2</sub> = 1 kΩ
- R<sub>3</sub> = 33 kΩ
- R<sub>4</sub> = 1 kΩ
- R<sub>5</sub> = 56 kΩ
- R<sub>6</sub> = 2,2 kΩ
- R<sub>7</sub> = 15 kΩ
- R<sub>8</sub> = 3,3 kΩ
- R<sub>9</sub> = 270 Ω
- R<sub>10</sub> = 4,7 kΩ
- R<sub>11</sub> = 1 kΩ
- R<sub>12</sub> = 2,2 kΩ
- R<sub>13</sub> = 330 Ω
- R<sub>14</sub> = 2,5 kΩ
- R<sub>15</sub> = 12 kΩ
- R<sub>16</sub> = 680 Ω
- R<sub>17</sub> = 82 Ω
- R<sub>18</sub> = 8,2 kΩ
- R<sub>19</sub> = 1,8 kΩ
- R<sub>20</sub> = 10 kΩ
- R<sub>21</sub> = 330 Ω
- R<sub>22</sub> = 6,8 kΩ
- R<sub>23</sub> = 1 Ω
- R<sub>24</sub> = 1 Ω

**Condensatori**

- C<sub>1</sub> = 1-10 pF (compensatore)
- C<sub>2</sub> = 4-180 pF (variabile)
- C<sub>3</sub> = 2000 pF
- C<sub>4</sub> = 22 nF
- C<sub>5</sub> = 1-10 pF (compensatore)
- C<sub>6</sub> = 4-80 pF (variabile)
- C<sub>7</sub> = 47 nF
- C<sub>8</sub> = 47 nF
- C<sub>9</sub> = 1-10 pF (compensatore)
- C<sub>10</sub> = 47 nF
- C<sub>11</sub> = 5 nF
- C<sub>12</sub> = 47 nF
- C<sub>13</sub> = 47 nF
- C<sub>14</sub> = 47 nF
- C<sub>15</sub> = 470 pF
- C<sub>16</sub> = 470 pF
- C<sub>17</sub> = 22 nF
- C<sub>18</sub> = 10 nF
- C<sub>19</sub> = 10 nF
- C<sub>20</sub> = 100 nF
- C<sub>21</sub> = 330 pF
- C<sub>22</sub> = 10 nF
- C<sub>23</sub> = 100 nF
- C<sub>24</sub> = 47 nF
- C<sub>25</sub> = 47 nF

- C<sub>26</sub> = 15 Ω
- C<sub>27</sub> = 15 Ω
- C<sub>28</sub> = 15 Ω
- C<sub>29</sub> = 15 Ω
- C<sub>30</sub> = 15 Ω
- C<sub>31</sub> = 15 Ω
- C<sub>32</sub> = 15 Ω
- C<sub>33</sub> = 15 Ω
- C<sub>34</sub> = 15 Ω
- C<sub>35</sub> = 15 Ω
- C<sub>36</sub> = 15 Ω
- C<sub>37</sub> = 15 Ω
- C<sub>38</sub> = 15 Ω
- C<sub>39</sub> = 15 Ω
- C<sub>40</sub> = 15 Ω
- C<sub>41</sub> = 15 Ω
- C<sub>42</sub> = 15 Ω
- C<sub>43</sub> = 15 Ω
- C<sub>44</sub> = 15 Ω
- C<sub>45</sub> = 15 Ω
- C<sub>46</sub> = 15 Ω
- C<sub>47</sub> = 15 Ω
- C<sub>48</sub> = 15 Ω
- C<sub>49</sub> = 15 Ω
- C<sub>50</sub> = 15 Ω
- C<sub>51</sub> = 15 Ω
- C<sub>52</sub> = 15 Ω
- C<sub>53</sub> = 15 Ω
- C<sub>54</sub> = 15 Ω
- C<sub>55</sub> = 15 Ω
- C<sub>56</sub> = 15 Ω
- C<sub>57</sub> = 15 Ω
- C<sub>58</sub> = 15 Ω
- C<sub>59</sub> = 15 Ω
- C<sub>60</sub> = 15 Ω
- C<sub>61</sub> = 15 Ω
- C<sub>62</sub> = 15 Ω
- C<sub>63</sub> = 15 Ω
- C<sub>64</sub> = 15 Ω
- C<sub>65</sub> = 15 Ω
- C<sub>66</sub> = 15 Ω
- C<sub>67</sub> = 15 Ω
- C<sub>68</sub> = 15 Ω
- C<sub>69</sub> = 15 Ω
- C<sub>70</sub> = 15 Ω
- C<sub>71</sub> = 15 Ω
- C<sub>72</sub> = 15 Ω
- C<sub>73</sub> = 15 Ω
- C<sub>74</sub> = 15 Ω
- C<sub>75</sub> = 15 Ω
- C<sub>76</sub> = 15 Ω
- C<sub>77</sub> = 15 Ω
- C<sub>78</sub> = 15 Ω
- C<sub>79</sub> = 15 Ω
- C<sub>80</sub> = 15 Ω
- C<sub>81</sub> = 15 Ω
- C<sub>82</sub> = 15 Ω
- C<sub>83</sub> = 15 Ω
- C<sub>84</sub> = 15 Ω
- C<sub>85</sub> = 15 Ω
- C<sub>86</sub> = 15 Ω
- C<sub>87</sub> = 15 Ω
- C<sub>88</sub> = 15 Ω
- C<sub>89</sub> = 15 Ω
- C<sub>90</sub> = 15 Ω
- C<sub>91</sub> = 15 Ω
- C<sub>92</sub> = 15 Ω
- C<sub>93</sub> = 15 Ω
- C<sub>94</sub> = 15 Ω
- C<sub>95</sub> = 15 Ω
- C<sub>96</sub> = 15 Ω
- C<sub>97</sub> = 15 Ω
- C<sub>98</sub> = 15 Ω
- C<sub>99</sub> = 15 Ω
- C<sub>100</sub> = 15 Ω

Altoparlante = 15 Ω

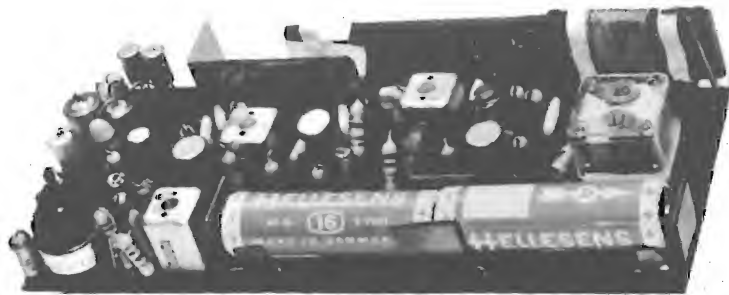


Fig. 2 - Realizzazione sperimentale del ricevitore a sei transistor.

Si ottengono 50 mW su un carico di 15 Ω con 9,5 mV in base all'AC 126.

Per una distorsione totale del 10% si ottiene una potenza d'uscita di 180 mW con 19 mV in base dell'AC 126.

La banda passante a -3 dB riferita a 1000 Hz (50 mW) va da 280 a 4700 Hz (vedi fig. 3).

Per la distorsione in funzione della potenza vedere la fig. 4.

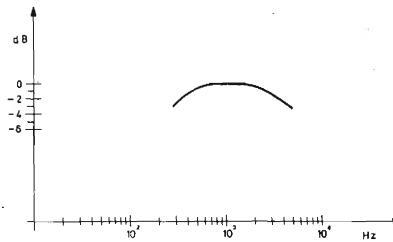


Fig. 3 - Curva di risposta misurata a 50 mW.

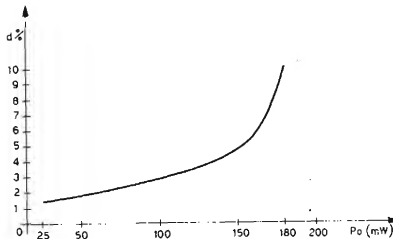


Fig. 4 - Distorsione armonica alla frequenza di 1000 Hz.

**B) Sezione a radio frequenza**

Si ottengono 50 mW di BF entrando in base dell'AF 116 con un segnale di 1,5 μV modulato al 30% con 400 Hz. La selettività della media frequenza (470 kHz) a ± 9 kHz è di 22 dB (vedi fig. 5).

La sensibilità in antenna è:

f (kHz)	550	1000	1550
μV/m	250	100	80

Per il rapporto S/N e il C.A.S. vedere fig. 6.

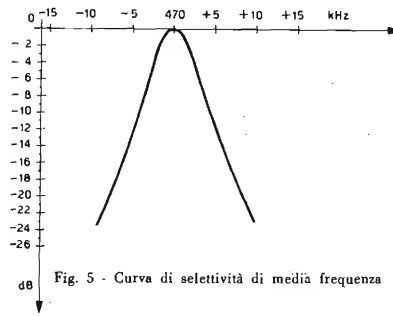


Fig. 5 - Curva di selettività di media frequenza

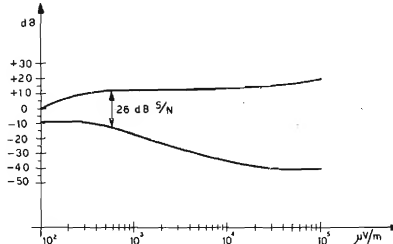


Fig. 6 - Curva caratteristica del CAS e del rapporto segnale/disturbo (S/N) alla frequenza di 1 MHz (m = 30% 400 Hz).

## RICEVITORE PER ONDE MEDIE A SETTE TRANSISTOR

Si presenta una nuova versione di ricevitore, che utilizza nello stadio d'uscita una coppia di transistor a simmetria complementare. La tensione di alimentazione è di 6 V. La potenza d'uscita è di 200 mW con distorsione inferiore al 10%. La sensibilità in antenna è migliore di 100  $\mu\text{V/m}$  con un rapporto segnale disturbo di 26 dB per 370  $\mu\text{V/m}$ .

### 1) DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Sono stati impiegati i seguenti semiconduttori:

AF 116	Convertitore
2 x AF 117	Media frequenza
2 x OC 71	Amplificatore BF
AC 127 - AC 132	Stadio d'uscita a simmetria complementare
OA 79	Diodo rivelatore
OA 81	Diodo smorzatore

Il circuito è del tipo usuale per quanto riguarda la sezione ad alta frequenza.

Per la sezione di bassa frequenza sono impiegati due OC 71 dei quali uno serve come preamplificatore e l'altro come pilota per lo stadio a simmetria complementare.

Quest'ultimo è del tipo single-ended con i transistor AC 127 ed AC 132.

È previsto l'uso di un diodo smorzatore per migliorare il C.A.S. per segnali molto forti.

### 2) CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI IMPIEGATI

Condensatore variabile	: Philips tipo AC 1033.
Antenna in ferrite	: PDA/100/IV B.
Medie frequenze ed oscillatore:	NEOSID F 12 $\times$ 12.
Impedenza dell'altoparlante	: 10 $\Omega$

### 3) DATI COSTRUTTIVI DEI COMPONENTI

#### Bobina d'aereo

Circuito accordato: 75 spire filo 0,10 SM/SE.

$Q_o = 100$  a 1 MHz (questa misura è stata eseguita con la bobina montata nel ricevitore).

Secondario: 4 spire stesso filo.

#### Oscillatore

primario : 0 - 3 - 170 spire,

secondario: 10 spire.

L'oscillatore è stato realizzato senza coppetta e senza schermo.

#### I\*) Media frequenza

primario : 70 spire  $C = 2000$  pF  $Q_o = 40$ ,

secondario: 6 spire.

#### II\*) Media frequenza

primario : 0 - 89 - 140 spire  $C = 470$  pF

$Q_o = 80$ ,

secondario: 9 spire.

#### III\*) Media frequenza

primario : 0 - 58 - 140 spire  $C = 470$  pF

$Q_o = 80$ ,

secondario: 29 spire avvolte in bifilare col primario.

Il filo impiegato per tutti gli avvolgimenti è 0,10 SM/SE.

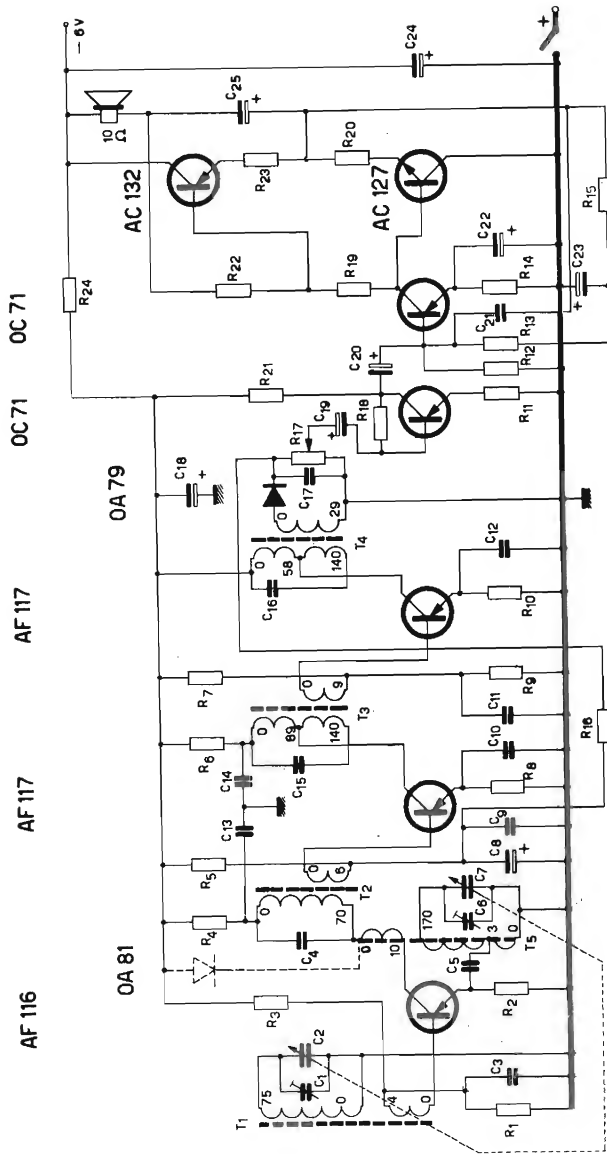


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore a sette transistor.

**Resistenze**

- R<sub>1</sub> = 8,2 kΩ
- R<sub>2</sub> = 1 kΩ
- R<sub>3</sub> = 33 kΩ
- R<sub>4</sub> = 1 kΩ
- R<sub>5</sub> = 82 kΩ
- R<sub>6</sub> = 2,2 kΩ
- R<sub>7</sub> = 15 kΩ
- R<sub>8</sub> = 560 Ω
- R<sub>9</sub> = 4,7 kΩ
- R<sub>10</sub> = 1 kΩ
- R<sub>11</sub> = 15 Ω
- R<sub>12</sub> = 1,8 kΩ
- R<sub>13</sub> = 3,9 kΩ
- R<sub>14</sub> = 66 Ω
- R<sub>15</sub> = 1,5 kΩ
- R<sub>16</sub> = 4,7 kΩ
- R<sub>17</sub> = 2,5 kΩ (potenziometro log.)
- R<sub>18</sub> = 220 kΩ
- R<sub>19</sub> = 33 Ω
- R<sub>20</sub> = 1,8 kΩ
- R<sub>21</sub> = 2,2 kΩ
- R<sub>22</sub> = 330 Ω
- R<sub>23</sub> = 2,2 Ω
- R<sub>24</sub> = 82 Ω

**Condensatori**

- C<sub>1</sub> = 1-10 pF (compensatore)
- C<sub>2</sub> = 4-180 pF (variabile)
- C<sub>3</sub> = 47 nF
- C<sub>4</sub> = 2000 pF
- C<sub>5</sub> = 1-10 pF (compensatore)
- C<sub>6</sub> = 4-80 pF (variabile)
- C<sub>7</sub> = 5 μF
- C<sub>8</sub> = 47 nF
- C<sub>9</sub> = 10 μF
- C<sub>10</sub> = 47 nF
- C<sub>11</sub> = 47 nF
- C<sub>12</sub> = 47 nF
- C<sub>13</sub> = 47 nF
- C<sub>14</sub> = 47 nF
- C<sub>15</sub> = 470 pF
- C<sub>16</sub> = 470 pF
- C<sub>17</sub> = 22 μF
- C<sub>18</sub> = 100 μF
- C<sub>19</sub> = 10 μF
- C<sub>20</sub> = 1 nF
- C<sub>21</sub> = 100 μF
- C<sub>22</sub> = 10 μF
- C<sub>23</sub> = 100 μF
- C<sub>24</sub> = 100 μF
- C<sub>25</sub> = 100 μF

Attoparlante = 10 Ω

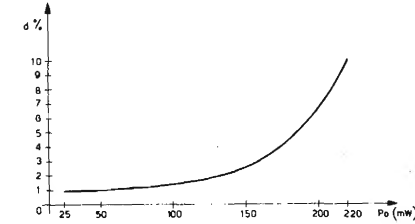


Fig. 3 - Distorsione armonica a 1000 Hz.

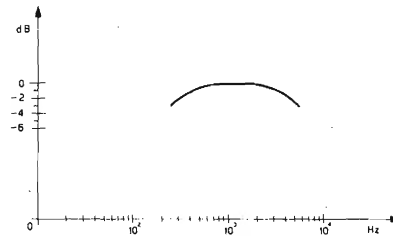


Fig. 4 - Curva di risposta misurata a 50 mW.



Fig. 2 - Realizzazione sperimentale del circuito a sette transistor.

**4) PRESTAZIONI OTTENUTE**

**A) Sezione bassa frequenza**

Si ottengono 50 mW su un carico di 10 Ω a 1000 Hz con 2,7 mV in base del primo OC 71. Per una distorsione totale del 10% la potenza d'uscita sale a 220 mW con 7 mV in base del preamplificatore. L'impedenza d'ingresso della sezione di bassa frequenza è di circa 3000 Ω. La banda passante a -3 dB riferita a 1000 Hz (50 mW) è compresa fra 245 e 5500 Hz (vedi figg. 3 e 4).

**B) Sezione a radio frequenza**

Entrando in base dell'AF 116 con un segnale di 0,5 μV modulato al 30% con 400 Hz si ottengono 50 mW sul carico di BF. La selettività a ± 9 kHz è di 22 dB (fig. 5). La sensibilità massima in antenna è:  
 f (kHz) 550 1000 1550  
 μV/m 60 30 20  
 Per il rapporto S/N e il C.A.S. vedere fig. 6.

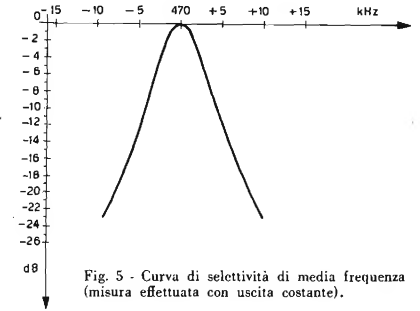


Fig. 5 - Curva di selettività di media frequenza (misura effettuata con uscita costante).

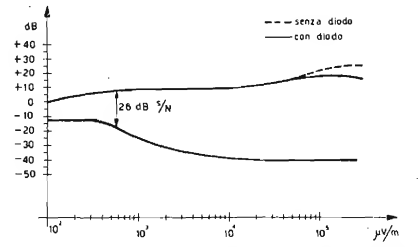


Fig. 6 - Curva caratteristica del CAS e rapporto segnale/disturbo (S/N) alla frequenza di 1 MHz (m = 30% a 400 Hz).

## UNITA' PREMONTATE PER RICEVITORE AM/FM

Le tre unità separate costituiscono rispettivamente le sezioni di radio frequenza (R.F.), di frequenza intermedia (F.I.) e di bassa frequenza (B.F.) di un ricevitore transistorizzato atto a ricevere la gamma delle onde medie, a modulazione di ampiezza (A.M.) e la gamma delle onde metriche a modulazione di frequenza (F.M.).

Il costruttore potrà completare il ricevitore con l'aggiunta dei seguenti componenti:

- a) Potenziometro per la regolazione del volume.
- b) Altoparlante.
- c) Antenna in ferrite con bobina di accordo.
- d) Commutatore AM/FM.
- e) Antenna a stilo per FM.

### Sintonizzatore PMS/A

Comprende la sezione R.F. della FM, nonché il primario del primo filtro di banda. I transistor impiegati sono un AF 114 come amplificatore RF in un circuito

con base comune ed un AF 115 come oscillatore-convertitore. Due diodi AA 119 sono impiegati come limitatori.

La gamma coperta dalla sezione FM è compresa fra 87,5 e 108 MHz. Il sintonizzatore comprende inoltre le sezioni del condensatore variabile che accordano i circuiti d'aereo e dell'oscillatore AM nonché i relativi compensatori di allineamento.

La gamma coperta dalla sezione AM è compresa fra 525 e 1605 kHz. Per i collegamenti con l'antenna e con le altre unità, vedere fig. 9.

Le bobine dell'oscillatore e dell'aereo della sezione FM, i due compensatori di accordo, come pure il primario del filtro di banda sono preallineati e non necessitano pertanto di ulteriore messa a punto.

### Amplificatore a frequenza intermedia PMI/A

Questa unità comprende il secondario del primo filtro di banda FM, collegato al sintonizzatore mediante accoppiamento capacitivo per corrente, un filtro di banda FM, un circuito ad accordo singolo FM e il rivela-

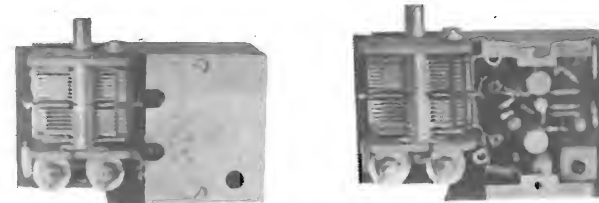


Fig. 1 - Sintonizzatore PMS/A con e senza schermo.

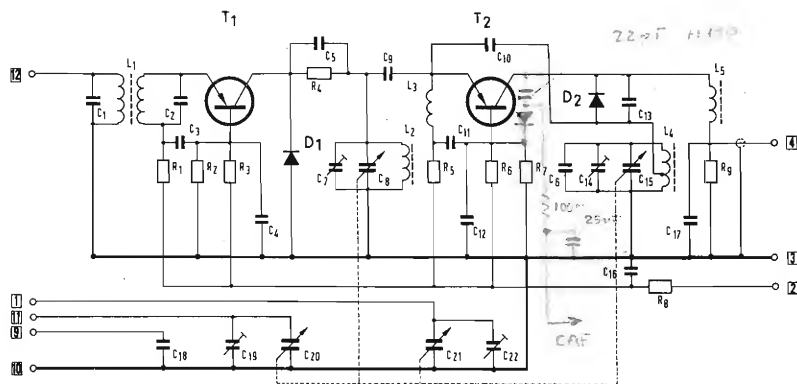


Fig. 2 - Schema elettrico del sintonizzatore PMS/A.

Componenti

$R_1$ , $820 \Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_2$ , $33 \text{ pF} \pm 5\%$ , 30 VL	$C_{13}$ , $120 \text{ pF} \pm 2\%$ , 30 VL
$R_2$ , $10 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_3$ , $1,2 \text{ nF} \pm 20\%$ , 500 VL	$C_{14}$ , $0,8\text{-}6,8 \text{ pF}$ regolabile
$R_3$ , $2,2 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_4$ , $1,2 \text{ nF} \pm 20\%$ , 500 VL	$C_{16}$ , $2,2 \text{ nF} \pm 20\%$ , 500 VL
$R_4$ , $120 \Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_5$ , $1,2 \text{ nF} \pm 20\%$ , 500 VL	$C_{17}$ , $6,8 \text{ nF} \pm 10\%$ , 500 VL
$R_5$ , $820 \Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_6$ , $3,9 \text{ pF} \pm 0,5 \text{ pF}$ , 500 VL	$C_{18}$ , $47 \text{ nF} \pm 20\%$ , 30 VL
$R_6$ , $2,2 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_7$ , $0,8\text{-}6,8 \text{ pF}$ regolabile	$C_{19}$ , $3,5\text{-}13,5 \text{ pF}$ regolabile
$R_7$ , $10 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_{8-15-20-21}$ Cond. variabili	$C_{22}$ , $3,5\text{-}13,5 \text{ pF}$ regolabile
$R_8$ , $100 \Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_9$ , $3,9 \text{ pF} \pm 0,5 \text{ pF}$ , 30 VL	$T_1$ , AF 114
$R_9$ , $68 \Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_{10}$ , $8,2 \text{ pF} \pm 0,5 \text{ pF}$ , 30 VL	$T_2$ , AF 115
$C_1$ , $4,7 \text{ pF} \pm 0,5 \text{ pF}$ , 30 VL	$C_{11}$ , $470 \text{ pF} \pm 20\%$ , 500 VL	$D_1$ , AA 119
	$C_{12}$ , $1,2 \text{ nF} \pm 20\%$ , 500 VL	$D_2$ , AA 119

tore a rapporto. La stessa unità include l'oscillatore locale AM, un filtro di banda AM, un circuito ad accordo singolo ed il rivelatore. Anche in questa unità tutte le bobine sono preallineate. La lunghezza dei cavi schermati che collegano il pannello della frequenza intermedia con il sintonizzatore e con il commutatore di gamma non deve essere modificata: diversamente si pregiudicherebbe la taratura dei circuiti accordati. Se in qualche caso particolare

si rendesse necessario variane la lunghezza, sarà indispensabile un ritocco della taratura dei circuiti accordati. I valori delle frequenze intermedie sono 470 kHz per l'AM e 10,7 MHz per la FM. In queste unità sono impiegati tre transistor AF 116 in circuito ad emettitore comune, due diodi accoppiati AA 119 per il discriminatore ed un diodo AA 119 per il rivelatore AM.



Fig. 3 - Pannello dell'amplificatore a frequenza intermedia, PMI/A.

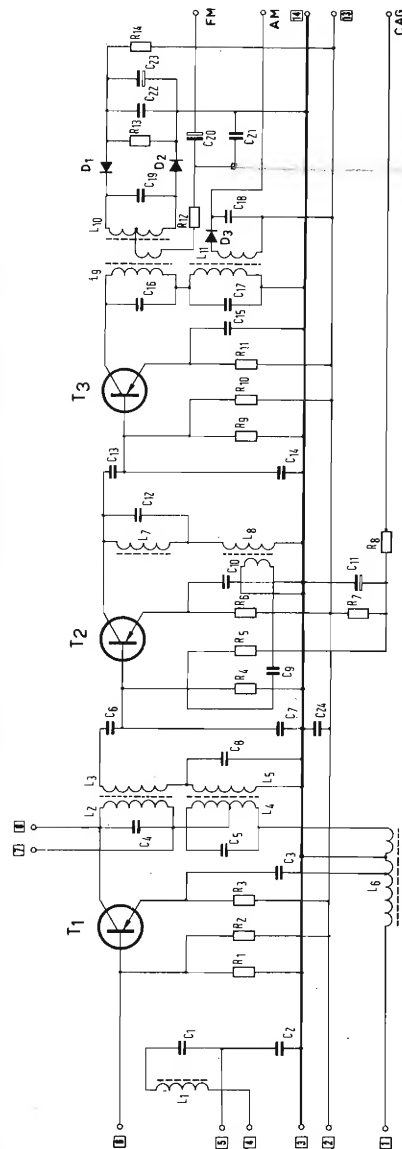


Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore a frequenza intermedia PMI/A.

Componenti

$R_1$ , $18 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_7$ , $5,6 \text{ pF} \pm 0,5 \text{ pF}$ , 30 VL	$C_{16}$ , $27 \text{ nF} \pm 10\%$ , 160 VL
$R_2$ , $5,6 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_8$ , $10 \mu\text{F}$ elettrol., 10 VL	$C_{17}$ , $2500 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL
$R_3$ , $1,8 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_9$ , $10 \mu\text{F}$ elettrol., 10 VL	$C_{18}$ , $300 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL
$R_4$ , $100 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , 1/8 W	$C_{10}$ , $2500 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$C_{19}$ , $1500 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL
$R_5$ , $2,7 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , 1/8 W	$C_{11}$ , $1500 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$C_{20}$ , $27 \text{ nF} \pm 10\%$ , 160 VL
$R_6$ , $680 \Omega \pm 5\%$ , 1/8 W	$C_{12}$ , $1500 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$C_{21}$ , $270 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL
$R_7$ , $18 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , 1/8 W	$C_{13}$ , $270 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$C_{22}$ , $2000 \text{ pF} \pm 5\%$ , 30 VL
$R_8$ , $22 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_{14}$ , $2000 \text{ pF} \pm 5\%$ , 30 VL	$C_{23}$ , $22 \text{ nF} \pm 20\%$ , 30 VL
$R_9$ , $18 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_{15}$ , $68 \text{ pF} \pm 5\%$ , 125 VL	$T_1$ , AF 116
$R_{10}$ , $5,6 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_{16}$ , $68 \text{ pF} \pm 5\%$ , 125 VL	$T_2$ , AF 116
$R_{11}$ , $100 \Omega \pm 10\%$ , 1/8 W	$C_{17}$ , $10 \mu\text{F}$ elettrol., 10 VL	$T_3$ , AF 116
$R_{12}$ , $18 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , 1/4 W	$C_{18}$ , $47 \text{ nF} \pm 20\%$ , 30 VL	$D_1$ , $2 \times \text{AA 119}$
$R_{13}$ , $560 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , 33 VL	$C_{19}$ , $470 \text{ pF} \pm 20\%$ , 500 VL	$D_2$ , $2 \times \text{AA 119}$
$C_1$ , $2000 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$C_{20}$ , $10 \mu\text{F}$ elettrol., 10 VL	$D_3$ , AA 119
$C_2$ , $22 \text{ nF} \pm 20\%$ , 30 VL	$T_1$ , AF 116	
$C_3$ , $220 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$T_2$ , AF 116	
$C_4$ , $1000 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$T_3$ , AF 116	
$C_5$ , $300 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$D_1$ , $2 \times \text{AA 119}$	
$C_6$ , $1750 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$D_2$ , $2 \times \text{AA 119}$	
$C_7$ , $1000 \text{ pF} \pm 5\%$ , 33 VL	$D_3$ , AA 119	

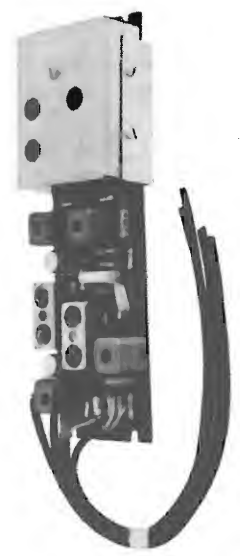


Fig. 5 - Pannello completo dell'amplificatore a frequenza intermedia PMI/A.

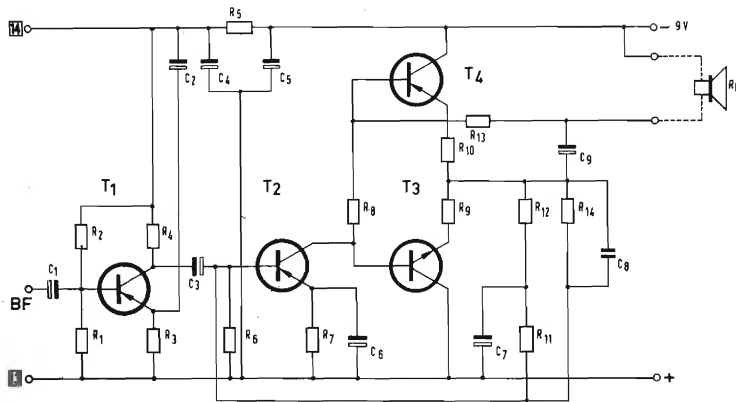


Fig. 6 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza PMB/A.

Componenti			
R <sub>1</sub>	22 kΩ ± 10%, 1/8 W	R <sub>9</sub>	2,2 Ω ± 5%, 1/4 W
R <sub>2</sub>	150 kΩ ± 10%, 1/8 W	R <sub>10</sub>	2,2 Ω ± 5%, 1/4 W
R <sub>3</sub>	2,2 kΩ ± 10%, 1/8 W	R <sub>11</sub>	6,8 kΩ ± 10%, 1/8 W
R <sub>4</sub>	8,2 kΩ ± 10%, 1/8 W	R <sub>12</sub>	2,7 kΩ ± 10%, 1/8 W
R <sub>5</sub>	100 Ω ± 10%, 1/8 W	R <sub>13</sub>	560 Ω ± 10%, 1/8 W
R <sub>6</sub>	1,5 kΩ ± 10%, 1/8 W	R <sub>14</sub>	68 kΩ ± 10%, 1/8 W
R <sub>7</sub>	82 Ω ± 10%, 1/8 W	R <sub>15</sub>	8 ÷ 10 Ω altoparlante
R <sub>8</sub>	43 Ω ± 5%, 1/8 W	C <sub>1</sub>	3,2 μF elettrolitico, 6,4 VL
		C <sub>2</sub>	64 μF elettrolitico, 10 VL
		C <sub>3</sub>	16 μF elettrolitico, 10 VL
		C <sub>4</sub>	320 μF elettrolitico, 10 VL
		C <sub>5</sub>	320 μF elettrolitico, 10 VL
		C <sub>6</sub>	125 μF elettrolitico, 2,5 VL
		C <sub>7</sub>	16 μF elettrolitico, 10 VL
		C <sub>8</sub>	220 pF pin-up,
		C <sub>9</sub>	320 μF elettrolitico, 10 VL
		T <sub>1</sub>	AC 125
		T <sub>2</sub>	AC 126
		T <sub>3/4</sub>	AC 127/128
			Aletta raffreddamento 56226

#### Amplificatore di bassa frequenza PMB/A

È composto da una coppia di transistor AC 127/128 funzionanti in classe B in un circuito a simmetria complementare e di due stadi di amplificazione, pilota e preamplificatore, equipaggiati rispettivamente con i transistor AC 126 e AC 125.

L'impedenza di uscita è di 8 ÷ 10 Ω.

#### COMPONENTI NECESSARI PER COMPLETARE IL RICEVITORE

- 1) Potenziometro da 5 kΩ logaritmico per la regolazione del volume (Philips E098 DG/20B28).
- 2) Altoparlante con impedenza da 8 ÷ 10 Ω a 1000 Hz (Philips AD 3460 SX/06).
- 3) Antenna in ferrite gradazione IV B. In base alle proprie esigenze il costruttore potrà scegliere tra i seguenti tipi: C8/140, C9,5/160, C9,5/200 oppure PDA/100, PDA/115, PDA/125.

La bobina di accordo di aereo AM deve avere una induttanza di circa 420 μH ed un fattore di merito a vuoto (montata nel ricevitore) compreso tra 80 e 100. Le spire del secondario di base del transistor convertitore dovranno essere strettamente accoppiate al lato freddo del circuito accordato. Per ottenere una

buona sensibilità ed un buon rapporto segnale-disturbo il rapporto spire  $n_p/n_s$  sarà compreso tra 20 e 30. Ad esempio, con un'antenna C9,5/200 occorrono 70 spire affiancate di filo litz 8 × 0,04 per il circuito accordato e 3 spire del medesimo tipo di filo per il secondario di base.

#### 4) Commutatore di gamma.

È necessario un commutatore o pulsantiera che permetta di effettuare quattro commutazioni. È possibile inserire un circuito per il controllo di tono formato

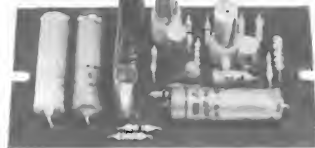


Fig. 7 - Pannello dell'amplificatore di bassa frequenza, PMB/A.

da un potenziometro logaritmico da 5 kΩ con in serie un condensatore da 0,1 μF collegati fra gli estremi del potenziometro del volume. L'interruttore di accensione potrà essere abbinato al potenziometro o al commutatore di gamma in modo da interrompere uno qualsiasi dei collegamenti dell'alimentazione.

#### 5) Antenna FM.

Per una buona ricezione anche in zone marginali si dovrà impiegare un'antenna telescopica a stilo orientabile, lunga da 80 a 90 cm.

## DATI TECNICI

### 1 - SINTONIZZATORE FM

#### Impedenza d'ingresso

60 Ω.

#### Guadagno di potenza

15 ÷ 17 dB, definito come rapporto tra la potenza all'ingresso del primo transistor FI (carico equivalente 560 Ω) e la potenza all'ingresso d'antenna (60 Ω).

#### Irradiazione (misurata secondo le norme ANIE).

Fondamentale  
 < 60 μV/m.  
 II armonica  
 < 20 μV/m.

### 2 - AMPLIFICATORE FI

#### SEZIONE FM

#### Sensibilità con Δf = 22,5 kHz e f = 400 Hz

< 16 μV applicati in base del 1° transistor amplificatore F.I. per 2 mV ai capi del potenziometro di volume (caricato con 4 kΩ).

#### Ricezione AM (secondo le norme ANIE).

> 25 dB.

#### SEZIONE AM

#### Sensibilità con m = 0,3 e f = 400 Hz

< 0,5 μV applicati in base del 1° transistor F.I. per 5 mV ai capi del potenziometro di volume (caricato con 4 kΩ).

### 3 - BASSA FREQUENZA

#### Sensibilità

< 2 mV (1 kHz in base dell'AC 125) per una potenza d'uscita  $P_u = 50$  mW.

#### Distorsione a 50 mW

< 2%.

#### Sensibilità alla massima potenza

< 7 mV (1 kHz in base dell'AC 125) per una potenza d'uscita  $P_u = 500$  mW.

#### Distorsione a 500 mW

< 8%.

#### Banda passante

100 ÷ 12000 Hz a -3 dB misurata rispetto 50 mW a 1 kHz.

#### Consumo

≈ 100 mA per potenza di uscita  $P_u = 500$  mW.

## PRESTAZIONI DEL RICEVITORE COMPLETO

### SEZIONE FM

#### Sensibilità con Δf = 22,5 kHz e f = 400 Hz

< 2 μV per potenza di uscita di 50 mW.

#### Rapporto segnale-disturbo con Δf = 22,5 kHz e f = 400 Hz

30 dB con segnale di antenna < 8 μV.

#### Sensibilità con Δf = 75 kHz e f = 1000 Hz

< 25 μV per potenza di uscita di 50 mW.

#### Distorsione con Δf = 75 kHz e f = 1000 Hz

< 3% per potenza di uscita di 50 mW.

#### Selettività

≥ 45 dB a ± 300 kHz.

#### Larghezza di banda a -3 dB

≥ 150 kHz.

### SEZIONE AM

#### Sensibilità con m = 0,3 a 400 Hz

100 μV/m per potenza di uscita di 50 mW.

#### Rapporto segnale/disturbo misurato a 1 kHz

26 dB con 560 μV/m.

#### Selettività a ± 9 kHz

> 30 dB.

#### C.A.G.

ΔV<sub>BF</sub> = 10 dB per ΔV<sub>RF</sub> = 27 dB (misurata secondo le norme C.E.I.).



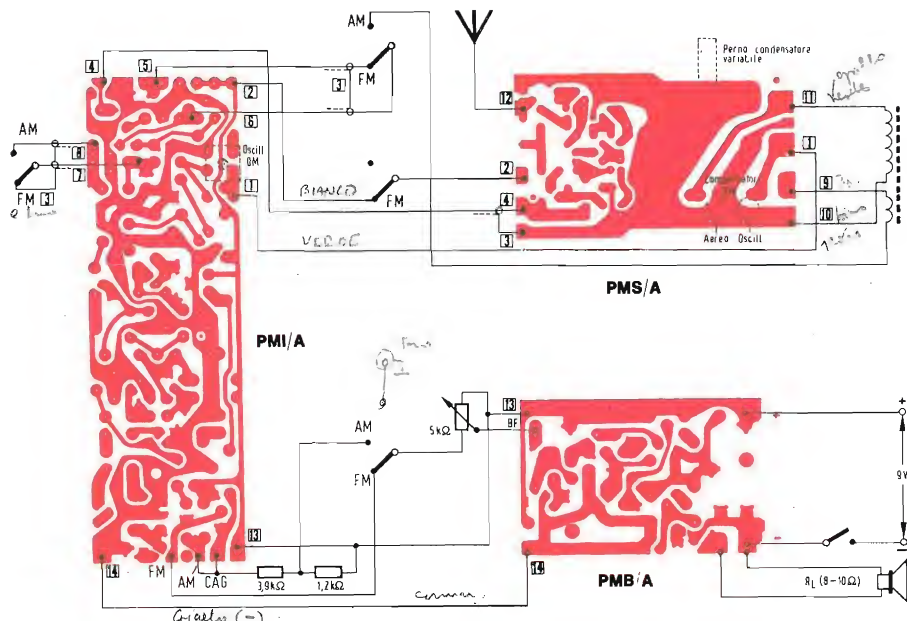


Fig. 8 - Come devono essere collegati i tre pannelli fra di loro.

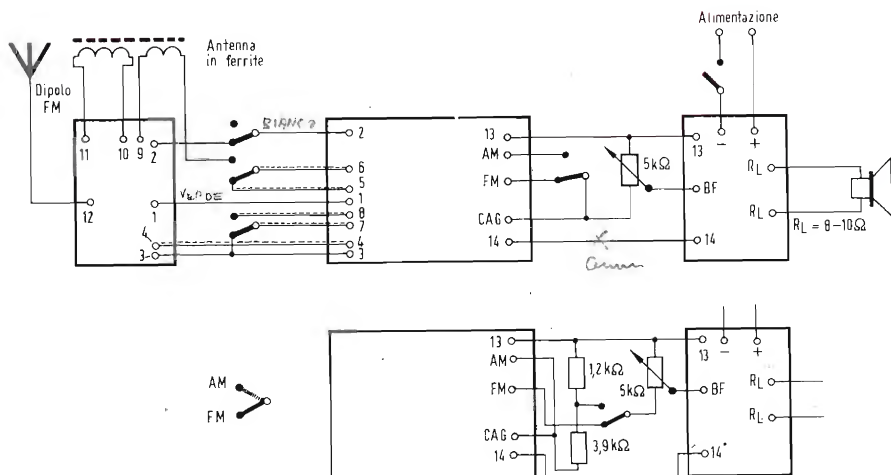


Fig. 9 - (in alto). Collegamenti elettrici fra i tre pannelli. (in basso) Variante di collegamento per il pannello di B.F.

## SEZIONI DI ALTA E MEDIA FREQUENZA DI UN RICEVITORE OM REALIZZATE CON 2 TRANSISTOR AF 121\*

Si descrive la parte di alta e media frequenza di un ricevitore per onde medie realizzato con un solo stadio di media frequenza per il quale è stato impiegato il transistor tipo AF 121.

Un circuito ad accordo singolo è posto sul collettore dello stadio rivelatore il quale funziona anche da stadio controllato dalla tensione del C.A.G. Per garantire un buon rendimento del diodo rivelatore anche ai bassi segnali, esso viene polarizzato nel senso della conduzione con una tensione di circa 80 mV. La rete del circuito di polarizzazione è costituita dalla resistenza del partitore di base del secondo transistor e da un partitore ricavato dalla resistenza di emettitore dello stesso transistor.

Un filtro di banda, con accoppiamento di poco inferiore al critico ( $kQ \approx 0,9$ ) precede lo stadio di rivelazione. L'adozione del filtro di banda permette di ottenere una selettività a  $\pm 9$  kHz simile a quella di un normale ricevitore equipaggiato con tre circuiti ad accordo singolo. Un diodo polarizzato funzionante come limitatore-smorzatore è posto sul collettore del transistor convertitore allo scopo di impedire il sovraccarico dello stadio in presenza di segnali forti. Le correnti di collettore di ambedue i transistor in assenza di segnale sono di 2 mA.

### CARATTERISTICHE TECNICHE

#### Sensibilità

- $m$  = 30% 400 Hz
- $f_i$  = 470 kHz
- Tensione in base del primo transistor per 2 mV BF su una resistenza di 4 k $\Omega$  = 2,5  $\mu$ V

- Intensità di campo sui punti di allineamento (nelle stesse condizioni di cui sopra) 150  $\mu$ V/m (a 525 kHz) 50  $\mu$ V/m (a 1605 kHz)

#### Selettività

- Per una deviazione di frequenza di  $\pm 9$  kHz attorno al valore centrale (470 kHz) = 26 dB

#### Banda passante

- Tra i punti a -3 dB di attenuazione = 4 kHz

#### Rapporto segnale/rumore

$S/N = 26$  dB per un'intensità di campo di 350  $\mu$ V/m (vedi fig. 2).

Per l'andamento della curva di sovraccarico vedasi la fig. 2.

\* Questo articolo è basato su uno studio effettuato da F. Dapiran e R. Guizzardi, del Laboratorio Applicazioni Elettroniche (LAE) della Philips S.p.A.

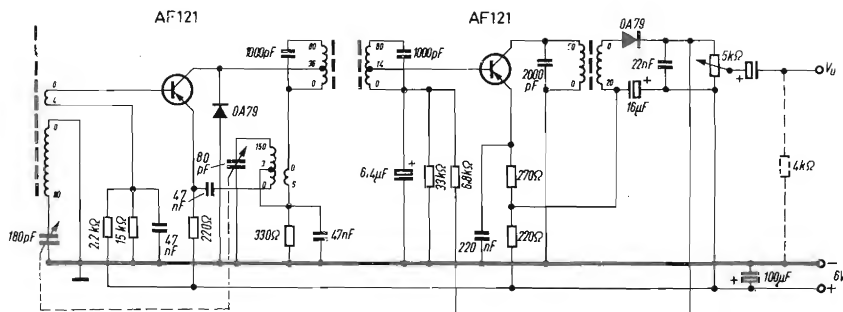


Fig. 1 - Schema elettrico della sezione alta e media frequenza di un ricevitore OM.

#### DATI COSTRUTTIVI DEI TRASFORMATORI

##### Rivelatore

I supporti sono del tipo Philips modello hilitup.

n. 1 base	AP 3016/04
n. 1 supporto bobina	AP 3016/05
n. 1 telaio in ferroxcube	AP 3014/00/3B1
n. 1 nucleo in ferroxcube	K5 120 00/3B1
n. 1 schermo	AP 3015/02

Il filo impiegato è ad 8 capi da 0,04 mm SM/SE per il primario e 0,10 mm SM/SE per il secondario avvolto in bifilare con il primario.

Avvolgimento primario 50 spire  $C = 2000 \text{ pF}$   
 $Q_o = 80 \text{ a } 470 \text{ kHz}$

Avvolgimento secondario 20 spire

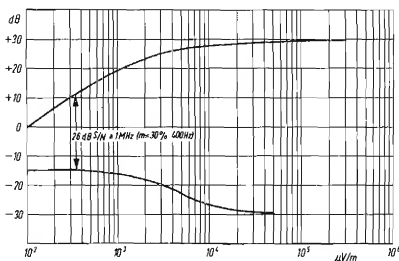


Fig. 2 - Andamento del C.A.C. e del rapporto S/N ( $f = 1 \text{ MHz}$ ,  $m = 30\% \cdot 400 \text{ Hz}$ ).

##### Filtro di banda

n. 2 basi	AP 3016/04
n. 2 supporti bobina	AP 3016/05
n. 2 telai in ferroxcube	AP 3014/00/3B1
n. 2 nuclei in ferroxcube	K5 120 00/3B1
n. 1 schermo	A3 191 17
n. 1 mina in ferroxcube	56 680 49/3B1
n. 1 disco accoppiatore	AP 3018
n. 1 distanziatore	AP 3017

Il filo è ad 8 capi da 0,04 mm SM/SE.

Avvolgimento primario: 0-36-80 spire  $C = 1000 \text{ pF}$

$Q_o = 100 \text{ a } 470 \text{ kHz}$

Avvolgimento secondario: 0-14-80 spire  $C = 1000 \text{ pF}$

$Q_o = 100 \text{ a } 470 \text{ kHz}$

Coefficiente di accoppiamento  $kQ = 0,9$ .

##### Oscillatore

n. 1 base	AP 3016/04
n. 1 supporto bobina	AP 3016/05
n. 1 nucleo in ferroxcube	K5 120 00/3B1

Filo impiegato: 8 capi da 0,04 mm SM/SE.

Circuito accordato 0-3-150 spire ( $C = 100 \text{ pF}$   $Q_o = 110$  ad 1 MHz).

Reazione: 5 spire.

##### Antenna

- Ferroxcube C8/140 ( $\varnothing 7,8 \times 140 \text{ mm}$ )/4B.
- Filo da 0,10 SM/SE
- Circuito accordato 80 spire ( $C = 200 \text{ pF}$   $Q_o = 150$  a 550 kHz).
- Spire di base: 4 spire.

##### Condensatore variabile

Tipo AC 1033.

AMPLIFICATORI F.I.

## AMPLIFICATORE TRANSISTORIZZATO PER MEDIA FREQUENZA VIDEO

Viene descritto un amplificatore di media frequenza video equipaggiato con tre transistor (AF 181,  $2 \times$  AF 121) per la frequenza di 43 MHz (centro banda) avente un guadagno di 72 db ed una tensione di  $3V_{cc}$  ai capi del carico del rivelatore. La tensione di alimentazione è di 11 V.

### 1. Criteri di progetto per la media frequenza video

#### 1.1. Scelta della frequenza intermedia

Il valore della frequenza intermedia adottato è quello dello standard italiano cioè di 45,9 MHz per la portante video e 40,4 MHz per la portante suono. Come frequenza centrale per il progetto si è usato il valore di 43 MHz o più esattamente 43,15 MHz risultante della media aritmetica delle due portanti. Nei calcoli si è usato  $\omega = 270 \cdot 10^6$ .

#### 1.2. Curva di risposta

Dall'esame della curva di risposta totale (vedi fig. 2) che deve essere ottenuta secondo le norme CCIR, e tenendo conto sia della selettività di radio frequenza del selettore, sia del filtro di banda posto fra il selettore e la base del transistor AF 181, nonché della attenuazione delle trappole per la portante suono (40,4 MHz) e di quella per la portante suono del canale adiacente (47,4 MHz), si è stabilito che in base dell'AF 181 si devono ottenere per le attenuazioni qui riportate le seguenti larghezze di banda:

dB	-3	-6	-10	-20
MHz	5,4	6,2	7	9

Impiegando nella media frequenza i fattori di merito a carico e gli accoppiamenti sotto riportati:

	$Q_p$	$Q_s$	$q$
Circuito rivelatore	6		
Il filtro di banda	12	12	1,5
I filtro di banda	26 (*)	6	1,2

le attenuazioni calcolate per le rispettive larghezze di banda sono:

dB	-3	-6	-10	-20
MHz	4,9	6	7,2	9,7,

in buono accordo con i valori prefissati.  
(Vedi appendice 6)

#### 1.3. Guadagno (appendice 1)

Il massimo guadagno unilaterizzato del transistor AF 121 con  $V_{CE} = 10$  V e  $I_C = 3$  mA, alla frequenza di 43 MHz è di circa 31 dB.

Anche se nello stadio rivelatore verrà scelta una corrente di riposo diversa (vedi progetto del rivelatore),

\* Valore di  $Q$ , quando l'AF 181 ha il massimo guadagno.

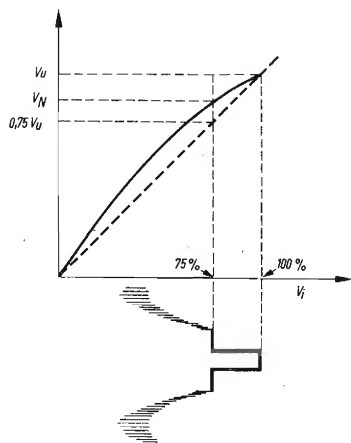


Fig. 1 - Rappresentazione del fattore di compressione  $F_c$ . - Influenza della distorsione di non linearità sul livello del nero ( $V_N$ ).

l'aumento della  $|y_{ic}|$  per correnti di collettore maggiori di 3 mA non consente di ottenere dei guadagni superiori perchè aumentando contemporaneamente anche la  $g_{ic}$  e la  $g_{oe}$ , rimanendo inalterato, o quasi, il rapporto

$$\frac{|y_{ic}|^2}{4 g_{ic} g_{oe}}$$

Per l'AF 181 a 43 MHz con  $I_C = 3$  mA il guadagno massimo unilaterizzato è di circa 27 dB. Pertanto il massimo guadagno teorico ottenibile sarà di 89 dB. Il guadagno pratico si otterrà deducendo le perdite di potenza nei vari stadi causate sia dal rendimento di rivelazione del diodo ( $2 \div 2,5$  dB) che dalle perdite di inserzione dei circuiti accordati.

Per limitare l'influenza delle variazioni delle impedenze d'ingresso e d'uscita dei transistor sui fattori di merito a carico dei circuiti accordati, si è stabilito di adottare le seguenti perdite di inserzione:

- Per il circuito del rivelatore  $1 \div 2$  dB
- Per i 3 circuiti collegati ai transistor AF 121 ciascuno  $3$  dB
- Per il circuito di collettore del transistor AF 181  $5$  dB
- Per il circuito di base del transistor AF 181  $8$  dB

(ciò per compensare le maggiori variazioni dei parametri dell'AF 181 conseguenti all'azione del CAG). Quindi il guadagno di potenza previsto è di circa 71 dB in base del transistor AF 181.

## 2. Stadio rivelatore

### 2.1. Dimensionamento del carico e potenza resa

Per un buon rendimento, la capacità del diodo rivelatore (per l'OA 90  $C_{DK} \approx 1$  pF), deve essere piccola

rispetto a quella del gruppo di rivelazione, perchè  $C_{DK}$  forma per la radiofrequenza un partitore capacitivo con il condensatore di filtro.

La relazione generalmente usata è

$$R_L (C + C_{DK}) > \frac{10}{\omega_{IF}} \quad (2.1.1.)$$

dove  $\omega_{IF}$  è la pulsazione della frequenza intermedia. Tuttavia per ottenere una fedele riproduzione anche al 100% di modulazione occorre soddisfare pure la seguente relazione

$$R_L (C + C_{DK}) \leq \frac{1}{\omega_M} \quad (2.1.2)$$

dove  $\omega_M$  è la pulsazione della massima frequenza modulante.

Per la (2.1.2)  $\omega_M = 2\pi \cdot 5$  MHz  $= 31,4 \cdot 10^6$ , cioè  $R_L (C + C_{DK}) < 35,4$  dove  $R_L$  è espresso in k $\Omega$  e C in pF.

Per la (2.1.1.)  $R_L (C + C_{DK}) > 37$ . Essendo preferibile soddisfare la condizione (2.1.2) a scapito del rendimento e tenendo presente che è meglio usare  $R_L$  piuttosto alta, dato che generalmente è richiesta una tensione rivelata dell'ordine dei 3 V, si sceglie  $R_L = 2700 \Omega$  e  $C = 10$  pF ottenendo

$$R_L (C + C_{DK}) = 30;$$

con ciò si soddisfa la (2.1.2) senza scostarsi molto dalla (2.1.1).

Il rendimento medio dell'OA 90 a 43 MHz per 3 V<sub>cc</sub> e con un carico di 2700  $\Omega$  è di circa del 60%. Poichè si richiedono almeno 3 V rivelati (picco del sincronismo) ai capi di 2700  $\Omega$ , la potenza in uscita risulta 3,33 mW.

Con un rendimento minimo del diodo OA 90 del 55%,

$$\text{si ottiene } V_S = \frac{V_{cc}}{\eta \sqrt{2}} = 3,85 \text{ V e la potenza da for-}$$

nire al rivelatore diventa  $P_{riv} = 6,1$  mW.

### 2.2. Compressione degli impulsi di sincronismo

Per una corretta amplificazione del segnale completo (informazione video + sincronismo) è necessaria una ottima linearità della curva di sovraccarico dello stadio rivelatore. Alla potenza richiesta all'ingresso del diodo (6,1 mW) vanno sommate le perdite di inserzione, per cui si arriva ad una potenza totale di circa  $8 \div 9$  mW. Con tale livello di potenza si esce dalla zona di linearità della curva di sovraccarico del transistor che pilota il trasformatore del rivelatore. Pertanto si dovrà accettare una certa distorsione.

Intendiamo ora stabilire quale sia la massima distorsione di non linearità ammessa ed un criterio per valutarla (vedere fig. 1).

Si definisce il fattore di compressione  $F_c$ :

$$F_c = \frac{V_u - V_N}{V_u - 0,75 V_u} \geq 0,7$$

che corrisponde all'ampiezza del sincronismo in mancanza di linearità, riferita all'ampiezza del sincronismo in condizione di linearità.

In fig. 5 sono tracciate le curve di linearità riferite a 3 V<sub>cc</sub> sul carico del rivelatore per vari livelli di CAG. I relativi fattori di compressione sono risultati:

CAG	0	-10	-20	-30	-40	(-50) dB
$F_c$	0,93	0,8	0,85	0,85	0,8	(0,74),

migliori (tranne l'ultima di -50 dB non richiesta in pratica) del limite prefissato dello 0,75% (2.5.).

### 2.3. Scelta del punto di lavoro

Le misure eseguite hanno dimostrato che la scelta del punto di lavoro è condizionata sia dalla potenza che deve erogare lo stadio che dal rapporto tra il picco di corrente al primario e la corrente di riposo. Detto rapporto deve essere sufficientemente piccolo per contenere entro i limiti previsti la compressione dei segnali di sincronismo. L'andamento quasi parabolico della  $g_{oe}$  del transistor in funzione della corrente di collettore, richiede una polarizzazione ad una elevata corrente di riposo (cui corrisponde una minor curvatura della parabola e quindi minor distorsione) ed una piccola variazione della corrente alternata attorno al valore continuo (col che si riduce, per lo stesso punto di lavoro, l'effetto della variazione di  $g_{oe}$ ). I migliori risultati si sono ottenuti fissando il punto di lavoro  $I_C = 6$  mA e  $V_{CE} = 8$  V con un carico visto dal collettore di 1000  $\Omega$ . La tensione ai capi di 1000  $\Omega$  è risultata di 2,9 V<sub>eff</sub> con una potenza di 8,4 mW. La potenza dissipata dal transistor in assenza di segnale è di 48 mW.

### 2.4. Stabilizzazione termica

Si è stabilito un valore di  $R_E = 560 \Omega$ . Con tale valore di resistenza sull'emettitore, per un aumento della tensione di alimentazione del 10% ed una contemporanea diminuzione di  $R_E$  del -10% rispetto al valore nominale, ad una temperatura ambiente di 50°C corrisponde una temperatura di giunzione max di 78°C. Si ha pertanto un sufficiente margine di sicurezza in quanto difficilmente coesistono le due condizioni sopra menzionate ed inoltre la temperatura dalla giunzione è sensibilmente al disotto di quella massima (90°C per 200 ore). Il partitore di base ( $R_B \approx 2 R_E$ ) assicura

una notevole stabilità termica ( $S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \approx 3$ ).

(Vedi appendice 7).

### 2.5. Progetto del trasformatore

Riassumiamo i dati relativi allo stadio rivelatore finora fissati:

- fattore di merito a carico  $6$
- punto di lavoro dell'AF 121  $V_{CE} = 8$  V e  $I_C = 6$  mA
- perdite di inserzione  $1 \div 2$  dB
- carico del diodo rivelatore  $2700 \Omega$

- rendimento del diodo  $0,55$  (minimo)
- tensione c.c. rivelata  $3$  V
- carico visto dal collettore  $1000 \Omega$
- tensione efficace al collettore  $2,9$  V
- (per una compressione  $\leq 25\%$ ).

La conduttanza d'uscita del transistor nel punto di lavoro scelto è di circa 350  $\mu$ S.

Con i dati precedentemente fissati si sono calcolati gli elementi mancanti, cioè la capacità di accordo, il rapporto di trasformazione ed il fattore di merito a vuoto del circuito accordato.

Per calcolare i suddetti elementi si è dovuto procedere per tentativi in quanto la scelta di un elemento, ad esempio il ridurre le perdite di inserzione del circuito accordato, può portare come conseguenza un  $Q_o$  di valore elevato e pertanto non realizzabile. Anche il rapporto di trasformazione risulta funzione della capacità di accordo essendo già fissato il Q a carico: inoltre esistono dei limiti sulle grandezze del rapporto stesso perchè non si devono superare i 2,9 V<sub>eff</sub> al primario onde non comprimere eccessivamente il picco di sincronismo, e contemporaneamente si devono avere 1000  $\Omega$  al collettore.

Dalle considerazioni suddette si è trovata una soluzione che soddisfa le condizioni poste con perdite limitate (1,6 dB) impiegando una capacità di accordo al secondario di 13,5 pF con un fattore di merito a vuoto di circa 70 (praticamente realizzabile) ed un rapporto di trasformazione secondario/primario di 1,5. Per l'avvolgimento di neutralizzazione occorre un rapporto spire di circa 0,2 rispetto al collettore.

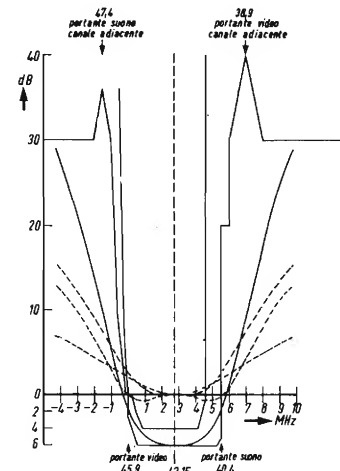
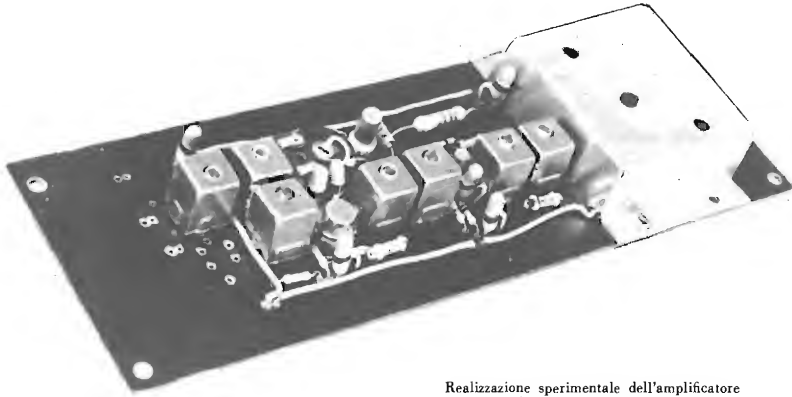


Fig. 2 - Tolleranza della curva di risposta totale del sistema CCIR - Curve di selettività parziali (tratto discontinuo) e totale (tratto continuo).





Realizzazione sperimentale dell'amplificatore per media frequenza video a transistor.

anche gli elementi dispersi del circuito che spostano notevolmente sia la fase che il modulo di  $y_{re}$ . Pertanto i valori calcolati servono soltanto a scopo orientativo, essendo la neutralizzazione eseguita secondo quanto descritto in appendice 4 B.

#### 4. Primo stadio

##### 4.1. Influenza del CAG sulla curva di risposta

Durante l'azione del CAG i parametri del transistor AF 181 variano notevolmente rispetto a quelli corrispondenti al massimo guadagno e si modificano pressappoco al variare della corrente e della tensione di collettore secondo la tabella qui riportata

$-I_c$	3 mA	12 mA
$g_{oc}$	80 $\mu$ S	2 mS
$C_{oc}$	3 pF	3,5 pF
$g_{ic}$	15 mS	50 mS
$C_{ic}$	+ 25 pF	- 25 pF
$ y_{re} $	50 mS	0,1 mS

Per il progetto del filtro di banda che segue l'AF 181 sono stati seguiti i seguenti criteri:

- a) Le perdite di inserzione (3 dB per tutti gli altri circuiti accordati) sono state aumentate a 5 dB e ciò per ridurre l'influenza delle variazioni della  $g_{oc}$  sul fattore di merito del primario. E' stato pertanto scelto per  $Q_p$  il valore di 26 che in corrispondenza della massima riduzione di guadagno ( $\sim 12$  mA) diventa circa 3.

- b) Per quanto stabilito nel paragrafo 1.2, onde ottenere la corretta banda passante, è risultato che bisogna usare  $Q = \sqrt{Q_p Q_s} = 12,5$  e  $q = 1,2$  da cui risulta  $Q_s = 6$ . Questo valore piuttosto basso contribuisce a mantenere costante la larghezza di banda del filtro quando varia  $Q_p$ .
- c) La scelta opportuna di  $\sqrt{Q_p Q_s}$  e  $q$  permette di usare un coefficiente di accoppiamento  $k = 0,096$  per il quale, con l'aumento dello smorzamento al primario causato dal CAG e la conseguente diminuzione di  $\sqrt{Q_p Q_s}$ , si ottiene una variazione della banda passante del filtro di circa 1 MHz (da 6 a circa 7 MHz) con un effetto trascurabile sulla selettività totale della media frequenza.

##### 4.2. Progetto del trasformatore - Secondario

Le perdite di inserzione sono state fissate in 3 dB. Essendo  $Q = 6$  risulta  $Q_o = 12$ . Il fattore di merito ( $Q_o'$ ) della sola bobina è stato ridotto a 12 con una resistenza in parallelo. La capacità totale di accordo del secondario è 50 pF formata da un partitore composto da 82 pF in serie a 100 (quest'ultimo ha in parallelo la  $C_{ic}$ ).

##### 4.3. Primario

Dal paragrafo 1.2 risulta, in assenza del CAG,  $Q = 26$  e per 5 dB di perdite si ha  $Q_o = 38$ . La capacità di accordo del primario è di 25 pF. Per la neutralizzazione  $n = 0,07$ . Il condensatore di accoppiamento per ottenere  $k = 0,096$  è di circa 4,7 pF. (V. appendice 5)

#### 5. Trasformatore d'ingresso

Il secondario del trasformatore d'ingresso è accoppiato capacitivamente per corrente con il primario che fa parte integrante del selettore (VHF/UHF). Per ottenere una banda passante di circa 8 MHz occorre avere  $\sqrt{Q_p Q_s} = 12,5$  e  $q \approx 1,5$ . La banda passante sarà però modificata dalla presenza delle trappole (trappola suono a 40,4 MHz con attenuazione  $\geq 26$  dB e quella del suono del canale adiacente (47,4 MHz) con attenuazione  $> 42$  dB). Assumendo generalmente  $Q_p$  uguale a circa 40 si è fissato per  $Q_s$  un valore di 4. Dalla tabella del paragrafo 4.1 risulta che si hanno delle variazioni non solo della conduttanza d'ingresso del transistor AF 181 durante l'azione del CAG, ma anche della capacità  $C_{ic}$ . Pertanto si è aumentato il condensatore da 100 pF in parallelo alla  $C_{ic}$  a 150 pF. Ne è risultato una capacità totale d'accordo di 26 pF (ottenuta con 31 pF in serie a  $150 + C_{ic}$ ) ed un rapporto di trasformazione di 0,13. Con 26 pF l'induttanza del secondario è di 0,53  $\mu$ H. La presenza del condensatore di accoppiamento, del cavetto fra la media frequenza ed il selettore e delle trappole modifica i 26 pF richiesti in 33 pF.

#### 6. Guadagni (appendice 1)

##### 6.1. Rivelatore

L'amplificazione di tensione fra la base dell'AF 121 ed il carico del rivelatore (per  $3 V_{cc}$ ) è risultata di 120 volte, ed il guadagno di potenza di 28 dB.

##### 6.2. Secondo stadio

L'amplificazione di tensione fra la base dell'AF 121 e la base del successivo (rivelatore) è risultata di 16 volte con un guadagno di potenza di 25 dB.

##### 6.3. Primo stadio

Fra la base dell'AF 181 e quella del successivo si è misurata una amplificazione di 13 volte con un guadagno di potenza di 19 dB.

##### 6.4. Guadagno complessivo

Il guadagno totale di potenza è pertanto risultato di 72 dB in buon accordo con il guadagno previsto (1.3).

#### 7. C.A.G.

Il controllo di guadagno del tipo « forward » permette di ottenere una riduzione di guadagno superiore ai 40 dB (mediamente 45-47 dB). La banda passante non viene praticamente deformata dall'azione del CAG (vedi fig. 6).

La corrente da fornire al partitore dell'AF 181 per la massima riduzione di guadagno è  $\leq 2,5$  mA.

#### 8. Osservazioni

Nel circuito sperimentale realizzato è stato inserito il transistor amplificatore per il CAG del selettore, nonché l'« emitter follower » che segue il rivelatore. Si è preferito includere detto stadio nel gruppo del rivelatore allo scopo di poter avere su bassa impe-

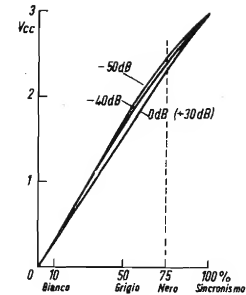


Fig. 5 - Curve di sovraccarico per diversi valori di CAG.

denza il segnale per il pilotaggio dello stadio finale video. E' prevista (sempre nel gruppo del rivelatore) l'utilizzazione di un « noise inverter » nonché il montaggio di qualche « peaking coil » per correggere eventualmente la curva del preamplificatore video. Inoltre è stato previsto il montaggio di un ulteriore circuito trappola.

#### APPENDICE 1

##### Calcolo di guadagni

###### 1) Circuito accordato singolo

Il « trasducer gain » per uno stadio ad accordo singolo rappresentato come nella fig 7 si può esprimere come segue:

$$\Theta = \Theta_{in} \cdot \Theta_{m1} \cdot \Theta_{m2} \cdot \Theta_l$$

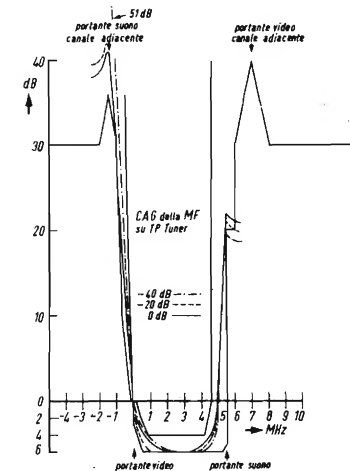


Fig. 6 - Curva di selettività misurata fra il punto di prova del selettore VHF ed il rivelatore per vari livelli del CAG.

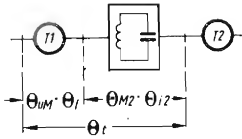


Fig. 7 - Rappresentazione schematica di un transistor collegato ad un circuito ad accordo singolo.

in cui

$$\Theta_{11} = \frac{|y_{11}|^2}{4 g_{ie} g_{oc}}$$

(massimo guadagno unilateralizzato)

$$\Theta_{12} = \frac{4 g_{ie} g_{oc}}{(g_r + g_{oc})^2}$$

(perdite di disadattamento all'uscita)

$$\Theta_{12} = \left(1 - \frac{Q}{Q_o}\right)^2$$

(perdite di inserzione all'uscita)

$$\Theta_r = \frac{1}{|\beta_o|^2}$$

(perdite dovute alla reazione).

## 2) Circuito a filtro di banda (fig. 8)

Analogamente al circuito singolo avremo il guadagno base base espresso come:

$$\Theta_s = \Theta_{11} \cdot \Theta_p \cdot \Theta_r \cdot \Theta_s \cdot \Theta_s$$

in cui

$$\Theta_p = \left(1 - \frac{Q}{Q_o}\right)_p$$

(perdite di inserzione del primario f.b.),

$$\Theta_r = \left(1 - \frac{Q}{Q_o}\right)_r$$

(perdite di inserzione del secondario f.b.),

$$\Theta_s = \left(\frac{2q}{1 + q^2}\right)^2$$

(perdite dovute all'accoppiamento  $q = k\sqrt{Q_p Q_s}$ ).

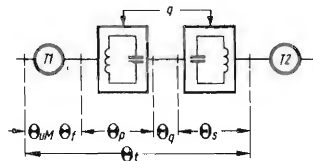


Fig. 8 - Rappresentazione schematica di un transistor collegato ad un filtro di banda.

Per  $q = 1$  si trascurano generalmente le perdite  $\Theta_s$ , che per altro valgono:

$q$	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75
$\Theta_s$ (dB)	1,94	0,34	0	0,21	0,7	1,28

## 3) Guadagni di tensione

### a) Circuito del rivelatore

Il guadagno di tensione si esprime come:

$$A_{ve} = \frac{|y_{ie}|}{g_o}$$

(fra base e collettore)

$$A_{vs} = \frac{|y_{ie}| \cdot n}{g_o}$$

(fra base e secondario)

$$A_{vcc} = \frac{\sqrt{2} |y_{ie}| \cdot n \cdot \eta}{g_o}$$

(fra base e carico in c.c.)

### b) Circuito a filtro di banda

Essendo in un filtro di banda

$$g_{ir} = \frac{I_1}{V_2} = \frac{1 + q^2}{q} \sqrt{g_p g_s}$$

dove

$$g_p = g_{oc} + g_d + g_i \quad \text{e} \quad g_s = g_d + g_i + n^2 (g_{ie} + g_b)$$

si ha:

$$A_{vs} = \frac{|y_{ie}| n}{g_{ir}} = \frac{|y_{ie}| \cdot n \cdot q}{(1 + q^2) \sqrt{g_p g_s}}$$

(amplificazione di tensione fra la base e la base successiva).

## APPENDICE 2

### Calcolo del primario del filtro di banda (fig. 9)

$$C = C' + C_{oc}$$

$$[\Theta_{1p}] = \left(1 - \frac{Q}{Q_o}\right)_p \quad \text{nelle quali:} \quad 1)$$

- $C$  . . . . . capacità totale di accordo del primario
- $[\Theta_{1p}]$  . . . . . perdite di inserzione per il primario
- $Q$  . . . . . fattore di merito a carico
- $Q_o$  . . . . . fattore di merito della bobina caricata con  $g_i$
- $Q_s'$  . . . . . fattore di merito della sola bobina

$$[\Theta_{1p}] = 1 - \frac{Q}{Q_o} = \frac{g_{oc}}{g_d + g_{oc} + g_i} = \frac{g_{oc}}{g_{oi}} \quad 2)$$

$$\text{dalla quale: } g_{oi} = \frac{g_{oc}}{[\Theta_{1p}]}$$

$$\text{Essendo } g_{oi} = \frac{\omega C}{Q} \text{ si ottiene } C = \frac{Q g_{oi}}{\omega} = \frac{Q g_{oc}}{\omega [\Theta_{1p}]} \quad 3)$$

$$\text{Dalla (1) e dalla relazione } g_d + g_i = \frac{\omega C}{Q_o} \text{ si elimina } Q_o$$

e si ottiene:

$$g_d + g_i = g_{oc} \left( \frac{1}{[\Theta_{1p}]} - 1 \right) \quad 4)$$

Quando dalla (3) si è determinato  $C = (C' + C_{oc} + C_{dis})$  si procede alla costruzione della bobina che alla frequenza del centro banda avrà un fattore di merito  $Q_o'$ . (Ovviamente sarà  $Q_o' > Q_o$ ).

$$\text{Essendo } g_i = \frac{\omega C}{Q_o'} \text{ si calcola agevolmente}$$

$$g_i = \frac{g_{oc}}{[\Theta_{1p}]} - g_{oc} - g_d \quad 5)$$

## APPENDICE 3

### Calcolo del secondario del filtro di banda (fig. 10)

Si assume lo stadio neutralizzato: cioè  $y_{re} = 0$  e pertanto l'ammettenza d'ingresso sarà  $y_{ie} = g_{ie} + j\omega C_{ie}$ .

Essendo  $C_3 = C_3' + C_{ie}$

$$g = g_{oc} + g_b \quad \text{dove } g_b = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$$

Trasformando la  $y = g + j\omega C_3$  in  $Z$  e sommandola a

$$\frac{1}{j\omega C_2} \text{ e ritrasformando il tutto in } Y \text{ si ottiene}$$

$$Y = \frac{g \omega^2 C_2^2}{g^2 + \omega^2 (C_2 + C_3)^2} + j\omega C_2 \frac{g^2 + \omega^2 C_3 (C_2 + C_3)}{g^2 + \omega^2 (C_2 + C_3)^2} \quad 1)$$

Per tutto il circuito accordato avremo:

$$y_{oi} = n^2 g + g_d + g_i \quad 2)$$

$$C_{oi} = C_1 + n^2 C_3$$

dove le notazioni:

$n^2 g$  ed  $n^2 C_3$  sono arbitrarie e sono uguali alla parte reale e rispettivamente immaginaria di  $Y$ .

$$\text{Fissato } [\Theta_{1p}] \left(1 - \frac{Q}{Q_o}\right) \text{ e } Q, \quad 3)$$

i parametri d'ingresso del transistor e  $g_b$ , dalla relazione (3) si ottiene:

$$[\Theta_{1p}] = \frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_o} \quad 4)$$

$$\text{Inoltre } \frac{Q}{Q_o} = \frac{g_d + g_i}{g_d + g_i + n^2 g} \text{ dalla quale:}$$

$$\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_o} = \frac{n^2 g}{\omega C} \text{ che con la 4)}$$

$$\frac{n^2 g}{\omega C} = \frac{[\Theta_{1p}]}{Q} \quad 5)$$

$$\text{Posto } p = \frac{n^2 g}{\omega C} \text{ e sostituendo a } n^2 g \text{ ed a } C \text{ rispettivamente}$$

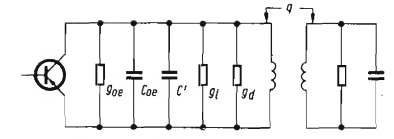


Fig. 9 - Circuito equivalente di un transistor collegato al primario di un filtro di banda.

la parte reale della  $Y$  (1) e  $C_{oi}$  (2) e risolvendo per  $C$ : si ottiene:

$$C_2^2 (\omega^2 C_1 + \omega^2 C_3 - g \omega / p) + C_1 (\omega^2 C_1 C_3 + g^2 + \omega^2 C_3^2) + C_1 (g^2 + \omega^2 C_1 C_3) = 0.$$

Supponendo con buona approssimazione  $C_1 = 0$  si ottiene per  $C_2$ :

$$C_2 = \frac{g^2 + \omega^2 C_3^2}{g \omega / p - \omega^2 C_3}$$

$$\text{e quindi } C_{oi} = C_1 + C_2 \frac{g^2 + \omega^2 C_3 (\omega (C_2 + C_3))}{g^2 + \omega^2 (C_2 + C_3)^2}$$

$$\text{inoltre dalla 4) } Q_o = \frac{Q}{1 - [\Theta_{1p}]}$$

$$\text{nonch  } g_d + g_i = \frac{C_{oi} (1 - [\Theta_{1p}])}{Q}$$

## APPENDICE 4

### Neutralizzazione

#### A. Determinazione degli elementi per la neutralizzazione

Per ottenere la neutralizzazione, colleghiamo in parallelo alla matrice del transistor la matrice neutralizzante  $y_N$  (fig. 11). Gli ingressi delle due matrici sono collegati direttamente fra di loro, mentre le uscite sono collegate tramite un trasformatore invertitore di fase con rapporto di trasformazione  $n$ . Per una perfetta neutralizzazione occorre che sia:

$$y_{re} + n y_{N21} = 0 \quad 1)$$

Essendo l'elemento neutralizzante formato da una ammettenza  $y_N$ , la matrice neutralizzante comprendendo il trasformatore sar  (vedere fig. 12)

$$\begin{bmatrix} y_N & n y_N \\ n y_N & n^2 y_N \end{bmatrix} \quad 2)$$

e tenuto conto della (1) e della matrice del transistor

$$y' = \begin{bmatrix} y_{ie} - \frac{y_{re}}{n} & 0 \\ y_{ie} - y_{re} & y_{oc} - n y_{re} \end{bmatrix} \quad 3)$$

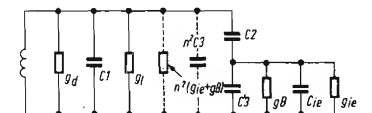


Fig. 10 - Circuito equivalente dell'ingresso di un transistor collegato al secondario di un filtro di banda.



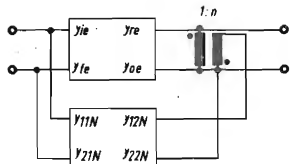


Fig. 11 - Matrice di un transistor collegata ad una matrice neutralizzante.

Derivando rispetto ad  $n$  l'espressione del massimo guadagno unilaterale estraibile dalla matrice (3) e annullandola:

$$\frac{d \Theta_{av}}{dn} = 0$$

$$\text{dove } \Theta_{av}' = \frac{|y_{re} - y_{re}|^2}{4 \left( \left| y_{re} - \frac{y_{re}}{n} \right|_{re} \right) (|y_{oe} - n y_{re}|_{re})}$$

$$\text{si ottiene il massimo guadagno per } n = \sqrt{\frac{\beta_{oe}}{\beta_{ie}}}$$

I parametri del transistor dopo la neutralizzazione se inseriti nell'espressione del massimo guadagno unilaterale non ne modificano apprezzabilmente il valore (per la frequenza qui usata).

Fissato  $y_{re} = \frac{y_{re}}{n}$  otteniamo:

$$g_N = \frac{|y_{re}|}{n} \cos \varphi_{re} \quad \text{e} \quad C_N = \frac{|y_{re}|}{n} \sin \varphi_{re}$$

i quali trasformati in elementi in serie diventano:

$$R_N = \frac{n \cos \varphi_{re}}{|y_{re}|} \quad \text{e} \quad C_N = \frac{|y_{re}|}{n \omega \sin \varphi_{re}}$$

### B. Controllo della neutralizzazione

Per controllare la neutralizzazione si è seguito il seguente procedimento:

- 1) Si entra in base del transistor del quale si vuole controllare la neutralizzazione con un generatore vobbulato avente una resistenza interna di  $50 \pm 100 \Omega$  con un condensatore in serie di  $1000 \div 2000 \text{ pF}$ .
- 2) Il secondario dell'eventuale filtro di banda che è accoppiato al primario (collettore dello stadio in esame) deve essere cortocircuitato per la radiofrequenza. Il primario deve essere tarato sulla  $f_o$ .
- 3) Con un rivelatore collegato in base del transistor si otterrà quanto segue (fig. 13):

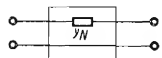


Fig. 12 - Matrice neutralizzante impiegata nel circuito precedente.

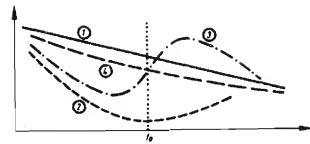


Fig. 13 - Andamento della tensione in base di un transistor con e senza neutralizzazione.

1. Andamento della tensione in base quando il circuito di collettore è cortocircuitato.
2. Tensione in base con il primario tarato su  $f_o$  (senza neutralizzazione).
3. Tensione in base neutralizzando la parte immaginaria (con  $C_N$  variabile ed  $R_N = 0$ ).
4. Con  $C_N$  ed  $R_N$  regolati per l'ottimo della neutralizzazione.

### APPENDICE 5

#### Calcolo dei condensatori di accoppiamento

- 1) Accoppiamento capacitivo per corrente (fig. 14)

$$K = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_M)(C_2 + C_M)}}$$

qualora  $C_M \gg C_1, C_2$   $K \approx \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_M}$

- 2) Accoppiamento capacitivo per tensione (fig. 15)

$$K = \frac{C_M}{\sqrt{(C_1 + C_M)(C_2 + C_M)}}$$

Risolviendo per  $K$  (con una approssimazione dell'1% circa)

$$C_M = \frac{K^2 (C_1 + C_2) + 2K \sqrt{C_1 C_2}}{2}$$

qualora  $C_M \ll C_1, C_2$   $K = \frac{C_M}{\sqrt{C_1 C_2}}$

### APPENDICE 6

#### Calcolo della curva di risposta

Il calcolo dei  $Q$  e degli accoppiamenti del filtro di banda è stato fatto per tentativi applicando le note formule per il calcolo delle curve di selettività, che qui riportiamo

- a) Circuito singolo:

$$a = \frac{V_{10}}{V_{\Delta f}} = \sqrt{1 + x^2} \quad \text{dove} \quad x = \frac{2\Delta f/Q}{f_o}$$

- b) Filtro di banda:

$$a = \frac{V_{10}}{V_{\Delta f}} = \frac{\sqrt{(x^2 - q^2 - 1)^2 + x^2 \left( \frac{Q_p}{Q_s} + \frac{Q_s}{Q_p} + 2 \right)}}{1 + q^2}$$

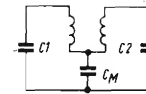


Fig. 14 - Circuito equivalente di un filtro di banda con accoppiamento capacitivo di corrente.

$$\text{dove } x = \frac{2\Delta f \sqrt{Q_p Q_s}}{f_o} \quad \text{e} \quad q = K \sqrt{Q_p Q_s}$$

Per  $q > 1$  si sono calcolate le frequenze dei due minimi della curva derivando per  $x$  ed uguagliando a zero la prima derivata

$$\frac{da}{dx} = 0$$

Le soluzioni sono:  $x = 0$  (frequenza centrale)

$x = \pm \sqrt{q^2 - 1}$  ascissa dei due minimi.

Per i punti in cui  $a = 1$  si ottiene

$$x = 0 \quad \text{e} \quad x = \pm \sqrt{2(q^2 - 1)}$$

Un'altra relazione utile è la seguente:

$$q = \sqrt{\frac{2 - a^2 + 2\sqrt{1 - a^2}}{a^2}}$$

che permette, dato  $a$  ( $< 1$ ) ordinata dei minimi, di calcolare il  $q$  necessario.

### APPENDICE 7

#### Stabilizzazione in c.c. e calcolo del partitore di base

La massima potenza che può essere dissipata nel collettore è:

$$P_c = \frac{V^2}{4R} \quad \text{ove} \quad R = R_c + R_e \quad 1)$$

Inoltre  $P_c$  è definita da:

$$P_c = \frac{T_1 - T_{amb}}{K} = \frac{\Delta T}{K} \quad 2)$$

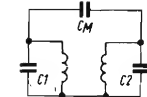


Fig. 15 - Circuito equivalente di un filtro di banda con accoppiamento capacitivo di tensione.

Uguagliando la 1) con la 2)

$$R = \frac{KV^2}{4\Delta T}$$

Se  $V$  aumenta del 10%:

$$R = \frac{1,21 KV^2}{4\Delta T}$$

e per  $R$  al limite inferiore della tolleranza (-10%):

$$R = \frac{1,1 \cdot 1,21 KV^2}{4\Delta T} = \frac{0,333 KV^2}{\Delta T}$$

Ponendo

$$R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \leq 2 R_e$$

si avrà

$$\Delta I_c = \frac{\beta (R_b + R_e)}{R_b + \beta R_e} \cdot \Delta I_{cbo}$$

ossia

$$\Delta I_c = \frac{3 R_e \beta \Delta I_{cbo}}{R_e (\beta + 2)} \approx 3 \Delta I_{cbo}$$

Se poniamo

$$R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 2 R_e \quad 3)$$

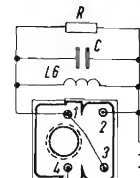
dato  $V_c$  e  $V_{BE}$  (nominale)

$$V_b = I_e R_e + V_{BE} = \frac{V_c R_2}{R_1 + R_2} \quad 4)$$

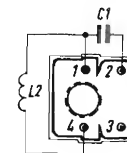
Dalla 3) e dalla 4)

$$R_1 = \frac{2V_c R_e}{V_b} \quad \text{e} \quad \text{quindi} \quad R_2 = \frac{2V_c R_e}{V_c - V_b}$$

### DATI COSTRUTTIVI DELLE BOBINE

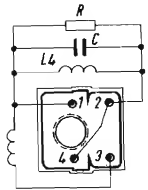


- Supporto AP 3016/02
- Schermo AP 3015/02
- Nucleo K4.725.10
- Primario 13 spire 0,2 affiancate
- Neutr. 2 spire 0,2 affiancate
- C C 329 BA/B5E6
- R B8.305.04B/12K

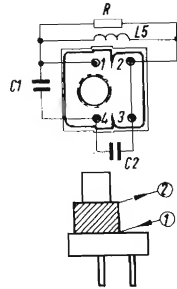
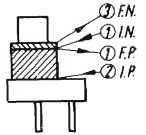


- Supporto AP 3016/02
- Schermo AP 3015/02
- Nucleo K4.725.10
- L2 15 spire 0,35 affiancate
- C1 C 329 BA/B15E

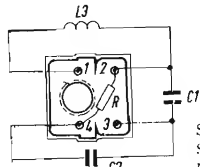




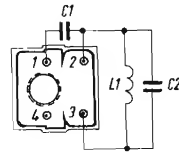
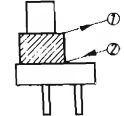
Supporto AP 3016/02  
 Schermo AP 3015/02  
 Nucleo K4.725.10  
 Primario 10 spire 0,35 affiancate  
 Neutr. 1 spira 0,35  
 C C 329 BA/B15E  
 R BR.305.04B/10K



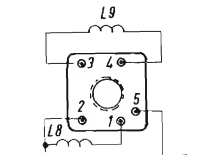
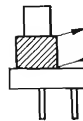
Supporto AP 3016/02  
 Schermo AP 3015/02  
 Nucleo K4.725.10  
 L<sub>5</sub> 5 spire 0,35 affiancate  
 C<sub>1</sub> C 329 BA/B182E  
 C<sub>2</sub> C 329 BA/B100E  
 R BR.305.04B/1K



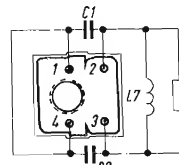
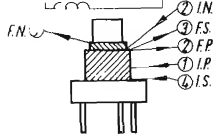
Supporto AP 3016/02  
 Schermo AP 3015/02  
 Nucleo K4.725.10  
 L<sub>3</sub> 10 spire 0,35 affiancate  
 C<sub>1</sub> C 329 BA/B33E  
 C<sub>2</sub> C 329 BA/B150E  
 R BR.305.04B/470E



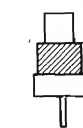
Supporto AP 3016/02  
 Schermo AP 3015/02  
 Nucleo K4.725.10  
 L<sub>1</sub> 8 spire 0,35 affiancate  
 C<sub>1</sub> C 329 BA/B15E  
 C<sub>2</sub> C 329 BA/B18E



Supporto AP 3016/01  
 Nucleo K4.725.10  
 Primario 8 spire 0,1 } avvolte in  
 Secondario 12 spire 0,2 } bifilare  
 Neutr. 1,5 spire 0,1 affiancate



Supporto AP 3016/02  
 Schermo AP 3015/02  
 Nucleo K4.725.10  
 L<sub>7</sub> 9 spire 0,35 affiancate  
 C<sub>1</sub> C 329 BA/B33E  
 C<sub>2</sub> C 329 BA/B100E  
 R BR.305.04B/6K8



## AMPLIFICATORE TRANSISTORIZZATO PER MEDIA FREQUENZA VIDEO\*

Si descrive un amplificatore per media frequenza video con frequenza centrale di 43,5 MHz equipaggiato con due transistor al silicio BF 173 e un transistor al silicio (controllato dal C.A.G.) tipo BF 167. Il guadagno di potenza fra la base del transistor controllato ed il carico del rivelatore è ~ 90 dB e la regolazione di guadagno è di 60 dB. La tensione di alimentazione è 25 V.

### 1. Introduzione

Sono stati impiegati i nuovi transistor al silicio planari BF 167 e BF 173 i quali consentono di ottenere:

- elevato guadagno
- a seguito della bassa capacità di reazione ottenuta con l'impiego di una nuova tecnica integrata gli stadi non sono neutralizzati
- ampia regolazione di guadagno (60 dB)
- funzionamento stabile con elevata temperatura ambiente
- segnale rivelato > 7 V<sub>pp</sub> (vedi 2a).

### 2. Descrizione del circuito

#### a) Stadio rivelatore

Il punto di lavoro scelto per il BF 173 ( $V_{CE} = 15,5$  V e  $I_C = 7,7$  mA) permette di ottenere una tensione d'uscita di picco  $\geq 7$  V con una compressione dei sincronismi inferiore al 30% (vedi fig. 3). Inoltre la ridotta dissipazione (120 mW) consente senza l'impiego del radiatore un funzionamento stabile per una temperatura ambiente di 65 °C con contemporanea sovraalimentazione del 10% e con le resistenze di polarizzazione ( $\pm 5\%$ ) nella più sfavorevole combinazione.

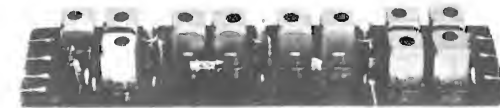


Fig. 1 - Realizzazione dell'amplificatore di media frequenza su circuito stampato.

\* Questo articolo è basato su uno studio effettuato da F. Dapiran del Laboratorio Applicazioni Elettroniche (LAE) della Philips S.p.A.



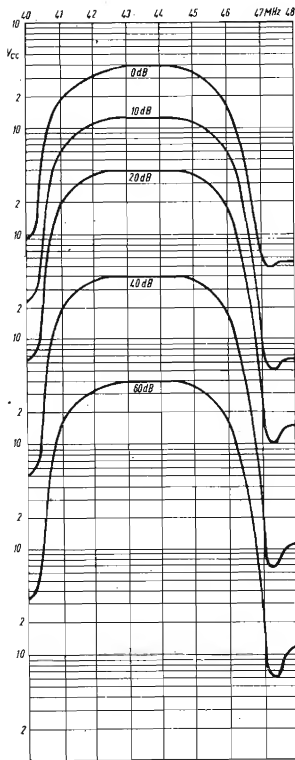


Fig. 4 - Curva di risposta dell'amplificatore di media frequenza per diversi valori di C.A.G.

Esso risulta maggiore di 0,7 per  $7V_{cc}$  a 43,5 MHz e di circa 0,7 per  $6,2V_{cc}$  alla frequenza della portante video.

In fig. 4 sono riportate le curve di selettività per vari livelli del C.A.G.

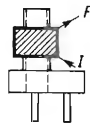
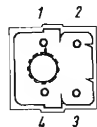
#### 4. Realizzazione

In fig. 1 riportiamo la fotografia dell'amplificatore di media frequenza realizzato su circuito stampato.

Il dimensionamento dei circuiti accordati è stato effettuato secondo il procedimento descritto nel N. 44 di questo bollettino nell'articolo: « Amplificatore transistorizzato per media frequenza video (AF 181  $2 \times$  AF 121) ».

#### 5. Allineamento della media frequenza

Il controllo manuale del C.A.G. va regolato a circa -30 dB.



L'allineamento viene effettuato con un «vobbolatore» nell'ordine seguente:

- Ingresso punto M1 con generatore a bassa impedenza ( $5 \Omega$ ): tarare L7-8-9 con  $f_0 = 43,5$  MHz in modo da ottenere per una tensione d'uscita di circa 1 V una banda a -3 dB di 7 MHz.
- Ingresso punto M2 ( $r_g = 5 \Omega$ ): con  $f_0 = 43,5$  tarare L5-6 in modo da ottenere per una tensione d'uscita di 4 V una banda complessiva a -3 dB di  $\sim 5,5$  MHz.
- Ingresso punto M3 ( $r_g = 5 \Omega$ ) con le trappole in cortocircuito: con  $f_0 = 43$  MHz tarare L3-4 per una tensione d'uscita di 4 V in modo da ottenere una banda totale a -3 dB di  $\sim 4,9$  MHz.
- Togliere il corto circuito alle trappole. Con  $r_g = 25 \Omega$  ed ingresso nel punto A: tarare L10 a 40,4 MHz e L11 a 47,4 MHz. Quindi simmetrizzare la curva regolando L2 con  $f_0 = 43,5$  MHz e tarare L1 per il massimo d'uscita.
- Ritoccare eventualmente L7, L5, L3, L1 nell'ordine segnato.

#### Costruzione delle bobine

Ogni trasformatore è composto da:

- 1 schermo AP 3015/02
- 1 supporto AP 3016/02
- 1 nucleo K4.725.10

I condensatori sono del tipo C329.BA/B...  
Le resistenze sono del tipo B8.305.04B/...  
Le bobine sono avvolte partendo dal basso.  
La fine dell'avvolgimento corrisponde al lato freddo del circuito.

TABELLA 1 \*

Bobine	Filo	Spire	$Q_0$	$C_0$	$f_0$ MHz	Schema elettrico e collegamento delle bobine
$L_1$	0,2 SM	17	80	10	43,5	
$L_2$	0,2 SM	8	70	26,6	43,5	
$L_3$	0,2 SM	12	75	18,3	43,5	
$L_4$	0,45 SM	6	85	62,4	43,5	
$L_5$	0,2 SM	12	70	10,5	43,5	
$L_6$	0,2 SM	7	70	32,4	43,5	
$L_7$	0,2 SM	12	70	12,5	43,5	
$L_8$	0,2 SM	4+4 in bifilare	—	—	—	
$L_9$	0,2 SM	10	75	17,5	43,5	
$L_{10}$	0,2 SM	10	70	18	40,4	
$L_{11}$	0,2 SM passo 0,35	12	85	18	47,4	

\* Questi dati delle bobine sono stati aggiornati rispetto a quelli pubblicati nel rapporto originale.



# TRANSISTOR PLANARI AL SILICIO PHILIPS



PER IMPIEGHI IN RADIO TELEVISIONE  
BASSA FREQUENZA



## TELEVISIONE

- Amplificatori F.I. video  
BF 167 BF 173
- Amplificatori F.I. audio  
BF 184 BF 185 BF 194 BF 195
- Circuiti a impulsi  
BC 107 BC 108
- Amplificatori finali video  
BF 177 BF 178

## RADIO E AMPLIFICATORI BF

- Amplificatori RF e convertitori FM  
BF 115 BF 185 BF 195
- Stadi d'ingresso AM  
BF 184 BF 185 BF 194 BF 195
- Amplificatori F.I. di ricevitori AM/FM  
BF 184 BF 185 BF 194 BF 195
- Preamplificatori B.F. a basso rumore  
BC 109
- Amplificatori pilota  
BC 107 BC 108

## TELEVISORE TRANSISTORIZZATO EQUIPAGGIATO COL CINESCOPIO DA 11", 90° A 28-13W\*

*Il televisore sperimentale qui descritto impiega un cinescopio da 11" A28-13W, 32 transistor, 15 diodi ed una valvola rettificatrice per la E.A.T. e consente la ricezione sia dei canali VHF che UHF.  
La tensione di alimentazione, a valle del gruppo stabilizzatore, è di 11 V.  
Con il gruppo stabilizzatore è possibile il funzionamento con alimentazione da accumulatori anche su vetture.  
Un trasformatore d'alimentazione ed un gruppo rettificatore consentono l'alimentazione dalla rete c.a.*

### 1. Sintonizzatore UHF

Il sintonizzatore impiegato è il tipo 3122.108.55061 ed è equipaggiato con due transistor AF 186, uno dei quali funziona come amplificatore di radio frequenza in circuito con base comune, e l'altro come oscillatore-mescolatore. Un condensatore variabile a quattro sezioni sintonizza le linee risonanti in  $\lambda/4$ .

### 2. Selettore VHF

Non essendo disponibile attualmente fra i componenti Philips un selettore transistorizzato, per la frequenza intermedia per lo standard italiano (portante video a 45,9 MHz), si è impiegato un selettore sperimentale equipaggiato con tre transistor come descritto nella «Advance Information» n. 206.  
Durante la ricezione UHF lo stadio mescolatore del

selettore VHF funziona come amplificatore di media frequenza portando all'emettitore dell'AF 178 il segnale di media frequenza uscente dal sintonizzatore UHF.

### 3. Amplificatore a media frequenza

E' del tipo ad accordo sincro sintonizzato sulla frequenza centrale di 43 MHz, ed impiega tre transistor accoppiati fra di loro con filtri di banda. L'accoppiamento con il selettore VHF avviene a mezzo di un filtro di banda ad accoppiamento capacitivo per corrente.

Due circuiti trappola (40,4 MHz per la portante suono e 47,4 MHz per la portante suono del canale adiacente) fanno parte del primo stadio. Il transistor  $T_{r_2}$  (AF 181), primo amplificatore di media frequenza, è controllato dal C.A.G. per corrente crescente.

Dal circuito di collettore di  $T_{r_2}$  viene prelevato il segnale per il C.A.G. ritardato che viene inviato in base del transistor  $T_{r_{11}}$  (vedi C.A.G.).

Amplificatori per il secondo e terzo stadio sono due transistor AF 121 ( $T_{r_{12}}$ ). Il transistor  $T_{r_3}$  è munito di

\* Questo articolo è basato su uno studio effettuato da F. Dapiran e M. Mengarelli del Laboratorio Applicazioni Elettroniche (LAE).

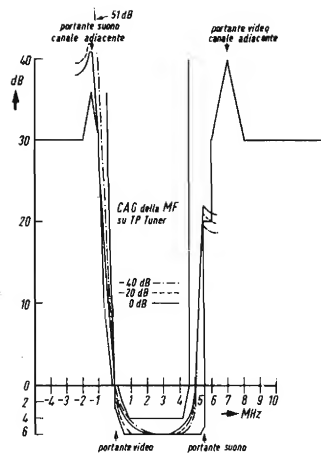


Fig. 1 - Curva di selettività totale.

un'aletta di raffreddamento tipo 56263. Un circuito ad accordo singolo precede il diodo rivelatore  $D_3$  (OA 90).

Ogni stadio ha una rete di neutralizzazione fissa per ridurre le variazioni della banda passante durante la taratura causate dalla reazione propria del transistor.

#### 4. Amplificatore intercarrier

Il segnale suono intercarrier viene prelevato dal collettore di  $T_{r_9}$  (AF 117) mediante un filtro di banda ( $L_1L_2$ ). Il segnale, amplificato da  $T_{r_1}$  (AF 121), è demodulato da un rivelatore a rapporto del tipo asimmetrico equipaggiato con due diodi AA 119 ( $D_1D_2$ ). Il poten-

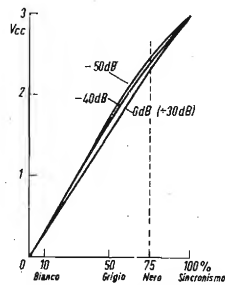


Fig. 2 - Curva di sovraccarico dell'amplificatore di media frequenza.

ziometro  $R_4$  compensa le differenze fra i due diodi migliorando la reiezione dei disturbi. Il transistor  $T_{r_1}$  è munito di una aletta di raffreddamento tipo 56263.

#### 5. Amplificatore a bassa frequenza

Il potenziometro  $R_{10}$  è il regolatore di volume. L'amplificatore è composto da quattro transistor accoppiati in corrente continua.

Il preamplificatore  $T_{r_2}$  (AC 127) è seguito da un transistor  $T_{r_3}$  (AC 128) che pilota lo stadio finale del tipo « single ended » a simmetria complementare ( $T_{r_4}$  e  $T_{r_5}$ ) con un AC 127 ed un AC 128. Il carico è costituito da un altoparlante con impedenza 8  $\Omega$ .

La potenza d'uscita è di 1 W con distorsione armonica inferiore al 5%.

La banda passante è compresa fra 100 e 15.000 Hz.  $T_{r_4}$  e  $T_{r_5}$  sono montati mediante un'aletta tipo 56226 su una piastra di alluminio di circa 50 cm<sup>2</sup> (spessore 1,5 mm).

#### 6. Amplificatore video

L'amplificatore video è costituito dal transistor pilota  $T_{r_7}$  (AF 117), montato con collettore comune, e dal transistor finale  $T_{r_{10}}$  (AF 118). Il potenziometro  $R_{39}$  regola il punto di lavoro del transistor  $T_{r_7}$ . Il comando di contrasto ( $R_{45}$ ) è realizzato con una rete a ponte sul collettore del transistor  $T_{r_{10}}$  che permette di mantenere costante il livello del nero. La soppressione del segnale intercarrier all'uscita dell'amplificatore è ottenuta mediante il circuito risonante parallelo  $L_{15}$ ,  $C_{54}$  disposto tra il transistor pilota e quello finale. La curva di risposta dell'amplificatore video è riportata in fig. 4. Il transistor finale  $T_{r_{10}}$  è provvisto di aletta di raffreddamento tipo 56207.

#### 7. Controllo automatico di guadagno

Il circuito impiegato per il controllo automatico di guadagno è del tipo « gated ». Gli impulsi di riga, necessari per il suo funzionamento sono prelevati dall'emitter del transistor  $T_{r_{13}}$  (AC 126) e sono inviati sulla base del transistor  $T_{r_{12}}$  (AC 127). Sul collettore del transistor  $T_{r_{12}}$  sono inoltre applicati gli impulsi di ritorno ricavati da un avvolgimento ausiliario del trasformatore di riga. Il potenziometro  $R_{62}$  permette di regolare la soglia di intervento del C.A.G.

Un controllo di guadagno ritardato per gli stadi R.F. è ottenuto per mezzo del transistor  $T_{r_{11}}$  (AC 127) la cui tensione di base è funzione della corrente di collettore del primo transistor di media frequenza ( $T_{r_6}$ ). La soglia di intervento di questo controllo è determinata dal potenziometro  $R_{57}$  la cui regolazione è fatta in modo da ottenere il miglior compromesso tra il rapporto segnale/rumore e la percentuale di modulazione incrociata.

In fig. 3 sono riportate le caratteristiche di funzionamento del C.A.G.

#### 8. Separatore di sincronismi

Il separatore di sincronismi è realizzato con il transistor AC 130 ( $T_{r_{14}}$ ). Il segnale video è prelevato dall'emitter del transistor pilota  $T_{r_{13}}$  (AC 126). La rete  $R_{65}$ ,  $C_{65}$  evita che forti impulsi di disturbo provochino una variazione del livello di separazione.

#### 9. Circuito di quadro

Tale circuito, che è sincronizzato da impulsi a cadenza di quadro prelevati dall'emitter del transistor pilota  $T_{r_{15}}$  (AC 126), è composto da un multivibratore, uno stadio pilota ed uno stadio finale realizzati rispettivamente con i transistor  $T_{r_{16}}$ ,  $T_{r_{17}}$  ( $2 \times$  AC 132),  $T_{r_{18}}$  (AC 127) e  $T_{r_{19}}$  (AD 149). Una descrizione dettagliata del funzionamento di tale circuito è riportata nella pubblicazione « Advance Information » n. 248.

#### 10. Circuito di riga

Il circuito comparatore di fase impiega il transistor AC 130 ( $T_{r_{23}}$ ). A questo transistor sono inviati degli impulsi positivi provenienti dal trasformatore di riga e degli impulsi ad andamento cosinusoidale ottenuti applicando alla rete formata da  $L_{19}$ ,  $C_{79}$ ,  $R_{99}$  e  $C_{80}$  gli impulsi di riga prelevati dal collettore del transistor amplificatore  $T_{r_{22}}$  (OC 45).

La tensione di uscita del comparatore di fase è applicata alla base del transistor a reattanza  $T_{r_{24}}$  (OC 44). Questo transistor, che si comporta come un'induttanza, controlla la frequenza dell'oscillatore sinusoidale di riga realizzato con il transistor AC 128 ( $T_{r_{25}}$ ). La frequenza di oscillazione libera di quest'ultimo può essere variata per mezzo del potenziometro  $R_{104}$ .

La descrizione del circuito pilota e del finale di riga, equipaggiati con i transistor AC 128 ( $T_{r_{26}}$ ) ed AU 103 ( $T_{r_{27}}$ ), è riportata nella pubblicazione « Advance Information » n. 243.

#### 11. Alimentatore

La tensione di alimentazione di 11 V è fornita da un alimentatore stabilizzato. Il circuito di stabilizzazione è formato da un transistor regolatore  $T_{r_{20}}$  (AD 149) e da un transistor pilota  $T_{r_{21}}$  (AC 127). La tensione di riferimento è ottenuta per mezzo dello zener  $D_{11}$  (BZ 100). La regolazione della tensione di uscita è effettuata mediante il potenziometro  $R_{94}$ , mentre per mezzo del potenziometro  $R_{89}$  è possibile ottenere un minimo nella tensione di modulazione in uscita. La tensione ai capi del condensatore  $C_{77}$  nella condizione di massimo consumo del televisore (1,5 A) è di 15,5 V. L'alimentatore è protetto contro corto circuiti accidentali.

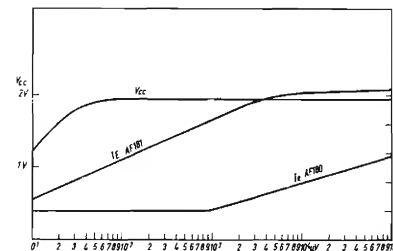


Fig. 3 - Curve caratteristiche di funzionamento del C.A.G.

#### CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI DEL RICEVITORE

##### Amplificatore di media frequenza

- frequenza portante video 45,9 MHz
- frequenza centrale 43,15 MHz
- guadagno di potenza  $P_{cc} (R_L=2,7 \text{ k}\Omega)/P_{RF} (R_m=50 \Omega)$  72 dB
- guadagno di tensione =  $V_o/V_i$  (fra la base dell'AF 181 ed il carico del diodo) 30000
- riduzione guadagno (CAG) 45 dB
- banda a -3 dB 4,3 ÷ 4,6 MHz
- attenuazione portante suono 40,4 MHz 20 dB (rispetto alla portante video)
- attenuazione portante suono adiacente 47,4 MHz (rispetto alla portante video) > 36 dB
- tensione uscita rivelatore per compressione sincronismi < 25% 3 V<sub>cc</sub>

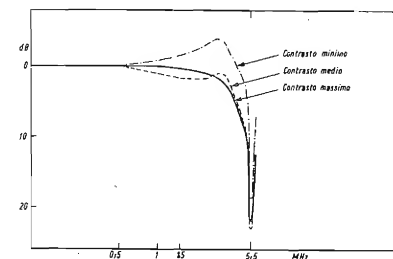


Fig. 4 - Curva di risposta dell'amplificatore video.

### Amplificatore intercarrier

— frequenza intercarrier suono	5,5 MHz
— guadagno di tensione prima della limitazione fra il diodo rivelatore e il collettore dell'AF 121 ( $T_{r1}$ )	300
— tensione d'uscita per $V_{in} = 10$ mV sulla base dell'AF 121 e $\Delta f = 15$ kHz	150 mV
— distorsione ( $\Delta f = 50$ kHz)	< 3%
— reiezione alla AM per $V_{in} = 10$ mV sulla base dell'AF 121	> 40 dB

### Amplificatore suono

— potenza in uscita $P_u$	1 W
— distorsione	5%
— larghezza di banda (— 3 dB)	0,1 ÷ 15 kHz
— sensibilità per 1 W	90 mV

### Amplificatore video

— tensione di uscita	50 V <sub>pp</sub>
— amplificazione	19
— comando di contrasto	1 : 3,2
— banda a — 3 dB	vedi fig. 4
— tempo di salita	100 ns

### Circuiti di sincronizzazione

#### a) Separatore di sincronismi

— ampiezza degli impulsi separati	9 V
-----------------------------------	-----

#### b) Sincronizzazione di quadro

— ampiezza degli impulsi di sincronizzazione di quadro integrati	5,8 V
— campo di regolazione manuale	41 Hz - 53 Hz
— campo di aggancio	41 Hz - 52 Hz

#### c) Sincronizzazione di riga

— ampiezza degli impulsi per il comparatore di fase	9 V
— campo di aggancio	± 200 Hz
— campo di tenuta	± 400 Hz

### Circuito di deflessione di quadro

— unità di deflessione	AT 1020 ( $R = 30 \Omega$ ; $L = 42$ mH)
— E.A.T.	10,2 kV
— angolo di deflessione	90°
— corrente di deflessione picco-picco	320 mA

— tensione massima collettore-emettitore del transistor finale	42 V
— tempo di ritorno	0,7 ms
— corrente di picco del transistor finale	390 mA

### Circuito di deflessione di riga

— angolo di deflessione	90°
— E.A.T.	10,2 kV
— tempo di ritorno	17%
— unità di deflessione	AT 1020 ( $L = 81 \mu\text{H}$ ; $R = 150$ m $\Omega$ )
— corrente di deflessione	6,4 A <sub>pp</sub>
— corrente di picco di collettore del transistor finale	4,2 A
— tensione massima collettore-emettitore del transistor finale durante il ritorno	85 V <sub>pp</sub>
— corrente di base del transistor finale alla fine della scansione	500 mA
— corrente di picco di collettore del transistor pilota	340 mA

### Alimentatore

— tensione di ingresso	220 V-50 Hz
— tensione di uscita	11 V
— tensione di riferimento	5 V
— massima corrente di carico a 300 $\mu\text{A}$ di corrente di fascio ed 1 W di potenza audio	1,5 A
— ondulazione picco-picco di uscita	a 50 Hz 50 mV a 15625 Hz 50 mV
— fattore di stabilizzazione $\Delta V_i / \Delta V_u$	198
— resistenza interna $R_i = \Delta V_u / \Delta I_u$	0,48 $\Omega$
— tensione rettificata di alimentazione per il finale video	— 65 V
— tensione rettificata per la focalizzazione e la griglia $g_2$ del C.R.T.	+ 420 V
— tensione rettificata per il controllo di luminosità	— 120 V

### Sensibilità totale

— impedenza d'ingresso	300 $\Omega$ simmetrici
— sensibilità massima misurata per 10 V <sub>pp</sub> sul catodo del cinescopio (contrasto max)	VHF: canale G ( $m = 0,3$ a 400 Hz) 25 $\mu\text{V}$ UHF: 500 MHz ( $m = 0,3$ a 400 Hz) 30 $\mu\text{V}$

### DATI PER LA COSTRUZIONE DELLE BOBINE

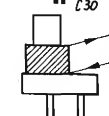
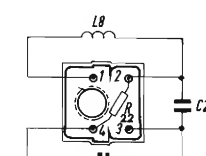
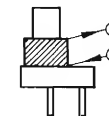
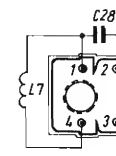
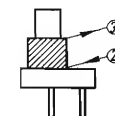
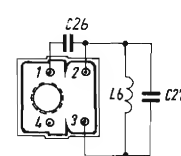
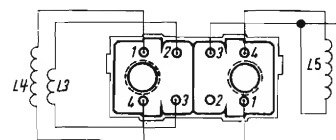
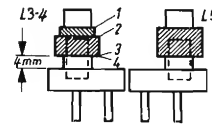
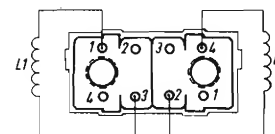
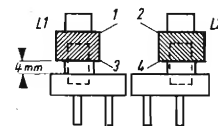


Fig. 5 - Filtro di banda  $L_1 - L_2$  ed  $L_3 - L_5$ ; ogni filtro è composto da:

2 supporti	AP 3016/02
2 nuclei	K5.120.02/4D
2 telai	AP 3014/03/4D
1 schermo	A3.191.17
1 disco	AP 3018
1 mina	56.680.49/3B
1 spaziatore	AP 3017
$L_1$	= 6 spire 24 × 0,04 affiancate
$L_2$	= 6 spire 24 × 0,04 affiancate

Fig. 6 -  $L_3$  = 8 spire 0,10 affiancate avvolte sopra  $L_4$ .

$L_4$	= 10 spire 8 × 0,04 affiancate
$L_5$	= 11 + 11 spire 8 × 0,04 (in bifilare)

Fig. 7 - Bobine  $L_6 - L_7 - L_8$ ; ogni bobina è composta da:

1 supporto	AP 3016/02
1 nucleo	K4.725.10
1 schermo	AP 3015/02

$L_6$	= 8 spire 0,35 affiancate
$L_7$	= 15 spire 0,35 affiancate
$L_8$	= 10 spire 0,35 affiancate

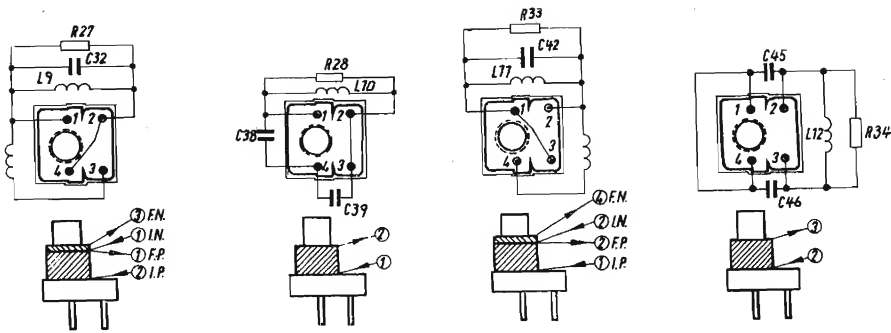


Fig. 8 - Bobine  $L_9 - L_{10} - L_{11} - L_{12}$

$L_9 = 10$  spire 0,35 affiancate  
Neutralizzazione: 1 spira 0,35

$L_{11} = 13$  spire 0,2 affiancate  
Neutralizzazione: 2 spire 0,2

Ogni bobina è composta da:  
1 supporto AP 3016/02  
1 nucleo K4.725.10  
1 schermo AP 3015/02

$L_{10} = 5$  spire 0,35 affiancate

$L_{12} = 9$  spire 0,35 affiancate

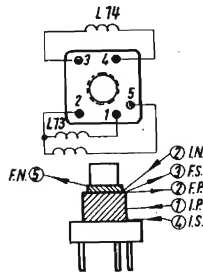


Fig. 9 - Bobine  $L_{13} - L_{14}$

1 supporto AP 3016/01  
1 nucleo K4.725.10

$L_{13} = 8$  spire 0,1

$L_{14} = 12$  spire 0,2 avvolte in bifilare con  $L_{13}$   
Neutralizzazione: 1,5 spire 0,1

## COMPONENTI

### Diodi e Transistor

$T_{11}$ = AF 121	$T_{12}$ = AC 130
$T_{12}$ = AC 127	$T_{13}$ = OC 44
$T_{13}$ = AC 128	$T_{14}$ = AC 128
$T_{14}$ = AC 127	$T_{15}$ = AC 128
$T_{15}$ = AC 128	$T_{16}$ = AU 103
$T_{16}$ = AF 181	$D_1$ = AA 119
$T_{17}$ = AF 121	$D_2$ = AA 119
$T_{18}$ = AF 121	$D_3$ = OA 90
$T_{19}$ = AF 117	$D_4$ = OA 202
$T_{20}$ = AF 118	$D_5$ = OA 81
$T_{21}$ = AC 127	$D_6$ = AAZ 15
$T_{22}$ = AC 127	$D_7$ = BYX 20/200R
$T_{23}$ = AC 126	$D_8$ = BYX 20/200R
$T_{24}$ = AC 130	$D_9$ = BYX 20/200
$T_{25}$ = AC 126	$D_{10}$ = BYX 20/200
$T_{26}$ = AC 132	$D_{11}$ = BZ 100
$T_{27}$ = AC 132	$D_{12}$ = BY 118
$T_{28}$ = AC 127	$D_{13}$ = BYX 10
$T_{29}$ = AD 149	$D_{14}$ = BYX 10
$T_{30}$ = AD 149	$D_{15}$ = BYX 10
$T_{31}$ = AC 127	$V_1$ = A28-13W
$T_{32}$ = OC 45	$V_2$ = DY 51

### Resistori

$R_1$ = 3,9 k $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 3K9
$R_2$ = 2,7 k $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 2K7
$R_3$ = 330 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 330E
$R_4$ = 100 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 100E
$R_5$ = 1 k $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 1K
$R_6$ = 2 k $\Omega$	trimmer	E 097 AD 2K
$R_7$ = 22 k $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 22K
$R_8$ = 680 k $\Omega$	$\pm$ 5% 1/4 W	B8 305 05B 680K
$R_9$ = 330 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 05B 330E
$R_{10}$ = 20 k $\Omega$	potenziometro logaritmico	E 098 CH 00F 30
$R_{11}$ = 15 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/4 W	B8 305 05B 15E
$R_{12}$ = 27 k $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 27K
$R_{13}$ = 3,9 k $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 3K9
$R_{14}$ = 15 k $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 15K
$R_{15}$ = 47 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 47E
$R_{16}$ = 2,2 k $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 2K2
$R_{17}$ = 680 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 680E
$R_{18}$ = 39 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 39E
$R_{19}$ = 27 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 27E
$R_{20}$ = 130 $\Omega$	N.T.C. $\pm$ 20%	B8 320 01P 130E
$R_{21}$ = 510 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/10 W	B8 305 00B 510E
$R_{22}$ = 470 $\Omega$	$\pm$ 5% 1/8 W	B8 305 04B 470E

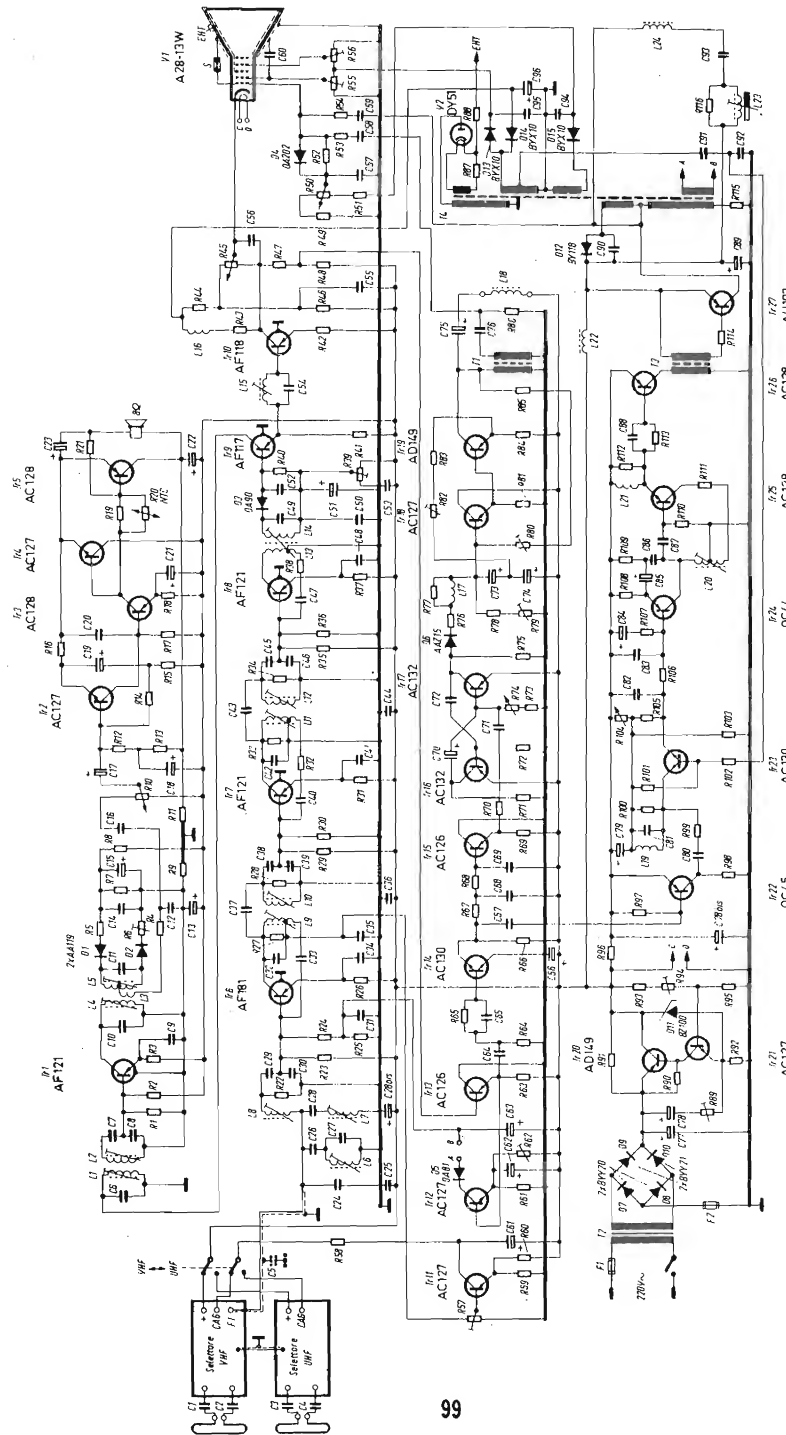


Fig. 10 - Schema elettrico del televisore completamente transistorizzato equipaggiato col cinescopio da 11", 90° A 28-13 W.



**COMPONENTI (continuazione)**

R <sub>23</sub>	= 3.3 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 3K3
R <sub>24</sub>	= 2.7 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 2K7
R <sub>25</sub>	= 22 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 22K
R <sub>26</sub>	= 330 Ω	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 330E
R <sub>27</sub>	= 10 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 10K
R <sub>28</sub>	= 1 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 1K
R <sub>29</sub>	= 3.9 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 3K9
R <sub>30</sub>	= 8.2 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 8K2
R <sub>31</sub>	= 1 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 1K
R <sub>32</sub>	= 82 Ω	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 82E
R <sub>33</sub>	= 12 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 12K
R <sub>34</sub>	= 6.8 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 6K8
R <sub>35</sub>	= 1.5 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 1K5
R <sub>36</sub>	= 3 kΩ	± 5%	1/10	W	B8 305 00B 3K
R <sub>37</sub>	= 560 Ω	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 560E
R <sub>38</sub>	= 330 Ω	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 330E
R <sub>39</sub>	= 5 kΩ trimmer				E 097 AD 5K
R <sub>40</sub>	= 2.7 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 2K7
R <sub>41</sub>	= 1 kΩ	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 1K
R <sub>42</sub>	= 180 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 04A 180E
R <sub>43</sub>	= 4.7 kΩ	± 5%	2	W	B8 305 08B 4K7
R <sub>44</sub>	= 27 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 27K
R <sub>45</sub>	= 20 kΩ	potenziometro lineare			E 098 CG 00E 05
R <sub>46</sub>	= 12 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 12K
R <sub>47</sub>	= 39 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 39K
R <sub>48</sub>	= 3.9 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 3K9
R <sub>49</sub>	= 120 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 120K
R <sub>50</sub>	= 100 kΩ	potenziometro lineare			E 098 CG 00F 08
R <sub>51</sub>	= 82 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 82K
R <sub>52</sub>	= 470 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 470K
R <sub>53</sub>	= 100 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 100K
R <sub>54</sub>	= 2 MΩ trimmer				E 097 AD 2M
R <sub>55</sub>	= 2 MΩ trimmer				E 097 AD 2M
R <sub>56</sub>	= 200 Ω	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 200E
R <sub>57</sub>	= 100 Ω	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 100E
R <sub>58</sub>	= 33 Ω	± 5%	1/8	W	B8 305 04B 33E
R <sub>59</sub>	= 330 Ω	± 5%	1/2	W	B8 305 06B 330E
R <sub>60</sub>	= 680 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 680E
R <sub>61</sub>	= 500 Ω	trimmer			E 097 AD 500E
R <sub>62</sub>	= 1 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 1K
R <sub>63</sub>	= 15 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 15K
R <sub>64</sub>	= 2.7 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 2K7
R <sub>65</sub>	= 4.7 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 4K7
R <sub>66</sub>	= 5.6 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 5K6
R <sub>67</sub>	= 5.6 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 5K6
R <sub>68</sub>	= 1 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 1K
R <sub>69</sub>	= 270 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 270E
R <sub>70</sub>	= 820 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 820E
R <sub>71</sub>	= 8.2 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 8K2
R <sub>72</sub>	= 27 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 27K
R <sub>73</sub>	= 10 kΩ	trimmer			E 097 AD 10K
R <sub>74</sub>	= 1 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 1K
R <sub>75</sub>	= 4.7 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 4E7
R <sub>76</sub>	= 470 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 470E
R <sub>77</sub>	= 15 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 15K
R <sub>78</sub>	= 100 kΩ	trimmer			E 097 AD 100K
R <sub>79</sub>	= 20 kΩ	trimmer			E 097 AD 20K
R <sub>80</sub>	= 470 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 470E
R <sub>81</sub>	= 200 Ω	trimmer			E 097 AD 200E
R <sub>82</sub>	= 220 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 220E
R <sub>83</sub>	= 6.8 Ω	± 10%	1	W	B8 305 07A 6E8
R <sub>84</sub>	= 12 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 12K
R <sub>85</sub>	= 22 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 22K
R <sub>86</sub>	= 0.5 Ω	incorporata nella bassetta del diodo rettificatore DY 51			
R <sub>87</sub>	= 220 kΩ	± 10%	1/2	W	B8 305 06A 220K
R <sub>88</sub>	= 1 kΩ	trimmer			E 097 AD 1K
R <sub>89</sub>	= 100 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 100E
R <sub>90</sub>	= 8.2 Ω	± 10%	10	W	B8 300 32A 8E2
R <sub>91</sub>	= 120 Ω	± 10%	1	W	B8 305 07A 120E
R <sub>92</sub>	= 180 Ω	± 10%	1/2	W	B8 305 06A 180E
R <sub>93</sub>	= 200 Ω	trimmer			E 097 AD 200E
R <sub>94</sub>	= 270 Ω	± 10%	1/2	W	B8 305 06A 270E
R <sub>95</sub>	= 4.7 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 4E7
R <sub>96</sub>	= 15 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 15K
R <sub>97</sub>	= 3.9 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 3K9

R <sub>98</sub>	= 1.5 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 1K5
R <sub>99</sub>	= 470 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 470E
R <sub>100</sub>	= 270 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 270K
R <sub>101</sub>	= 68 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 68K
R <sub>102</sub>	= 33 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 33K
R <sub>103</sub>	= 5 kΩ trimmer				E 097 AD 500E
R <sub>104</sub>	= 4.7 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 4K7
R <sub>105</sub>	= 1.8 kΩ	± 10%	1/4	W	B 305 05A 1K8
R <sub>106</sub>	= 180 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 180E
R <sub>107</sub>	= 390 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 390E
R <sub>108</sub>	= 10 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 10E
R <sub>109</sub>	= 27 kΩ	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 27K
R <sub>110</sub>	= 180 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 180E
R <sub>111</sub>	= 390 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 390E
R <sub>112</sub>	= 10 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 10E
R <sub>113</sub>	= 0.39 Ω	± 10%	2	W	E 104 AA AE 39
R <sub>114</sub>	= 0.56 Ω	± 10%	2	W	E 104 AA AE 56
R <sub>115</sub>	= 220 Ω	± 10%	1/4	W	B8 305 05A 220E

**Condensatori**

C <sub>1</sub>	= 330 pF	ceramico	± 5%	350 V	C304 CH B 330E
C <sub>2</sub>	= 330 pF	ceramico	± 5%	350 V	C304 CH B 330E
C <sub>3</sub>	= 68 pF	ceramico	± 5%	350 V	C304 CH B 68E
C <sub>4</sub>	= 68 pF	ceramico	± 5%	350 V	C304 CH B 68E
C <sub>5</sub>	= cap. cavetto schermato	≈ 50 pF			
C <sub>6</sub>	= 1100 pF	polistirolo	± 5%	30 V	—
C <sub>7</sub>	= 1750 pF	polistirolo	± 5%	30 V	—
C <sub>8</sub>	= 3000 pF	polistirolo	± 5%	30 V	—
C <sub>9</sub>	= 100 nF	poliestere	± 20%	30 V	C280 AA P 100K
C <sub>10</sub>	= 420 pF	polistirolo	± 5%	30 V	—
C <sub>11</sub>	= 100 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 100E
C <sub>12</sub>	= 22 nF	poliestere	± 20%	30 V	C280 AA P 22K
C <sub>13</sub>	= 200 μF	elettrolitico		10 V	C426 AB D 200
C <sub>14</sub>	= 1200 pF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BA H 1K2
C <sub>15</sub>	= 25 μF	elettrolitico		10 V	C426 AB D 25
C <sub>16</sub>	= 100 nF	poliestere	± 20%	30 V	C260 AA P 103K
C <sub>17</sub>	= 10 μF	elettrolitico		25 V	C426 AB F 10
C <sub>18</sub>	= 125 μF	elettrolitico		10 V	C426 AB D 125
C <sub>19</sub>	= 125 μF	elettrolitico		10 V	C426 AB D 125
C <sub>20</sub>	= 2.2 nF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BA H 2K2
C <sub>21</sub>	= 160 μF	elettrolitico		2.5 V	C426 AB A 160
C <sub>22</sub>	= 400 μF	elettrolitico		16 V	C437 AR E 400
C <sub>23</sub>	= 320 μF	elettrolitico		6.4 V	C426 AB C 320
C <sub>24</sub>	= 47 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 47E
C <sub>25</sub>	= 1.8 nF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BC P 1K8
C <sub>26</sub>	= 15 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 15E
C <sub>27</sub>	= 18 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 18E
C <sub>28</sub>	= 15 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 15E
C <sub>28 bis</sub>	= 400 μF	elettrolitico		16 V	C437 AR E 400
C <sub>29</sub>	= 33 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 33E
C <sub>30</sub>	= 150 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 150E
C <sub>31</sub>	= 1.8 nF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BC P 1K8
C <sub>32</sub>	= 15 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 15E
C <sub>33</sub>	= 4.7 pF	ceramico	± 0.5 pF	350 V	C304 CB L 4E7
C <sub>34</sub>	= 1.8 nF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BC P 1K8
C <sub>35</sub>	= 1.8 nF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BC P 1K8
C <sub>36</sub>	= 1.8 nF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BC P 1K8
C <sub>37</sub>	= 4.7 pF	ceramico	± 0.5 pF	350 V	C304 CB L 4E7
C <sub>38</sub>	= 82 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 82E
C <sub>39</sub>	= 100 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 100E
C <sub>40</sub>	= 5.6 pF	ceramico	± 0.5 pF	350 V	C304 CB L 5E6
C <sub>41</sub>	= 1.8 pF	ceramico	± 20%	30 V	C322 BC P 1K8
C <sub>42</sub>	= 5.6 pF	ceramico	± 0.5 pF	530 V	C329 CA L 5E6
C <sub>43</sub>	= 2.7 pF	ceramico	± 0.5 pF	350 V	C304 CB L 2E7
C <sub>44</sub>	= 1.8 pF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BC P 1K8
C <sub>45</sub>	= 33 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 33E
C <sub>46</sub>	= 100 pF	ceramico	± 5%	30 V	C329 CA B 100E
C <sub>47</sub>	= 2.2 pF	ceramico	± 0.25 pF	350 V	C304 CB N 2E2
C <sub>48</sub>	= 1.8 nF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BC P 1K8
C <sub>49</sub>	= 8.2 pF	ceramico	± 0.5 pF	30 V	C329 VA L 8E2
C <sub>50</sub>	= 1.8 nF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BC P 1K8
C <sub>51</sub>	= 10 μF	elettrolitico		25 V	C426 AB F 10
C <sub>52</sub>	= 10 pF	ceramico	± 0.5 pF	30 V	C329 CA L 10E
C <sub>53</sub>	= 1.8 nF	ceramico	± 20%	350 V	C322 BC P 1K8
C <sub>54</sub>	= 560 pF	ceramico	± 20%	500 V	C322 BC P 560E
C <sub>55</sub>	= 5.6 pF	ceramico	± 0.5 pF	500 V	C304 CB L 5E6
C <sub>56</sub>	= 10 pF	ceramico	± 0.5 pF	500 V	C304 CB L 10E
C <sub>57</sub>	= 180 nF	poliestere	± 10%	400 V	C296 ACA 180K

C <sub>33</sub>	=	33 nF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 33K	C <sub>34</sub>	=	68 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 68K
C <sub>39</sub>	=	2,2 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 2K2	C <sub>35</sub>	=	15 nF	poliestere	±10%	400 V 2xC296 AC A 33K
C <sub>40</sub>	=	100 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 100K	C <sub>36</sub>	=	10 µF	elettrolitico		200 V C436 AR L 10
C <sub>41</sub>	=	10 µF	elettrolitico		25 V C426 AB F 10						
C <sub>42</sub>	=	250 µF	elettrolitico		16 V C437 AR E 250						
C <sub>43</sub>	=	16 µF	elettrolitico		64 V C426 AE H 16						
C <sub>44</sub>	=	1 µF	poliestere	±10%	125 V C295 AA A 1M						
C <sub>45</sub>	=	22 nF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 22K						
C <sub>46</sub>	=	250 µF	elettrolitico		16 V C437 AR E 250						
C <sub>47</sub>	=	8,2 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 8K2						
C <sub>48</sub>	=	3,3 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 3K3						
C <sub>49</sub>	=	3,3 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 3K3						
C <sub>50</sub>	=	1,6 µF	elettrolitico		64 V C426 AB F 1,6						
C <sub>51</sub>	=	1 µF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 1M						
C <sub>52</sub>	=	150 nF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 150K						
C <sub>53</sub>	=	12,5 µF	elettrolitico		6,4 V C415 AP C 12,5						
C <sub>54</sub>	=	12,5 µF	elettrolitico		6,4 V C415 AP C 12,5						
C <sub>55</sub>	=	2000 µF	elettrolitico		16 V C431 BR E 2000						
C <sub>56</sub>	=	22 nF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 22K						
C <sub>57</sub>	=	2000 µF	elettrolitico		25 V C431 BR F 2000						
C <sub>58</sub>	=	125 µF	elettrolitico		16 V C426 AB E 125						
C <sub>58 bis</sub>	=	2000 µF	elettrolitico		16 V C431 BR E 2000						
C <sub>59</sub>	=	10 µF	elettrolitico		25 V C426 AB F 10						
C <sub>60</sub>	=	15 nF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 15K						
C <sub>61</sub>	=	4,7 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 4K7						
C <sub>62</sub>	=	27 nF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 27K						
C <sub>63</sub>	=	1,5 µF	poliest. metall	±16%	250 V C281 AB A 1M5						
C <sub>64</sub>	=	2,5 µF	elettrolitico		64 V C426 AB H 2,5						
C <sub>65</sub>	=	10 µF	elettrolitico		25 V C426 AB F 10						
C <sub>66</sub>	=	68 nF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 68K						
C <sub>67</sub>	=	15 nF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 15K						
C <sub>68</sub>	=	100 nF	poliestere	±10%	125 V C296 AA A 100K						
C <sub>69</sub>	=	400 µF	elettrolitico		16 V C437 AR E 400						
C <sub>70</sub>	=	47 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 47K						
C <sub>71</sub>	=	3,3 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 3K3						
C <sub>72</sub>	=	5,6 nF	poliestere	±10%	400 V C296 AC A 5K6						
C <sub>73</sub>	=	6,8 µF	poliestere	± 5%							

#### Bobine

L <sub>13</sub>	=	1,6 µH	17 spire 36 × 0,03 su corpo AP 3016/02 con nucleo K 472510
L <sub>14</sub>	=	140 µH	in aria
L <sub>15</sub>	=	10 mH	su nucleo di ferroxcube (R <sub>L</sub> ≈ 10 Ω)
L <sub>16</sub>	=	bobina di deflessione verticale dell'unità di deflessione AT 1020	
L <sub>17</sub>	=	1 mH	in aria
L <sub>18</sub>	=	2,8 mH	500 spire da 0,2 mm su nucleo di ferroxcube regolabile. La bobina ha una presa dopo 400 spire.
L <sub>21</sub>	=	350 µH	in aria
L <sub>22</sub>	=	380 µH	realizzata su nucleo ad olla P18/11-K 300243-3H1
L <sub>23</sub>	=	bobina di linearità	AT 4036
L <sub>24</sub>	=	bobina di deflessione orizzontale dell'unità di deflessione AT 1020	

#### Trasformatori

T <sub>1</sub>	=	Choke di quadro; L = 470 mH; 900 spire da 0,3 mm su nucleo ed E di ferro-silicio con a = 5 mm, traferro 0,04 mm. L'avvolgimento per gli spegnimenti è formato da 2600 spire da 0,08 mm.
T <sub>2</sub>	=	Trasformatore di alimentazione
T <sub>3</sub>	=	Trasformatore di pilotaggio realizzato su nucleo ad olla P18/11-K 300243-3H1 Induttanza primaria 3 mH Primario 120 spire da 0,16 mm Secondario 22 spire da 0,3 mm
T <sub>4</sub>	=	Trasformatore di riga AT 2042

**AMPLIFICATORI B.F.**

# TRANSISTOR COMPLEMENTARI PHILIPS

per l'impiego in  
amplificatori di  
bassa frequenza



AC 127/132	$W_o = 370$	mW con $V_B = 9$ V	$D = 10\%$
AC 127/128	$W_o = 1,2$	W con $V_B = 9$ V	$D = 10\%$
AC 187/183	$W_o = 4$	W con $V_B = 18$ V	$D = 5\%$
AD 161/162	$W_o = 10$	W con $V_B = 24$ V	$D = 2\%$

L'impiego di queste coppie complementari consente di eliminare i trasformatori pilota e finale e di ottenere i seguenti vantaggi:

- Riduzione del numero dei componenti e conseguente diminuzione del costo dell'amplificatore.
- Banda passante più ampia.
- Bassa distorsione.
- Elevato rendimento.

PHILIPS S.p.A.  
Reparto Elettronica  
Milano - P.zza IV Novembre 3  
Tel. 6994 (Int. 194)

## AMPLIFICATORI B. F. A SIMMETRIA COMPLEMENTARE

In questo rapporto si descrive brevemente il procedimento per la progettazione di amplificatori B.F. Single Ended a Simmetria Complementare.

Nello stadio finale si impiega la coppia di transistor AC 127 (NPN) e AC 132 (PNP).

### 1. Descrizione del circuito

Lo stadio finale, equipaggiato con transistor AC127/132, funziona in controfase classe B nel circuito «single-ended».

Il valore delle resistenze  $R_9$  ed  $R_{10}$  viene scelto stabilendo un giusto compromesso tra la necessità di garantire la stabilità termica dei transistor finali e quella di ottenere, con una sensibilità accettabile, la richiesta potenza d'uscita con uno dei valori standard dell'impedenza dell'altoparlante.

Attraverso le resistenze  $R_{11}$  ed  $R_{12}$ , collegate tra il punto A e l'ingresso del pilota, si viene a creare una controreazione in c.c.; questa provvede a stabilizzare la corrente di collettore del pilota  $T_2$  e di conseguenza anche la  $I_E$  di riposo dello stadio finale.

Nella scelta dei valori di  $R_{11}$  ed  $R_{12}$  si deve tener presente che quando essi diminuiscono, aumenta il tasso di controreazione in c.c., ma nel contempo si perde di sensibilità perchè si riduce necessariamente anche il valore di  $R_3$ .

### 2. Stadio finale e pilota

Dai dati caratteristici si ricava la massima  $V_{be}$  di  $T_4$  e la massima tensione di ginocchio ( $V_{CEK}$ ) dei transistor  $T_2$  e  $T_3$ . Da questi elementi e dalla tensione di emettitore  $V_{R6}$  fissata per una sufficiente stabilizzazione termica del pilota, si può determinare la tensione nel punto A:

$$V_A = \frac{V_S + \Delta V_{be \max} + V_{CEK_2} + V_{R6} - V_{CEK_3}}{2}$$

Calcolata  $V_A$  e conoscendo il picco massimo di corren-

te ammesso, si può ricavare il carico totale di collettore per la massima potenza d'uscita:

$$R_{L \text{ tot.}} = \frac{V_S - V_A - V_{CEK_3}}{I_{cm}}$$

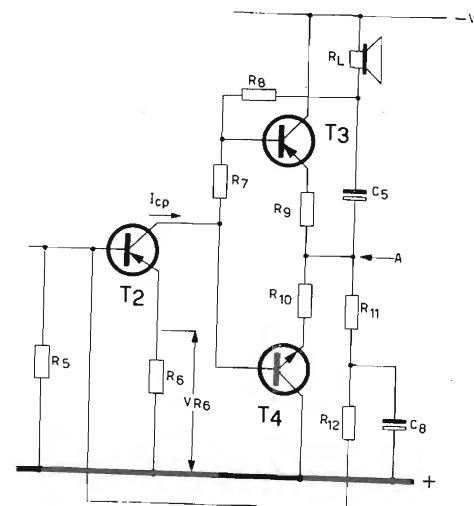


Fig. 1 - Dimensionamento in corrente continua dello stadio finale e pilota.

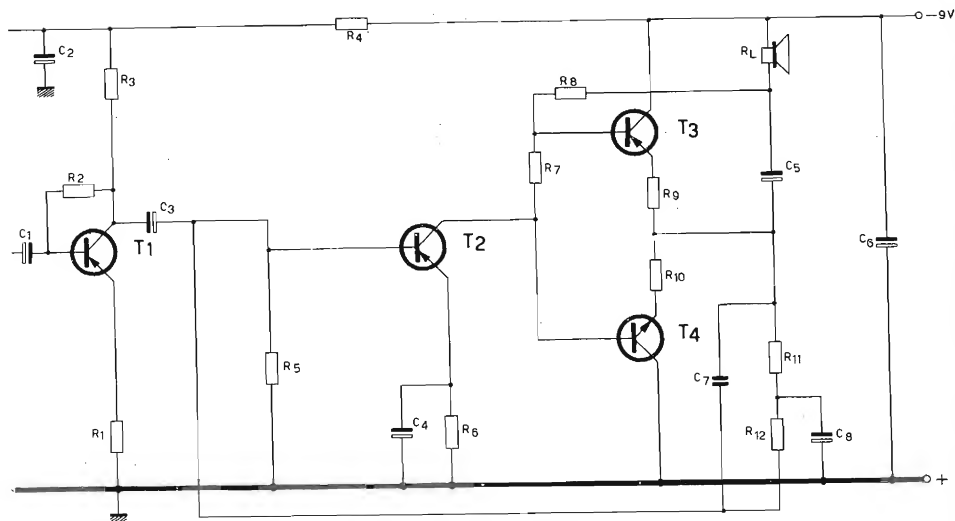


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore.

Tenendo presente quanto già detto per la scelta di  $R_E$ , si ricava  $R_L = R_{L, tot} - R_E$ ; conoscendo questo valore si calcola la tensione disponibile ai suoi capi:

$$V_{RL} = V_S - V_A - V_{CE_{S3}} - I_{cm} R_E$$

e di conseguenza la potenza effettiva sull'altoparlante:

$$P_{RL} = \frac{(V_{RL})^2}{2 R_L}$$

Dalle curve di dispersione delle caratteristiche si ricava:  $\Delta V_{be, max}$  ed  $I_{b, max}$  per la data  $I_{cm}$ ; la  $I_E$  a riposo consigliata per la minima distorsione di « Cross-Over » ed infine la  $V_{be3}$ .

Noti questi elementi si può ricavare la tensione ai capi della  $R_B$ :

$$V_{R_B} = V_S - V_A - I_E R_E - V_{be3}$$

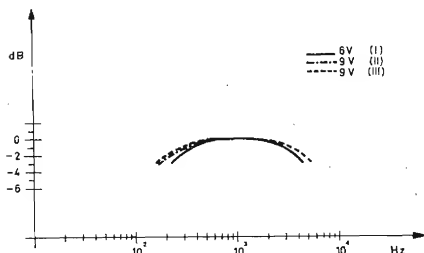


Fig. 3 - Curve di linearità misurate a 50 mW.

e da questa il valore della  $R_B$ :

$$R_B = \frac{V_{R_B} - I_{cm} R_E - \Delta V_{be, max}}{I_{b, max} + 0,5}$$

Il valore di 0,5 mA è stato scelto come margine di sicurezza per la variazione della  $I_C$  nello stadio pilota causata: dalla dispersione delle caratteristiche, dalla tolleranza dei componenti e dall'aumento di  $I_{CBO}$  a causa della temperatura.

Il picco di corrente che dovrà fornire il transistor pilota sarà quindi:

$$I_{Cp} = \frac{\Delta V_{be, max} + I_{cm} R_E}{R_B} + I_{b, max}$$

e la resistenza di emettitore  $R_E$  risulta pertanto:

$$R_E = \frac{V_{R_E}}{I_{Cp}}$$

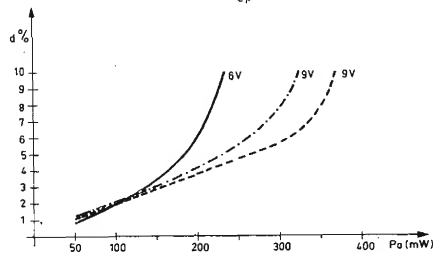


Fig. 4 - Distorsione armonica misurata a 1.000 Hz.

La tensione  $V_{be}$  necessaria per stabilire la corrente di riposo nei transistor finali è funzione del valore di  $R$ , e si calcola come segue:

$$R_i = \frac{V_{be, mod.3} + V_{be, mod.4} + 2 I_E R_C}{I_{Cp}}$$

Per assicurare la stabilità termica del pilota fino a 45°C si è trovato, sperimentalmente, che è sufficiente un fattore di stabilità  $S \approx 11$  e ciò per la presenza della controreazione in c.c. ( $R_{11} - R_{12}$  collegate al punto A) che contribuisce a migliorare ulteriormente il grado di stabilità fissato.

Nella tabella 1 sono riportati i valori dei componenti di tre classi di amplificatori, calcolati secondo il procedimento descritto.

La loro stabilità termica è stata controllata sperimentalmente fino ad una temperatura ambiente max di 45°C.

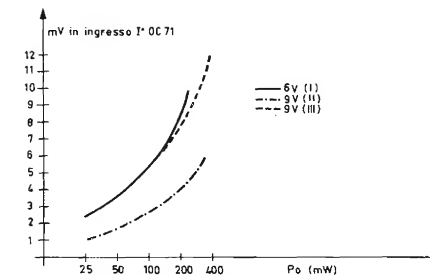


Fig. 5 - Curve di sovraccarico in funzione della potenza di uscita.

Tabella 1

Tensione d'alimentazione	$V_S$	I = 6	II = 9	III = 9	V
POTENZA D'USCITA	$P_o$	220	300	370	mW
Corrente di picco del finale	$I_{cm}$	200	135	200	mA
Distorsione	$d$	10	10	10	%
$R_L$ altoparlante	$R_L$	8	25	15	$\Omega$
Corrente del transistor pilota	$I_{Cp}$	7 ÷ 8	3,2 ÷ 3,8	7,8 ÷ 8,2	mA
Corrente di riposo del finale	$I_E$	2 ÷ 2,5	2 ÷ 2,5	2 ÷ 2,5	mA
Consumo totale	$(P_{U, max})$	≈ 70	≈ 50	≈ 70	mA
Consumo totale	$(P_{II} = O)$	≈ 11	≈ 7	≈ 11	mA
Resistenze	$R_{12}$	2,2	6,8	3,3	k $\Omega$
Resistenze	$R_{11}$	1,8	2,2	1,8	k $\Omega$
Resistenze	$R_{10} \cdot R_9$	2,7	3,3	3,9	$\Omega$
Resistenze	$R_8$	0,270	1	0,470	k $\Omega$
Resistenze	$R_7$	27	68	33	$\Omega$
Resistenze	$R_6$	56	82	68	$\Omega$
Resistenze	$R_5$	1	1,2	1,2	k $\Omega$
Resistenze	$R_4$	100	100	100	$\Omega$
Resistenze	$R_3$	2,2	2,7	2,7	k $\Omega$
Resistenze	$R_2$	220	470	470	k $\Omega$
Resistenze	$R_1$	10	15	15	$\Omega$
Condensatori	$C_8$	10	10	10	$\mu$ F
Condensatori	$C_7$	2200	330	470	pF
Condensatori	$C_6$	64	64	64	$\mu$ F
Condensatori	$C_5$	160	160	160	$\mu$ F
Condensatori	$C_4$	100	100	100	$\mu$ F
Condensatori	$C_3$	10	10	10	$\mu$ F
Condensatori	$C_2$	64	64	64	$\mu$ F
Condensatori	$C_1$	4	4	4	$\mu$ F
Transistor	$T_1$	OC 71	OC 71	OC 71	
Transistor	$T_2$	OC 75	OC 71	OC 71	
Transistor	$T_3/T_4$	AC 127/132	AC 127/132	AC 127/132 <sup>(1)</sup>	

(1) Montati con alette 56227.

## AMPLIFICATORE B. F. DA 800 mW A SIMMETRIA COMPLEMENTARE

Viene descritto un amplificatore per bassa frequenza da 800 mW alimentato a 9 V ed equipaggiato con il gruppo 40809.

Si ottiene una potenza massima di 800 mW su un carico di 5  $\Omega$  con il 10% di distorsione armonica, con una tensione di ingresso di 10 mV.

La banda passante a -3 dB rispetto 1 kHz e 50 mW è compresa fra 120 e 12000 Hz.

L'amplificatore consiste di uno stadio d'uscita a simmetria complementare (AC 127/128), un pilota (AC 128) ed un preamplificatore (AC 127).

I quattro transistor impiegati costituiscono un gruppo appositamente selezionato denominato 40809.

Il circuito, che si differenzia dai circuiti convenzionali, ha le seguenti prerogative:

- Gli stadi sono accoppiati fra di loro in corrente continua.
- Funzionamento stabile fino a 45 °C ambiente.
- Minima dispersione di guadagno ottenuta con particolari criteri di selezione.
- Basso rumore del transistor di ingresso.

### Prestazioni

L'amplificatore alimentato con la tensione di 9 V ha le seguenti prestazioni:

Assorbimento a vuoto 17 mA.

Con  $V_i = 2,3$  mV si ottiene su un carico avente l'impedenza di 5  $\Omega$  a 1 kHz, la potenza di 50 mW con  $d = 0,7\%$ .

Per una potenza di 800 mW a 1 kHz si ha una distorsione del 10% con  $V_i = 10$  mV. L'amplificatore ha una reazione negativa di 4,5 dB e la banda a -3 dB rispetto 1 kHz e 50 mW è compresa fra 120 e 12000 Hz. L'impedenza d'ingresso è circa 4000  $\Omega$ . Il circuito è termicamente stabile fino ad una temperatura ambiente di 45 °C, se i transistor finali sono fissati mediante una aletta tipo 56226, su una piastra metallica avente una superficie di 25 cm<sup>2</sup>.

Con una superficie della piastra di soli 12,5 cm<sup>2</sup> la massima temperatura ambiente ammessa è di 35 °C.

### Note di progetto sugli stadi finale e pilota

Dai dati caratteristici si ricava la massima  $V_{be}$  di  $T_4$  e la massima tensione di ginocchio ( $V_{CEK}$ ) dei transistor  $T_2$  e  $T_3$ . Da questi elementi e dalla tensione di emettitore  $V_R$ , fissata per una sufficiente stabilizzazione termica del pilota, si può determinare la tensione nel punto A:

$$V_A = \frac{V_S + \Delta V_{be\ max4} + V_{CEK2} + V_{R1} - V_{CEK}}{2}$$

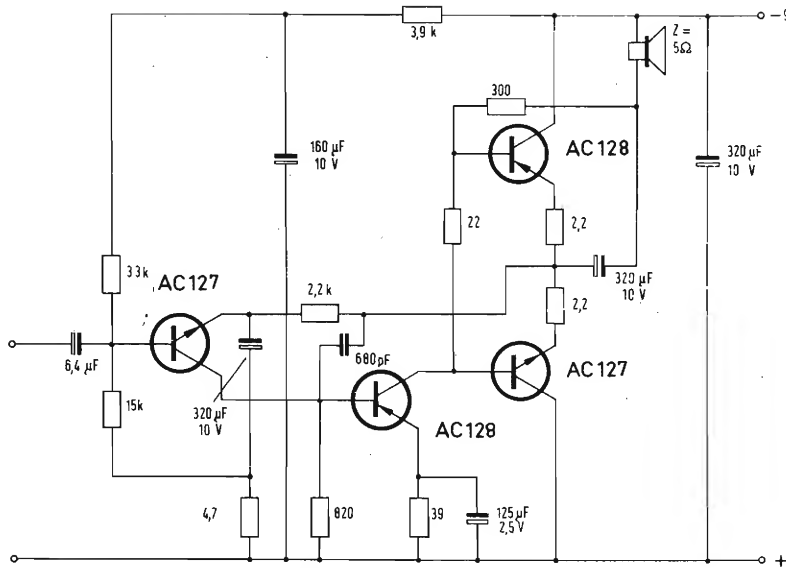


Fig. 1. - Schema elettrico dell'amplificatore BF a simmetria complementare da 800 mW.

Calcolata  $V_A$  e conoscendo il picco massimo di corrente ammesso, si può ricavare il carico totale di collettore per la massima potenza d'uscita:

$$R_{L_{tot}} = \frac{V_S - V_A - V_{CEK3}}{I_{cm}}$$

Scelto  $R_E$ , si ricava  $R_L = R_{L_{tot}} - R_E$ ; conoscendo questo valore si calcola la tensione disponibile ai suoi capi:

$$V_{RL} = V_S - V_A - V_{CEK3} - I_{cm} R_E$$

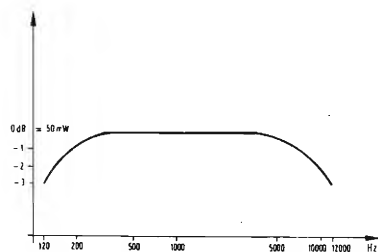


Fig. 2. - Curva caratteristica della distorsione lineare a 50 mW di uscita.

e di conseguenza la potenza effettiva sull'altoparlante:

$$P_{RL} = \frac{(V_{RL})^2}{2 R_L}$$

Dalle curve di dispersione delle caratteristiche si ricava:  $\Delta V_{be_{max}}$  ed  $I_{b_{max}}$  per la data  $I_{cm}$ ; la  $I_E$  a riposo consigliata per la minima distorsione di « Cross-Over » ed infine la  $V_{be3}$ .

Noti questi elementi si può ricavare la tensione ai capi della  $R_3$ :

$$V_{R3} = V_S - V_A - I_E R_E - V_{be3}$$

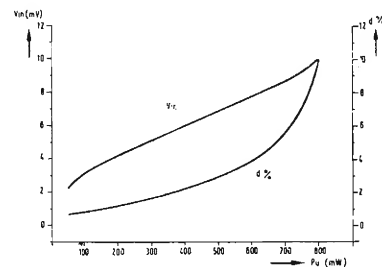


Fig. 3. - Curva di sovraccarico e di distorsione armonica.

e da questa il valore della  $R_3$ :

$$R_3 = \frac{V_{R3} - I_{cm} R_E - \Delta V_{be_{max}}}{I_{b_{max}} + 0,5}$$

Il valore di 0,5 mA è stato scelto come margine di sicurezza per la variazione della  $I_C$  nello stadio pilota causata: dalla dispersione delle caratteristiche, dalla tolleranza dei componenti e dall'aumento di  $I_{CBO}$  a causa della temperatura.

Il picco di corrente che dovrà fornire il transistor pilota sarà quindi:

$$I_{cp} = \frac{\Delta V_{be_{max}} + I_{cm} R_E}{R_3} + I_{b_{max}}$$

e la resistenza di emettitore  $R_1$  risulta pertanto:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{cp}}$$

La tensione  $V_{be}$  necessaria per stabilire la corrente di riposo nei transistor finali è funzione del valore di  $R_2$  e si calcola come segue:

$$R_2 = \frac{V_{be_{med3}} + V_{be_{med4}} + 2 I_E R_E}{I_{cp}}$$

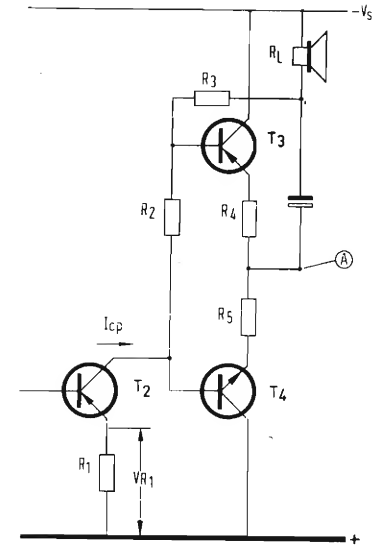


Fig. 4. - Dimensionamento in corrente continua dello stadio finale e pilota.

## AMPLIFICATORE "single ended" DA 1 W CON 2 x AC 128 IN CLASSE B

È descritto un amplificatore per bassa frequenza con stadio finale del tipo « single-ended » equipaggiato con due transistor AC 128 ed alimentato con una tensione di 9 V. La potenza all'inizio della saturazione è circa 1 W (a 1 kHz) su un carico di 8 Ω, con una distorsione del 3%. Tale potenza si ottiene con 3,4 mV in base al preamplificatore. La banda passante a -3 dB rispetto 1 kHz (50 mW) è compresa fra 100 e 8000 Hz.

### 1) DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Si è impiegata, come finale di questo amplificatore, la coppia di transistor 2 x AC 128 funzionante in controfase, classe B. Per il pilotaggio e la preamplificazione si impiegano due transistor OC 75. Per l'accoppiamento tra lo stadio pilota e quello finale è stato impiegato il trasformatore PK 50647, che si adatta alle esigenze del circuito.

A beneficio della distorsione e della banda passante, una rete RC provvede a fornire 7 dB di reazione negativa.

Dalle caratteristiche qui di seguito riportate, si vede come questo circuito possa essere impiegato in fonovaligie ed in ricevitori portatili; l'assorbimento totale risulta infatti relativamente basso: 165 mA per la piena potenza e 13 mA in assenza di segnale.

Il circuito risulta stabile fino a +45° C di temperatura ambiente con l'impiego, nello stadio finale, delle alette di raffreddamento tipo 56200.

### 2) DIMENSIONAMENTO DELLO STADIO FINALE

Dai dati caratteristici dell'AC 128 risulta una tensione massima di ginocchio  $V_{CEK} = 0,5 V$  per una corrente di picco  $I_{cm} = 0,5 A$ .

Da questi elementi si ricava il picco massimo di tensione disponibile per ciascun transistor, e cioè:

$$V_{cm} = \frac{V_s}{2} - V_{CEK} = 4 V$$

per cui il carico  $R_L$  totale risulta:

$$R_L = \frac{V_{cm}}{I_{cm}} = 8 \Omega$$

valore d'impedenza molto comune negli altoparlanti.

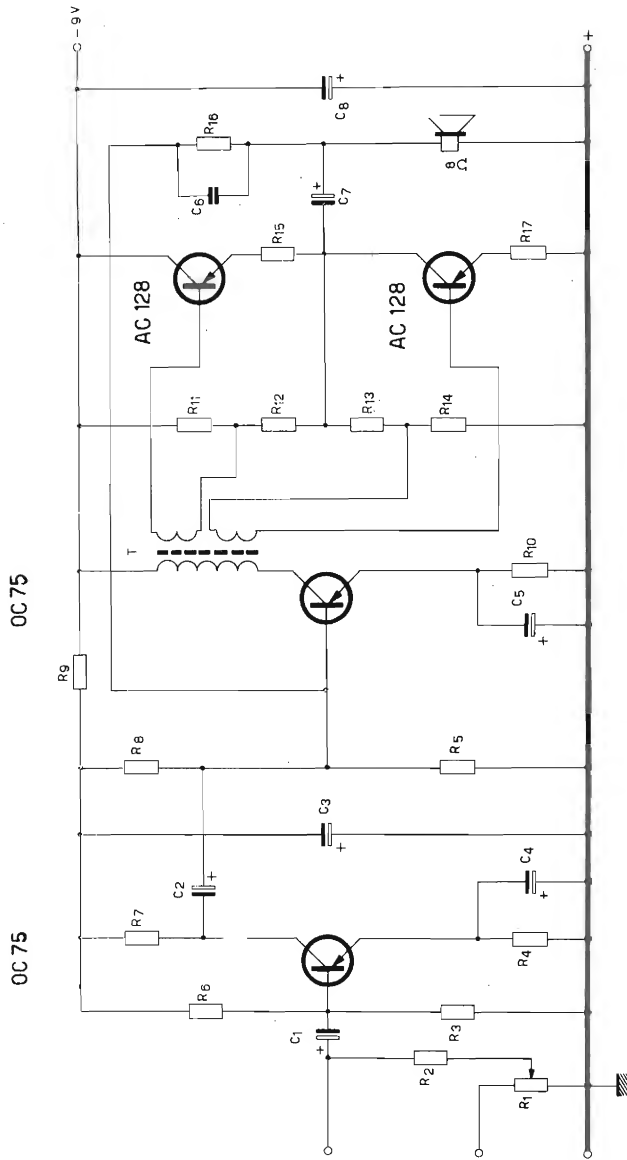


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore « single ended » da 1 W.

**Resistenze**

- R<sub>1</sub> = 1 MΩ (potenziometro log.)
- R<sub>2</sub> = 470 kΩ
- R<sub>3</sub> = 15 kΩ
- R<sub>4</sub> = 1,5 kΩ
- R<sub>5</sub> = 18 kΩ
- R<sub>6</sub> = 150 kΩ

- R<sub>7</sub> = 6,8 kΩ
- R<sub>8</sub> = 15 kΩ
- R<sub>9</sub> = 150 Ω
- R<sub>10</sub> = 820 Ω
- R<sub>11</sub> = 680 Ω
- R<sub>12</sub> = 22 Ω

- R<sub>13</sub> = 680 Ω
- R<sub>14</sub> = 22 Ω
- R<sub>15</sub> = 0,5 Ω
- R<sub>16</sub> = 100 kΩ
- R<sub>17</sub> = 0,5 Ω

**Condensatori**

- C<sub>1</sub> = 10 μF
- C<sub>2</sub> = 10 μF
- C<sub>3</sub> = 200 μF
- C<sub>4</sub> = 50 μF
- C<sub>5</sub> = 100 μF

- C<sub>6</sub> = 100 pF
- C<sub>7</sub> = 400 μF
- C<sub>8</sub> = 200 μF
- Altoparlante = 8 Ω
- T = PK 50647



Fig. 2 - Realizzazione sperimentale dell'amplificatore « single ended » da 1 W.

La potenza d'uscita all'inizio della saturazione risulta:

$$P_C = \frac{V_{cm} I_{cm}}{2} = 1 \text{ W.}$$

Per una sufficiente stabilizzazione termica è necessario disporre su ogni emettitore una resistenza  $R_E = 0,5 \Omega$ , per cui la potenza disponibile ai capi di  $R_L$  sarà:

$$P_o = \frac{V_{cm}}{R_L + R_E} \cdot \frac{V_{cm}}{2} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_E} = 0,89 \text{ W.}$$

**3) STADIO PILOTA**

Dalle curve di dispersione delle caratteristiche degli AC128 risulta, che, per la corrente massima di picco  $I_{cm} = V_{cm} / (R_L + R_E) = 0,47 \text{ A}$  occorre una  $I_{BM,max} = 3,6 \text{ mA}$ .

Il rapporto spire del trasformatore PK 50647 impiegato è  $n = 1,9 : 1$  (rapporto fra primario e metà secondario).

Quindi il picco di corrente che deve fornire il transistor pilota sarà:

$$I_{cm,p} = \frac{I_{BM}}{n} = 4,5 \text{ mA.}$$

Per un aumento della temperatura ambiente da 25° C a 45° C, consideriamo una variazione  $\Delta I_C$  massima della corrente di collettore di 1,45 mA.

Premesso che per la temperatura ambiente prevista, la tensione ai capi della resistenza di emettitore può essere scelta tra 1/4 ed 1/2 della tensione totale di batteria, la potenza massima dissipata nel transistor pilota risulterà circa pari a:

$$P_{C,max} = \frac{V_B}{2} I_{cm,p} \approx 20 \text{ mW.}$$

Essendo il  $K_{j,amb} = 0,4^\circ \text{C/mW}$ , la temperatura massima della giunzione risulterà:

$$T_{j,max} = K_{j,amb} \cdot P_{C,max} + T_{amb,max} = 53^\circ \text{C}$$

cui corrisponde una variazione di  $I_{CBO}$  pari a circa 13 volte.

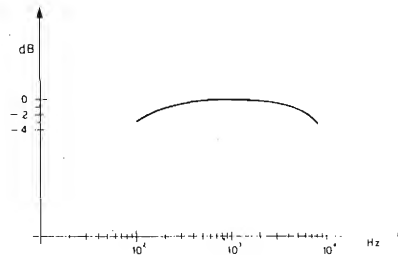


Fig. 3 - Curva caratteristica della distorsione lineare a 50 mW di uscita.

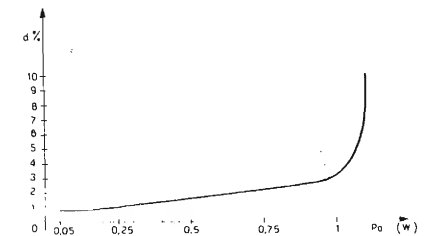


Fig. 4 - Distorsione armonica alla frequenza di 1000 Hz.



Essendo il valore massimo di  $I_{CBO}$ , alla temperatura ambiente di 25°C, di 12  $\mu A$ , la massima  $I_{CBO}$ , a  $T_j = 53^\circ C$ , sarà di  $13 \times 12 = 156 \mu A$ , avremo perciò:

$$\Delta I_{CBO \max} = I_{CBO(53^\circ C)} - I_{CBO(25^\circ C)} = 156 - 12 = 144 \mu A.$$

Il valore del fattore di stabilità  $S$  richiesto sarà pertanto pari a:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO \max}} \cong 10 \text{ (vedi appendice).}$$

Scegliendo come abbiamo detto  $V_E = 4 V$  ed  $I_{emp} = 4,5 \text{ mA}$  risulta:

$$R_E = \frac{V_E}{I_{emp}} = 890 \Omega \text{ (820 } \Omega \text{ valore pratico).}$$

La tensione totale disponibile sul collettore risulta allora (tenendo conto che la resistenza del primario è di 170  $\Omega$ ):

$$V_{comp} = V_S - V_E - I_{emp} \cdot R_p - V_{CEK} \cong 4 V.$$

#### 4) STADIO PREAMPLIFICATORE

La corrente del preamplificatore è stata fissata in 0,5 mA, la  $R_E = 1500 \Omega$ , ed il partitore di base (con un fattore di stabilità termica  $S$  pari a circa 10) di 15 k $\Omega$  e 150 k $\Omega$ .

L'impedenza d'ingresso a 1 kHz è di circa 4500  $\Omega$ . Con una resistenza di 470 k $\Omega$  in serie si ottiene la potenza di uscita di 1 W con  $V_i = 350 \text{ mV}_{eff}$ .

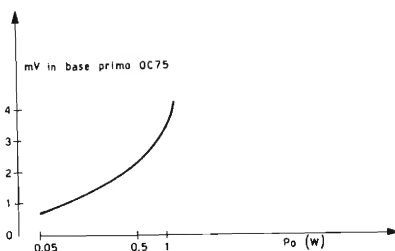


Fig. 5 - Curva di sovraccarico.

#### APPENDICE

Il coefficiente di stabilità  $S$  è definito dal seguente rapporto:

$$S = \beta \cdot \frac{R_B + R_E}{R_B + \beta R_E}$$

dove  $\beta$  = guadagno massimo di corrente nel punto di lavoro. Dall'equazione di cui sopra ed avendo fissato  $R_E = 820 \Omega$  si deduce (avendo scelto  $\beta_{max} = 130$ ):

$$R_B = \frac{\beta_{max} R_E}{\beta_{max} - S} \cdot (S - 1) \cong 8 \text{ k}\Omega$$

in cui  $R_B$  rappresenta il parallelo delle resistenze del partitore di base.

## AMPLIFICATORE B. F. A SIMMETRIA COMPLEMENTARE DA 1,2 W

Si descrive un circuito di amplificatore con una potenza d'uscita di 1,2 W, alimentato a 9 V ed equipaggiato con il gruppo 40809.

La stabilizzazione per la variazione della temperatura ambiente è effettuata con una resistenza NTC. Il funzionamento è stabile per una temperatura ambiente di 45°C.

Con una tensione d'ingresso di 10 mV si ottiene la potenza d'uscita di 1,2 W con una distorsione armonica del 10%.

La banda passante a -3 dB è compresa fra 130 e 10.000 Hz.

L'amplificatore è composto di tre stadi accoppiati fra loro in corrente continua:

- Stadio d'uscita a simmetria complementare funzionante in classe B equipaggiato con la coppia AC 127/128

- Stadio pilota equipaggiato con un AC 128

- Stadio preamplificatore equipaggiato con un AC 127

Questi quattro transistor formano nel loro assieme un gruppo denominato 40809 che, mediante particolari criteri di selezione, offre i seguenti vantaggi:

- Bassa dispersione nei guadagni
- Risparmio di componenti rispetto ai normali circuiti ad accoppiamento R.C., dovuto all'accoppiamento in corrente continua.
- Basso rumore del transistor di ingresso.

Per ottenere il massimo guadagno di potenza sono

state eliminate le resistenze di emettitore dello stadio finale.

La stabilità termica è assicurata da una resistenza NTC tipo B8.320.01P/130E la quale provvede a ridurre la tensione fra le basi dei transistor finali all'aumentare della temperatura ambiente in modo da limitare entro un intervallo relativamente ristretto la corrente di riposo dei transistor stessi.

La corrente di riposo a 25°C è di 4 ÷ 5 mA ed aumenta fino a circa 10 mA con una temperatura ambiente di 45°C.

La corrente del transistor pilota è limitata a 7 ÷ 8 mA valore sufficiente per pilotare al massimo i transistor finali.

Il preamplificatore è polarizzato per una corrente di 0,7 ÷ 0,8 mA.

L'assorbimento senza segnale è di 13 ÷ 14 mA (25°C). Per una potenza di 1,2 W l'assorbimento è di 170-180 mA.

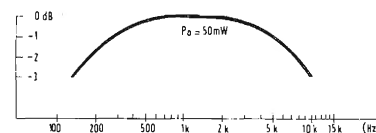


Fig. 1 - Curva di linearità misurata a 50 mW.

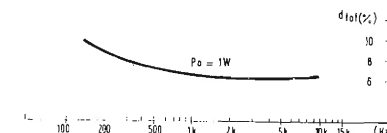


Fig. 2 - Curva di distorsione misurata con una potenza di uscita di 1 W.

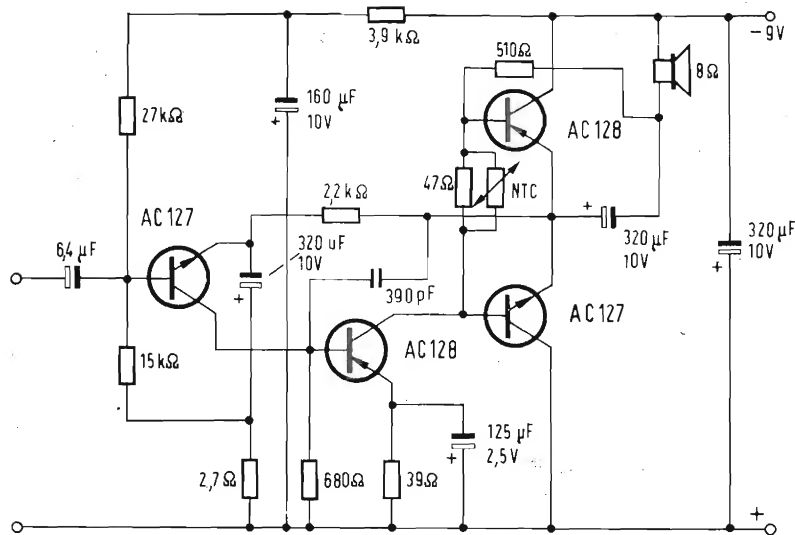


Fig. 3 Schema elettrico dell'amplificatore a simmetria complementare da 1,2 W.

**Prestazioni**

- Impedenza di carico: 8 Ω
- Tensione di alimentazione: 9 V
- Sensibilità:

$V_i$ (mV)	$P_o$ (mW)	$d_{tot}$ (%)
1,4 ÷ 1,7	50	0,7 ÷ 1,2
8 ÷ 10	1200	8 ÷ 10

- Banda passante (rispetto 1 kHz e 50 mW): compresa fra 130 e 10.000 Hz.
- Impedenza d'ingresso: circa 5.000 Ω
- Reazione negativa: 4 dB.

Per garantire il funzionamento stabile e continuo anche nella condizione di massima dissipazione, i transistor finali devono essere fissati mediante un'aletta tipo 56226 su di una piastra di alluminio di almeno 12,5 cm<sup>2</sup> di superficie.

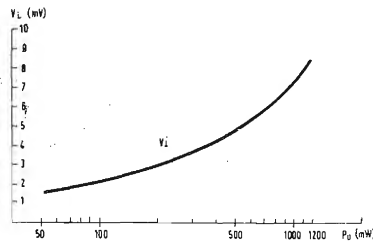


Fig. 4 - Curva di sovraccarico in funzione della potenza d'uscita.

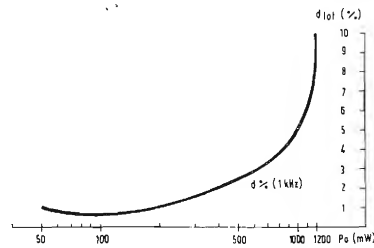


Fig. 5 - Distorsione armonica misurata a 1000 Hz.

## AMPLIFICATORE BF CON STADIO FINALE IN CONTROFASE CLASSE B EQUIPAGGIATO CON 2x AC 128 (\*)

Questo rapporto è il risultato di un'indagine svolta per trovare quale potenza utile si può ottenere da una coppia di transistor AC 128, con una tensione di batteria di 9 V ed una temperatura massima ambiente di 45 °C, senza ricorrere all'impiego di elementi non lineari (diodi, resistenze NTC) nel partitore di polarizzazione dello stadio finale. È risultata una potenza d'uscita all'inizio della saturazione di 1,42 W con distorsione totale del 4,6%. Con il 10% di distorsione si ottengono 2 W. La banda a -3 dB è compresa fra 200 e 8000 Hz. La tensione all'ingresso necessaria per un'uscita di 2 W è di 10 mV<sub>eff.</sub> su 4000 Ω, con un guadagno di potenza totale di 79 dB.

### 1) Descrizione del circuito

L'amplificatore, funzionante a 9 V, utilizza per il controfase in classe B la coppia di transistor 2x AC 128. Due OC 71 sono impiegati nello stadio pilota e in quello di ingresso. Una rete RC collegata fra la base dello stadio pilota ed il trasformatore d'uscita, provvede a fornire 5 dB di reazione negativa.

### 2) Stadio finale

a) *Determinazione della massima potenza dissipata nei transistor finali.*

Dai dati caratteristici del transistor AC 128, risulta che la massima tensione di ginocchio  $V_{CEK}$  è di 0,5 V. Avendo fissato la tensione di batteria  $V_S$  a 9 V, il massimo picco di tensione utile  $V_{cm}$  è di 8,5 V. Il valore della corrente di riposo  $I_C$  è stato stabilito sperimentalmente: 4 mA per transistor, valore di poco superiore a quello previsto dai dati caratteristici. Per ottenere una maggior potenza utile è stata impiegata

una resistenza di emettitore più bassa. Di conseguenza per evitare che aumenti la distorsione di « cross-over » si richiede una corrente di collettore di riposo più elevata. Con i dati su esposti, che qui riassumiamo, possiamo calcolare la massima potenza dissipata in ciascun collettore (vedi appendice A)

$$V_S = 9 \text{ V} \quad V_{cm} = V_S - V_{CEK} = 8,5 \text{ V}$$

$$I_C = 4 \text{ mA} \quad I_{cm} = I_{CM} - I_C = 496 \text{ mA}$$

Il limite di  $I_{CM} = 500 \text{ mA}$  è quello indicato nei dati caratteristici del transistor, per cui  $P_{Cmax} = 496 \text{ mW}$ . La potenza dissipata raggiunge un massimo nel caso del pilotaggio al 64% ( $m = 0,64$ ). Poiché ben difficilmente si verifica il caso in cui perduri un segnale sinusoidale a tale livello di potenza (corrispondente a 0,86 W all'uscita del transistor) il valore di  $P_{Cmax}$  può essere ridotto del 10% usando un valore pratico di  $P_{Cmax} = 442 \text{ mW}$ .

b) *Massima temperatura della giunzione*

Il limite massimo della temperatura ambiente più largamente usato è di 45 °C. Impiegando per ogni transistor una piastra di raffreddamento di 12,5 cm<sup>2</sup> e

\* F. Dapiran e R. Guizzardi del Laboratorio di Applicazione Philips, Milano.

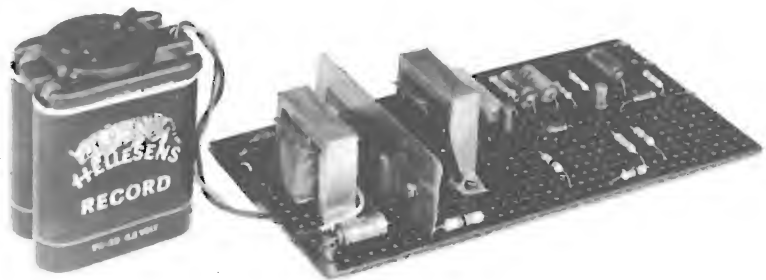


Fig. 1 - Amplificatore BF con potenza di uscita di 2 W.

fissando su questa il transistor per mezzo dell'aletta di raffreddamento tipo 56200, la resistenza termica fra la giunzione e l'ambiente risulta (vedi dati caratteristici):

$$K_{j-amb} = 0,09 \text{ } ^\circ\text{C/mW.}$$

Dalla relazione

$$P_{c \text{ max}} = \frac{T_j - T_{amb}}{K_{j-amb}},$$

si ricava:

$$T_j = K_{j-amb} P_{c \text{ max}} + T_{amb} = 85 \text{ } ^\circ\text{C.}$$

c) Partitore di base

Fissando la resistenza di emettitore dello stadio controfase ( $R_E = 2,7 \text{ } \Omega$ ) il partitore ( $33 \text{ } \Omega$  e  $1800 \text{ } \Omega$ ) e la resistenza ( $17 \text{ } \Omega$ ) di ciascuna metà del secondario del trasformatore pilota, risulta, secondo il metodo di verifica descritto nell'appendice B, che il circuito è stabile fino a  $T_{amb} = 45 \text{ } ^\circ\text{C}$  anche per i transistor di caratteristiche estreme ( $h_{FE \text{ max}}$ ,  $-I_{CBO \text{ max}}$ , ecc.).

d) Carico sul collettore - Potenza d'uscita

A seguito di quanto stabilito nella sezione 2-a, cioè  $V_{cm} = 8,5 \text{ V}$  e  $I_{cm} = 496 \text{ mA}$  si calcola il carico

$$R_{CE} = \frac{V_{cm}}{I_{cm}} = 17 \text{ } \Omega.$$

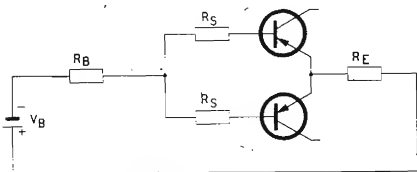


Fig. 2 - Circuito equivalente del partitore di base dello stadio finale.

La potenza d'uscita sui collettori all'inizio della saturazione è:

$$P_{cc} = \frac{V_{cm} I_{cm}}{2} = 2,11 \text{ W.}$$

Con  $R_E = 2,7 \text{ } \Omega$ , la potenza al primario del trasformatore di uscita è:

$$P_o = \frac{R_C}{R_{CE}} P_{cc} = 1,77 \text{ W,}$$

dove

$$R_C = R_{CE} - R_E = 14,3 \text{ } \Omega.$$

Supponendo un rendimento del trasformatore d'uscita  $\eta = 80\%$ :

$$P_L = \eta P_o = 1,42 \text{ W.}$$

Il rapporto di trasformazione  $n$  per  $R_L = 5 \text{ } \Omega$  risulta:

$$n = \sqrt{\frac{R_C}{\eta R_L}} = 1,51.$$

In base a questi dati il trasformatore d'uscita è stato così costruito:

Nucleo :  $38 \times 32 \text{ mm}$  con spessore  $13 \text{ mm}$ .

Primario :  $160 + 160$  spire,  $\varnothing 0,45$  avvolte in bifilare.

Secondario:  $106$  spire,  $\varnothing 0,45$ .

$R_p = 1,2 + 1,2 \text{ } \Omega$ .

$R_s = 0,8 \text{ } \Omega$ .

Il rendimento del trasformatore sarà:

$$\eta = \frac{n^2 R_L}{n^2 (R_L + R_s) + R_p} = 79\%.$$

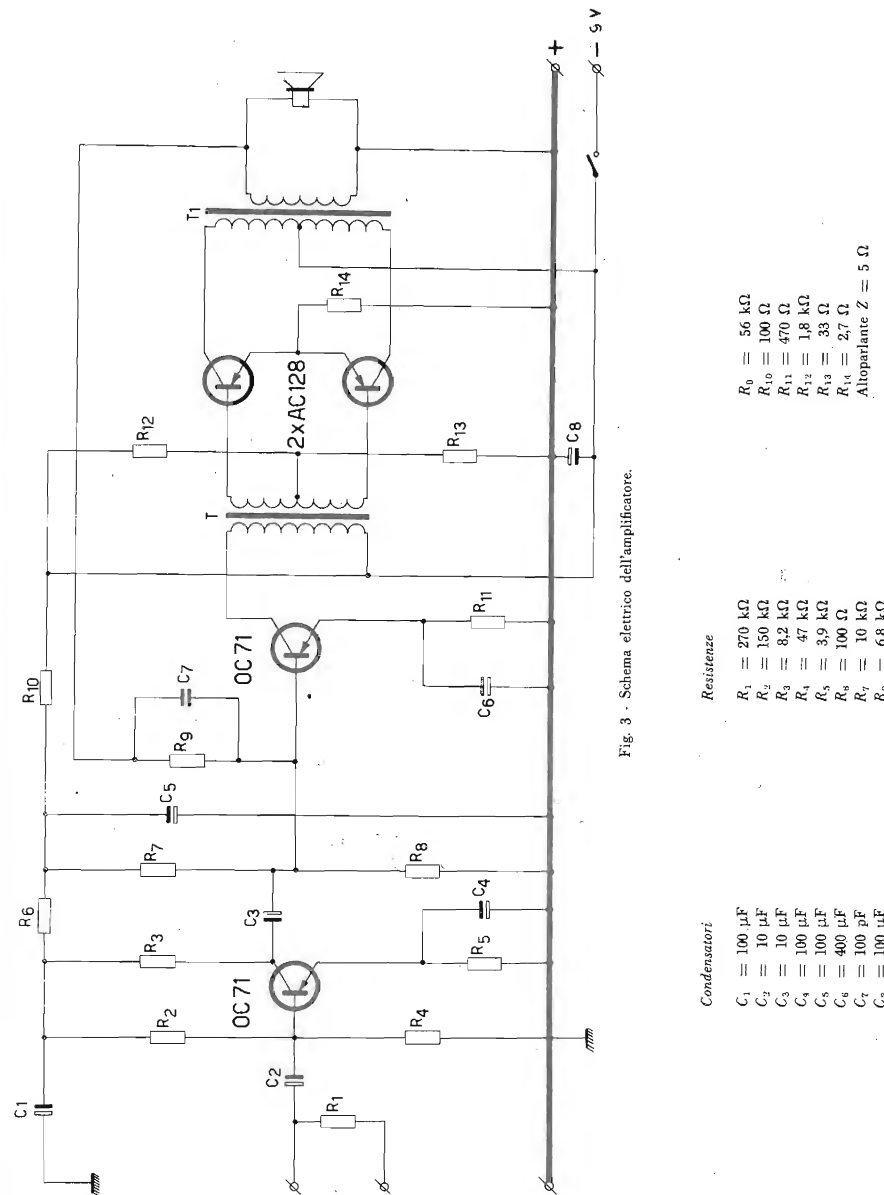


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore.

Resistenze

$R_0$	=	56 k $\Omega$
$R_{10}$	=	100 $\Omega$
$R_{11}$	=	470 $\Omega$
$R_{12}$	=	1,8 k $\Omega$
$R_{13}$	=	33 $\Omega$
$R_{14}$	=	2,7 $\Omega$
Altoparlante $Z = 5 \text{ } \Omega$		

Condensatori

$R_1$	=	270 k $\Omega$
$R_2$	=	150 k $\Omega$
$R_3$	=	8,2 k $\Omega$
$R_4$	=	47 k $\Omega$
$R_5$	=	3,9 k $\Omega$
$R_6$	=	100 $\Omega$
$R_7$	=	10 k $\Omega$
$R_8$	=	6,8 k $\Omega$

$C_1$	=	100 $\mu\text{F}$
$C_2$	=	10 $\mu\text{F}$
$C_3$	=	10 $\mu\text{F}$
$C_4$	=	100 $\mu\text{F}$
$C_5$	=	100 $\mu\text{F}$
$C_6$	=	400 $\mu\text{F}$
$C_7$	=	100 pF
$C_8$	=	100 $\mu\text{F}$

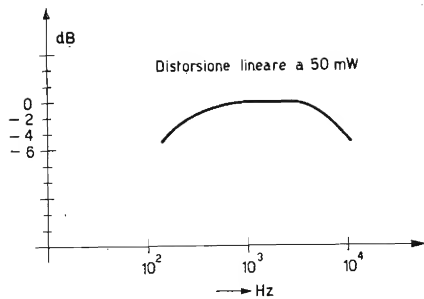


Fig. 4 - Curva di risposta dell'amplificatore per una potenza d'uscita 50 mW.

### 3) Stadio pilota

Per il dimensionamento del trasformatore pilota occorre conoscere la massima  $V_{SV}$  e la massima  $I_{BM}$  necessaria per il pilotaggio dei transistor estremi. Dalle curve di dispersione delle caratteristiche, risulta che, per  $I_{CM} = 500$  mA occorre una  $I_{BM\ max} = 9,2$  mA ed una  $V_{BEM\ max} = 550$  mV.

Quindi:

$$V_{SV\ max} \approx V_{BEM\ max} + I_{EM} R_E + I_{BM\ max} R_B - (V_{BE} + 2 I_E R_E + 2 I_B R_B + I_B R_s)$$

Inserendo i valori indicati, si ottiene la massima tensione di pilotaggio  $V_{SV\ max} \approx 2,033$  V, tenendo presente che:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{33 \cdot 1800}{1833} = 32,4 \Omega.$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{BE} = 140 \text{ mV} \\ I_B = 50 \mu\text{A} \end{array} \right\} \text{ per } I_E = 4 \text{ mA} \left\{ \begin{array}{l} \text{Per transistor nominali (in base ai dati di pubblicazione dei dati tecnici).} \end{array} \right.$$

$R_s = 17 \Omega$  (resistenza di una metà del secondario del trasformatore pilota).

Secondo il procedimento descritto nell'appendice C, vengono pure stabiliti i seguenti valori per il circuito del transistor pilota:

$$R_E = 470 \Omega$$

$R_p < 60 \Omega$  (resistenza del primario del trasformatore pilota)

$$I_E = 6,1 \text{ mA}$$

$n = 1,57$  rapporto spire (primario)/(metà secondario).

Rimane pure definito il partitore di base per un fattore di stabilità  $S \approx 10$ .

Il trasformatore pilota viene avvolto su un nucleo uguale a quello impiegato per il trasformatore d'uscita, avvolgendo per il primario 630 spire  $\varnothing 0,20$  e 400 + 400 spire  $\varnothing 0,20$  per il secondario (in bifilare). Ne è risultato  $R_p = 20 \Omega$  e  $R_s = 17 + 17 \Omega$ .

### 4) Preamplificatore

Lo stadio preamplificatore ha una  $I_C = 0,5$  mA con  $R_E = 3,9$  k $\Omega$  ed il partitore per la base formato da 47 k $\Omega$  e 150 k $\Omega$  con un fattore di stabilità termica  $S$  pari a circa 10.

L'impedenza d'ingresso dell'amplificatore a 1 kHz è di 4000  $\Omega$ . Collegando in serie all'ingresso una resistenza da 270 k $\Omega$  si ottiene la potenza d'uscita di 2 W con  $V_i = 550$  mV<sub>eff</sub>.

### Appendice A

Durante il semiperiodo di conduzione si può esprimere, con buona approssimazione, l'andamento della tensione e della corrente per ciascun transistor con le seguenti formule:

$$\left. \begin{array}{l} V_{CE} = V_S - V_{cm} m \sin \omega t \\ I_{CM} = I_C + I_{cm} m \sin \omega t \end{array} \right\} \text{ valide per } 0 < \omega t < \pi$$

dove  $m$  indica il tasso di modulazione.

Inoltre sussistono le seguenti relazioni:

$$V_{cm} = V_S - V_{CEK}$$

$$I_{cm} = I_{CM} - I_C$$

La potenza dissipata in ciascun collettore è:

$$P_C = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{CE} I_{CM} d(\omega t)$$

che integrata dà:

$$P_C = \frac{V_S I_C}{2} + \frac{m}{\pi} (I_{cm} V_S - V_{cm} I_C) - \frac{m^2}{4} V_{cm} I_{cm}$$

Il valore di  $P_C$  assume un massimo per un certo valore di  $m$ , che si ottiene uguagliando a zero la derivata dell'equazione precedente. Si ottiene quindi:

$$m_{(P_C\ max)} = \frac{2}{\pi} \left( \frac{V_S}{V_{cm}} - \frac{I_C}{I_{cm}} \right)$$

Inserendo tale valore di  $m$  nell'espressione che definisce  $P_C$  si ottiene:

$$P_{C\ max} \approx \frac{V_S I_C}{2} + \frac{1}{\pi^2} \frac{I_{cm}}{V_{cm}} V_S^2 \times \left( 1 - \frac{I_C}{I_{cm}} \frac{V_{cm}}{V_S} \right)^2$$

### Appendice B

Per quanto riguarda la corrente continua, il circuito equivalente del partitore che polarizza le basi dei transistor finali, può essere rappresentato come nella figura 2:

La tensione a vuoto  $V_B$  del generatore equivalente risulta:

$$V_B = V_S R_2 / (R_1 + R_2) = 162 \text{ mV},$$

e la resistenza interna:

$$R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 32,4 \Omega.$$

Inoltre essendo stato stabilito in 17  $\Omega$  il valore di  $R_s$ , si ha:

$$V_B = V_{BE} + I_B R_s + 2 I_B R_B + 2 I_E R_E,$$

che, con i valori dati (v. 3) dà  $V_B = 166$  mV, valore in buon accordo con quello sopra indicato.

Nel paragrafo (2) abbiamo calcolato la potenza dissipata e la conseguente temperatura della giunzione per la max  $T_{amb}$  prevista (45°C). Quando la modulazione scompare nell'istante in cui si verificano tali condizioni, per le quali risulta  $T_{j\ max} = 85$ °C, la corrente continua che circola nel collettore di ciascun transistor non deve superare il valore di 50 mA ( $= P_{C\ max} / V_S$ ). Infatti, se questa condizione è soddisfatta, la temperatura della giunzione tende a diminuire, con una conseguente diminuzione di  $I_{CBO}$  ed un aumento della  $V_{BE}$ .

Pertanto la verifica della stabilità può essere fatta supponendo, per assurdo, che tale valore di corrente venga raggiunto (soltanto in uno dei due transistor, per formulare la peggiore delle ipotesi) e controllando successivamente che la minima tensione di polarizzazione ne-



Preparazione dei palloncini di vetro per un determinato tipo di transistor.

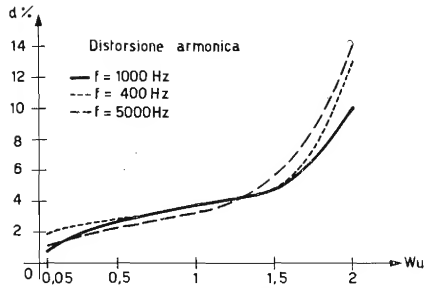


Fig. 5 - Distorsione armonica totale.

nessaria perchè ciò si verifichi sia superiore a quella effettiva esistente nel circuito. Se si ammette che, a causa della dispersione delle caratteristiche dei transistor, il rapporto massimo tra le correnti di collettore dei due transistor in controfase possa salire a 4 (valore difficilmente raggiungibile data la presenza nel circuito delle resistenze  $R_B$ ,  $R_S$  ed  $R_E$ ) si ha:

$$I_{C2} = \frac{I_{C1}}{4} = 12,5 \text{ mA.}$$

La stabilità termica peggiora quanto più elevato è il guadagno di corrente, quindi per  $T_1$  supporremo  $h_{FE \max} = 175$ , e poiché le coppie nella selezione vengono definite con la condizione  $h_{FE1}/h_{FE2} \leq 1,25$  risulta  $h_{FE2} = 140$ .

Quindi:

$$I_{B1} + I_{CBO} = \frac{I_{C1}}{h_{FE1}} = 286 \text{ } \mu\text{A,}$$

$$I_{B2} + I_{CBO} = \frac{I_{C2}}{h_{FE2}} = 80,3 \text{ } \mu\text{A,}$$

e  $I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = 50,286 \text{ mA}$  e  $I_{E2} = 12,58 \text{ mA}$ .

Dai dati caratteristici risulta che la corrente  $I_{CBO}$  può essere al massimo  $700 \text{ } \mu\text{A}$  (per  $T_j = 85^\circ\text{C}$ ). Tenendo presente che difficilmente si può riscontrare in un transistor contemporaneamente, sia il massimo del guadagno  $h_{FE}$  che il massimo valore di  $I_{CBO}$ , ne risulta che la scelta di tali valori, per la verifica analitica della stabilità termica, va a vantaggio della sicurezza di funzionamento del circuito stesso. Risultata pertanto:

$$I_{B1} = 286 - 700 = -414 \text{ } \mu\text{A,}$$

$$I_{B2} = 80 - 700 = -620 \text{ } \mu\text{A.}$$

La diminuzione della  $V_{BE}$  per effetto della temperatura è di  $2,3 \text{ mV}$  per grado  $^\circ\text{C}$  a partire da  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ . Partendo dalla  $V_{BE \min}$  (per  $I_C = 50 \text{ mA}$ ) si ottiene:

$$V_{BE(T_j = 85^\circ\text{C})} = V_{BE \min} - 2,3 (T_j - T_{amb}) = 185 - 2,3 (85 - 25) = 47 \text{ mV.}$$

Perchè la corrente non aumenti ulteriormente, cioè perchè sia verificata la stabilità dello stadio finale, dovrà sussistere la disuguaglianza:

$$V_B \leq V_{BE(T_j \max)} + (I_{E1} + I_{E2})R_E + R_B (I_{B1} + I_{B2}(T_j \max)) + I_{B2}(T_j \max)R_S.$$

L'espressione a secondo membro vale:

$$47 + 62,866 \times 2,7 - 32,4 \times 1,034 - 0,414 \times 17 = 190,5 \text{ mV.}$$

Poichè  $V_B$  precedentemente calcolato è circa  $166 \text{ mV}$  risulta che, nelle circostanze più sfavorevoli con  $T_{amb} \leq 45^\circ\text{C}$ , la stabilità termica è assicurata.

### Appendice C

Le caratteristiche del trasformatore pilota dipendono sia dalla potenza richiesta dallo stadio finale, che dalla scelta del punto di lavoro del transistor che lo precede. Le condizioni che devono essere simultaneamente soddisfatte sono le seguenti:

$$n = \frac{\eta [(V_S - V_{CEK}) - A (I_E R_E + I_C R_p)]}{V_{SM \max}}$$

$$n = \frac{I_{BM \max}}{I_C - I_{CBO \max}}$$

nelle quali  $n$  è il rapporto spire (primario)/(meta secondario).

La prima equazione esprime il valore di  $n$  in funzione del rendimento del trasformatore, della tensione secondaria e della tensione  $V_{CE}$  disponibile sul primario del trasformatore pilota. Con l'introduzione del fattore  $A$  si vuole tener conto degli aumenti di  $I_C$  ed  $I_E$  causati, sia dalla tolleranza delle resistenze che compongono il circuito di polarizzazione (che assumeremo del 10%), sia dall'aumento della  $I_{CBO}$ .

L'effetto di quest'ultima è funzione del grado di stabilità  $S$  del circuito stesso.

La seconda equazione esprime il valore di  $n$  in funzione della corrente di collettore minima del transistor pilota e della massima corrente di base richiesta dallo stadio finale.

Il termine sottotratto  $I_{CBO \max}$  rappresenta il valore minimo al quale può scendere la corrente di collettore in presenza del segnale.

Potremo quindi scrivere (assumendo d'ora in poi  $I_C = I_E$ ):

$$A = \frac{1,1 I_E + S \Delta I_{CBO}}{I_E}$$

Fisseremo per  $S \Delta I_{CBO}$  un valore pari a  $1/3 I_E$ , in base al quale potremo calcolare, noto  $\Delta I_{CBO}$ , il valore di  $S$  e quindi le resistenze del partitore di polarizzazione.

Per calcolare la  $I_{CBO \max}$  del pilota, consideriamo il caso della massima potenza dissipata nel transistor:

$$P_{C \max} = \frac{V_S^2}{4(R_E + R_p)}$$

e la relativa  $T_j \max$ :  $T_j \max = K_{j \text{ amb}} \cdot P_{C \max} + T_{amb}$ . Assumiamo in prima approssimazione  $R_E + R_p = 640 \Omega$ ,  $V_S = 9 \text{ V}$ .

Risulta  $P_{C \max} = 31 \text{ mW}$  e  $T_j \max = 58^\circ\text{C}$  per  $T_{amb} = 45^\circ\text{C}$ .

Dai dati caratteristici si ricava:

$$\frac{I_{CBO(T_j = 85^\circ)} }{I_{CBO(T_j = 25^\circ)} } = 20$$

ed essendo,

$$I_{CBO \max} = 12 \text{ } \mu\text{A per } T_{amb} = 25^\circ\text{C,}$$

risulta, per  $T_j = 58^\circ\text{C}$ ,

$$I_{CBO \max} = 0,24 \text{ mA,}$$

da cui

$$\Delta I_{CBO \max} = 0,228 \text{ mA.}$$

Risolviendo il sistema delle due equazioni in  $n$ , otteniamo una equazione di secondo grado:

$$n^2 V_{SM \max} - n \eta \times [(V_S - V_{CEK}) - A I_{CBO \max} (R_E + R_p)] + \eta A I_{BM \max} (R_E + R_p) = 0.$$

Per ottenere i valori reali e positivi di  $n$  è necessario che il discriminante sia  $\geq 0$ .

Quindi:

$$\Delta = \eta^2 [(V_S - V_{CEK}) - A I_{CBO \max} (R_E + R_p)]^2 - 4 V_{SM \max} A \eta I_{BM \max} (R_E + R_p) \geq 0.$$

Essendo prefissati  $V_{SM \max}$  e  $I_{BM \max}$  (dalla potenza di pilotaggio richiesta dallo stadio finale),  $A$  (per i limiti imposti alle variazioni della corrente  $I_E$ ),  $\eta$  (per i limiti pratici costruttivi del trasformatore), l'unico elemento variabile contenuto nell'espressione del  $\Delta$  è la somma  $(R_E + R_p)$ .

Bisognerà quindi ricercare quale valore di  $(R_E + R_p)$  rende  $\Delta \geq 0$ .

Introducendo i valori si nota che  $A I_{CBO \max} (R_E + R_p)$  è senz'altro trascurabile rispetto  $(V_S - V_{CEK})$ , pertanto la condizione  $\Delta \geq 0$  si traduce nella seguente:

$$R_E + R_p \leq \frac{(V_S - V_{CEK})^2}{4 V_{SM \max} I_{BM \max} A}$$

Si sceglierà la soluzione corrispondente a  $\Delta = 0$  perchè in ogni altro caso un valore inferiore di  $(R_E + R_p)$  causerebbe, a parità di  $S$ , una maggior perdita di potenza del segnale nel partitore di base dello stadio pilota.

Fissati  $A = 1,43$ ,  $\eta = 0,75$ ,  $V_{CEK} = 0,3 \text{ V}$ . Si calcola  $R_E + R_p = 530 \Omega$  (in buon accordo con l'assunto precedente).

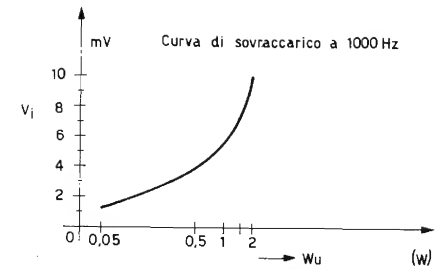


Fig. 6 - Curva di sovraccarico.

Fisseremo  $R_E = 470 \Omega$  ed  $R_p < 60 \Omega$ .

Per  $\Delta = 0$  la soluzione dell'equazione in  $n$  risulta:

$$n = \frac{\eta}{2 V_{SM \max}} (V_S - V_{CEK}) = 1,57.$$

$$\text{Dalla } n = \frac{I_{BM \max}}{I_E - I_{CBO \max}},$$

risulta

$$I_E = 6,1 \text{ mA.}$$

Avendo posto  $S \Delta I_{CBO} = 0,33 I_E$  e sapendo che  $\Delta I_{CBO \max} = 0,228 \text{ mA}$  si ottiene:

$$S = \frac{0,33 \times 6,1}{0,228} \approx 9.$$

Fissato  $R_E = 470 \Omega$ , si calcola il partitore di base per  $S = 9$

$$R_B = \frac{h_{FE \max} R_E}{h_{FE \max} - S} (S - 1) = 4 \text{ k}\Omega,$$

$$V_B = V_{BE} + I_E R_E = 3,06 \text{ V.}$$

$$\text{Inoltre } V_B = \frac{V_S R_2}{R_1 + R_2} \text{ ed } R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Dal rapporto delle due relazioni si ottiene:

$$\frac{V_B}{V_S R_B} = \frac{1}{R_1} \text{ cioè } R_1 = \frac{V_S R_B}{V_B}$$

Per  $V_S = 8,5 \text{ V}$ ,  $R_1 = 11,1 \text{ k}\Omega$ ,

$$R_2 = \frac{R_B R_1}{R_1 - R_B} = 6,25 \text{ k}\Omega.$$

Il partitore sarà formato da  $6,8 \text{ k}\Omega$  e  $10 \text{ k}\Omega$  in modo da ottenere per  $I_E$  una corrente leggermente superiore a  $6,1 \text{ mA}$ , senza aumentare il valore di  $S$ .

## AMPLIFICATORE PER BASSA FREQUENZA DA 2,5 W/9 V EQUIPAGGIATO CON TRANSISTOR COMPLEMENTARI AC 187/188\*

*L'amplificatore descritto in questo articolo è caratterizzato dall'accoppiamento in c.c. fra i diversi stadi di cui si compone e dalla quasi totale assenza dei condensatori elettrolitici. La potenza in uscita di 2,5 W ( $d = 10\%$ ) è ottenuta su un carico di  $3 \Omega$  con l'impiego dei transistor complementari tipo AC 187/188. I restanti stadi dell'amplificatore sono equipaggiati con  $1 \times AC 125$ ,  $1 \times AC 127$ ,  $1 \times BC 108$ . Il circuito di entrata dell'amplificatore, ad elevata impedenza ( $0,4 M\Omega$  circa), è adatto per essere pilotato con un fonorivelatore a cristallo.*

Quando la potenza di uscita degli amplificatori transistorizzati è dell'ordine o supera  $1,5 \div 2 W$ , il guadagno ottenibile con soli quattro transistor, di cui due montati in controfase nello stadio finale, è generalmente insufficiente, specialmente quando il generatore presenta una elevata impedenza interna.

Ciò costituisce il motivo principale per cui è stato studiato un amplificatore a cinque transistor nel quale si è cercato di ridurre al minimo il numero dei componenti più costosi (condensatori elettrolitici, resistenze di valore poco comune).

Sono state studiate due diverse soluzioni. La prima richiede una compensazione potenziometrica della dispersione del guadagno di corrente del primo transistor; la seconda, che non richiede nessuna compensazione, prevede l'impiego di due condensatori elettrolitici in più.

\* Questo articolo è basato su uno studio effettuato da U. Tassi e R. Guizzardi del Laboratorio Applicazioni Elettroniche della Philips S.p.A.

In uno dei capitoli seguenti verranno descritte le considerazioni fatte per garantire la stabilità in corrente continua di tutto l'amplificatore e contenere entro limiti accettabili la deriva del punto di congiunzione dei due transistor finali.

La stabilità termica dello stadio di potenza, fino a una temperatura ambiente di  $45^\circ C$ , è stata assicurata montando i transistor su opportuni radiatori ed inserendo nel partitore di polarizzazione delle basi una resistenza a coefficiente di temperatura negativo.

### Dimensionamento dello stadio finale

Per rendere possibile l'alimentazione dell'amplificatore anche mediante pile di uso corrente, lo stadio finale è stato dimensionato per una tensione di batteria di 9 V. Ne risulta come conseguenza un'impedenza di carico di valore piuttosto basso. Fra gli altoparlanti di normale produzione risulta abbastanza corrente il tipo da  $3 \Omega$ ; i calcoli che seguono presuppongono pertanto l'adozione del suddetto altoparlante come impedenza di carico per i transistor finali.

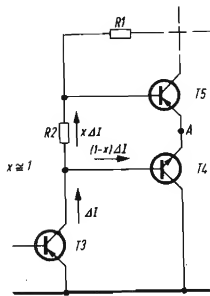


Fig. 1 - Schema semplificato degli stadi pilota e finale.

Il potenziale in c.c. del punto A valutato in base ai dati caratteristici dei transistor impiegati risulta:

$$V_A = \frac{V_B + V_{BE_{max}(T4)} + V_{CEK(T3)} - V_{CEK(T5)}}{2} = 4,8 \text{ V}$$

Il picco di tensione disponibile sul carico  $R_L$  risulta quindi:

$$v_{pRL} = V_B - V_A - V_{CEK(T5)} = 3,6 \text{ V}$$

cui corrisponde una potenza elettrica su  $R_L$  (all'inizio della saturazione):

$$P_{RL} = \frac{(v_{pRL})^2}{2 R_L} = 2,15 \text{ W}$$

La corrente di picco nei collettori vale quindi

$$v_{pRL}/R_L = 1,2 \text{ A.}$$

La massima dissipazione di potenza si verifica sul transistor AC 187 (NPN) e risulta pari a:

$$P_{cmax} = \frac{V_A^2}{\pi^2 \cdot R_L} = 780 \text{ mW}$$

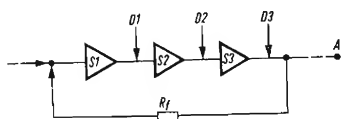


Fig. 2 - Schema a blocchi dell'amplificatore.  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  rappresentano i primi tre stadi di amplificazione;  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  indicano ipotetici segnali esterni che possono variare i parametri dei transistor (vedi testo).

Trattandosi di un amplificatore per riproduzione musicale si può scegliere, come temperatura massima raggiungibile nella giunzione, il limite massimo di  $100^\circ\text{C}$ ; supponendo di volere garantire il funzionamento ad una temperatura ambiente massima di  $45^\circ\text{C}$ , la resistenza termica totale tra la giunzione e l'ambiente non deve superare il valore di  $70^\circ\text{C}/\text{W}$  così calcolato:

$$K_{ja} = \frac{T_{jmax} - T_{ambmax}}{P_{cmax}} = 70^\circ\text{C}/\text{W}$$

Sperimentalmente si è verificato che una resistenza termica complessiva del suddetto valore è ottenibile con il transistor montato, tramite un'aletta tipo 56227, su un radiatore di  $20 \text{ cm}^2$  in alluminio da  $1 \text{ mm}$  di spessore.

### Stadio pilota

Sulla base dei dati di dispersione relativi al guadagno di corrente dei transistor finali, si è fissato a  $15 \text{ mA}$  il valore della massima corrente disponibile nel transistor pilota. I valori delle resistenze  $R_1$  ed  $R_2$  vengono dimensionati in base alle formule qui di seguito elencate:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{Bmax}} \cong 220 \Omega$$

dove

$$V_{R1} = V_B - V_A - \Delta V_{be(T5)} \cong 3,7 \text{ V}$$

$$I_{Bmax} = 15 \text{ mA}$$

La corrente continua di collettore nel transistor pilota si esprime come:

$$I_{cp} = \frac{\Delta V_{be(T5)}}{R_1} + I_{Bmax} \cong 17 \text{ mA}$$

Si ricava quindi  $R_2$  con la formula seguente:

$$R_2 = \frac{V_{BEO(T5)} + V_{BEO(T4)}}{I_{cp}} \cong 14 \Omega$$

dove  $V_{BEO(T5)}$ ,  $V_{BEO(T4)}$  sono i valori medi delle tensioni continue di polarizzazione dei transistor finali. Il suddetto valore di  $14 \Omega$  viene ottenuto disponendo una resistenza N.T.C. da  $50 \Omega$  in parallelo ad una resistenza fissa da  $18 \Omega$ .

La potenza dissipata nel collettore del transistor pilota risulta di circa  $80 \text{ mW}$ . L'impiego di un radiatore non è quindi strettamente necessario; tuttavia, trattandosi di uno stadio in classe A con dissipazione di potenza in regime continuo si può, volendo mantenere la temperatura di giunzione ad un valore inferiore, montare il transistor con aletta tipo 56227.

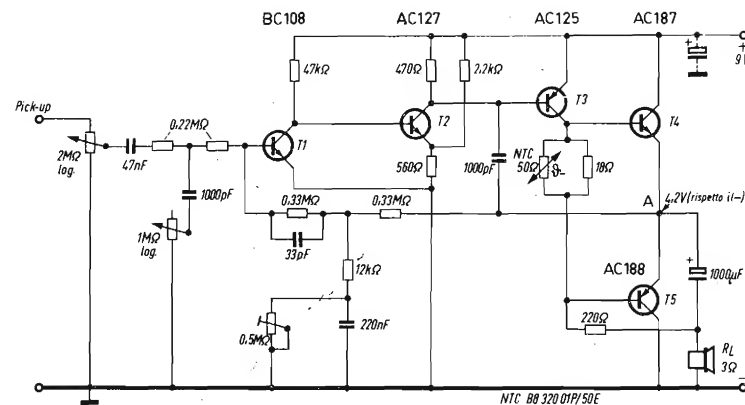


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore da 2,5 W (I versione).

### Considerazioni di progetto relative alla stabilità in c.c. del circuito complessivo

Esaminando gli ultimi stadi dell'amplificatore si vede facilmente che una eventuale variazione della corrente di collettore dello stadio pilota circola prevalentemente nella resistenza che fa da carico al collettore stesso (vedi fig. 1). La resistenza  $R_2$  ai capi della quale si sviluppa la tensione di polarizzazione dei due transistor finali è infatti molto più piccola della resistenza di entrata dei due transistor. La conseguente variazione di tensione nel punto A risulta quindi con buona approssimazione pari al prodotto  $\Delta I \cdot R_1$ , costituendo  $R_1$  praticamente la resistenza di carico in c.c. del transistor pilota. La stabilità in c.c. dell'intero amplificatore

può pertanto essere controllata limitando l'analisi soltanto ai primi tre stadi.

Nella fig. 2 si sono indicati con  $S_1$ ,  $S_2$  ed  $S_3$  i tre stadi di amplificazione e con  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$  gli ipotetici segnali esterni con i quali possiamo pensare di simulare gli effetti sia delle variazioni dei parametri sensibili alla temperatura o all'invecchiamento, sia gli effetti delle dispersioni di produzione esistenti tra i parametri dei transistor.

Considerazioni analoghe valgono ovviamente in c.a. per le distorsioni e le tensioni equivalenti del rumore introdotto dai transistor.

Come indici della stabilità in c.c. dell'intero amplificatore si possono pertanto considerare le variazioni

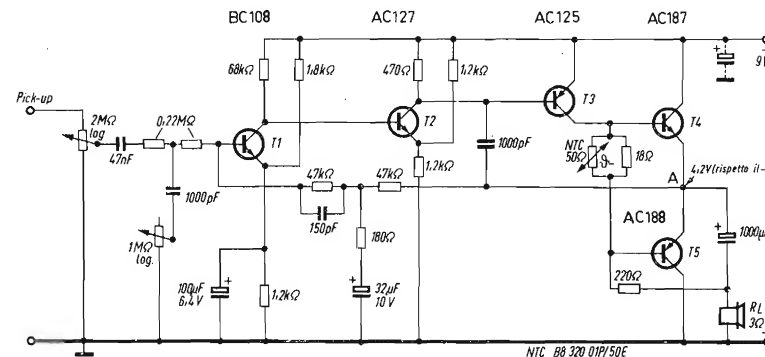
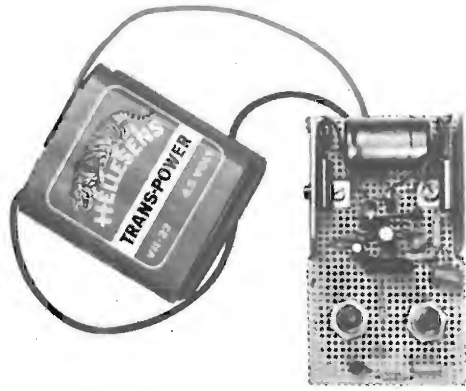


Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore da 2,5 W (II versione).



Realizzazione sperimentale dell'amplificatore da 2,5 W.

di potenziale che si possono verificare nel punto *A* in conseguenza delle diverse possibili cause sopra accennate. Dette variazioni possono esprimersi nel modo seguente:

$$\Delta V_A = D_1 \frac{A}{1 + \frac{Z_{tr1,3}}{R_f}} + D_2 \frac{B}{1 + \frac{Z_{tr1,3}}{R_f}} + D_3 \frac{1}{1 + \frac{Z_{tr1,3}}{R_f}} \quad (1)$$

dove

$Z_{tr1,3}$  = impedenza totale di trasferimento dei tre stadi  
 $R_f$  = resistenza mediante la quale viene applicata la reazione negativa dall'uscita all'entrata dell'amplificatore.

Dimensionalmente le grandezze *D* possono essere tra loro diverse a seconda del parametro che conviene considerare come elemento variabile nello stadio cui si riferiscono. Vediamo la cosa più da vicino partendo dallo stadio di uscita.  $D_3$  risulta moltiplicato per un fattore adimensionale; esso rappresenta pertanto le variazioni di tensione che si possono verificare sul collettore del transistor pilota in conseguenza delle variazioni della corrente di saturazione  $I_{CB0}$ , della tensione  $V_{BE}$  e del guadagno di corrente  $\beta_3$  dell'ultimo transistor, siano esse provocate da un cambiamento della temperatura ambiente o dovute alla sostituzione del

transistor stesso. In generale, trattandosi dell'ultimo stadio, il fattore di contoreazione

$$F = 1 - T = 1 + \frac{Z_{tr1,3}}{R_f}$$

risulta di valore tale da compensare in larga misura le possibili variazioni dei suddetti parametri. Vediamo di valutare, a titolo di esempio, le alterazioni indotte nel potenziale del punto *A* dalla eventuale sostituzione del transistor. Supponiamo per il momento il terzo stadio pilotato da un generatore di tensione; la dispersione dei valori della transconduttanza lascia prevedere una variazione di corrente, rispetto al transistor medio, che può essere anche dell'ordine di 1 : 3, sia nel senso dell'aumento che in quello della diminuzione. Tenuto conto che la corrente di riposo dello stadio pilota è di 17 mA, e che il carico in corrente continua è circa 220  $\Omega$ , la massima variazione di tensione che ci si potrebbe teoricamente aspettare risulterebbe pari a:

$$\Delta V_A = 3 \cdot 17 \cdot 10^{-3} \cdot 220 = 11,2 \text{ V}$$

Vediamo ora di valutare l'impedenza di trasferimento  $Z_{tr1,3}$ . Essa si può esprimere come il prodotto del guadagno effettivo di corrente dei primi due stadi e dell'impedenza di trasferimento  $Z_{tr3}$  del terzo stadio e cioè:

$$Z_{tr1,3} = G_{11} \cdot G_{12} \cdot Z_{tr3}$$

$$G_{11} = \frac{\text{corrente all'entrata del secondo stadio}}{\text{corrente all'entrata del primo stadio}}$$

$$G_{12} = \frac{\text{corrente all'entrata del terzo stadio}}{\text{corrente all'entrata del secondo stadio}}$$

I valori dei componenti adottati in circuito sono tali per cui si può considerare, in prima approssimazione:

$$G_{11} \cong -\beta_1/2 = -50$$

$$G_{12} \cong +\beta_2/2 = +50$$

$$Z_{tr3} = \beta_3 \cdot R_1 = 22 \cdot 10^3 \Omega$$

L'impedenza di trasferimento complessiva risulta quindi:

$$Z_{tr1,3} = -50 \cdot 50 \cdot 22 \cdot 10^3 \cong -55 \cdot 10^6 \Omega$$

Nel valutare il fattore di reazione *F* bisogna tenere presente che il valore della resistenza  $R_f$  risulta come compromesso fra le necessità di ottenere, da un lato, il grado di contoreazione desiderato e dall'altro la corretta polarizzazione del primo transistor. Sulla base di queste considerazioni è stato scelto per  $R_f$  il valore di 0,7 M $\Omega$  circa. Il fattore di contoreazione corrispondente diventa quindi dell'ordine di  $(55 \cdot 10^6)/(0,7 \cdot 10^6) = 80$ . Il valore pratico rilevato sul circuito di prova è risultato, causa il maggior guadagno di alcuni dei transistor impiegati, di 130. Assumiamo quindi nei nostri calcoli il valore medio di 100.

Le variazioni di tensione  $\Delta V_A$  conseguenti alla presenza del segnale  $D_1$  vengono quindi praticamente ridotte di circa 100 volte; se poi si tiene conto che l'impedenza interna della sorgente che pilota il terzo stadio (circa 500  $\Omega$ ) è dell'ordine di grandezza dell'impedenza d'entrata del transistor, le variazioni suddette risultano ulteriormente dimezzate e cioè pari a

$$\frac{1}{100} \cdot \frac{11,2}{2} \cong 56 \text{ mV}$$

quindi assolutamente trascurabili.

Avendo considerato  $D_3$  comprensivo degli effetti delle variazioni della tensione  $V_{BE}$  del transistor pilota,  $D_2$  viene a conglobare gli effetti concomitanti della possibile variazione dei parametri del secondo stadio che si traducono in variazioni della corrente in uscita. Essendo  $S_2$  pilotato da una sorgente ad impedenza relativamente elevata le probabili cause di variazione della corrente di collettore sono: la dipendenza dalla temperatura della corrente di saturazione e la dispersione del guadagno di corrente del transistor.  $D_2$  rappresenta quindi una variazione di corrente il cui valore massimo si verifica quando si sostituisce un transistor con un altro di tipo simile. Dobbiamo quindi tenere conto che rispetto al valore medio il guadagno di corrente può variare nel rapporto 1 : 2,5 sia in aumento che in diminuzione. Per una corrente di riposo di 0,5 mA si deve prevedere una variazione di 1,25 mA alla quale va aggiunta la variazione dovuta alla corrente di saturazione. Supposta una variazione totale della corrente di collettore di 2 mA, e tenuto conto che di essa solo la metà circa entra nel terzo stadio, si ottiene una variazione della tensione del punto *A*:

$$\Delta V_{A2} = \frac{D_2 \cdot Z_{tr3}}{F} = \frac{1}{100} \cdot \frac{2 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 22 \cdot 10^3 \cong 220 \text{ mV}$$

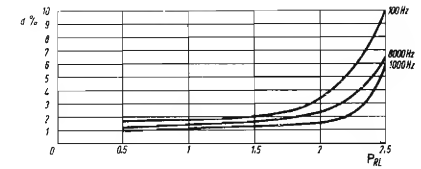


Fig. 5 - Distorsione armonica totale in funzione della potenza di uscita alla frequenza di 100 Hz, 8000 Hz e 1000 Hz.

Anche in questo caso la variazione di potenziale nel punto *A* è contenuta entro limiti accettabili.

Le valutazioni fin qui effettuate lasciano facilmente prevedere che le variazioni del potenziale  $V_A$  causate dal segnale  $D_1$  non possono più essere contenute entro limiti ragionevoli se non si aumenta il fattore di contoreazione in c.c. Essendo il primo stadio realizzato con un transistor al silicio pilotato ad alta impedenza, l'unica possibile causa di variazione di  $V_A$  è costituita dalla dispersione dei valori del guadagno di corrente (\*). Supposta una variazione massima nel rapporto 1 : 3, sia in aumento che in diminuzione, del guadagno di corrente, e tenuto conto che il valore nominale della corrente di riposo del primo stadio è di 60  $\mu$ A, le variazioni del potenziale nel punto *A* risulterebbero:

$$\Delta V_{A1} = 3 \cdot I_{CQ1} \cdot \frac{\beta_2}{2} \cdot Z_{tr3} = 3 \cdot 60 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{100}{2} \cdot 22 \cdot 10^3 \cong 200 \text{ V}$$

che, con un fattore di reazione pari a circa 100, resta ancora dell'ordine di 2 V.

Si vede quindi che restano aperte soltanto due soluzioni: o compensare le dispersioni dei valori di  $\beta_1$  introducendo una regolazione potenziometrica, oppure aumentare di una decina di volte il fattore di rea-

(\*  $D_1$  è dimensionalmente una corrente; il fattore *A* della formula (1) rappresenta di conseguenza l'impedenza di trasferimento del secondo e del terzo stadio, che si può a sua volta considerare formata dal prodotto di  $Z_{tr3}$  con il guadagno effettivo di corrente del secondo stadio.

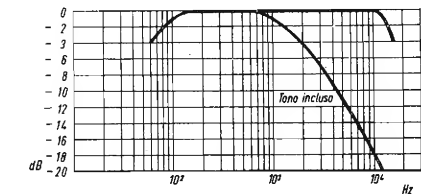


Fig. 6 - Banda passante dell'amplificatore da 2,5 W (0 dB = 1 W).



zione  $F$ . La resistenza  $R_f$  deve pertanto ridursi da  $0,7\text{ M}\Omega$  ad almeno  $100\text{ k}\Omega$ . Per fare ciò occorre aumentare il potenziale dell'emettitore del primo transistor mediante un partitore, perchè in caso contrario saremmo costretti ad aumentare eccessivamente la corrente di riposo del primo stadio e quindi anche gli effetti delle sue possibili variazioni. Il partitore di tensione sull'emettitore potrebbe non essere disaccoppiato in quanto l'amplificatore è previsto per funzionare con un generatore ad alta impedenza interna. In pratica è stato necessario disporre in parallelo un condensatore per attenuare gli effetti delle variazioni della tensione di alimentazione in condizioni di pieno segnale.

In base a quanto detto in precedenza, nella versione circuitale dove è prevista la regolazione potenziometrica è evidente che le massime variazioni del potenziale del punto  $A$  restano contenute entro limiti molto ristretti in quanto vengono praticamente eliminati gli effetti delle dispersioni dei parametri dei transistor sia per quanto riguarda il guadagno di corrente che la tensione base-emettitore. Si può quindi facilmente prevedere che la tensione  $V_A$  resterà praticamente costante. Desiderando evitare la regolazione potenziometrica, è necessario ricorrere all'impiego di due condensatori elettrolitici (vedi fig. 4). In questo secondo caso le variazioni del potenziale  $V_A$  per effetto della dispersione dei parametri risultano grosso modo contenute entro  $200 \div 300\text{ mV}$ .

Si tenga presente che nell'amplificatore in cui è prevista la regolazione del punto di lavoro mediante potenziometro, la tensione al circuito deve essere applicata al momento della taratura perchè, nel caso che il potenziometro si trovasse totalmente escluso, la corrente nei transistor finali potrebbe salire a valori eccessivi.

#### Controreazione in c.a.

Viene ottenuta semplicemente ripartendo la tensione all'uscita secondo un determinato fattore e riportando all'entrata una corrente proporzionale al rapporto tra la suddetta tensione ed una rete parallelo  $R/C$ . Il fattore di controreazione viene generalmente regolato badando principalmente alla distorsione totale in uscita ed alla banda passante.

Per quanto riguarda la stabilità contro il pericolo di

oscillazioni, c'è da osservare anzitutto che in bassa frequenza, a causa del totale accoppiamento in c.c. tra gli stadi, il segnale non subisce rotazioni di fase superiori a  $45^\circ$ . L'unico elemento reattivo che introduce rotazione di fase in bassa frequenza è infatti il condensatore da  $0,22\ \mu\text{F}$  della rete di reazione.

Circa l'alta frequenza, si è rilevato sperimentalmente che la rotazione del segnale nel punto  $A$  in assenza di controreazione è di circa  $-90^\circ$  ed il guadagno si riduce di  $6\text{ dB}$  per frequenze attorno ai  $15\text{ kHz}$ . Per ottenere un sufficiente margine di fase nella zona delle alte frequenze, la reazione di corrente viene creata attraverso una rete parallelo  $R/C$  che introduce, proprio attorno ai  $15\text{ kHz}$  una rotazione di  $+45^\circ$  e permette quindi di contenere al di sotto dei  $90^\circ$  le rotazioni del vettore  $T$  che rappresenta il guadagno della catena di controreazione a maglia aperta.

#### DATI CARATTERISTICI

Essendo i due circuiti di caratteristiche pressochè equivalenti, sono riportate qui di seguito soltanto le prestazioni del circuito rappresentato in fig. 3:

Impedenza dell'altoparlante	$3\ \Omega$
— Impedenza d'ingresso	$0,36\ \text{M}\Omega$ (volume al massimo)
— Potenza d'uscita ( $d = 10\%$ )	$2,5\ \text{W}$
— Tensione d'ingresso per $2,5\ \text{W}$	$180\ \text{mV}$
— Tensione d'ingresso per $100\ \text{mW}$	$35\ \text{mV}$
— Tensione di rumore rispetto $2,5\ \text{W}$	$-60\ \text{dB}$
— Assorbimento a $2,5\ \text{W}$	$410\ \text{mA}$
— Assorbimento a $P_{RL} = 0$	$24\ \text{mA}$ nella prima versione
	$27\ \text{mA}$ nella seconda

Nelle figg. 3-4-5-6 sono riportati rispettivamente lo schema della prima versione e della seconda versione, la distorsione totale e la banda passante.

## AMPLIFICATORE B.F. DA 4 W\*

Viene descritto il circuito di un amplificatore transistorizzato per B.F. capace di fornire in uscita una potenza di  $4\ \text{W}$  su un carico di  $8\ \Omega$ .

L'amplificatore è realizzato con 4 transistor al germanio ed uno al silicio tutti accoppiati in c.c. La rete elettrica per il controllo dei toni è posta all'entrata dell'amplificatore.

Il circuito è sostanzialmente equivalente a quello descritto nel Bollettino Tecnico N. 46 pag. 35 con l'aggiunta della rete elettrica con la quale si effettua la regolazione dei toni.

\* Questo articolo è basato su uno studio effettuato da U. Tassi e C. Malaspina del Laboratorio Applicazioni Elettroniche (LAE) della Philips S.p.A.

La suddetta regolazione viene affidata a due circuiti, praticamente indipendenti, che influenzano la risposta in frequenza dell'amplificatore rispettivamente alle basse ed alle alte frequenze.

L'aumento delle note basse viene infatti ottenuto diminuendo opportunamente il tasso di controreazione per le frequenze inferiori a  $1000\ \text{Hz}$ . La massima esaltazione si ottiene quando il cursore del potenziometro  $P_3$

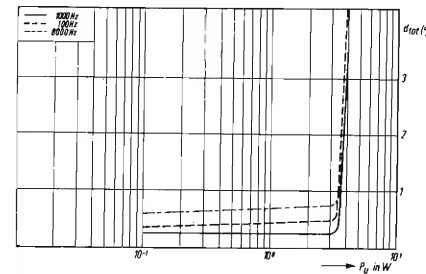


Fig. 1 - Distorsione totale in funzione della potenza di uscita.

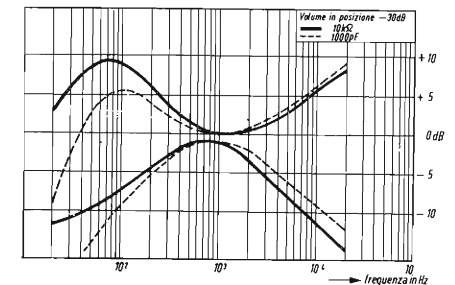


Fig. 2 - Curve di controllo dei toni per le due condizioni di pilotaggio indicate.





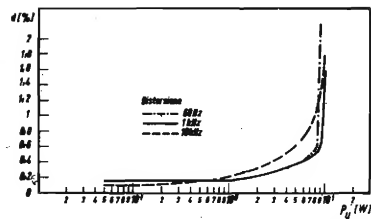


Fig. 2 - Distorsione dell'amplificatore in funzione della potenza di uscita.

La distorsione di intermodulazione per  $P_o = 7 \text{ W}$  ed  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  (misurata secondo le norme C.E.I. - fascicolo 12-3 - par. 2.17.02) è inferiore dell'1,6%. La banda passante, a  $-1 \text{ dB}$  rispetto a  $1000 \text{ Hz}$ , è compresa tra  $35 \text{ Hz}$  e  $20 \text{ kHz}$ .

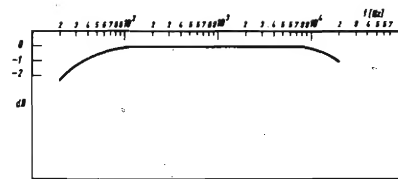


Fig. 3 - Banda passante dell'amplificatore da  $10 \text{ W}$ .

Il montaggio dei transistor finali e del pilota su radiatori di alluminio (spessore  $\geq 2 \text{ mm}$ ) rispettivamente di  $75$  e  $12,5 \text{ cm}^2$  garantisce la stabilità termica dell'amplificatore fino ad una temperatura ambiente massima di  $45 \text{ }^\circ\text{C}$ .

**PREAMPLIFICATORI**

TRANSISTOR  
NPN  
AL SILICIO

PLANARI  
EPITASSIALI  
PHILIPS

PER  
L'IMPIEGO  
IN BF

**BC 107** BASSA CORRENTE DI DISPERSIONE  
( $I_{cbo} \approx 1 \text{ nA}$  a  $25^\circ \text{C}$ )

**BC 108** ELEVATA AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE  
anche nel caso di bassi valori di corrente di collettore

**BC 109** CIFRA DI RUMORE MOLTO BASSA  
bassa tensione di saturazione del collettore dovuta  
alla tecnica epitassiale

**Impieghi:** BC 107 e BC 108 negli stadi preamplificatori e pilota, BC 109 particolarmente indicato per l'impiego negli stadi preamplificatori a basso rumore.



Dati tecnici	BC 107	BC 108	BC 109
Tensione di saturazione del collettore $I_C = 10 \text{ mA}$ , $I_B = 1 \text{ mA}$ :	$V_{CE(sat)}$ = max. 45	20	20 V
Amplificazione di corrente (segnali deboli)	$I_C =$ max. 100	100	100 mA
$V_{CE} = 5 \text{ V}$ , $I_C = 2 \text{ mA}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ :	$V_{CE(sat)}$ = 100	100	100 mV
Frequenza di transizione $V_{CE} = 5 \text{ V}$ , $I_C = 10 \text{ mA}$ :	$h_{FE}$ = 125...500	125...500	240...500
Cifra di rumore $V_{CE} = 5 \text{ V}$ , $I_C = 0.2 \text{ mA}$ , $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , $B = 200 \text{ Hz}$ :	$f_T$ = 250	250	300 MHz
Cifra di rumore $V_{CE} = 5 \text{ V}$ , $I_C = 0.2 \text{ mA}$ , $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ , $f = 30...15.000 \text{ Hz}$ :	$F$ = 4,5	4,5	dB
			4 dB



PHILIPS S.p.A. - Milano

Reparto Elettronica  
P.zza IV Novembre, 3  
Tel. 69.94 (int. 194)

## PREAMPLIFICATORE CON AMPLIFICATORE DA 25 W AD ALTA FEDELTA'

Si descrivono le caratteristiche di un preamplificatore e di un amplificatore di potenza a bassa distorsione armonica. La potenza in uscita di 25 W è ottenuta su un carico di 7  $\Omega$ . La banda passante dell'amplificatore finale, a  $-0,5 \text{ dB}$ , va da 10 a 50.000 Hz.

### PREAMPLIFICATORE

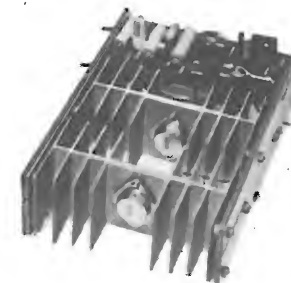
Due transistor AC 125 accoppiati in corrente continua e fortemente controreazionati costituiscono l'uscita del preamplificatore. Fra questi e lo stadio precedente (AC 125) sono disposte le reti dei controlli di tono. Particolare di questi è la realizzazione con comando a scatti. Questa esecuzione offre il vantaggio di ottenere un'esatta linearità del preamplificatore con i commutatori posti in posizione centrale. L'esaltazione e l'attenuazione delle frequenze rispettivamente basse ed alte è di circa 2 dB per scatto; è quindi evidente, osservando il circuito, che date le basse impedenze in gioco non sarebbe possibile ottenere gli stessi risultati impiegando comuni potenziometri.

Altri due stadi, equipaggiati con un AC 125 ed un AC 107 accoppiati in corrente continua, completano il preamplificatore. Sul primo transistor tre diverse reti RC disposte tra collettore e base introducono una reazione negativa mediante la quale si compensa la caratteristica di incisione dei dischi (ingresso con rivelatore magnetico o a cristallo) e si attenua linearmente il guadagno (ingresso radio).

### Compensazione per fonorivelatori magnetici

La caratteristica di incisione oggi comunemente usata dai costruttori di dischi è la RIAA. Per i rivelatori magnetici, nei quali la tensione d'uscita è proporzionale alla velocità di variazione del flusso magnetico, la caratteristica di riproduzione risulterà uguale alle

caratteristiche d'incisione. Occorre quindi compensare questa caratteristica con una curva complementare della RIAA sopramenzionata (fig. 3). Allo scopo di ottenere un miglior rapporto segnale/disturbo è stata compensata, mediante controreazione selettiva, la sola parte delle frequenze basse. L'attenua-



Veduta della realizzazione sperimentale dell'amplificatore di potenza.

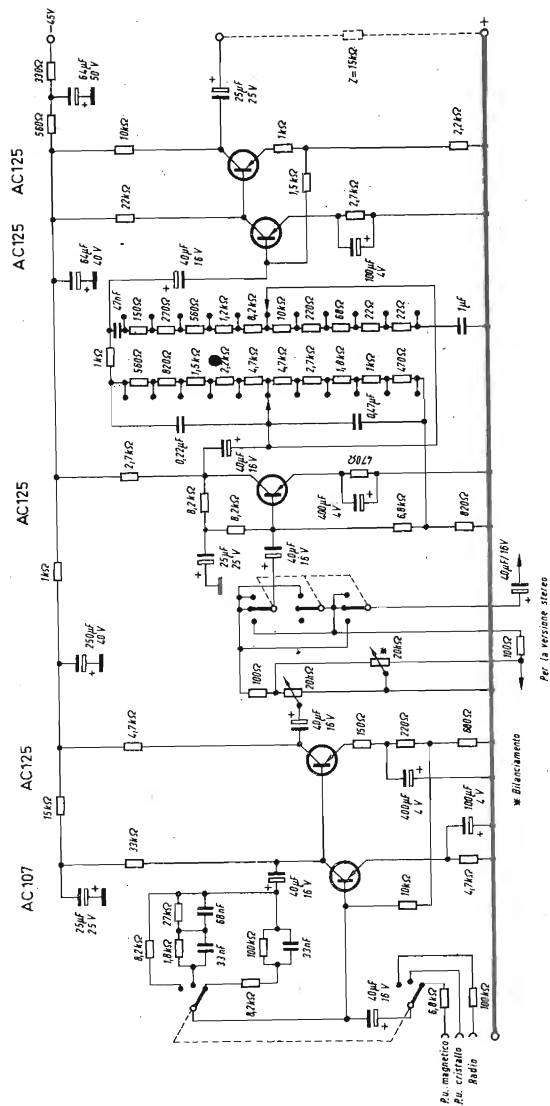


Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore da accoppiare con l'amplificatore di potenza da 25 W.

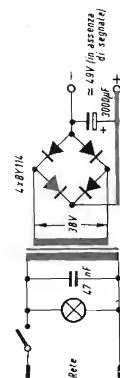


Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore per l'amplificatore di potenza da 25 W.

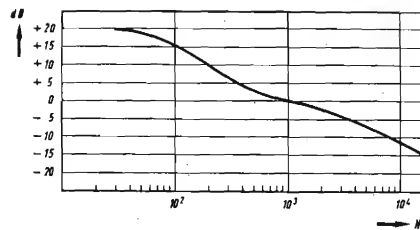


Fig. 3 - Curva di compensazione della caratteristica RIAA.



Realizzazione sperimentale del preamplificatore.

zione delle frequenze alte viene affidata all'induttanza del rivelatore stesso, in serie alla quale viene posta una resistenza  $R_1$  il cui valore, in funzione dell'induttanza, deve essere variato come indica la tabella seguente:

L	200	300	400	500	600	700	mH
$R_1$	2,7	4,7	5,6	6,8	8,8	10	kΩ

#### Compensazione per fonorivelatori a cristallo

Per questo tipo di rivelatore la compensazione è alquanto diversa; infatti, essendo la tensione d'uscita, a circuito aperto, proporzionale allo spostamento della puntina nel solco, la riproduzione seguirà l'andamento dell'ampiezza di quest'ultimo.

Incidentemente con testina magnetica, detta ampiezza sarebbe costante se la tensione di eccitazione fosse proporzionale alla frequenza (6 dB/ottava)<sup>(1)</sup>. Il suo andamento in funzione della frequenza è pertanto rappresentato da una curva che risulta dalla differenza tra l'incisione RIAA e la retta sopra menzionata (v. fig. 4 curva C = B - A). Se si tiene presente che l'impedenza interna del generatore è puramente capacitiva

(500 ÷ 1000 pF), si giustifica facilmente la tecnica correntemente usata negli amplificatori di media qualità e cioè quella di disporre un carico di alcune centinaia di kΩ sul rivelatore a cristallo per compensare l'andamento della curva C sopra menzionata (almeno entro un campo sufficientemente largo di frequenze). Una soluzione più corretta, specialmente nei preamplificatori a valvole, potrebbe essere ottenuta adottando come carico una rete mista (R-C) opportunamente dimensionata (v. curva D della fig. 4 e relativo circuito).

Con i transistor dove le impedenze sono molto basse, è conveniente entrare direttamente sulla base in modo da ottenere, con l'impedenza capacitiva presentata dal rivelatore, una corrente d'entrata crescente proporzionalmente alla frequenza (6 dB/ottava). In queste condizioni, se l'incisione venisse fatta a velocità costante e cioè con l'ampiezza del solco inversamente proporzionale alla frequenza, non sarebbe più necessaria alcuna compensazione. In pratica si dovrà pertanto equalizzare secondo una curva che si scosta dall'andamento lineare di quanto, in senso opposto, l'incisione RIAA si allontana dall'incisione a velocità costante. Pertanto, col carico a bassa impedenza, il rivelatore a cristallo deve essere compensato secondo la RIAA, analogamente a quanto sarebbe necessario fare con il rivelatore magnetico quando fosse caricato con una impedenza di valore sufficientemente elevato.

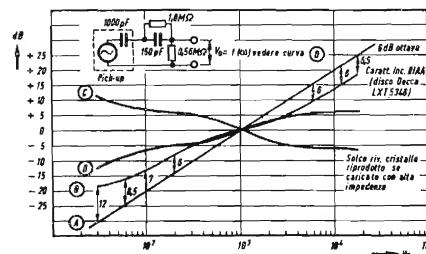


Fig. 4 - Curve di equalizzazione (vedi testo).

(1) Vedi appendice.

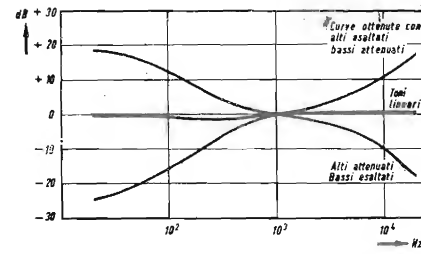


Fig. 5 - Curve di attenuazione e di esaltazione dei toni bassi e alti.







## **ALIMENTATORE STABILIZZATO 0 ÷ 50 V, 2 A CON PROTEZIONE ELETTRONICA CONTRO I SOVRACCARICHI O CORTOCIRCUITI\***

*Si descrive un alimentatore stabilizzato, a bassa tensione, munito di dispositivo elettronico di protezione contro i cortocircuiti.*

*L'alimentatore impiega quattro transistor tipo ASZ 16 nel circuito di regolazione mentre i circuiti ausiliari sono equipaggiati con tre transistor AC 128, un ASY 77, due diodi zener OAZ 213, tre diodi OA 85 ed un OA 5. I circuiti di rettificazione, quello principale ed i due ausiliari, sono equipaggiati con 2 × BYX 20/200 + 2 × BYX 20/200 R, 2 × BY 114 ed 1 × OA 85.*

Poichè l'alimentatore è previsto per funzionare su quattro gamme di tensione d'uscita, il secondario del trasformatore d'alimentazione è munito di prese selezionabili per mezzo di un commutatore. Un raddrizzatore a ponte provvede alla rettificazione mentre un filtro ad ingresso induttivo provvede al livellamento. In genere questi alimentatori sono equipaggiati con condensatori di livellamento aventi elevati valori di capacità e di tensione di lavoro, e risultano pertanto costosi.

Questo alimentatore si differenzia dai convenzionali per la presenza dell'induttanza nel circuito di livellamento. Essa consente di ridurre sensibilmente la capacità di filtraggio e di attenuare la tensione di ondulatione residua all'uscita del filtro. Siccome la tensione di uscita sulle varie gamme è regolabile in modo continuo, la tensione agli estremi dei transistor di regolazione può salire fino ad un valore pari alla differenza tra il massimo ed il minimo della gamma, mag-

giorata della tensione di ondulatione (metà del valore picco-picco) presente all'uscita del filtro e della minima tensione che si deve stabilire affinché i transistor di regolazione lavorino sicuramente nella zona attiva della caratteristica.

La potenza da dissipare nel circuito di regolazione può così raggiungere valori elevati tali da giustificare l'impiego di tre transistor di potenza in parallelo.

La tensione da confrontare con quella di riferimento è prelevata con un partitore resistivo fisso che divide nel rapporto 5 : 1 la tensione di uscita. Questa tensione viene portata alla base di uno dei transistor di un amplificatore differenziale avente gli emettitori riferiti ad una sorgente di tensione positiva stabilizzata.

La base dell'altro transistor fa capo al cursore di un potenziometro alimentato da una sorgente di tensione negativa anch'essa stabilizzata.

Le diverse gamme di tensione vengono ottenute alterando o scambiando tra loro opportunamente, mediante un commutatore a più sezioni, le resistenze del partitore di cui fa parte il potenziometro di regolazione.

\* Questo articolo è basato su uno studio effettuato da G. Parinetto e U. Tassi del Laboratorio Applicazioni Elettroniche (LAE).

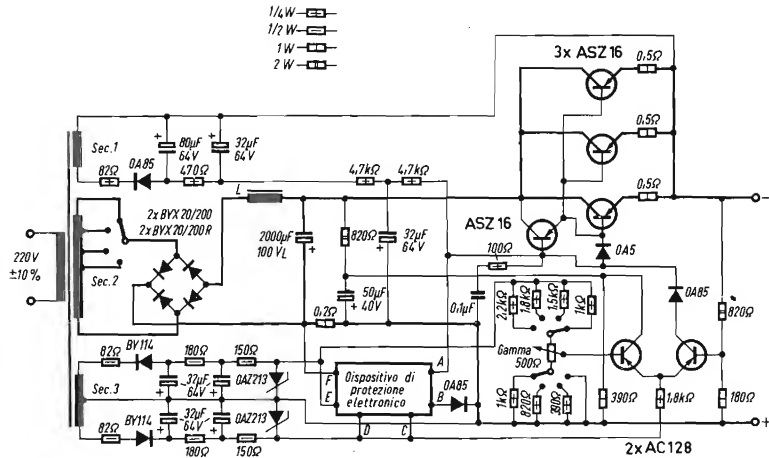


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore completo.

Il collettore del primo transistor dell'amplificatore differenziale è alimentato con un partitore fisso collegato direttamente sul condensatore del filtro. Il collettore del secondo transistor è invece alimentato con un piccolo alimentatore separato, posto in serie sull'uscita dell'alimentatore stabilizzato.

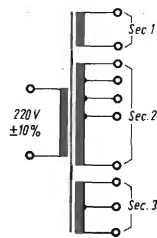


Fig. 2 - Schema elettrico del trasformatore di alimentazione.

Nucleo: 16 cm<sup>2</sup>  
 Primario: 650 spire - filo 0,6 mm Ø (resistenza d'avvolgimento = 7,5 Ω).  
 Secondario 1: 75 spire filo 0,6 mm Ø  
 Secondario 2: spire totali 172 - filo 1 mm Ø  
 1ª presa alla 73ª spira  
 2ª presa alla 112ª spira  
 3ª presa alla 142ª spira  
 Secondario 3: 100 + 100 spire (presa centrale) filo 0,6 mm Ø  
 Tensioni (a 220 V nominali al primario e con 2 A al secondario)  
 23,2 V, 1ª presa  
 37 V, 2ª presa  
 45,5 V, 3ª presa  
 54 V, estremo

Completa il circuito un dispositivo di protezione elettronico contro i cortocircuiti costituito da un trigger di Schmitt a transistor che preleva la propria alimentazione dai capi di polarità opposta dei due diodi di Zener montati in serie ed è progettato in modo tale da avere un centro elettrico virtuale a potenziale prossimo a quello del morsetto positivo dell'alimentatore stabilizzato. In tal modo si può immaginare la caratteristica  $v = f(i)$  del trigger sovrapposta ad una retta orizzontale rappresentante il potenziale del morsetto positivo dell'alimentatore (v. appendice). La base del primo transistor del trigger è collegata a monte di una resistenza di bassissimo valore ohmico che viene attraversata dalla corrente erogata dall'alimentatore stabilizzato. L'eventuale sovracorrente provoca una caduta di tensione ai capi della resistenza; tale caduta se raggiunge e supera il valore di soglia del trigger provoca la commutazione dello stesso. Il secondo transistor del trigger passa dall'interdizione alla saturazione portando un potenziale positivo sulle basi del transistor pilota e dei transistor di regolazione con conseguente blocco degli stessi e riduzione a zero della tensione in uscita. Il trigger viene riportato in posizione di riposo mediante un apposito interruttore. Il collettore del secondo transistor, essendo alimentato con una tensione che varia a seconda della gamma entro cui funziona l'alimentatore, viene collegato con un diodo ad un alimentatore di riferimento che funziona da sfioratore quando la corrente disponibile al collettore è superiore a quella strettamente necessaria per portare al livello positivo richiesto il collettore del secondo transistor. Questo artificio consente di mantenere inalterata la caratteristica  $v = f(i)$  del trigger di Schmitt per tutti e quattro i campi di regolazione dell'alimentatore.

**DATI CARATTERISTICI**

**Trasformatore**

	A vuoto	Con carico nominale di 2 A	
Tensione secondaria alternata (per 220 V nominali al primario)	24 38 48 58	23 37 45,5 54	1ª gamma 2ª gamma 3ª gamma 4ª gamma
Tensione rettificata dopo il condensatore di filtro	32,2 52,5 66,5 80,5	31,5 51 63 75	1ª gamma 2ª gamma 3ª gamma 4ª gamma

**Impedenza di filtro**

- Sezione nucleo : 12,5 × 20 mm<sup>2</sup> = 2,5 cm<sup>2</sup>
- Numero spire : 240
- Diametro filo : 1 mm
- Resistenza avvolgimento : 0,75 Ω
- Traferro : 0,2 mm circa
- Capacità del filtro : 2000 μF/100 VL

**Radiatori per i transistor regolatori**

3 pezzi da 10 cm di profilato 40 D.

**PRESTAZIONI**

- Resistenza interna (in c.c.)  $R_i = \frac{\Delta V_u}{\Delta I} = 0,05 \Omega$
- Fattore di stabilizzazione  $\left(\frac{\Delta V_i}{\Delta V_u}\right) = 50$  per  $I = \text{cost}$
- Ondulazione residua : 10 mV<sub>pp</sub>

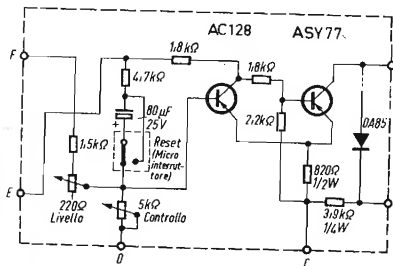


Fig. 3 - Dispositivo elettronico di protezione.

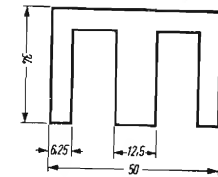


Fig. 4 - Dimensioni dei lamierini dell'impedenza di filtro.  
 Nucleo 2,5 cm<sup>2</sup>  
 Spire 240 - filo 1 mm Ø  
 Traferro 2/10 mm  
 Resistenza di avvolgimento 0,75 Ω

**APPENDICE**

Il circuito trigger che costituisce il sistema di protezione deve essere di tipo « stabile in corto circuito », e cioè deve avere una caratteristica  $V = f(i)$  di tipo *N* posta a cavallo dell'asse delle ascisse e deve intersecare lo stesso in tre punti. Essendo a riposo  $V_s = 0$  ed  $R_s$  molto piccola, (vedi fig. 6) la caratteristica del generatore che pilota il circuito trigger coincide praticamente con l'asse delle ascisse ed il trigger viene così ad avere due posizioni bene definite di stabilità (punti A e D della fig. 6).

L'ordinata positiva del punto C rappresenta pertanto l'ampiezza minima richiesta per l'impulso positivo di tensione che deve provocare la commutazione del circuito di protezione.

I requisiti che deve avere il circuito trigger sono:

- a) tensione positiva sul collettore del secondo transistor quando esso è in saturazione
- b) costanza della caratteristica  $V = f(i)$  al variare della gamma di tensione coperta dall'alimentatore.

La seconda esigenza è conseguenza del fatto che la resistenza di carico del secondo transistor è collegata direttamente al polo negativo del condensatore di filtro, la cui tensione varia tra 20 e 80 V circa.

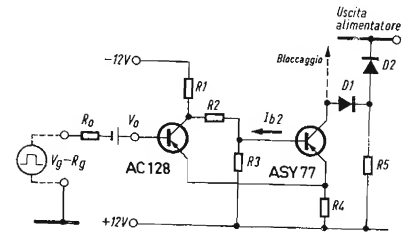


Fig. 5 - Inserzione della tensione  $V_0$  e della resistenza  $R_0$  tra il generatore pilota ed il circuito di protezione (vedi testo).

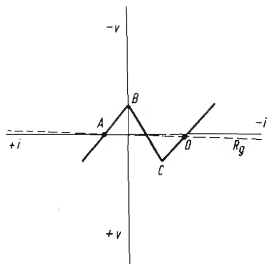


Fig. 6 - Caratteristica completa  $V = f(i)$  del circuito di protezione.

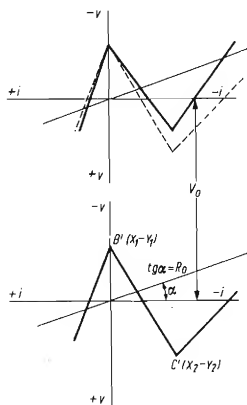


Fig. 7 - Traslazione e modifica della caratteristica  $V = f(i)$  del circuito di protezione mediante l'inserzione della tensione  $V_0$  e della resistenza  $R_0$  all'entrata del circuito.

## CRITERIO DI PROGETTO

Sulla base di quanto sopra si stabilisce la massima corrente richiesta per saturare il secondo transistor ( $80 \text{ V}/9,4 \text{ k}\Omega \approx 9 \text{ mA}$ ) e si fissa la resistenza totale del partitore ( $R_1 + R_2 + R_3$ ) (vedi fig. 5) in modo da rendere praticamente costante ed indipendente da  $I_B$ , il potenziale della base e quindi dell'emettitore del secondo transistor. Detto potenziale, positivo rispetto allo zero di riferimento (che coincide con il polo + dell'alimentatore principale), deve essere sufficiente a garantire l'interdizione dei transistor regolatori della sezione stabilizzatrice. Inoltre, essendo variabile la tensione di alimentazione del secondo transistor, è necessario stabilizzare la tensione di collettore di quest'ultimo riferendolo, mediante un diodo, ad un potenziale positivo di opportuno valore. In tal modo, quando diminuisce la tensione dell'alimentatore principale, il potenziale positivo del collettore non può andare oltre quello di riferimento (creato mediante  $R_3$  e  $D_2$ ) e si evita così di spostare, causa la saturazione, il potenziale dell'emettitore e quindi la caratteristica del circuito trigger. Il potenziale di riferimento, impedendo la saturazione del secondo transistor, mantiene quest'ultimo nella zona attiva della caratteristica. Ne segue che i punti di commutazione  $B'$  e  $C'$  della caratteristica (vedi fig. 7) corrispondono rispettivamente al passaggio del primo e del secondo transistor dalla zona di interdizione a quella attiva. Il punto  $B'$  si viene quindi a trovare praticamente sull'asse delle ordinate mentre l'ascissa del punto  $C'$  esprime la corrente di base del primo transistor cui corrisponde, mentre essa diminuisce, l'entrata in conduzione del secondo transistor.

La caratteristica  $V = f(i)$  del circuito trigger, vista all'entrata del primo transistor si può dunque rappresentare come in fig. 7. Per ottenere quanto indicato nella fig. 6 occorre traslare la caratteristica in senso verticale. Per far ciò si dispone in serie alla base un generatore di tensione di ampiezza  $V_0$ . La sua resistenza interna non deve essere mai maggiore della differenza tra il valore assoluto della resistenza negativa del trigger ( $y_1 - y_2$ )/( $x_2 - x_1$ ) e la resistenza  $R_0$  del generatore pilota. Essendo quest'ultima praticamente nulla (frazioni di  $\Omega$ ), la resistenza addizionale  $R_0$  può variare entro limiti molto ampi. La caratteristica risultante si ottiene pertanto sommando, a pari corrente, quella del generatore addizionale a quella del trigger. Nel caso pratico la resistenza  $R_0$  è costituita da un partitore di tensione variabile che permette di regolare sia  $R_0$  che  $V_0$  in modo da variare a piacere entro larghi limiti il valore dell'ordinata positiva del punto  $C$  e quindi quello della corrente di picco per cui si verifica lo scatto del circuito di protezione.

## L'ELETTRONICA NEGLI ELETTRODOMESTICI

L'introduzione negli elettrodomestici dei dispositivi elettronici di controllo in sostituzione di quelli elettromeccanici è stata possibile grazie ai vantaggi offerti dai semiconduttori. Le ridotte dimensioni, le basse tensioni e la sicurezza di funzionamento dei dispositivi a semiconduttori nonché il basso livello di costo raggiunto hanno consentito di applicare i sistemi di automazione e di programmazione a molte apparecchiature di largo consumo.

Il vantaggio più evidente dell'impiego di dispositivi di controllo elettronici rispetto agli analoghi elettromeccanici è quello di non avere alcuna parte in movimento escludendo, a priori, tutti gli inconvenienti inerenti a tali sistemi.

Tra gli elettrodomestici quello nel quale i dispositivi di controllo e di programmazione elettronici hanno dimostrato una superiorità su quelli elettromeccanici è la lavatrice. Qui, il controllo elettronico di grandezze fisiche come la temperatura dell'acqua, il tempo di prelavaggio, di lavaggio e di risciacquo, la velocità di centrifugazione come pure la programmazione del ciclo delle operazioni cui la lavatrice è chiamata a compiere, possono essere effettuati mediante i dispositivi elettronici con una precisione e sicurezza di funzionamento che gli analoghi dispositivi elettromeccanici non sono in grado di offrire. Oltre a ciò, è il costo relativamente basso e l'assoluta mancanza di manutenzione di questi dispositivi che può indurre il costruttore ad adattarli nei più progrediti modelli di lavatrici.

In questo articolo presentiamo un dispositivo elettronico che essendo il primo della serie, è molto semplice, ed è quello che riguarda il controllo della temperatura dell'acqua, più comunemente noto come *termostato*.

Attualmente, il controllo della temperatura dell'acqua è effettuato nelle lavatrici mediante un termostato che sfrutta il coefficiente di dilatazione di liquidi o di particolari metalli. Essenzialmente il principio di funzionamento di un siffatto dispositivo è il seguente: la dilatazione del liquido o la deformazione di una lamina di bimetallo provocata dall'aumento della temperatura vengono sfruttate per agire direttamente o attraverso organi elettromeccanici sul circuito di riscaldamento dell'acqua. Siccome però i termostati di questo tipo non consentono una regolazione continua della temperatura, l'attenzione si è rivolta verso i termostati elettronici i quali permettono tale regolazione ed offrono una precisione costante entro tutto il campo e sensibilmente superiore ai sistemi sopraccitati. Quello da noi proposto impiega come elemento rivelatore della temperatura un termistore, il quale avendo per natura un coefficiente di temperatura negativo, diminuisce la propria resistenza all'aumentare della tem-

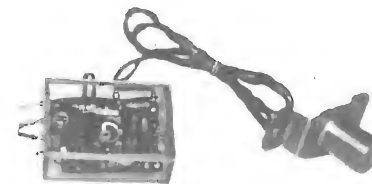


Fig. 1 - Termostato completo munito dell'organo sensibile alla temperatura (sonda).

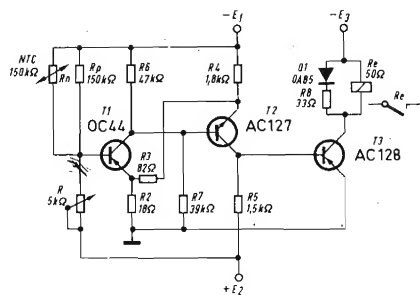


Fig. 2 - Schema elettrico del termostato transistorizzato.

Componenti

- R = Potenziometro da 5 kΩ
- R<sub>n</sub> = Termistore (N.T.C.), 150 kΩ
- R<sub>p</sub> = 150 kΩ
- R<sub>1</sub> = 18 Ω
- R<sub>2</sub> = 82 Ω
- R<sub>3</sub> = 1800 Ω
- R<sub>4</sub> = 1500 Ω
- R<sub>5</sub> = 47 kΩ
- R<sub>6</sub> = 39 kΩ
- R<sub>7</sub> = 33 Ω
- R<sub>8</sub> = relé, 50 Ω
- T<sub>1</sub> = OC 44
- T<sub>2</sub> = AC 127
- T<sub>3</sub> = AC 128
- D<sub>1</sub> = OA 85
- E<sub>1</sub> = 21 V c.c.
- E<sub>2</sub> = 1 V c.c.
- E<sub>3</sub> = 12 V<sub>eff</sub> raddr. onda piena

peratura. Il circuito è dimensionato in un modo che raggiunta la temperatura voluta, il circuito di riscaldamento dell'acqua venga interrotto. Come si vede, un siffatto dispositivo non ha alcuna parte in movimento (almeno fino al relé) e possiede come caratteristiche essenziali, lunga durata di vita, precisione nella segnalazione della temperatura voluta, possibilità di regolazione della temperatura entro l'intervallo stabilito e infine messa a punto oltremodo semplice.



Fig. 3 - Organo sensibile alla temperatura costituito da un resistore a coefficiente di temperatura negativo, incapsulato in un tubetto di rame.

Descrizione del circuito del termostato

Questo termostato è in grado di fare scattare un relé al raggiungimento di un dato valore prefissato di temperatura entro l'intervallo che va da 30° a 90°. La temperatura può essere prefissata ad un valore qualsiasi nell'intervallo citato sia mediante una manopola graduata (regolazione continua) che con un commutatore a scatti nel caso si desiderino valori obbligati.

L'uno e l'altro di questi organi di controllo può essere montato a distanza mediante opportuno cavetto. La potenza di eccitazione del relé è stata fissata in modo da poter impiegare un relé che possa azionare con sicurezza un contatto capace di interrompere una corrente di 10 A a 220 V (cos φ = 0,8). Lo stadio di potenza che comanda il suddetto relé è equipaggiato con un transistor PNP tipo AC 128.

L'organo sensibile alla temperatura (sonda) è costituito da un resistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC) incapsulato in un tubetto di rame riempito con materiale elettricamente isolante ma termicamente buon conduttore. Questa sonda può essere immersa nella vasca di lavaggio mediante una flangia fissata alla parete.

Il circuito è realizzato con il transistor PNP OC 44 e il transistor NPN AC 127 che pilota a sua volta lo stadio interruttore realizzato con il transistor PNP AC 128. Il criterio seguito nella progettazione di questo circuito è stato quello di ricercare la minima possibile variazione di tensione sulla base del primo transistor, capace di far scattare il relé, conservando in ogni caso una resistenza dinamica interna del circuito superiore alla resistenza equivalente della sorgente della tensione di pilotaggio (costituita nel nostro caso dal potenziometro da 5 kΩ e dalle due resistenze da 150 kΩ in parallelo).

Il comportamento del circuito può essere facilmente illustrato dall'andamento della caratteristica d'ingresso  $v_{b1} = f(i_{b1})$  per diversi valori della tensione di alimentazione (fig. 5). L'entità dello spostamento in senso verticale della caratteristica  $v_{b1} - i_{b1}$  permette di calcolare la deviazione massima (provocata dalle variazioni di tensione) delle temperature di eccitazione e di caduta del relé rispetto a quelle previste. Tenendo conto che la resistenza interna della sorgente è sempre maggiore di zero e che la variazione massima di potenziale corrispondente al punto (2) della caratteristica è di circa 35 mV, si deduce che la deviazione di cui sopra avrà un valore sempre inferiore a:

$$T' = \frac{35 \text{ mV}}{S_{min}} = \frac{35 \text{ mV}}{34 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}} = 1^{\circ}\text{C}$$

dove  $S_{min}$  (mV/°C) rappresenta la sensibilità minima del partitore come definito in appendice.

In pratica, alla deviazione di cui sopra dovrà aggiungersi l'errore causato dalle differenze di valore dei rami del potenziometro (per la stessa posizione angolare del cursore), e quello provocato dalle tolleranze del termistore.

Criterio analogo può essere usato per valutare la differenza massima tra le temperature di eccitazione e la caduta del relé. Essa è data dal rapporto tra la differenza

di potenziale dei punti (2) e (3) della caratteristica d'entrata e la sensibilità minima definita precedentemente.

Dall'esame dei grafici si rileva che la differenza di cui sopra può risultare al massimo di:

$$T'' = \frac{95 \text{ mV}}{S_{min}} = \frac{95 \text{ mV}}{34 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}} = 2,8^{\circ}\text{C}$$

Si vede quindi che i valori sopra indicati confermano senz'altro la possibilità di utilizzare il circuito descritto per la realizzazione di un termostato a regolazione continua adatto per lavatrici automatiche.

APPENDICE

Calcolo della sensibilità

Dall'esame del circuito indicato nella fig. 6 si trova che la variazione della tensione  $V_g$  per ogni grado centigrado è:

$$S = \frac{dV_g}{dT} = E \cdot \frac{R'_N/R}{(1 + R'_N/R)^2} \cdot \frac{R'_N}{R_N} \cdot \frac{B}{T^2} \quad (1)$$

in cui

$$R'_N = R_N R_p / (R_N + R_p)$$

$$E = |E_1| + |E_2|$$

Il valore di R (5 kΩ) deve rappresentare un buon compromesso tra la sensibilità, che aumenta tanto più quanto più ci si avvicina col suo valore ad  $R'_N$ , e la minima resistenza negativa del circuito a scatto, che deve essere sempre maggiore di R. La resistenza  $R_p$  viene posta in parallelo ad  $R_N$  sia per ridurre le tolleranze dei termistori che per contenere le variazioni della sensibilità entro il campo di regolazione.

Introducendo nella 1) i valori di T,  $R_N$ ,  $R'_N$  ed R corrispondenti a 90 °C e 30 °C si ottiene:

$$S (90^{\circ}\text{C}) = 38,5 \text{ mV}/^{\circ}\text{C} \text{ e } S (30^{\circ}\text{C}) = 34 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}.$$

Considerazioni di progetto

Riferendo i potenziali a massa (vedi fig. 2) si possono scrivere le seguenti equazioni

$$I_{C2} = I_{B3max} + \frac{V_{BE3max} + E_2}{R_5}$$

$$I_{B3max} = \frac{I_{relé}}{\beta_{3min}}$$

Per comodità si può pertanto sostituire la resistenza  $R_5$  ed il transistor  $T_{R3}$  con un carico equivalente dato da:

$$R'_5 = \frac{V_{BE3max} + V_{CES3max}}{\frac{I_{relé}}{\beta_{3min}} + \frac{V_{BE3max} + E_2}{R_5}}$$

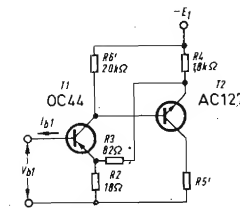


Fig. 4 - Circuito semplificato per la valutazione della caratteristica di entrata.

Il circuito che si deve prendere in esame per valutare la caratteristica d'entrata è ora quello indicato in fig. 4. Trascuando in prima approssimazione le tensioni di saturazione ( $V_{CES}$ ) e d'entrata ( $V_{BE}$ ) dei transistor si ottiene, con riferimento ai diagrammi di fig. 5:

$$V_2 = E \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3 + R_4} + (\beta_1 + 1) I_2 \cdot \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4} \quad (2)$$

$$I_2 = \frac{1}{\beta_1 R_6} \cdot \frac{E_1 R_4}{R_2 + R_3 + R_4} \quad (3)$$

$$V_3 = \frac{E \left( \frac{R'_5}{R'_5 + R_4} \right) - R_2 I_3}{\frac{R_2}{R_2 + R_3 + \frac{R_4 \cdot R'_5}{R_4 + R'_5}} + R_2 I_3} \quad (4)$$

$$I_3 = \frac{1}{\beta_1} \left[ \frac{I_{C2}}{\beta_2} + \frac{1}{R_6} \frac{E_1 R_4}{R_4 + R'_5} \right] \quad (5)$$

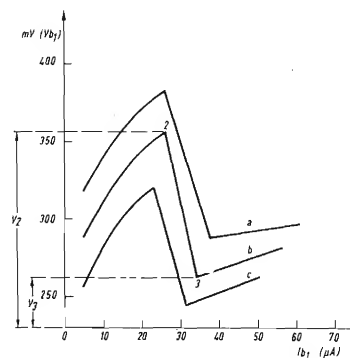


Fig. 5 - Caratteristiche di ingresso del circuito a scatto. a) con tensione di alimentazione di +15% b) con tensione di alimentazione nominale di 21 V c) con tensione di alimentazione di -15%.

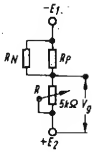


Fig. 6 - Circuito semplificato per il calcolo della sensibilità.

Alle equazioni 2) ÷ 5) se ne deve aggiungere un'ultima con la quale si impone che il primo transistor non si saturi prima che nel secondo circoli la corrente di carico richiesta.

$$V_{R3} = R_3 \frac{E \left( \frac{R'_5}{R'_5 + R_4} \right) - R_2 I_3}{(R_2 + R_3 + \frac{R_4 \cdot R'_5}{R_4 + R'_5})} \geq V_{CES1max} + V_{BE2max} \quad (6)$$

Nelle equazioni 2) ÷ 6) gli elementi noti sono  $V_2$ ,  $V_3$  (perché le soglie di commutazione vengono fissate in sede di progetto)  $R'_5$  (già fissata precedentemente)  $R_6$  (il cui valore massimo è condizionato dalle caratteristiche limite del transistor  $Tr_2$  quando è bloccato),  $R_1$ ,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  ed  $I_{C2}$ . Considerando come incognite  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  si osserva che, scelto  $R_6$ , sono automaticamente determinate le correnti  $I_2$  ed  $I_3$  delle equazioni 3) e 5) e quindi anche il valore della resistenza dinamica negativa:

$$|-R_d| = \frac{V_2 - V_3}{I_3 - I_2} \quad (7)$$

Risolvendo il sistema di equazioni tenendo conto che il termine  $R_2 I_3$  nelle 4) e 6) è generalmente trascu-

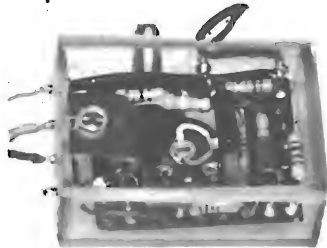


Fig. 7 - Termostato transistorizzato a montaggio ultimato.

rabile, e che lo stesso vale per il secondo termine della 2) rispetto al primo, si ottiene:

$$R_3 = R_2 \frac{\Delta V_{R3}}{V_3} \quad (8)$$

$$R_4 = R_2 \left[ E_1/V_2 - \frac{\Delta V_{R3}}{V_3} - 1 \right] \quad (9)$$

$$R_2 = \frac{E_1 R'_5 (1 - V_3/V_2)}{V_3 \left( 1 + \frac{\Delta V_{R3}}{V_3} \right) \left[ \frac{E_1}{V_2} - \left( 1 + \frac{\Delta V_{R3}}{V_3} \right) \right]} \quad (10)$$

I valori pratici di  $V_2$  e  $V_3$  differiranno da quelli calcolati della  $V_{BE}$  dei transistor (100-200 mV) e delle variazioni di tensione dovute alla circolazione delle correnti  $\beta_1 I_2$  e  $\beta_1 I_3$  nella resistenza equivalente di emettitore rispettivamente all'inizio ed alla fine del fenomeno rigenerativo.

Avendo nel caso pratico:

$$\begin{aligned} E_1 &= 21 \text{ V} & \Delta V_{R3} &= 0,5 \text{ V} \\ V_2 &= 0,2 \text{ V} & R'_5 &= 100 \Omega \\ V_3 &= 0,1 \text{ V} \end{aligned}$$

si ottiene

$$\begin{aligned} R_2 &= 18 \Omega \\ R_3 &= 82 \Omega \\ R_4 &= 1,8 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Per contenere entro i limiti prescritti la tensione d'interdizione  $+V_{BE}$  del secondo transistor conviene alimentare  $Tr_1$  con un partitore la cui resistenza equivalente deve essere stabilita tenendo conto che in essa circolano le correnti di dispersione di  $Tr_1$  e  $Tr_2$ . Considerando queste ultime, alla massima temperatura, non superiori a 0,4 mA e bloccando il transistor  $Tr_2$  con una tensione  $+V_{BE} = 8 \text{ V}$  si deduce una resistenza interna di partitore di circa 20 kΩ ed una tensione a vuoto rispetto a massa di 9 V. Le resistenze del partitore risultano pertanto

$$R'_6 = 47 \text{ k}\Omega \quad R_7 = 39 \text{ k}\Omega$$

Il calcolo della resistenza negativa, mediante la 7) risulta sufficientemente esatto solo quando le tensioni di soglia sono dell'ordine del volt. Diversamente, come si verifica nel circuito in discussione, i valori calcolati possono differire sensibilmente da quelli rilevati sperimentalmente. In questi casi ci si deve comunque accertare che, con i transistor a minor guadagno, la resistenza interna del generatore che pilota il circuito sia minore in valore assoluto della resistenza dinamica negativa del circuito a scatto. Si deve ancora aggiungere che, per garantire l'interdizione del transistor di potenza, il carico  $R_5$  del secondo transistor è bene che sia collegato ad un punto con potenziale positivo verso massa ( $E_2$ ). Allo stesso punto viene collegato anche un terminale del potenziometro di regolazione.

## TERMOMETRO ELETTRONICO

Si descrive un termometro elettronico capace di misurare temperature comprese tra  $-50$  e  $+200$  °C. Come elemento sensibile impiega un termistore seguito da un amplificatore differenziale equipaggiato con due transistor al silicio BSY 11.

L'elemento sensibile alla temperatura è costituito da un resistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC) inserito in un circuito a ponte. Le temperature misurabili vanno da  $-50$  a  $+200$  °C suddivise in 5 gamme, ciascuna con estensione di 50 °C. La corrente prodotta dallo sbilanciamento del ponte viene portata ad un amplificatore differenziale equipaggiato con due transistor al silicio; la temperatura viene indicata da un microamperometro (200 μA fondo scala) collegato tra i collettori di questi due transistor.

### Amplificatore in corrente continua

Nell'amplificatore differenziale vengono impiegati i transistor al silicio BSY 11; il resistore di emettitore è comune per i due transistor. Ciascun partitore di tensione di base costituisce un ramo del ponte del circuito.

Un aumento del potenziale positivo di base prodotto da una riduzione della resistenza nel termistore (NTC) provoca nel transistor NPN un aumento della corrente di collettore. Questo aumento della corrente di collettore in un transistor produce, a sua volta, un aumento in direzione positiva della caduta di tensione ai capi del resistore comune di emettitore. Siccome il secondo transistor ha in base un partitore fisso di tensione e quindi una tensione base-emettitore costante,

l'aumento della caduta di tensione positiva ai capi del comune resistore di emettitore tende a far diminuire la corrente di emettitore del secondo transistor. Questa differenza nelle correnti di collettore produce potenziali rispettivamente negativi e positivi ai capi di ciascuno resistore di carico di collettore. Tra i collettori dei due transistor viene collegato un microamperometro con fondo scala di 200 μA; l'intensità della corrente indicata dallo strumento sarà pertanto funzione della variazione di temperatura « sentita » dal termistore.

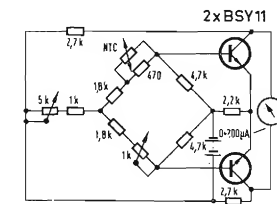


Fig. 1 - Schema semplificato del termometro elettronico per la sola portata da 150° a 200 °C.

1	150 - 200° C
2	100 - 150° C
3	50 - 100° C
4	0 - 50° C
5	-50 - 0° C

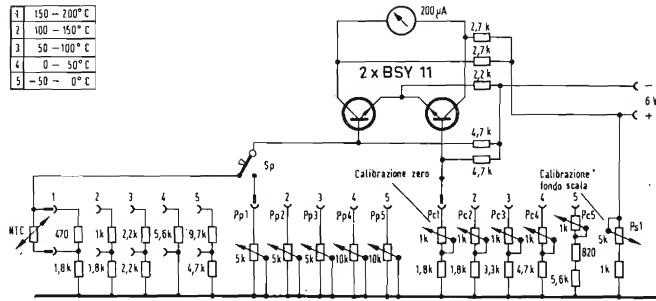


Fig. 2 - Schema elettrico del termometro elettronico.

### La sonda a termistore

La resistenza di un resistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC) non varia in modo lineare al variare della temperatura. La variazione di resistenza segue invece approssimativamente questa legge:

$$R = Ae^{B/T}$$

dove  $R$  indica il valore della resistenza del termistore,  $A$ ,  $B$ , sono parametri che, per un dato tipo di termistore, mantengono un valore praticamente costante, e  $T$  è la temperatura assoluta (°K).

Per compensare questo andamento non lineare del termistore vengono impiegate nelle stesse gamme di misura delle combinazioni di resistori collegati in serie e in parallelo.

Il collegamento in parallelo tende a ridurre la sensibilità del termistore e impedire che, per piccole variazioni di temperatura all'ingresso, si abbiano forti variazioni di corrente all'uscita. Questa compensazione del termistore è assolutamente necessaria dato che come indicatore di temperatura viene impiegato uno strumento con scala lineare. Per le gamme di temperatura 0 ÷ 50; 50 ÷ 100, 100 ÷ 150; 150 ÷ 200°C viene impiegato il termistore tipo # E205CE/P47K che rappresenta la «sonda» del termometro.

Per il campo di temperature al di sotto dello zero, e precisamente da -50 a 0°C si deve usare il termistore tipo # E205CE/3K3. Questa seconda sonda è assolutamente necessaria a causa dell'elevato valore di resistenza che presenterebbe il tipo # E205CE/P47K, quando si dovessero misurare temperature comprese tra 0 e -50°C.



Fig. 3 - Dimensioni e forma del varistore E205CE/P usato come sonda termometrica.

Questo valore elevato di resistenza delle sonde introdurrebbe una non-linearità superiore a  $\pm 3^\circ\text{C}$  che non può essere accettata in pratica. Anche con l'accorgimento del collegamento in parallelo a cui abbiamo accennato prima, rimane sempre un certo grado di non-linearità.

### Accuratezza della taratura

La precisione di questo termometro dipende: a) dalla precisione dello strumento indicatore, b) dalla cura con cui viene fatta la taratura, c) dalla esattezza della temperatura-campione in base alla quale viene fatta la taratura dello strumento.

Il prototipo realizzato in laboratorio è stato tarato con un termometro avente un errore di  $\pm 1^\circ\text{C}$ . Rispetto a quest'ultimo, il termometro elettronico ha una deviazione massima di  $\pm 3^\circ\text{C}$  su ogni scala (-50 ÷ 200°C).

### Come deve essere tarato lo strumento

Per la taratura della scala da 100° a 150°C e da 150° a 200°C si deve impiegare un liquido al silicone (Dow Corning Silicone Liquid 550). Non deve essere assolutamente usato qualsiasi tipo di olio, specialmente alle temperature comprese tra 150° e 200°C, dato che entro queste temperature si trova il punto d'infiammabilità di molti tipi di oli.

Per le gamme di temperatura comprese tra 0° e 50°C e da 50° a 100°C si può impiegare acqua pura come elemento trasfere di calore; si deve fare attenzione affinché i fili di collegamento al termistore non vengano immersi nell'acqua. Nel qual caso il termistore verrebbe cortocircuitato dalla resistenza dell'acqua che potrebbe essere piccola o grande a seconda delle impurità presenti nell'acqua stessa.

Per temperature al di sotto dello zero (-50° ÷ 0°C) si può impiegare un tipo di olio che non geli a -50°C. Durante la taratura del termometro elettronico il liquido trasfere di calore (sia esso acqua, silicone, o olio) deve essere continuamente agitato in modo che tutta la sua massa si trovi alla stessa temperatura.

Quando si procede alla taratura di ciascuna scala, è necessario portare il liquido alla temperatura corrispondente allo zero della scala dello strumento indicatore (-50°, 0°, 50°, 100° e 150°C).

Una volta stabilizzatasi la temperatura su questi valori, si porta l'indice dello strumento a zero mediante i potenziometri  $P_{C1}$ ,  $P_{C2}$ ,  $P_{C3}$ ,  $P_{C4}$ ,  $P_{C5}$ . Il potenziometro per la regolazione del fondo scala ha un'influenza limitata durante questa fase di taratura; è bene, in ogni modo, che venga portato nella posizione centrale.

Successivamente si porta il liquido ai valori di temperatura corrispondenti al fondo scala dello strumento, e cioè a 0°, 50°, 100°, 150° e 200°C. Anche in questo caso, si attende che i precedenti valori si stabilizzino per poi portare l'indice sul fondo della scala mediante il potenziometro  $P_{S1}$ . Regolato  $P_{S1}$ , si preme il pulsante  $S_p$  e si regolano i potenziometri  $P_{P1}$ ,  $P_{P2}$ ,  $P_{P3}$ ,  $P_{P4}$ ,  $P_{P5}$  ancora per il fondo scala dello strumento. E' bene assicurarsi che il liquido sia in continuo movimento quando si procede alla taratura dello zero e del fondo scala dello strumento.

Per la messa a punto definitiva dello zero della scala, si deve riportare la temperatura del liquido al valore corrispondente allo zero dello strumento, indi si porta a zero l'indice dello strumento stesso mediante  $P_{C1}$ ,  $P_{C2}$ ,  $P_{C3}$ ,  $P_{C4}$  o  $P_{C5}$ ; ciò è necessario per compensare l'effetto di  $P_{S1}$  sulla regolazione dello zero. Tale effetto è dovuto alla differenza di guadagno tra i due transistor BSY 11.

Il termometro è alimentato con batterie; si avranno pertanto variazioni di tensione durante la durata di vita della batteria stessa. Per compensare queste variazioni, si dovrà prima di effettuare una misura portare l'indice a fondo scala mediante  $P_{S1}$  previa pressione dell'interruttore pulsante  $S_p$ . Quando si passa da una scala all'altra si dovrà regolare il fondo scala mediante  $P_{S1}$ .

Lo strumento deve sempre essere a temperatura ambiente (20° ÷ 25°C).

L'imprecisione in cui si può incorrere facendo lavorare lo strumento a differenti temperature ambiente è dovuta alle variazioni di guadagno dei transistor prodotte dalle variazioni di temperatura.



## STUDIO E INTERPRETAZIONE DELLE PRINCIPALI CURVE CARATTERISTICHE DEI TRANSISTOR<sup>1)</sup>

### Simboli usati

I transistor vengono impiegati nella maggior parte dei casi in circuiti con emettitore comune; per questo motivo lo studio delle caratteristiche si limiterà alle curve fornite dal costruttore per i montaggi con emettitore comune. E' indispensabile poter identificare, mediante opportuni simboli, le differenti correnti e tensioni relative ad un circuito equipaggiato con transistor, sia in regime statico che in regime dinamico.

#### 1) Regime statico (tensioni e correnti continue)

Il circuito impiegato è quello della fig. 1.

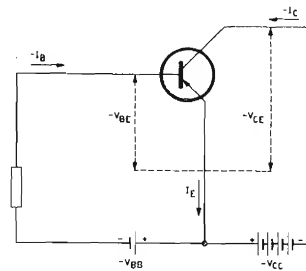


Fig. 1

Indicheremo:

- la tensione collettore-emettitore con  $-V_{CE}$
- la tensione base-emettitore con  $-V_{BE}$
- la tensione fornita dalla batteria che alimenta il collettore con  $-V_{CC}$
- la tensione fornita dalla batteria di polarizzazione di base con  $-V_{BB}$
- la corrente di collettore con  $-I_C$
- la corrente di base con  $-I_B$
- la corrente di emettitore con  $I_E$ .

I simboli del collettore e della base sono preceduti dal segno — in quanto ad essi è applicata una tensione negativa rispetto all'emettitore.

Le correnti di base e di collettore hanno sempre senso inverso rispetto alla corrente di emettitore (fig. 2); il senso delle correnti di base e di collettore è indicato mediante il segno

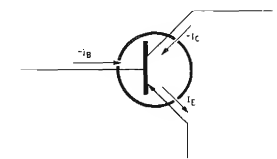


Fig. 2

1) Rielaborato dal volume *Diodes et transistors* di G. Fontaine edito dalla Biblioteca Tecnica Philips.



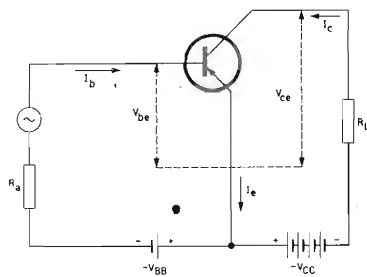


Fig. 3

2) *Regime dinamico (tensioni e correnti alternate)*

Il circuito impiegato è indicato in fig. 3.

Indicheremo:

- la tensione collettore-emettitore mediante  $V_{ce}$
- la tensione base-emettitore mediante  $V_{be}$
- la corrente di collettore mediante  $I_c$
- la corrente di base mediante  $I_b$
- la corrente di emettitore mediante  $I_e$

I simboli precedentemente indicati si riferiscono ai valori efficaci delle correnti e delle tensioni; i valori di cresta o di cresta-cresta saranno indicati in questa maniera:

- valore di cresta della tensione collettore-emettitore:  $V_{ce\text{ cresta}}$
- valore di cresta-cresta della tensione collettore-emettitore:  $V_{ce\text{ cresta-cresta}}$

**CURVE CARATTERISTICHE DI UN TRANSISTOR**

Vogliamo ora indicare il modo con cui vengono tracciate le curve caratteristiche di un transistor; successivamente vedremo come queste curve potranno essere impiegate.

I costruttori forniscono una serie di curve; alcune riguardano il montaggio con base comune, altre il montaggio con emettitore comune.

Le varie tensioni e correnti di un transistor sono legate le une alle altre da certe relazioni; infatti, la tensione collettore-emettitore dipende dalla corrente di collettore, la corrente di collettore è funzione della corrente di base; la corrente di base a sua volta risulta definita dalla tensione base-emettitore e la tensione base-emettitore varia, in certe condizioni, con la tensione collettore-emettitore.

Le curve che ci accingiamo a studiare fissano le relazioni esistenti tra questi quattro parametri.

La figura 4 indica una serie completa di curve caratteristiche riferentisi ad un transistor montato in un circuito con emettitore comune.

Questa figura si divide in quattro parti:

- in alto, a destra, è indicata la funzione  $-I_c = f(-V_{ce})$  per differenti valori di  $-I_b$
- in alto, a sinistra, è indicata la funzione  $-I_c = f(-I_b)$  per un determinato valore di  $-V_{ce}$
- in basso, a sinistra, è indicata la funzione  $-I_b = f(-V_{be})$  per un determinato valore di  $-V_{ce}$
- in basso, a destra, è indicata la funzione  $-V_{be} = f(-V_{ce})$  per differenti valori di  $-I_b$ .

**a) Curva caratteristica  $-I_c = f(-V_{ce})$  per differenti valori di  $-I_b$**

Questa curva (fig. 5) rappresenta le variazioni della corrente di collettore,  $-I_c$ , in funzione delle variazioni della tensione collettore-emettitore,  $-V_{ce}$ , per differenti valori della corrente di base,  $-I_b$ .

Si realizzi il circuito indicato in fig. 6.

La tensione collettore-emettitore,  $-V_{ce}$ , viene misurata mediante un voltmetro per corrente continua collegato tra collettore ed emettitore.

La corrente di collettore, viene misurata da un milliamperometro per corrente continua disposto in serie al circuito del collettore.

La corrente di base, viene misurata mediante un microamperometro per corrente continua inserito in serie al circuito di base.

La tensione collettore-emettitore è regolabile mediante il potenziometro  $R_1$ ; la corrente di base può essere regolata mediante il potenziometro  $R_2$ . Le polarità dei vari strumenti sono state indicate nello schema (fig. 6). Si regoli, mediante  $R_2$ ,  $-I_b = 10 \mu A$ ; si faccia variare la tensione collettore-emettitore, mediante  $R_1$ , da 0 a 10 V; si indichino in corrispondenza dei vari valori di  $-V_{ce}$ , i corrispondenti valori di  $-I_c$ .

Si regoli, mediante  $R_2$ ,  $-I_b = 20 \mu A$ ; si faccia variare, mediante  $R_1$ , la tensione collettore-emettitore da

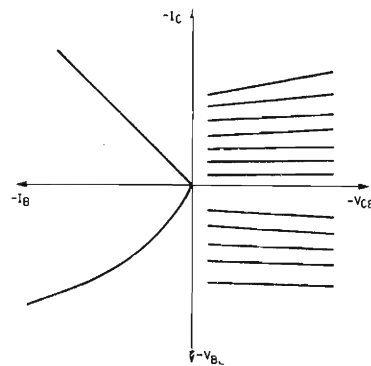


Fig. 4

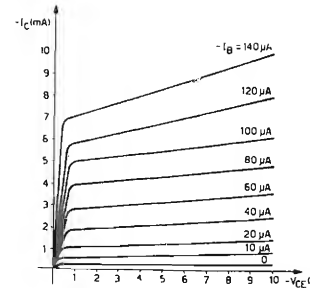


Fig. 5

0 a 10 V; si indichino in corrispondenza dei vari valori di  $-V_{ce}$ , i corrispondenti valori di  $-I_c$ . In questa maniera, si possono effettuare analoghe misure per differenti valori di  $-I_b$  ottenendosi in tal modo la famiglia di curve indicata in fig. 5.

**b) Curva caratteristica  $-I_c = f(-I_b)$  per differenti valori di  $-V_{ce}$**

Questa curva (fig. 7) rappresenta la variazione della corrente  $-I_c$  in funzione delle variazioni della corrente di base,  $-I_b$ , per differenti valori della tensione collettore-emettitore,  $-V_{ce}$ .

Il circuito impiegato è quello della fig. 8.

La tensione collettore-emettitore,  $-V_{ce}$ , viene misurata mediante un voltmetro per corrente continua inserito tra il collettore e l'emettitore del transistor. La corrente di collettore viene misurata mediante un milliamperometro per corrente continua disposto in serie nel circuito del collettore.

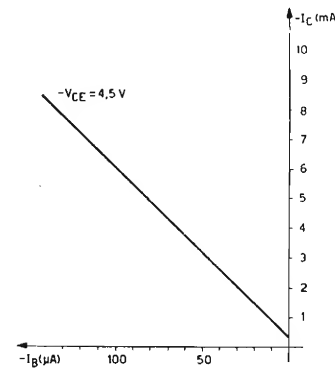


Fig. 7

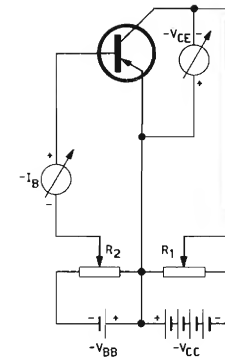


Fig. 6

La corrente di base viene misurata mediante un microamperometro per corrente continua disposto in serie nel circuito di base.

Si regoli, mediante  $R_1$ ,  $-V_{ce} = 4,5$  V, si faccia variare  $-I_b$ , mediante  $R_2$ ; si indichino per differenti valori di  $-I_b$  i corrispondenti valori di  $-I_c$ . La retta indicata in fig. 7 è stata ottenuta effettuando le precedenti misure per un valore della tensione collettore-emettitore  $V_{ce} = 4,5$  V.

**c) Curva caratteristica  $-I_b = f(-V_{be})$  per differenti valori di  $-V_{ce}$**

Questa curva (fig. 9) rappresenta le variazioni della corrente di base,  $-I_b$ , in funzione delle variazioni della tensione base-emettitore,  $-V_{be}$ , per differenti valori della tensione collettore-emettitore,  $-V_{ce}$ .

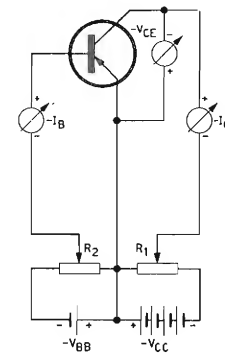


Fig. 8

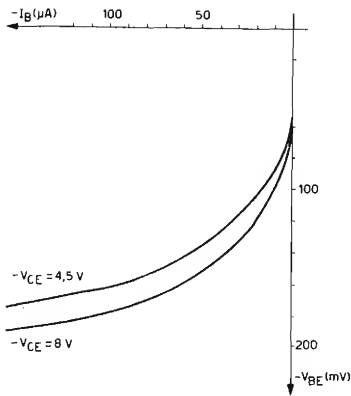


Fig. 9

Il circuito impiegato è quello della fig. 10.

La tensione base-emettitore si regola mediante  $R_2$ ; la tensione collettore-emettitore mediante  $R_1$ .  $-V_{BE}$  viene misurata mediante un millivoltmetro per corrente continua inserito tra la base e l'emettitore del transistor.

Si regoli  $-V_{CE} = 4,5$  V mediante  $R_1$ , indi si faccia variare  $-V_{BE}$ ; si notino, per differenti valori di  $-V_{BE}$ , i corrispondenti valori di  $-I_B$ . Le curve indicate in fig. 9 sono state ottenute ripetendo le misure precedenti per differenti valori di  $-V_{CE}$ .

**d) Curva caratteristica  $-V_{BE} = f(-V_{CE})$  per differenti valori di  $-I_B$**

Questa curva (fig. 11) rappresenta le variazioni della tensione base-emettitore,  $-V_{BE}$ , in funzione delle variazioni della tensione collettore-emettitore,  $-V_{CE}$ , per differenti valori della corrente di base,  $-I_B$ .

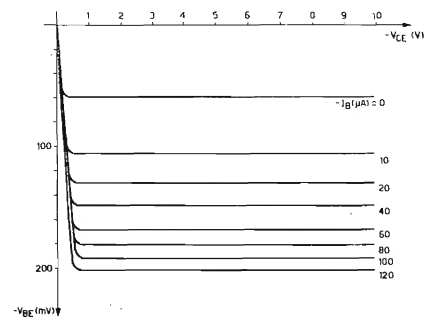


Fig. 11

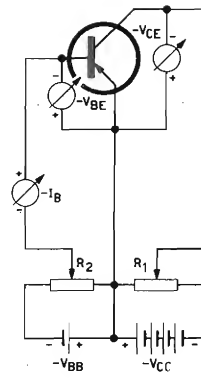


Fig. 10

Il circuito impiegato è quello della fig. 12.

Si regoli, mediante  $R_2$ ,  $-I_B = 10$   $\mu$ A. Si faccia variare, mediante  $R_1$ ,  $-V_{CE}$  e si notino, per differenti valori di  $-V_{CE}$ , i corrispondenti valori di  $-V_{BE}$ . La famiglia di curve indicata in fig. 11 si è ottenuta ripetendo le precedenti misure per differenti valori della corrente di base.

Nell'impiego di queste curve caratteristiche noi useremo sempre la disposizione degli assi (ascissa e ordinata) quale risulta rappresentata nella fig. 4.

**IMPIEGO DELLE CURVE CARATTERISTICHE**

La caratteristica  $-I_C = f(-V_{CE})$  per differenti valori di  $-I_B$  e la caratteristica  $-I_B = f(-V_{BE})$  per differenti valori di  $-V_{CE}$ , hanno una considerevole

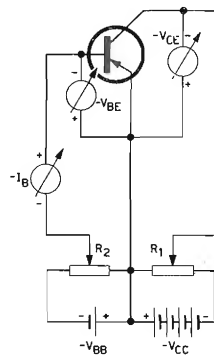


Fig. 12

importanza nello studio del funzionamento del transistor.

La prima di queste curve caratteristiche consente infatti di definire il comportamento dell'uscita del transistor e del carico; la seconda caratteristica consente invece di definire il comportamento dell'ingresso del transistor e del circuito ad esso collegato.

Le curve caratteristiche  $-I_C = f(-I_B)$ , per differenti valori di  $-V_{CE}$ , e le curve caratteristiche  $-V_{BE} = f(-V_{CE})$ , per differenti valori di  $-I_B$ , sono meno importanti; le prime consentono di definire l'azione del circuito d'ingresso sul circuito di uscita, le seconde la reazione del circuito di uscita sul circuito d'ingresso.

**a) Curva caratteristica  $-I_C = f(-V_{CE})$  per differenti valori di  $-I_B$**

Questa curva caratteristica consente di mettere in evidenza e di studiare le variazioni di tre importanti elementi e cioè:

- la resistenza di uscita del transistor,
- il guadagno in corrente del transistor,
- la retta di carico.

**1) Resistenza di uscita del transistor**

La caratteristica impiegata è rappresentata in fig. 13. Sia  $-V_{CE} = 5$  V; questa tensione corrisponde al punto  $A'$  sull'asse  $-V_{CE}$ . Tracciamo, dal punto  $A'$ , la perpendicolare a questo asse e supponiamo che il transistor lavori con una corrente di riposo di base  $-I_B = 40$   $\mu$ A; questa perpendicolare taglia la caratteristica ( $-I_B = 40$   $\mu$ A) nel punto  $A$ . La sua proiezione sull'asse  $-I_C$  determina il punto  $A''$ . Prolunghiamo  $A''A$ ; la caratteristica fa un angolo  $\alpha$  con questa orizzontale.<sup>1)</sup>

Supponiamo che  $-V_{CE}$  vari da 5 a 7 V (punto  $B$ ); la perpendicolare innalzata da questo punto sull'asse  $-V_{CE}$  determina il punto  $C$  sull'orizzontale (prolungamento di  $A''A$ ) e un punto  $B$  sulla caratteristica. Proiettiamo il punto  $B$  sull'asse  $-I_C$  (punto  $B''$ )

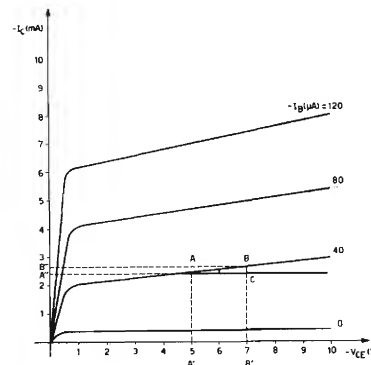


Fig. 13

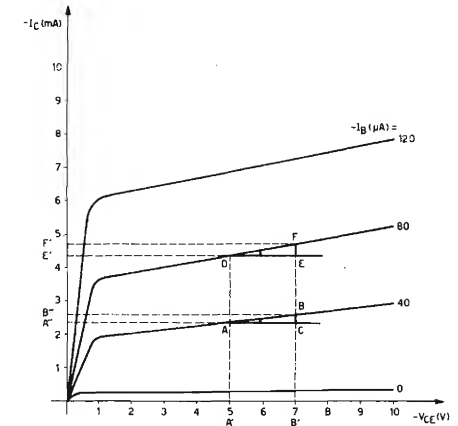


Fig. 14

gamento di  $A''A$ ) e un punto  $B$  sulla caratteristica. Proiettiamo il punto  $B$  sull'asse  $-I_C$  (punto  $B''$ )

$$\text{tg } \alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A''B''}{A'B'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{R_{S(A)}}$$

$$\Delta I_C = 0,2 \text{ mA} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ A}, \Delta V_{CE} = 2 \text{ V.}$$

$$R_{S(A)} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{2}{2 \cdot 10^{-4}} = 10^4 = 10.000 \Omega.$$

La perpendicolare innalzata dal punto  $A'$  determina sulla caratteristica  $-I_B = 80$   $\mu$ A (fig. 14) il punto  $D$ . La proiezione del punto  $D$  sull'asse  $-I_C$  determina un punto  $E'$ ; la perpendicolare innalzata dal punto  $B'$  determina, su questa stessa caratteristica, un punto  $F$ ; la proiezione di  $F$  sull'asse  $-I_C$  è indicata da  $F''$ . L'angolo  $\delta$  formato dalla caratteristica coll'orizzontale viene espresso mediante la sua tangente e cioè:

$$\text{tg } \delta = \frac{EF}{DE} = \frac{E'F'}{A'B'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{R_{S(D)}}$$

$A'B'$  rappresenta la variazione della tensione collettore-emettitore  $\Delta V_{CE}$ ,  $E'F'$  la variazione corrispondente ( $\Delta I_C$ ) della corrente di collettore.

$$\Delta V_{CE} = 2 \text{ V}; \Delta I_C = 0,3 \text{ mA} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ A}$$

$$R_{S(D)} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{2}{3 \cdot 10^{-4}} = 6500 \Omega.$$

<sup>1)</sup> Per angolo  $\alpha$  intendiamo l'angolo che nel triangolo CAB ha per vertice A. Analoga osservazione vale per l'angolo  $\beta$  e gli altri.

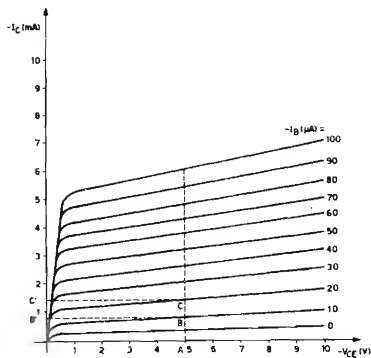


Fig. 15

$\Delta V_{CE}$  è costante nei due casi;  $\Delta I_C$  è maggiore per l'angolo  $\delta$  che per l'angolo  $\alpha$ ; infatti,  $E'F'$  è maggiore di  $B'A'$ .

Siccome la tangente dell'angolo  $\delta$  è maggiore della tangente dell'angolo  $\alpha$ , anche  $\frac{1}{R_{SD}}$  sarà maggiore di  $\frac{1}{R_{SA}}$ ; di conseguenza, la resistenza di uscita del transistor, per  $-I_B = 80 \mu A$  (corrispondente a  $-I_C = 4,5 \text{ mA}$ ), è inferiore a quella corrispondente a  $-I_B = 40 \mu A$  (corrispondente a  $-I_C = 2,25 \text{ mA}$ ).

La resistenza di uscita del transistor viene definita, per una data tensione, dall'angolo che la caratteristica forma con l'orizzontale.

Lo studio delle sue variazioni indica che essa tende a diminuire quando la corrente di collettore  $-I_C$  aumenta; infatti, quando  $-I_C$  aumenta, anche l'angolo formato dalla curva caratteristica con l'orizzontale aumenta e, conseguentemente, anche la tangente e diminuisce corrispondentemente la resistenza di uscita.

2) Guadagno in corrente del transistor

Il guadagno in corrente di un transistor viene definito dal rapporto tra le variazioni della corrente di collettore,  $\Delta I_C$ , e le variazioni della corrente di base che le hanno provocate,  $\Delta I_B$ . Questa definizione vale per il montaggio con emettitore comune.

In questo caso, il guadagno in corrente viene indicato mediante le lettere  $\alpha'$  o  $\beta$  per cui:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Le caratteristiche impiegate sono rappresentate in fig. 15. Sia  $-V_{CE} = 5 \text{ V}$ . Questa tensione è rappresentata sull'asse  $-V_{CE}$  dal punto A.

Innalziamo la perpendicolare da questo punto; questa

determina un punto B sulla caratteristica  $-I_B = 10 \mu A$  ed un punto C sulla caratteristica  $-I_B = 20 \mu A$ . Proiettiamo i punti B e C sull'asse  $-I_C$ ; la proiezione di B è determinata dal punto B' la proiezione di C dal punto C'.

Quando il punto di riposo della corrente di base si sposta dal punto B al punto C, la corrente varia da 10 a 20  $\mu A$  e la corrente di collettore varia, corrispondentemente, dal punto B' al punto C'.

B' corrisponde a  $-I_C = 600 \mu A$ , mentre C' corrisponde a  $-I_C = 1200 \mu A$

B'C' rappresenta la variazione della corrente di collettore, per cui  $\Delta I_C = 600 \mu A$ .

$$\beta = \frac{B'C'}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{600}{10} = 60.$$

Lo studio delle variazioni del guadagno in corrente in funzione della corrente di collettore dipende dal tipo di transistor impiegato.

Nel caso di un transistor di piccola potenza lo scarto esistente tra le varie curve caratteristiche, per una stessa variazione della corrente di base, è costante; il guadagno in corrente è quindi costante qualunque sia il valore della corrente di riposo del collettore.

Per i transistor di potenza, le caratteristiche impiegate sono indicate in fig. 16 (per esempio, OC 72).

Definiamo, come abbiamo fatto prima, un valore di tensione di riposo collettore-emettitore  $-V_{CE} = 5 \text{ V}$  (punto A).

Da questo punto innalziamo la perpendicolare all'ascissa: questa determina un punto B sulla caratteristica  $-I_B = 0,5 \text{ mA}$ , un punto C sulla caratteristica  $-I_B = 1 \text{ mA}$ , un punto D sulla caratteristica  $-I_B = 1,5 \text{ mA}$  ed infine un punto E sulla caratteristica  $-I_B = 2 \text{ mA}$ .

Proiettiamo i punti B, C, D e E sull'asse  $-I_C$ ; siano i punti B', C', D', E', quelli che detta proiezione forma con l'asse  $-I_C$ : B' corrisponde a una corrente di

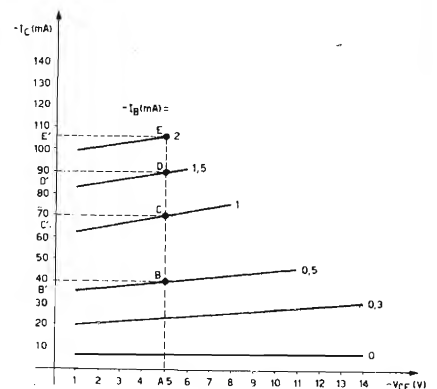


Fig. 16

collettore  $-I_C = 40 \text{ mA}$ , C' ad una corrente di collettore  $-I_C = 70 \text{ mA}$ , D' a una corrente di collettore  $-I_C = 90 \text{ mA}$  e infine E' ad una corrente di collettore  $-I_C = 105 \text{ mA}$ .

Quando il punto di riposo si sposta dal punto B al punto C, la corrente di base varia da 0,5 a 1 mA, ossia  $\Delta I_B = 1,00 - 0,5 = 0,5 \text{ mA}$ ; la corrente di collettore passa da B' a C', ossia  $\Delta I_C = 70 - 40 = 30 \text{ mA}$ . Il guadagno in corrente è uguale a:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{30}{0,5} = 60.$$

Quando il punto di riposo passa dalla posizione D alla posizione E, la corrente di base varia da 1,5 a 2 mA; vale a dire  $\Delta I_B = 2 - 1,5 = 0,5 \text{ mA}$ ; la corrente di collettore passa dal valore D' al valore E', ossia  $\Delta I_C = 105 - 90 = 15 \text{ mA}$ . In questo caso, il guadagno in corrente è uguale a:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{15}{0,5} = 30.$$

Il guadagno in corrente di un transistor di potenza, in un circuito con emettitore comune, diminuisce pertanto allorché la corrente di riposo di collettore aumenta.

Questa constatazione può essere anche dedotta dalla caratteristica  $-I_C = f(-I_B)$  di questo transistor.

3) Retta di carico in corrente continua.

Retta di carico viene definita quella retta che con l'asse delle ascisse forma un angolo  $\alpha$ , tale che

$$\text{tg} \alpha = \frac{1}{R_L}$$

dove  $R_L$  rappresenta la resistenza di carico del transistor.

Il circuito è indicato in fig. 17.

$$-V_{CC} = 10 \text{ V}; R_L = 1000 \Omega.$$

La famiglia di curve caratteristiche impiegate è indicata in fig. 18.

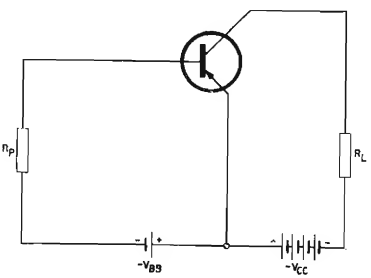


Fig. 17

L'origine della retta di carico si trova sul punto A tale che

$$-V_{CE} = -V_{CC} = 10 \text{ V}.$$

La retta di carico AB forma con l'asse delle ascisse ( $-V_{CE}$ ) un angolo  $\alpha$ .

La tangente di questo angolo è uguale a:

$$\text{tg} \alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{RL}} = \frac{1}{R_L}$$

Le unità impiegate devono essere per  $V_{RL}$  il volt, per  $I_C$  l'ampere, per  $R_L$  l'ohm; si può quindi esprimere

direttamente la tangente dell'angolo  $\alpha$  mediante  $\frac{1}{R_L}$ .

$R_L$  risulta espresso in ohm quando l'asse  $-I_C$  è graduato in ampere e l'asse  $-V_{CE}$  in volt.

Se  $-V_{CE}$  è espresso in volt e  $-I_C$  in mA,  $\text{tg} \alpha = 1/R_L$  è valida solo se  $R_L$  è espressa in kohm.

In fig. 18,  $-I_C$  è espresso in mA,  $-V_{CE}$  in V per cui:

$$\text{tg} \alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{1} = 1.$$

L'angolo con tangente uguale ad 1 è un angolo di 45°. Tracciamo sulla fig. 18 una retta che forma con l'asse delle ascisse  $-V_{CE}$ , nel punto A, un angolo di 45°; essa rappresenta la retta di carico del transistor per  $R_L = 1000 \Omega$ .

Per determinare la retta di carico, partendo dal valore della resistenza di carico, si deve tener conto delle unità impiegate sia sull'asse delle ascisse che su quello delle ordinate.

L'influenza del valore di  $R_L$  sulle varie posizioni che può assumere la retta di carico può essere studiata partendo da una famiglia di caratteristiche  $-I_C = f(-V_{CE})$ .

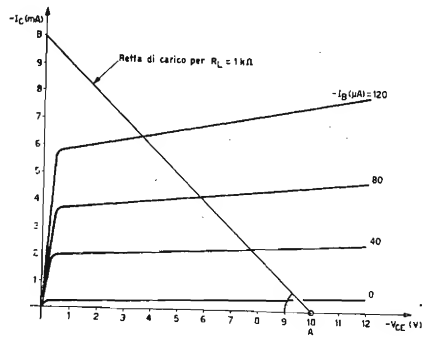


Fig. 18

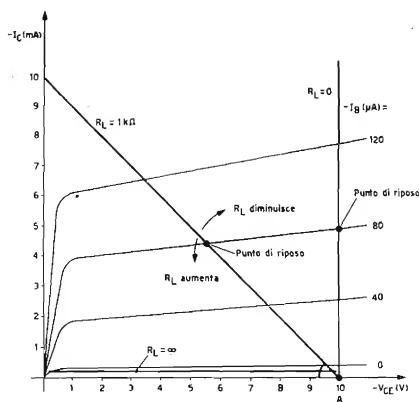


Fig. 19

Supponiamo  $R_L = 0$

$$tg\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{0} = \infty.$$

L'angolo cui corrisponde una tangente di valore infinito è uguale a  $90^\circ$ .  
Sulle caratteristiche indicate in fig. 19 innalziamo, dal punto  $A$ , la perpendicolare all'asse  $-V_{CE}$ ; questa retta rappresenta la retta di carico del transistor quando  $R_L = 0$ . Infatti, lo spostamento del punto di riposo su questa retta si traduce in variazioni di corrente di collettore cui non corrisponde nessuna variazione di tensione:

$$\Delta V_{RL} = R_L \cdot \Delta I_C = 0 \cdot \Delta I_C = 0.$$

Supponiamo  $R_L = \infty$

$$tg\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{\infty} = 0.$$

L'angolo la cui tangente ha un valore nullo è uguale a  $0$ .  
La retta rappresentante questo angolo si sovrappone all'asse delle ascisse; essa corrisponde alla retta di carico del transistor quando  $R_L$  è uguale all'infinito. La fig. 19 indica che la retta di carico si avvicina tanto più alla posizione orizzontale quanto più grande è il valore della resistenza  $R_L$ .

**b) Curva caratteristica  $-I_C = f(-I_B)$  per differenti valori di  $-V_{CE}$**

Questa caratteristica consente di mettere in evidenza il guadagno in corrente del transistor e le sue variazioni.

**Guadagno in corrente del transistor.**

La caratteristica utilizzata è rappresentata in fig. 20. Sia un punto  $A'$ , sull'asse  $-I_B$ , individuante una certa corrente di base  $-I_B = 50 \mu A$ . Innalziamo da questo punto la perpendicolare all'ascissa  $-I_B$ ; essa taglia la caratteristica nel punto  $A$ . Sia  $A''$  la proiezione di  $A$  sull'asse della ordinata  $-I_C$ .  $A''$  corrisponde ad un certo valore della corrente di collettore:  $-I_C = 2,8 \text{ mA}$ .  
Sia ora un punto  $B'$ , sull'asse delle ascisse, corrispondente ad una corrente di base di  $60 \mu A$ . Innalziamo dal punto  $B'$  la perpendicolare; l'incontro di questa perpendicolare con la retta caratteristica determina il punto  $B$ .  
La proiezione di  $B$  sull'asse  $-I_C$  è rappresentata da  $B''$ .  $B''$  corrisponde ad una corrente di collettore  $-I_C = 3,4 \text{ mA}$ .  
Il guadagno in corrente di un transistor montato in un circuito con emettitore comune è definito dal rapporto:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Il prolungamento di  $A''A$  taglia  $BB'$  in  $C$ .  
L'angolo  $\alpha$  che la caratteristica forma con la retta orizzontale risulta determinato dalla rispettiva tangente ossia:

$$tg\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{B''A''}{B'A'}$$

$B'A'$  rappresenta la variazione della corrente di base,  $\Delta I_B = 60 - 50 = 10 \mu A$ .

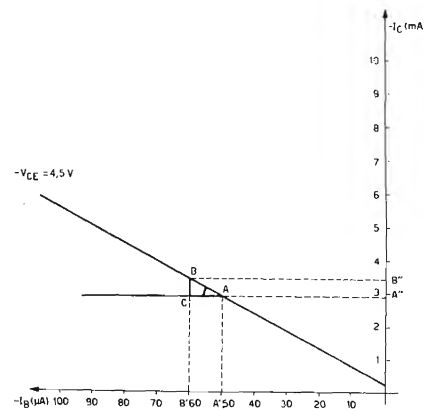


Fig. 20

$B''A''$  rappresenta la variazione della corrente di collettore  $\Delta I_C = 3,4 - 2,8 = 0,6 \text{ mA} = 600 \mu A$ .

$$tg\alpha = \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{600}{10} = 60.$$

La pendenza di questa caratteristica determina il guadagno in corrente del transistor.  
Lo studio delle variazioni del guadagno in corrente sarà meglio compreso se verrà considerato per i transistor di piccola e di grande potenza separatamente.

**Transistor di piccola potenza.**

La caratteristica  $-I_C = f(-I_B)$ , per differenti valori di  $-V_{CE}$ , ha un andamento rettilineo (fig. 21). La pendenza di questa caratteristica è costante; in questo caso, il guadagno in corrente non cambia quando varia la corrente di collettore.

**Transistor di grande potenza.**

La caratteristica di un transistor di grande potenza è indicata in fig. 22.

Sia un punto  $A'$ , sull'asse  $-I_B$ , corrispondente ad una corrente di base  $-I_B$  di  $800 \mu A$ . La perpendicolare innalzata dal punto  $A'$  dell'ascissa  $-I_B$  incontra la curva caratteristica nel punto  $A$ , la cui proiezione sull'asse  $-I_C$  determina un punto  $A''$ , corrispondente ad una corrente di collettore  $-I_C = 52 \text{ mA}$ .

Facciamo variare  $-I_B$  da  $800 \mu A$  a  $1 \text{ mA}$ , ossia  $B'$  sull'asse  $-I_B$ . La perpendicolare innalzata dal punto  $B'$  incontra la curva caratteristica in  $B$  la cui proiezione determina, sull'asse  $-I_C$ , il punto  $B''$ , corrispondente ad una corrente di collettore di  $62 \text{ mA}$ .  
Prolunghiamo  $A''A$  e incontreremo la retta  $BB'$  in  $C$

$$\beta = tg\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{B''A''}{B'A'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{62 - 52}{1 - 0,8} = \frac{10}{0,2} = 50.$$

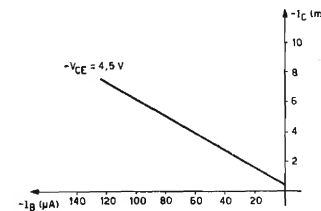


Fig. 21

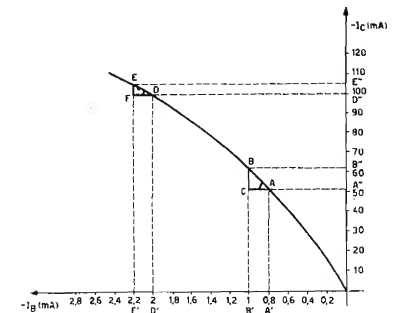


Fig. 22

Studiamo le stesse variazioni per  $-I_B = 2 \text{ mA}$  (punti  $D', D, D''$ ) corrispondenti a  $-I_C = 100 \text{ mA}$ .  
Sia  $-I_B = 2,2 \text{ mA}$  (punti  $E', E, E''$ ) determinante un valore di  $-I_C = 104 \text{ mA}$ .

$$\beta = tg\delta = \frac{EF}{DF} = \frac{D''E''}{D'E'} = \frac{4}{0,2} = 20.$$

Il guadagno in corrente di un transistor di potenza diminuisce quando la corrente di collettore aumenta.

**c) Curva caratteristica  $-I_B = f(-V_{BE})$  per differenti valori di  $-V_{CE}$**

Questa caratteristica consente di mettere in evidenza e di studiare le variazioni di due elementi molto importanti:

- 1) la resistenza d'ingresso del transistor,
- 2) la resistenza di attacco o retta di attacco del transistor.

**1) Resistenza d'ingresso del transistor.**

La caratteristica impiegata è indicata in fig. 23. Il transistor è polarizzato in modo che la tensione base-emettitore ( $-V_{BE}$ ), in condizioni di riposo, sia di  $130 \text{ mV}$ , corrispondenti ad una corrente di base di  $20 \mu A$ .

Sia  $A$  il punto di riposo così determinato sulla caratteristica.

Tracciamo la tangente alla curva caratteristica nel punto  $A$  ed una retta parallela all'asse  $-I_B$  parimente passante per questo punto. L'angolo  $\alpha$  che la tangente a questa curva fa con la retta orizzontale è uguale, per una data tensione base-emettitore, alla resistenza d'ingresso del transistor. Infatti: sia  $A'$  il punto corrispondente a  $130 \text{ mV}$  sull'asse  $-V_{BE}$ ,  $A''$  il punto corrispondente a  $20 \mu A$  sull'asse  $-I_B$ .  
Facciamo variare  $-I_B$  da  $20$  a  $50 \mu A$  punto ( $B''$ ). Innalziamo la perpendicolare dal punto  $B''$  sull'asse  $-I_B$ ; questa incontra l'orizzontale passante per il pun-

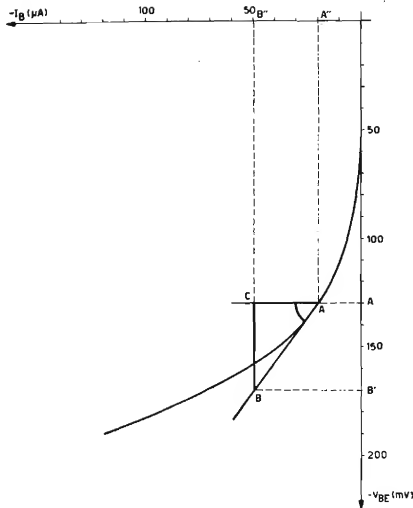


Fig. 23

to  $A$  in  $C$  e la tangente alla curva caratteristica in  $B$ . Proiettiamo  $B$  sull'asse  $-V_{BE}$  (punto  $B'$ ).

$$tg\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{B'A'}{A'B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

La resistenza d'ingresso di un transistor è uguale al rapporto delle variazioni della tensione base-emettitore e le variazioni corrispondenti della corrente di base, e cioè:

$$R_{e(A)} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

Conseguentemente:

$$tg\alpha = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = R_{e(A)}$$

La pendenza della caratteristica definisce la resistenza d'ingresso del transistor per una data tensione base-emettitore.

Studio delle variazioni della resistenza d'ingresso in funzione della corrente di collettore.

In fig. 24 è indicata la caratteristica impiegata. Come per il caso precedente, il transistor si trova polarizzato in modo che la tensione base-emettitore sia di 130 mV (punto  $A'$ ). Quest'ultimo determina un punto  $A$  sulla curva caratteristica. La proiezione del punto  $A$  sull'asse  $-I_B$  (punto  $A''$ ) definisce un certo valore della corrente di riposo di base  $-I_B = 20 \mu A$ . Tracciamo la tangente alla curva nel punto  $A$  come pure una fetta parallela all'asse  $-I_B$  passante per il punto  $A$ . Variando la corrente di base  $-I_B$  da 20 a 50  $\mu A$  (punto  $B''$ ) e conducendo dal punto  $B''$  la per-

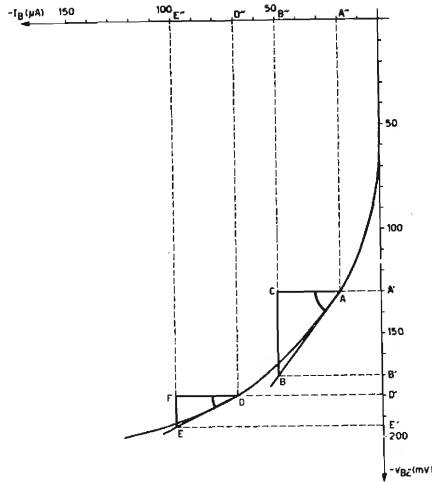


Fig. 24

pendicolare, quest'ultima incontrerà la precedente retta orizzontale nel punto  $C$  e determinerà un punto  $B$  sulla tangente alla caratteristica in precedenza tracciata. Proiettiamo  $B$  sull'asse  $-V_{BE}$  (punto  $B'$ ).

$$tg\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{A'B'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{17 \cdot 10^{-2} - 13 \cdot 10^{-2}}{5 \cdot 10^{-5} - 2 \cdot 10^{-5}} = \frac{4 \cdot 10^{-2}}{3 \cdot 10^{-5}} = 1200 \Omega$$

Questo valore corrisponde alla resistenza d'ingresso del transistor per una tensione di base-emettitore  $-V_{BE} = 130$  mV.

Assegnamo a  $-V_{BE}$  il valore di 180 mV ( $D'$ ); sulla curva caratteristica esso corrisponde al punto  $D$ .

La proiezione di  $D$  sull'asse  $-I_B$  determina un punto  $D''$  corrispondente a  $-I_B = 70 \mu A$ .

Conduciamo dal punto  $D$  la tangente alla curva e l'orizzontale passante per lo stesso punto.

Sia un punto  $E''$ , sull'asse  $-I_B$ , corrispondente ad una corrente  $-I_B = 100 \mu A$ ; esso determina sull'orizzontale passante per il punto  $D$  il punto  $F$ , e il punto  $E$  sulla tangente alla curva nel punto  $D$ . La proiezione di  $E$  sull'asse delle ascisse,  $-V_{BE}$ , determina un punto  $E'$  ( $-V_{BE} = 195$  mV).

$$tg\delta = R_{e(D)} = \frac{FE}{FD} = \frac{E'D'}{E''D''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{195 \cdot 10^{-3} - 180 \cdot 10^{-3}}{110 \cdot 10^{-6} - 70 \cdot 10^{-6}} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-6}} = 375 \Omega$$

La resistenza d'ingresso di un transistor diminuisce quando la corrente di collettore aumenta; infatti, un aumento di  $-I_C$  è sempre la conseguenza di un aumento di  $-I_B$  e  $R_E$  diminuisce quando  $-I_B$  aumenta. La caratteristica d'ingresso molto incurvata del transistor è un inconveniente notevole per la sua utilizzazione; la sua non-linearità è identica a quella della curva caratteristica diretta di un diodo al germanio.

2) Resistenza di attacco o retta di attacco del transistor.

Si chiama resistenza di attacco ( $R_a$ ) la resistenza interna del generatore che «attacca» il transistor, a cui cioè il transistor è collegato.

La caratteristica impiegata è indicata in fig. 25.

Sia  $A$  il punto di riposo del transistor, corrispondente ad una tensione base-emettitore  $-V_{BE} = 130$  mV ed a una corrente di base  $-I_B = 20 \mu A$ .

Il transistor viene «attaccato» ad un generatore con resistenza interna uguale a 1000  $\Omega$ ; questo generatore fornisce a vuoto una tensione cresta-cresta di 40 mV. In fig. 27 è indicato lo schema equivalente del circuito d'ingresso di questo stadio.

Un generatore di resistenza interna nulla che fornisce una tensione di 40 mV cresta-cresta è inserito in un circuito comprendente la «sua» resistenza interna ( $R_a = 1000 \Omega$ ) in serie alla resistenza d'ingresso del transistor.

E' interessante poter rappresentare la resistenza di attacco sulla curva caratteristica.

Per il punto  $A$ , tracciamo la retta che faccia coll'orizzontale un angolo  $\alpha$  tale che  $tg\alpha = R_a$ . Non dimentichiamo, per il calcolo di questa tangente, le unità di misura impiegate sugli assi delle ascisse e delle ordinate;  $R_a$  è in  $\Omega$ ,  $-V_{BE}$  è in V, e  $-I_B$  è in A.

Nel nostro caso  $-V_{BE}$  è in mV,  $-I_B$  in  $\mu A$  per cui  $R_a$  sarà espressa in k $\Omega$ .

$$tg\alpha = R_a = 1.$$

L'angolo la cui tangente è uguale ad 1 è un angolo di 45°; la retta di attacco fa quindi un angolo di 45°

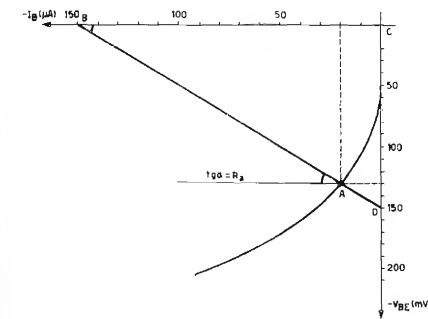


Fig. 25

con l'orizzontale passante per il punto  $A$ . Essa determina sull'asse  $-I_B$  un punto  $B$ .

L'angolo  $\alpha$  è uguale all'angolo  $\beta$  come pure:

$$tg\beta = \frac{CD}{CB} = \frac{V_a}{I_u} = R_a$$

Le variazioni di tensione e di corrente provocate dal generatore si traducono in uno spostamento di questa retta di attacco, parallelamente a se stessa, sulla curva caratteristica. La retta di attacco precedentemente tracciata determina il punto  $D$  sull'asse  $-V_{BE}$ . Consideriamo le variazioni della tensione fornita dal generatore rispetto al punto  $D$  fig. 28.

Dall'istante  $t_0$  all'istante  $t_1$ , la tensione alternata passa da un valore nullo ad un valore massimo positivo, la tensione base-emettitore diventa meno negativa, la retta di attacco si sposta parallelamente a se stessa determinando il punto  $B$  sulla caratteristica.

Dall'istante  $t_1$  all'istante  $t_2$ , la tensione alternata ritorna ad un valore nullo, la retta di attacco riprende la sua posizione di origine, punto  $A$  sulla curva caratteristica.

Dall'istante  $t_2$  all'istante  $t_3$ , la tensione alternata passa da un valore nullo ad un valore massimo negativo,  $-V_{BE}$  diventa più negativa; la retta di attacco si sposta parallelamente a se stessa e determina, sulla curva caratteristica, il punto  $C$ .

Dall'istante  $t_3$  all'istante  $t_4$ , la tensione alternata ritorna ad un valore nullo,  $-V_{BE}$  riprende il valore primitivo, la retta di attacco assume la sua posizione di origine. Le variazioni della tensione all'ingresso si traducono in uno spostamento della retta di attacco la quale a sua volta determina tre punti sulla curva caratteristica; la proiezione di questi tre punti  $A', B', C'$ , indicano le variazioni della corrente di base nel transistor.

Nel caso particolare in cui il valore della resistenza di attacco sia pressochè uguale alla resistenza d'ingresso del transistor le variazioni della corrente di attacco possono essere considerate simultaneamente; queste si traducono, come in precedenza, in uno spostamento della retta di attacco rispetto alla sua posizione di origine.

Le variazioni della corrente di attacco sono indicate nella fig. 28; esse si succedono, nel tempo, da  $t_0$  a  $t_1$ ; da  $t_1$  a  $t_2$ ; da  $t_2$  a  $t_3$ ; da  $t_3$  a  $t_4$ ; e con esse si può determinare l'ampiezza degli spostamenti della retta di attacco.

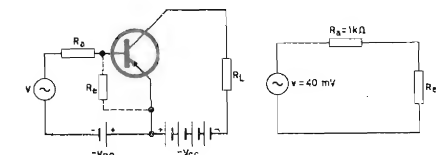


Fig. 26

Fig. 27

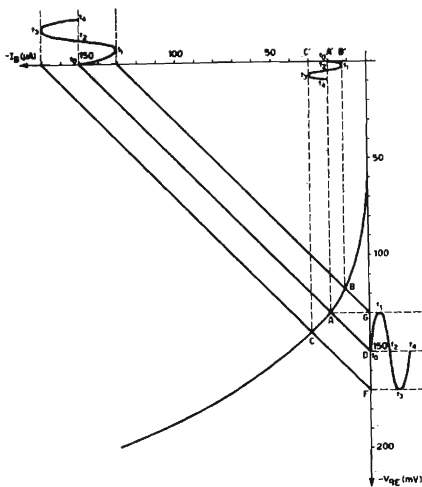


Fig. 28

Il valore della resistenza di attacco definisce la posizione della retta di attacco.

1)  $R_a = 0$ .

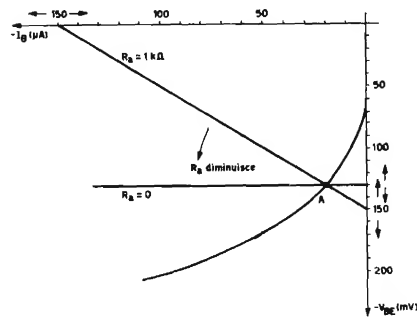
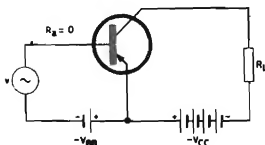


Fig. 29



Lo schema utilizzato è indicato in fig. 29. La resistenza interna del generatore che pilota lo stadio è uguale a 0.

$$\operatorname{tg} \alpha = R_a = 0.$$

L'angolo con tangente uguale a 0 ovviamente è un angolo di 0°.

La retta di attacco passa per il punto A sovrapponendosi alla orizzontale (fig. 29).

2)  $R_a = \infty$ .

Lo schema impiegato è indicato in fig. 30. La resistenza interna del generatore che pilota lo stadio ha un valore infinito.

$$\operatorname{tg} \alpha = R_a = \infty.$$

L'angolo con tangente di valore infinito è un angolo di 90°.

La retta di attacco si ottiene innalzando la perpendicolare dal punto A sulla retta orizzontale (fig. 30).

Concludendo, la retta di attacco si avvicina tanto più all'orizzontale quanto più la resistenza di attacco diminuisce (bassa resistenza interna del generatore); essa si avvicina invece tanto più alla verticale quanto più aumenta la resistenza interna del generatore.

Dalle figure 29 e 30 si ricava che:

- 1) Quando la retta di attacco si avvicina alla posizione orizzontale, sono le variazioni di tensione che pilotano il transistor.
- 2) Quando la retta di attacco si avvicina alla posizione verticale, sono le variazioni di corrente che pilotano il transistor.

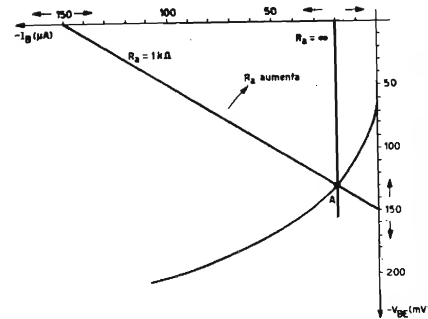
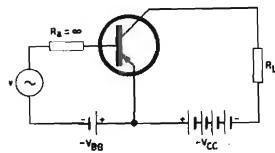


Fig. 30



d) Curva caratteristica  $-V_{BE} = f(-V_{CE})$  per differenti valori di  $-I_B$

Questa caratteristica determina il tasso di controreazione interna del transistor che risulta definito dal rapporto tra la variazione della tensione base-emettitore e la variazione della tensione collettore-emettitore.

$$\text{Tasso di controreazione interna: } = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$$

La caratteristica impiegata è indicata in fig. 31.

Sia  $-V_{CE} = 5$  V, la tensione collettore-emettitore di riposo del transistor (punto A').

La perpendicolare innalzata dal punto  $-V_{CE} = 5$  V determina, sulla curva caratteristica  $-I_B = 0$   $\mu\text{A}$ , un punto A.

Tracciamo l'orizzontale all'asse  $-V_{CE}$  dal punto A; questa determina un punto A' sull'asse  $-V_{BE}$ .

Supponiamo che  $-V_{CE}$  passi da 5 a 10 V (punto B'' sull'asse  $-V_{CE}$ ), la perpendicolare innalzata dal punto B'' sull'asse  $-V_{CE}$  determina, sull'orizzontale passante per il punto A, un punto C e un punto B sulla curva caratteristica.

Proiettiamo ora il punto B sull'asse  $-V_{BE}$  (punto B'). L'angolo  $\alpha$  resta definito dalla sua tangente:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A'B'}{A''B''}$$

A'B' rappresenta la variazione della tensione base-emettitore:

$$A'B' = \Delta V_{BE}$$

A''B'' rappresenta la variazione della tensione collettore-emettitore:

$$A''B'' = \Delta V_{CE}$$

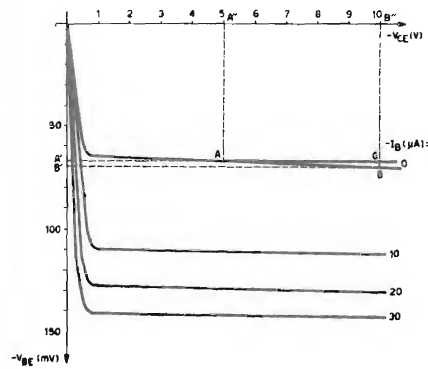


Fig. 31

Conseguentemente

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{A'B'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$$

rappresenta il tasso di controreazione interna del transistor.

Il valore del tasso di controreazione interna del transistor è tanto più grande quanto maggior è l'angolo che l'orizzontale forma con la curva caratteristica.

Variazioni del tasso di controreazione interna.

Sulla caratteristica indicata in fig. 32, il punto A'' corrisponde a una tensione collettore-emettitore  $-V_{CE}$  uguale 5 V.

La proiezione di A'' sulla caratteristica  $-V_{BE} = f(-V_{CE})$  per  $-I_B = 0$   $\mu\text{A}$ , determina un punto A; la proiezione di A sull'asse  $-V_{BE}$  è rappresentata dal punto A', e tale che  $-V_{BE} = 68$  mV.

Si vari  $-V_{CE}$  da 5 a 10 V e sia B'' il punto corrispondente a  $-V_{CE} = 10$  V.

Quest'ultimo determina un punto C sull'orizzontale condotta dal punto A, e un punto B sulla curva caratteristica. La proiezione di B sull'asse delle ordinate è rappresentata dal punto B', tale che:

$$-V_{BE} = 70 \text{ mV.}$$

Il tasso di controreazione interna è definito dalla tangente dell'angolo  $\alpha$  e cioè:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A'B'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$$

$$\Delta V_{BE} = 70 - 68 = 2 \text{ mV} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ V,}$$

$$\Delta V_{CE} = 10 - 5 = 5 \text{ V.}$$

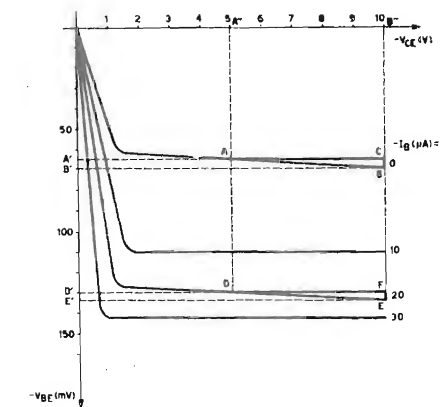


Fig. 32

Tasso di controreazione interna (A):

$$\epsilon_{R\delta} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{5} = \frac{20 \cdot 10^{-4}}{5} = 4 \cdot 10^{-4}$$

Il punto A'' determina un punto D sulla caratteristica  $-V_{BE} = f(-V_{CE})$  per  $-I_B = 20 \mu A$ .

La proiezione del punto D su  $-V_{BE}$  è rappresentata da D' e corrisponde a  $-V_{BE} = 129 mV$ .

La proiezione di B'' determina un punto E sulla curva caratteristica  $-I_B = 20 \mu A$ , e un punto E' sull'asse  $-V_{BE}$ , tale che  $-V_{BE} = 130 mV$ .

Il tasso di controreazione interna è uguale, in questo caso, a:

$$\epsilon_{R\delta} = \frac{EF}{DF} = \frac{E'D'}{A'B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$$

$$\Delta V_{BE} = 130 - 129 = 1 mV = 10^{-3} V; \Delta V_{CE} = 5 V$$

Tasso di controreazione interna (D) =

$$\epsilon_{R\delta} = \frac{10^{-3}}{5} = \frac{10 \cdot 10^{-4}}{5} = 2 \cdot 10^{-4}$$

Il tasso di controreazione interna di un transistor diminuisce quando aumenta la corrente di collettore.

#### Curva caratteristica $P_{Cmax} = f(T_{amb})$

Oltre alle quattro caratteristiche precedentemente definite, ne esiste un'altra che ha una grande importanza nel progetto di un amplificatore equipaggiato con transistor.

Questa caratteristica indica la potenza massima ammissibile sul collettore in funzione della temperatura ambiente (fig. 33).

In base a questa curva è possibile, per una data temperatura ambiente, determinare la potenza massima ammissibile al collettore.

Supponiamo che la temperatura ambiente sia di 35°C. Inizialmente la perpendicolare dal punto 35° sull'asse delle temperature ambientali; questa determina un punto A sulla caratteristica.

La proiezione di A sull'asse  $P_{Cmax}$  è rappresentata dal punto A' corrispondente ad una potenza massima ammissibile di collettore di 100 mW.

Supponiamo una temperatura ambiente di 45°.

Questa determina un punto B sulla caratteristica e un punto B' sull'ordinata.

B' corrisponde ad una potenza dissipata massima di collettore di 75 mW.

Alla temperatura di 45°, la potenza massima ammissibile al collettore è quindi di 75 mW.

Supponiamo una temperatura ambiente di 65°; questa determina un punto C sulla caratteristica e un punto C' sull'ordinata.

C' corrisponde a una potenza massima ammissibile sul collettore di 25 mW.

Alla temperatura di 65°, la potenza massima ammissibile sul collettore è pertanto di 25 mW.

La potenza massima che può fornire il transistor è

quindi funzione della temperatura ambiente ed è tanto più ridotta quanto più elevata è la temperatura ambiente.

E' evidente quindi l'importanza di questa caratteristica il cui impiego è legato alla caratteristica  $-I_C = f(V_{CE})$  del transistor.

Consideriamo la caratteristica  $-I_C = f(-V_{CE})$  indicata in fig. 34.

L'asse delle ordinate  $P_{Cmax}$  fa un angolo di 45° con l'asse delle ascisse  $-V_{CE}$  ( $P_C$  è la bisettrice dell'angolo retto determinato dagli assi  $-I_C$  e  $-V_{CE}$ ).

$-I_C$  è suddiviso in mA,  $-V_{CE}$  in V.

La scala delle potenze sull'asse  $P_{Cmax}$  è ottenuta proiettando i punti A, B, C, e E su  $-I_C$  (A', B', C', D', E') e su  $-V_{CE}$  (A'', B'', C'', D'', E'').

I punti A', B', C', D', E', corrispondono alle correnti di collettore  $-I_C$  uguali rispettivamente a: 2,5; 5; 7,5; 10; 11 mA.

I punti A'', B'', C'', D'', E'', sull'ascissa  $-V_{CE}$ , corrispondono a tensioni collettore-emettitore rispettivamente uguali a 2,5; 5; 7,5; 10; 11 V. La potenza dissipata al collettore è uguale al prodotto della tensione collettore-emettitore per la corrente di collettore ossia:

$$P_C = V_{CE} \cdot I_C$$

I punti A, B, C, D, E corrispondono a potenze dissipate al collettore rispettivamente:

$$P_{C(A)} = V_{CE} \cdot I_C = 2,5 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} = 6,25 \cdot 10^{-3} W = 6,25 mW$$

$$P_{C(B)} = V_{CE} \cdot I_C = 5 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 25 \cdot 10^{-3} W = 25 mW$$

$$P_{C(C)} = V_{CE} \cdot I_C = 7,5 \cdot 7,5 \cdot 10^{-3} = \text{circa } 55 \cdot 10^{-3} W = 55 mW$$

$$P_{C(D)} = V_{CE} \cdot I_C = 11 \cdot 11 \cdot 10^{-3} = 121 \cdot 10^{-3} W \approx 125 mW$$

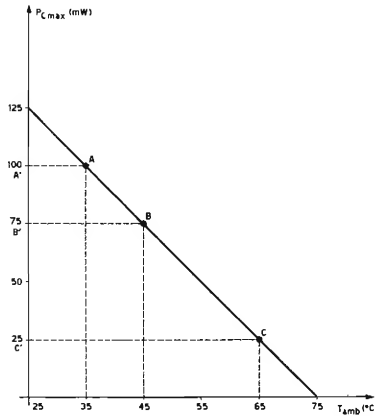


Fig. 33

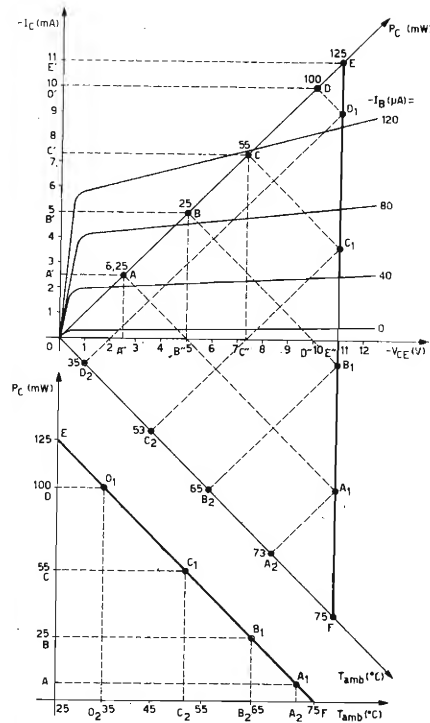


Fig. 34

I punti A, B, C, D, E determinano sulla caratteristica  $P_C$  in funzione di  $T_{amb}$  i punti A', B', C', D'.

La proiezione di questi ultimi sull'asse  $T_{amb}$  definisce i punti A'', B'', C'', D''.

Il punto F è determinato dal riporto della distanza OE (125 mW) sull'asse delle  $T_{amb}$ , OF = OE.

Sulla caratteristica  $P_{Cmax} = f(T_{amb})$  rappresentata in fig. 34, una potenza di 6,5 mW (A) corrisponde ad una temperatura ambiente di 73°C (A<sub>2</sub>), una potenza di 25 mW (B) ad una temperatura ambiente di 65° (B<sub>2</sub>), una potenza di 55 mW (C) ad una temperatura ambiente di 53° (C<sub>2</sub>), una potenza di 100 mW (D) ad una temperatura ambiente di 35° (D<sub>2</sub>).

Supponiamo che il transistor lavori ad una temperatura ambiente di 53°; questa temperatura determina un punto E sulla caratteristica  $P_{Cmax} = f(T_{amb})$  (fig. 35).

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

La proiezione di E sull'asse  $P_{Cmax}$  corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

A partire da questo punto, è possibile tracciare l'iperbole di uguale potenza, vale a dire il luogo di tutti i punti corrispondenti ad una potenza di 55 mW, sulla caratteristica  $-I_C = f(-V_{CE})$ .

La zona A, fig. 35, corrisponde a potenze superiori a 55 mW; è una zona pericolosa, la retta di carico non la deve assolutamente attraversare<sup>1)</sup>.

La zona B corrisponde a potenze inferiori a 55 mW.

La retta di carico rappresentata in fig. 35 corrisponde a una potenza dissipata al collettore senza pericolo che venga distrutto il transistor.

Se il transistor lavora ad una temperatura di 65°, la potenza massima ammissibile sul collettore è di 25 mW, e l'iperbole si trova ora situata come indicato in fig. 36.

La zona tratteggiata definisce la parte delle caratteristiche che non deve essere attraversata dalla retta di carico (zona C).<sup>2)</sup>

La retta di carico determina, in questo caso, la resistenza di carico del collettore corrispondente ad una potenza dissipata massima al collettore, senza rischio di distruzione del transistor (zona D).

La retta di carico tratteggiata corrisponde ad un impiego del transistor in condizioni anormali per una temperatura ambiente di 65°; infatti, quando il punto di riposo passa dalla posizione L alla posizione M la potenza dissipata al collettore diventa superiore a 25 mW.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

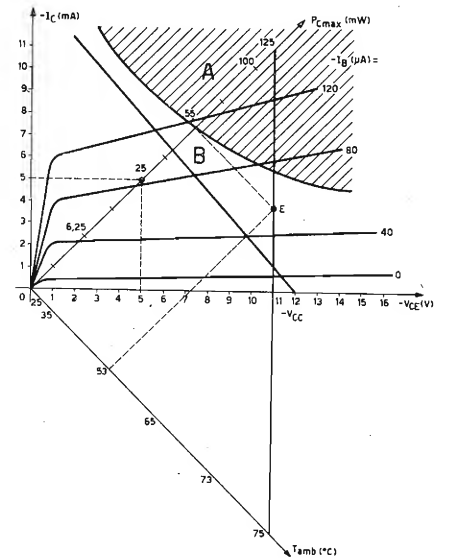


Fig. 35

1) Clausola non obbligatoria in uno stadio in push-pull classe B o in un regime ad impulsi.

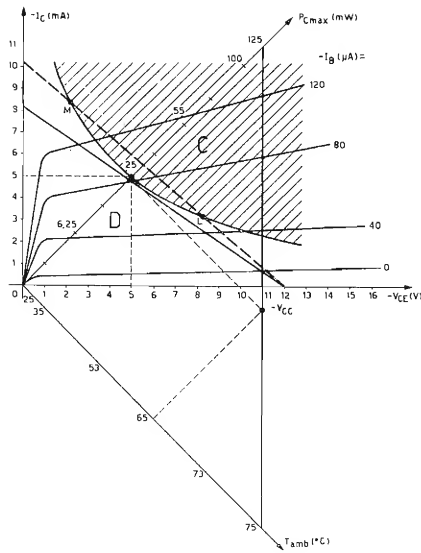


Fig. 36

Per stabilire una relazione esatta tra la potenza dissipata e la temperatura ambiente è necessario tener conto:

- del coefficiente di conducibilità termica,
- della temperatura ambiente,
- della capacità termica,
- della forma delle variazioni della potenza elettrica in funzione del tempo.

**Tensione al ginocchio ( $-V_{CEK}$ ) e corrente residua ( $-I_{CEO}$ )**

Sulla caratteristica  $-I_C = f(-V_{CE})$  di un transistor vengono indicati di solito anche due altri parametri che riguardano:

- la tensione al ginocchio  $-V_{CEK}$
- la corrente residua  $-I_{CEO}$ .

**Tensione al ginocchio.**

Sia la caratteristica  $-I_C = f(-V_{CE})$  indicata in fig. 37.

Essa, in corrispondenza di basse tensioni, presenta un ginocchio analogo a quello delle curve  $I_a = f(V_a)$  dei pentodi ma che, in questo caso, si verifica in corrispondenza di tensioni molto più basse. Ciò torna a grande vantaggio dei transistor in quanto questi possono lavorare fino a valori molto bassi di tensione.

La fig. 37 indica una famiglia di caratteristiche semplificate e idealizzate. Sia un punto  $A$  su questa caratteristica corrispondente a un punto  $A'$  sull'asse  $-V_{CE}$  e ad  $A''$  sull'asse  $-I_C$ .

Tracciamo l'orizzontale passante per il punto  $A$ ; sappiamo che l'angolo che la curva caratteristica forma con questa orizzontale in questo punto definisce la resistenza di uscita del transistor.

$$r_{ga} = \frac{1}{R_s}$$

L'angolo  $\alpha$  è piccolo, la tangente  $\alpha$  è quindi piccola, la resistenza di uscita  $R_s$  è grande.

Sia un punto  $B$  sulla caratteristica determinante un punto  $B''$  sull'asse delle ascisse (tale che la tensione collettore-emettitore sia inferiore a  $-V_{CEK}$ ), e un punto  $P'$  sull'asse delle ordinate  $-I_C$ .

Tracciamo l'orizzontale passante per il punto  $B$ ; l'angolo  $\beta$  che la caratteristica forma con questa orizzontale è molto grande; la tangente dell'angolo  $\beta$  sarà grande e quindi la resistenza di uscita sarà piccola.

La tensione al ginocchio può essere definita come la tensione collettore-emettitore cui corrisponde una brusca variazione della resistenza di uscita. Per tutti i valori delle tensioni collettore-emettitore inferiori a  $-V_{CEK}$ , la resistenza di uscita del transistor è molto bassa e anche la potenza dissipata all'interno del transistor è, in queste condizioni, molto bassa.

**Corrente residua  $-I_{CEO}$ .**

La fig. 38 rappresenta, sulla caratteristica  $-I_C = f(-V_{CE})$ , le variazioni di  $-I_{CEO}$  in funzione della tensione collettore-emettitore <sup>1)</sup>. Questa corrente varia considerevolmente quando la temperatura aumenta; è quindi necessario tener conto nel progetto del circuito della sua presenza e delle possibili variazioni.

Tracciamo la retta di carico di uno stadio equipaggiato con un transistor; il punto di riposo si trova in  $A$ .

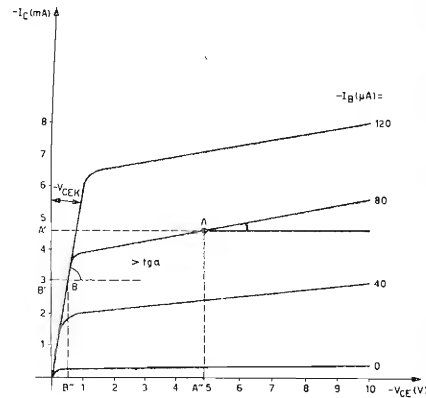


Fig. 37

1)  $-I_{CEO} = -I_C = f(-V_{CE})$  per  $-I_B = 0$ .

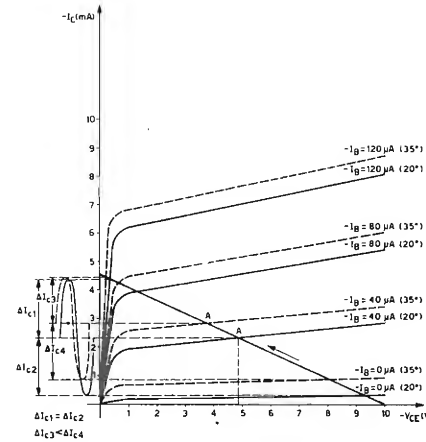


Fig. 38

Le variazioni del segnale all'ingresso dello stadio si traducono in uno spostamento del punto di riposo lungo la retta di carico da una parte e dall'altra rispetto al punto  $A$ . L'ampiezza di questo spostamento è limitata, da una parte, dalla tensione al ginocchio ( $-V_{CEK}$ ), dall'altra parte dalla corrente residua ( $-I_{CEO}$ ).

L'aumento della temperatura si traduce in un aumento di questa corrente residua (vedi fig. 38).

Questo aumento di  $-I_{CEO}$  limita l'ampiezza delle escursioni del punto  $A$  verso correnti a più forte intensità.

La posizione del punto di riposo è della massima importanza ed è necessario disporlo sempre in modo che il rischio di eventuale distorsione sia ridotto al minimo.

Nel caso di segnali forti le variazioni della corrente di riposo devono quindi essere tali da non provocare eccessiva distorsione.

Nel caso di segnali deboli la posizione di questo punto di riposo è meno critica e il parametro  $-I_{CEO}$  non è più un elemento preponderante per la determinazione della posizione del punto di lavoro.



## DIODI AL GERMANIO A PUNTA DI CONTATTO

I<sup>a</sup> Parte

### NOZIONI FONDAMENTALI

#### Curva caratteristica

È stato dimostrato che la corrente che passa attraverso lo strato di sbarramento di un diodo ideale a cristallo semiconduttore può essere espressa con la seguente relazione:

$$i = I_s \left( \exp. \frac{qV}{kT} - 1 \right)$$

rappresentata graficamente dalla linea tratteggiata della fig. 1.

In tale espressione il coefficiente  $I_s$  rappresenta la corrente di saturazione il cui valore dovrebbe essere teoricamente raggiunto applicando al diodo una tensione inversa infinita. La linea a tratto pieno della fig. 1 rappresenta invece la caratteristica reale di un diodo a cristallo.

In tale caratteristica si possono distinguere quattro diverse regioni, ciascuna delle quali assume particolare importanza a seconda del tipo di applicazione cui il diodo è destinato. Nella zona **c** attorno all'origine delle coordinate, che va approssimativamente da  $-0,1$  V a  $+0,2$  V, la caratteristica segue praticamente la legge espressa dalla formula teorica. Entro questa zona la funzione che lega la tensione e la corrente è puramente esponenziale. Nella zona **b**, fa- ciente parte della caratteristica inversa, la curva reale

si scosta via via sempre più dall'asintote ideale. Essa si estende da pochi volt fino a cento e più volt ed è di importanza fondamentale per molte applicazioni. Alla sua sinistra la zona **a** comprende il tratto di caratteristica inversa a maggior curvatura e si estende fin dove la resistenza inversa dinamica del diodo si riduce a zero.

Quando si applica sul diodo una tensione inversa di valore tale da farlo lavorare nella zona **a**, non sempre si riesce a distruggerlo. Sovente, anzi, il diodo viene controllato proprio in questo tratto della caratteristica inversa avendo essa particolare importanza in determinate applicazioni (diodi Zener). I valori limite assoluti della tensione inversa massima continua e di cresta, indicati nei dati di pubblicazione, vengono sempre fissati con un certo margine di sicurezza rispetto alla tensione inversa cui corrisponde l'annullarsi della resistenza dinamica.

Nella regione della conduttanza diretta (zona **d**), la corrente aumenta, in funzione della tensione diretta, con una rapidità leggermente inferiore a quella espressa dalla legge esponenziale teorica. Con tensioni dirette elevate, la caratteristica reale si scosta da quella teorica, ma ciò avviene generalmente per valori di corrente superiori al limite massimo assoluto che il diodo può sopportare.

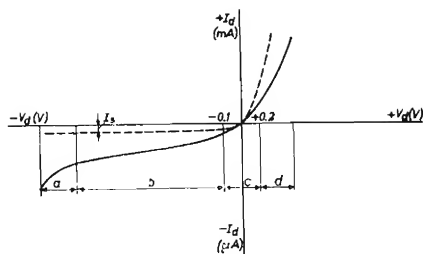


Fig. 1 - Curva caratteristica teorica di un diodo (curva tratteggiata) e curva reale (curva a tratto continuo).

### Confronto tra la caratteristica di un diodo a cristallo e quella di un diodo a vuoto

Graficamente le due caratteristiche si presentano come in fig. 2. La pendenza della caratteristica del diodo a vuoto dipende essenzialmente da come esso è costruito; esistono diodi a vuoto che presentano una resistenza statica in senso diretto molto prossima a quella dei diodi al germanio.

Il confronto fra le due caratteristiche mostra alcune differenze che sono essenziali per certe applicazioni in cui vengono impiegati i diodi a cristallo.

La corrente nel diodo a vuoto aumenta quasi linearmente con la tensione; l'incremento di corrente, per volt, è tuttavia maggiore nel diodo a cristallo. Infatti, come già s'è detto, nella regione della conducibilità diretta il diodo a cristallo mostra un andamento esponenziale della corrente in funzione della tensione. Nel diodo a vuoto la corrente inversa è nulla, ammesso che la tensione inversa non sia però troppo piccola, mentre la corrente inversa di un diodo a cristallo ha sempre un valore finito diverso da zero. Sebbene il valore di questa corrente, per tensioni inverse non eccessive, sia molto più piccolo di quello della corrente diretta, se ne dovrà tuttavia tener conto in molte applicazioni.

Nonostante i vantaggi che può offrire nei confronti di quello a vuoto, (per ciò che riguarda sia le caratteristiche elettriche che quelle meccaniche), il diodo a cristallo non può sostituire il diodo a vuoto in qualsiasi circuito anzi, in alcuni casi, il circuito stesso cesserebbe completamente di funzionare se si operasse tale sostituzione. Ciò va attribuito alle sopracitate fondamentali differenze che esistono tra i due tipi di diodi. Quello a vuoto, date le sue caratteristiche costruttive, può sopportare tensioni negative elevate tra anodo e catodo, mentre, come abbiamo visto, la resistenza dinamica del diodo a cristallo si riduce a zero quando la tensione inversa assume valori superiori ad un determinato limite. La caratteristica di un diodo a cristallo dipende inoltre dalla temperatura e, poichè l'effetto della temperatura può essere diverso nei vari diodi, quando si devono impiegare in un circuito più diodi con funzionamento simmetrico si dovrà tener conto anche di questo fenomeno e, se possibile, si dovranno compensare le eventuali diffe-

renze delle variazioni di caratteristica. D'altra parte, in molte applicazioni la caratteristica statica non ha molta importanza e, specialmente alle alte frequenze, solo il comportamento dinamico caratterizza la prestazione del diodo nel circuito.

### Effetto dell'immagazzinamento delle cariche (Hole-storage effect)

La caratteristica dinamica di un diodo al germanio è legata, tra l'altro, ad un fenomeno tipico che ha luogo nei semiconduttori: vale a dire all'« hole-storage effect » che ha un'influenza determinante sulle prestazioni del diodo durante i transitori.

A causa di tale fenomeno, quando un diodo viene improvvisamente bloccato con un impulso di tensione negativa mentre conduce corrente in senso diretto, esso presenta inizialmente una resistenza inversa

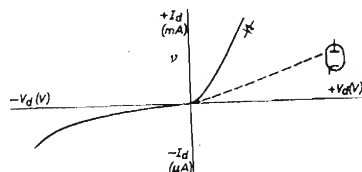


Fig. 2 - Confronto tra la curva caratteristica di un diodo a cristallo e quella di un diodo a vuoto.

apparentemente più bassa della nominale: il cui valore viene raggiunto solo dopo alcuni microsecondi. In fig. 3 è rappresentato l'andamento della corrente inversa di un diodo al germanio a punta di contatto nel quale si sia bruscamente invertita la condizione di funzionamento: dalla corrente diretta  $+I_d$  alla tensione inversa  $-V_d$ . Il tempo richiesto dalla corrente inversa per discendere al valore corrispondente alla tensione inversa  $-V_d$ , viene denominato « tempo di ristabilizzazione » (recovery time).

L'effetto d'immagazzinamento è legato al meccanismo di conduzione nei diodi a punta di contatto. Ad un determinato valore della corrente diretta corrisponde l'iniezione nel cristallo di una certa quantità di portatori di cariche minoritarie. La rimozione di queste cariche, che avviene quando il diodo viene bloccato con un impulso di tensione inversa, da luogo ad un picco istantaneo di corrente inversa. Tale corrente si riduce, successivamente, al suo valore di

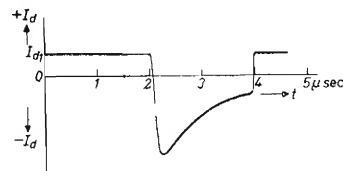


Fig. 3 - Oscillogramma della corrente inversa dopo la commutazione dalla conduzione diretta ad un certo valore di tensione inversa.

regime seguendo una legge esponenziale. L'effetto di immagazzinamento può essere interpretato con un circuito equivalentemente composto da una capacità in serie ad una resistenza.

Rappresentato il diodo nel modo anzidetto, si capisce come il « tempo di ristabilizzazione » sia elevato per correnti dirette intense e, viceversa, sia piccolo quando le resistenze della maglia di cui il diodo fa parte sono di valore più basso. Questo fenomeno, che a volte si interpreta come dovuto alla presenza di una « capacità di diffusione », è molto più importante di quello causato dalla capacità in parallelo ( $C_{dk}$ ) del diodo la quale, come indicato nei dati, è dell'ordine di circa 1 pF per tutti i diodi con contenitore in vetro. Tale capacità viene misurata staticamente senza che sia applicata sui diodi alcuna tensione.

Generalmente il fenomeno sopra descritto assume particolare importanza in quelle applicazioni nelle quali i diodi vengono comandati con impulsi di tensione rettangolari a fronte ripido (per es. calcolatrici elettroniche). Sempre per la stessa causa anche il rendimento di rivelazione dei circuiti equipaggiati con diodi al germanio diminuisce alle frequenze più elevate (circa 10 MHz) e ciò perchè il diodo non si blocca istantaneamente in corrispondenza delle semialternanze negative.

Un tipo di diodo (OA B6) è stato sviluppato appositamente per essere impiegato nei circuiti delle calcolatrici elettroniche, per i quali si richiede che il « recovery time » soddisfi a delle esigenze ben definite. In questo tipo di diodo l'effetto di immagazzinamento è stato ridotto adottando particolari precauzioni durante la fabbricazione e sottoponendo a speciali trattamenti il cristallo di germanio.

### Vantaggi e svantaggi del diodo al germanio rispetto al diodo a vuoto

Confrontandolo col diodo a vuoto, il diodo al germanio ha i seguenti vantaggi:

- 1) Non necessita di accensione e quindi si presta per essere impiegato in quei circuiti dove non sono usati i tubi elettronici o dove l'alimentazione del filamento richiederebbe terminali molto lunghi.
- 2) Nei circuiti dove c'è un'elevata impedenza fra catodo e chassis, l'impiego di un raddrizzatore a vuoto potrebbe dar luogo a ronzio e microfonicità; l'inconveniente è superato usando un diodo al germanio.
- 3) Il diodo a cristallo ha dimensioni molto ridotte e pesa soltanto pochi decimi di grammo. Ciò è particolarmente importante quando il diodo deve essere montato, insieme ad altri componenti, dentro un contenitore. A causa della sua durata di vita praticamente illimitata, si può evitare, in fase di progetto, di preoccuparsi dell'accessibilità del diodo nell'apparecchiatura in vista di una sua eventuale sostituzione. In tal modo si possono pienamente sfruttare i vantaggi derivanti dalle sue piccole dimensioni.
- 4) Il diodo al germanio ha piccola capacità interna e perciò si presta anche per l'impiego con basse capacità di carico.

5) La resistenza diretta del diodo al germanio è inferiore a quella dei diodi a vuoto.

6) La caratteristica  $I_d = f(V_d)$  del diodo al germanio passa per l'origine delle coordinate, cioè nel diodo non circola corrente quando ad esso non è applicata alcuna tensione. Così, nei circuiti per il controllo automatico di volume e nei circuiti di misura non è più necessario, come si verifica nel caso dei diodi a vuoto, introdurre delle compensazioni per la corrente di zero (corrente che circola nel diodo a vuoto quando è nulla la tensione applicata tra anodo e catodo).

D'altra parte il diodo a cristallo possiede delle caratteristiche che lo rendono inadatto per certe applicazioni e precisamente:

- 1) Mentre la corrente inversa di un diodo a vuoto è nulla, il diodo a cristallo lascia circolare in senso inverso una corrente non trascurabile, specialmente per valori elevati della tensione inversa.
- 2) Date le sue caratteristiche costruttive, il diodo a vuoto può sopportare delle tensioni inverse di valore relativamente elevato. Viceversa, per un diodo al germanio la caratteristica inversa  $-I_d = f(-V_d)$  è tale che in corrispondenza di una data tensione la resistenza inversa dinamica si riduce a zero.
- 3) La caratteristica diretta e inversa del diodo al germanio è molto sensibile alle variazioni della temperatura ambiente.
- 4) Sebbene lo spostamento della caratteristica diretta durante il periodo della vita utile sia inferiore nel diodo al germanio rispetto al diodo a vuoto, in quest'ultimo la corrente inversa è sempre nulla mentre nel diodo al germanio essa subisce un incremento dopo un certo periodo di funzionamento.

### Il diodo a cristallo come raddrizzatore

Quando il diodo al germanio viene usato come raddrizzatore per trasformare la tensione alternata della sorgente in tensione continua, la debole corrente inversa che circola nel diodo ad ogni semialternanza negativa di tensione non costituisce un fattore di importanza essenziale.

Il diodo a cristallo può essere pertanto impiegato, in sostituzione dei raddrizzatori a vuoto o a gas, nei circuiti convenzionali ed anche nei duplicatori o moltiplicatori di tensione; nei circuiti raddrizzatori a ponte ed in quelli polifasi.

Tuttavia, non è possibile sostituire i diodi al germanio al posto delle valvole raddrizzatrici, per esempio nei radioricevitori, senza modificare opportunamente il circuito, poichè il diodo al germanio non sopporta le tensioni inverse permesse per i diodi a vuoto. Per questi ultimi, la massima tensione inversa permessa è limitata soltanto dall'isolamento tra i suoi elettrodi e raggiunge valori dell'ordine di alcune centinaia di volt; la massima tensione inversa permessa per i diodi al germanio varia da tipo a tipo, ma è comunque sempre considerevolmente inferiore a quella dei diodi a vuoto.

### Massima ampiezza della tensione d'ingresso

La massima tensione alternata che può essere applicata all'ingresso del circuito di raddrizzamento è limitata dall'andamento della caratteristica inversa del diodo e dipende inoltre dalla potenza dissipabile nel diodo stesso. Tale tensione non deve superare il valore massimo prescritto  $-V_{d, max}$  che vale sia per tensioni sinusoidali che per impulsi a forma rettangolare.

Oltre al valore limite del picco massimo della tensione inversa, viene anche indicato il limite massimo  $-V_{d, max}$  della tensione inversa media o della componente continua applicabile sul diodo.

Per la maggior parte dei diodi, il tempo d'integrazione, nel quale si deve valutare la massima tensione media inversa, è di 50 ms.

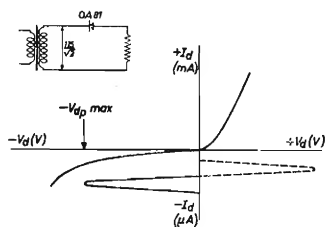


Fig. 4 - Tensione d'ingresso massima ammissibile con carico resistivo.

L'ampiezza della tensione applicata deve quindi essere scelta in modo che non siano superate né la tensione massima inversa di cresta ( $-V_{d, p, max}$ ) né la tensione media inversa ( $-V_{d, max}$ ) valutando tale media entro il tempo massimo di 50 ms.

### Carico ohmico e capacitivo

Quando il carico del circuito di raddrizzamento è puramente ohmico (fig. 4), la tensione massima applicabile all'ingresso è più elevata di quella permessa quando il carico è costituito da una resistenza ed un condensatore collegato in parallelo (fig. 5). Per un diodo del tipo OA 81, la cui massima tensione inversa è di 115 V, il valore efficace della massima tensione applicabile all'ingresso è di  $115/2\sqrt{2} = 41$  V quando il carico è capacitivo ed ha una costante di tempo sufficientemente grande rispetto al periodo della tensione alternata applicata (figg. 4 e 5).

Se il carico è puramente ohmico, la massima tensione inversa applicata sul diodo coincide col valore di picco della tensione d'ingresso. In questo caso è perciò possibile applicare una tensione alternata il cui valore efficace sia pari a  $115/\sqrt{2} = 82$  V.

La massima tensione inversa limite di 115 V corrisponde ad un punto della caratteristica inversa del diodo OA 81 scelto con un certo margine di sicurezza rispetto alla zona della stessa caratteristica dove la resistenza dinamica tende ad annullarsi.

### Resistenza di carico

I diodi al germanio si prestano ad essere impiegati nel raddrizzamento di tensioni alternate il cui valore efficace è dell'ordine delle decine di volt e per ottenere quindi delle tensioni continue dello stesso ordine di grandezza. Generalmente in questi circuiti la resistenza di carico è di valore ridotto; essa deve infatti essere molto minore della resistenza inversa del diodo in modo che la corrente inversa risulti trascurabile rispetto alla corrente diretta che circola nella resistenza di carico.

Per ottenere una tensione d'uscita con una bassa modulazione residua, è necessario che la costante di tempo RC del carico sia pari a circa  $10/f$ , dove  $f$

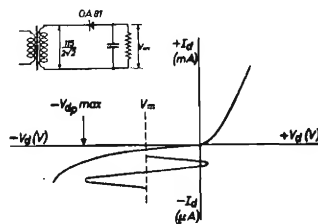


Fig. 5 - Tensione d'ingresso massima ammissibile con un carico formato da una resistenza ed un condensatore in parallelo.

rappresenta la frequenza della tensione alternata applicata all'ingresso. Così, per la frequenza di rete di 50 Hz, il valore richiesto per la costante di tempo è 0,2 ed esso può essere ottenuto con un condensatore di 100  $\mu$ F, per una resistenza di carico di 2000  $\Omega$ . Se la resistenza di carico è molto elevata (per es. 0,5 M $\Omega$ ), la corrente inversa che circola nel diodo diventa dello stesso ordine di grandezza di quella diretta ed il rendimento di raddrizzamento può ridursi considerevolmente.

### Tensioni d'ingresso non sinusoidali

Quando, per esempio, la forma d'onda della tensione applicata al diodo è rettangolare ed il tempo nel

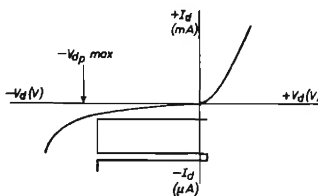


Fig. 6 - Tensione di un'onda quadra applicata al diodo. Per un tempo abbastanza lungo circola una considerevole corrente di dispersione.

quale il diodo conduce è molto breve rispetto ad un periodo della tensione alternativa, può accadere che la tensione inversa venga applicata sul diodo per un tempo eccessivamente lungo. In questo caso, la corrispondente corrente inversa del diodo può provocare la dissipazione nel diodo di una potenza eccessiva (fig. 6).

Nel caso limite, se al diodo viene applicata una tensione inversa costante, tale tensione non deve superare il valore massimo della tensione media inversa ( $-V_{d, max}$ ) indicato dal costruttore (fig. 7).

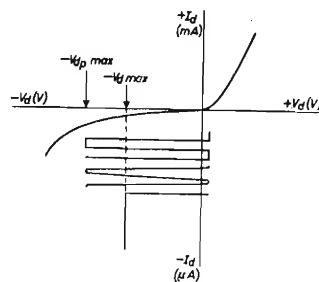


Fig. 7 - Tensione non sinusoidale inversa massima ammissibile in un diodo.

In generale possiamo perciò dire che l'ampiezza massima tollerabile della tensione inversa è funzione della frequenza di ripetizione e che deve cioè essere tale che il suo valore medio, calcolato entro un tempo d'integrazione max di 50 ms, non superi la tensione  $-V_{d, max}$ .

In taluni circuiti il segnale applicato al diodo può avere ampiezza variabile, come accade per es. nel circuito di ricostituzione della componente continua in un televisore in cui il segnale video amplificato viene applicato al diodo. In questo caso, occorre prevedere quale sarà la tensione massima inversa del segnale all'ingresso. Essa si verifica nel caso che si abbia un'immagine completamente bianca, e cioè quando il segnale all'ingresso è costituito da una successione di impulsi di forma rettangolare (fig. 8). In circuiti convenzionali l'ampiezza massima del segnale video è circa 80 V. Tale tensione è sufficiente per il controllo dei moderni cinescopi; in un circuito per la ricostituzione della componente continua, equipaggiato con diodi al germanio tipo OA 81 oppure OA 85, aventi una tensione max inversa continua di 90 V, non c'è perciò alcun rischio che il diodo venga sovraccaricato.

### Corrente raddrizzata

Una caratteristica importante del diodo è rappresentata dal valore massimo della corrente raddrizzata che può circolare nel carico. Questo valore è essen-

zialmente funzione del riscaldamento del diodo provocato dal passaggio della corrente. Tale riscaldamento è proporzionale al quadrato del valore efficace della corrente pulsante che circola nel diodo. A parità di valore medio della corrente raddrizzata, il valore efficace aumenta al diminuire del tempo di circolazione della corrente nel diodo, cioè è più elevato quando il carico è costituito da un condensatore ed una resistenza in parallelo (fig. 9a) che quando è puramente ohmico (fig. 9b). Nel primo caso infatti la corrente nel diodo circola solo per una frazione della semialternanza positiva, ossia durante il tempo in

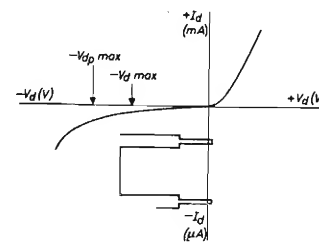


Fig. 8 - Valore massimo del segnale video applicato ad un diodo in un circuito per la ristabilizzazione della componente continua (immagine completamente bianca).

cui si ricarica il condensatore di livellamento; il valore di cresta e quindi il fattore di forma della corrente pulsante sono perciò più elevati di quando il carico è soltanto resistivo.

### Valori limite della corrente raddrizzata

In base a quanto sopra detto si fissano per ciascun tipo di diodo i valori massimi della corrente rettificata di cresta,  $I_{d, p, max}$  e media,  $I_{d, max}$ . Per i tipi OA 70, OA 73, OA 81 ed OA 85, ad esempio, la massima corrente continua permessa per una tensione inversa nulla è di 50 mA. Per funzionamento continuo tuttavia il valore massimo della corrente di picco può raggiungere i 150 mA. Il rapporto tra questi due valori corrisponde pressappoco a quello esistente tra il valore della corrente media e di picco circolanti nel diodo quando il carico è puramente resistivo e la tensione applicata è sinusoidale.

Se la resistenza di carico è collegata in parallelo ad una capacità, il valore di cresta della corrente raddrizzata, a parità di valore medio, aumenta notevolmente. Si deve allora ridurre il valore della corrente media raddrizzata in modo che la corrente di cresta nel diodo non superi i 150 mA. Per una costante di tempo prefissata il valore di picco della corrente raddrizzata può essere diminuito inserendo una resistenza in serie al diodo od in serie al condensatore. Può pertanto accadere che la massima corrente continua ottenibile con un determinato circuito sia

condizionata dal valore massimo permessibile della corrente di cresta del diodo.

D'altra parte si può verificare anche la condizione opposta, cioè che il diodo conduca corrente per un tempo relativamente lungo rispetto al periodo della tensione alternata applicata.

In questo caso il rapporto tra il valore di cresta e quello medio della corrente sarà relativamente basso e la corrente media raddrizzata sarà limitata dal suo valore massimo permessibile, essendo questo dipendente dalla tensione massima inversa di cresta applicata al diodo.

#### Curve di riduzione

In quanto precede non si è tenuto conto del riscaldamento del diodo causato dalla corrente inversa. Tuttavia, a causa di questo riscaldamento, la massima corrente media che si può ottenere con l'impiego di un determinato diodo dipende anche dalla tensione inversa applicata periodicamente ai capi del diodo e diminuisce all'aumentare di quest'ultima. Nella curva di riduzione (fig. 10) viene riportato, per una determinata temperatura ambiente, il valore massimo della corrente media raddrizzata in funzione della tensione inversa di picco. Per es., nel caso del diodo OA 81 (fig. 10), la corrente media raddrizzata non deve superare 21 mA quando la tensione inversa di picco è di 90 V (alla temperatura ambiente di 25 °C).

#### Corrente massima in regime transitorio (Surge Current)

Fino ad ora si è ripetutamente parlato della corrente media raddrizzata e di quella massima di cresta ammesse in funzionamento continuo. Tuttavia può accadere che, per un breve periodo di tempo, il diodo debba condurre una corrente molto elevata come succede, per esempio, alla chiusura di un circuito di raddrizzamento con carico capacitivo. In questi casi, la corrente che circola inizialmente nel diodo è molto più elevata di quella massima consentita in funzionamento continuo. È stato perciò fissato per il diodo anche il massimo valore consentito per un picco di corrente avente carattere transitorio e circolante nel diodo per un tempo brevissimo. Nei diodi tipo OA 81 ed OA 85, per esempio, questo valore massimo della corrente transitoria è di 500 mA. È inoltre prescritto che entro il tempo di 1 secondo

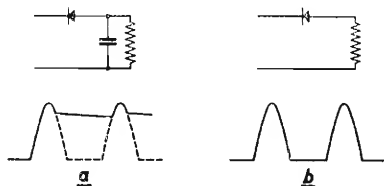


Fig. 9 - Forma della tensione ai capi del carico: a) capacitivo e resistivo, b) soltanto resistivo.

tale corrente scenda al disotto del limite indicato per il valore massimo di cresta della corrente diretta. Il circuito dovrà pertanto essere dimensionato in modo che la corrente di picco, all'istante della chiusura del circuito, non superi il valore massimo consentito, facendo peraltro attenzione a non confondere il valore massimo prescritto per la corrente transitoria con quello indicato per la corrente massima di cresta consentito in funzionamento continuo. Per esempio, non si dovrà far circolare nel diodo una corrente di intensità pari al valore massimo ammesso per i transistori per eccitare un relai, a meno che il relai non faccia parte di un circuito di protezione in cui normalmente non circola corrente.

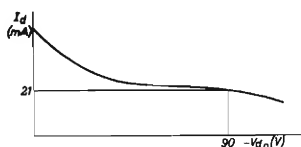


Fig. 10 - Curva di riduzione del diodo OA 81. Al valore di cresta massimo di 115 V la corrente media erogata dal diodo non deve superare i 15 mA (a 25 °C).

Generalmente i massimi transitori di corrente attraverso il diodo si verificano alla chiusura dei circuiti di raddrizzamento con carico costituito da resistenza e condensatore in parallelo (fig. 11).

Dopo la prima semialternanza, durante la quale circola nel diodo la massima corrente, il valore di quest'ultima diminuisce rapidamente e non è necessario introdurre una resistenza in serie di protezione a meno che, data la bassa resistenza diretta del diodo la ampiezza della tensione alternata che deve essere raddrizzata non sia tale da caricare il condensatore con una corrente iniziale di valore superiore al massimo indicato per il tipo di diodo impiegato.

Riassumendo, qualsiasi tipo di circuito in cui si debbano impiegare dei diodi deve essere elettricamente e meccanicamente dimensionato in modo tale che non siano mai superati, nel diodo, i valori massimi della corrente, della tensione e della temperatura interna.

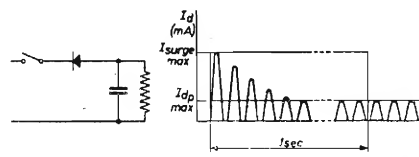


Fig. 11 - Picchi di corrente circolanti in un diodo al momento della chiusura in un circuito di carica di un condensatore.

## II° Parte

### FUNZIONAMENTO DEI DIODI AL GERMANIO IN ALCUNI TIPICI CIRCUITI D'IMPIEGO

#### La rivelazione nella modulazione d'ampiezza (OA79)

La possibilità di usare un diodo come demodulatore di un segnale variabile in ampiezza dipende, oltre che dalle proprietà generalmente richieste per un raddrizzatore, anche da altre caratteristiche addizionali. Queste possono essere essenziali per l'impiego dei diodi in particolari circuiti; tra esse, per esempio, possono assumere grande importanza lo smorzamento causato dal diodo sul circuito dal quale si preleva il segnale, il rendimento di rivelazione e la distorsione del segnale.

Contrariamente ai tubi a vuoto, i diodi al germanio presentano, come si è visto, una resistenza inversa di valore finito, come appare dalla fig. 12, nella quale è rappresentato l'andamento della corrente inversa in funzione della tensione del diodo OA 79, prendendo come parametro la temperatura ambiente. Nella fig. 13 è rappresentato lo schema usuale del circuito di rivelazione. Il segnale d'ingresso è fornito da un generatore di tensione,  $V_i$ , supposto di resistenza interna nulla. La costante di tempo del carico (RC) si suppone di valore sufficientemente grande rispetto al periodo del segnale di alta frequenza che deve essere rivelato. Quando in un circuito simile viene impiegato come raddrizzatore un diodo al germanio, le correnti e le tensioni in gioco hanno l'andamento rappresentato in fig. 14.

Dalla figura si deduce che il condensatore viene ricaricato nell'intervallo DE. Tuttavia, durante l'intervallo EF, il condensatore  $C_L$  si scarica non solo sulla resistenza  $R_L$ , ma anche sul generatore attraverso il diodo. Tanto è più alta la resistenza di carico, tanto più importante è la quota parte dell'energia che si scarica attraverso il diodo. In funzionamento si raggiunge automaticamente una posizione di equilibrio cui corrisponde l'eguaglianza tra la carica ceduta al condensatore nell'intervallo DE e quella ceduta dallo stesso nell'intervallo EF. Ad un aumento della cor-

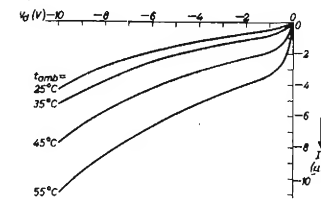


Fig. 12 - Corrente inversa del diodo OA 79 in funzione della tensione inversa per differenti valori di temperatura ambiente.

rente inversa nel diodo corrisponde pertanto uno spostamento del picco positivo della tensione applicata nella regione di conducibilità diretta del diodo durante l'intervallo DE, e di conseguenza diminuisce la tensione continua che si localizza ai capi del condensatore. Il rapporto fra questa tensione ed il valore di cresta della tensione alternata applicata, viene definito « rendimento di rivelazione ».

### Rendimento di rivelazione

La misura del rendimento di rivelazione di un circuito equipaggiato con un diodo OA 79, mostra che esso è favorevolmente paragonabile a quello ottenibile con un diodo a vuoto purchè si scelga un valore opportuno per la resistenza di carico (50 kΩ). L'elevato valore del rendimento che si può ottenere è dovuto alla alta conducibilità diretta del diodo a cristallo.

La corrente inversa del diodo non ha molta influenza in questo caso perchè, come si è detto, essa è trascurabile quando la resistenza di carico ha un valore ohmico sufficientemente basso.

### Smorzamento

Da quanto precede si potrebbe dedurre che, nel campo di frequenza prescritto e purchè si scelga una resistenza di carico di basso valore, il diodo semiconduttore potrebbe sostituire senza pericolo di inconvenienti il diodo a vuoto. E' invece necessario prendere in considerazione anche una seconda grandezza e precisamente l'entità dello smorzamento introdotto sul circuito dal quale viene prelevato il segnale.

Tale smorzamento costituisce una misura indiretta della potenza ceduta al circuito di rivelazione dal generatore di corrente. Ai fini di questa valutazione, la potenza che deve fornire il circuito accordato può essere considerata come ceduta ad una resistenza equivalente  $R_d$  posta in parallelo al circuito stesso. Nel circuito rappresentato in fig. 13, la resistenza di smorzamento introdotta da un diodo a vuoto è circa la metà della resistenza di carico; ciò è vero tuttavia solo quando il rendimento di rivelazione è poco diverso dal 100%. Così, con una resistenza di carico  $R_L$ , il valore di  $R_d$  sarà circa  $R_L/2$ .

Se si usa un diodo semiconduttore nelle stesse condizioni, la resistenza equivalente di smorzamento può essere considerevolmente inferiore. Per avere un'idea del valore che essa può assumere, diamo di seguito un esempio di come possa essere calcolata introducendo alcune semplificazioni che pe-

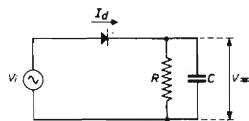


Fig. 13 - Circuito rivelatore in cui la resistenza interna del generatore  $V_i$  è zero.

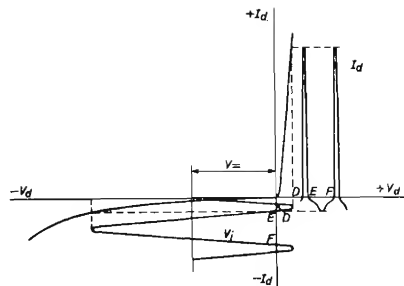


Fig. 14 - Tensioni e correnti del circuito di fig. 13.

raltro consentono di ottenere risultati in buon accordo coi valori trovati in pratica.

Nella fig. 15, la resistenza diretta è rappresentata da  $R_x$  e l'influenza della corrente inversa viene valutata considerando la resistenza  $R_p$  in parallelo al diodo.

Il valore di  $R_p$  è solitamente trascurabile rispetto al carico  $R_L$  e perciò viene ommesso nel calcolo.

Si supponga che il rendimento di rivelazione sia il 100% e che la forma d'onda della tensione applicata all'ingresso non venga alterata dal rivelatore. Il valore della capacità in parallelo al carico sia inoltre elevato rispetto alla capacità propria del diodo e si trascurino gli effetti secondari che si possono avere alle alte frequenze (si supponga  $f < 10$  MHz). Se il valore efficace della tensione all'ingresso è  $V_i$ , ai capi del circuito parallelo di carico e della resistenza inversa  $R_p$  si localizza una tensione costante di valore  $V_i \cdot \sqrt{2}$ , mentre la tensione alternata  $V_i$  sarà presente ai capi di  $R_p$ . Indicando con  $R_d$  la resistenza di smorzamento, si ricava:

$$\frac{V_i^2}{R_d} = \frac{2V_i^2}{R_L} + \frac{2V_i^2}{R_p} + \frac{V_i^2}{R_p}$$

da cui

$$\frac{1}{R_d} = \frac{2}{R_L} + \frac{3}{R_p} \quad \text{e} \quad R_d = \frac{R_L R_p}{2R_p + 3R_L}$$

Si deduce che la resistenza di smorzamento è costituita dal parallelo di  $R_L/3$  e  $R_p/3$ . Appare quindi chiaro come, per valori elevati di  $R_L$ , la resistenza inversa  $R_p$  possa contribuire notevolmente allo smorzamento del circuito accordato.

Per segnali di ampiezza compresa tra 0,1 e 0,5 V efficaci, ed a temperatura ambiente normale, i diodi a cristallo danno un rendimento di rivelazione più elevato dei diodi a vuoto e introducono minor smorzamento.

Ciò si spiega col fatto che, nelle suddette condizioni, i diodi a vuoto si trovano a lavorare nella regione della loro caratteristica prossima all'origine delle coordinate in corrispondenza della quale essi hanno

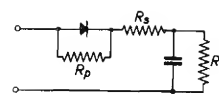


Fig. 15 - Circuito equivalente semplificato.

basso rendimento e sono causa di forte smorzamento.

In aggiunta ai ben noti vantaggi che possono offrire i diodi a cristallo, quale l'assenza del filamento di accensione e la robustezza meccanica, si deve ricordare anche un'altra proprietà che li fa preferire, nei circuiti radioriceventi, quando si debba realizzare il controllo automatico di volume. Mentre la caratteristica di un diodo a cristallo passa per l'origine delle coordinate, quella di un diodo a vuoto indica già l'esistenza di una corrente positiva per tensioni minori di zero.

Di conseguenza, impiegando diodi semiconduttori, non vengono applicate, in assenza di segnale, alle griglie dei tubi che precedono, tensioni negative attraverso la rete del C.A.V., come invece accade col rivelatore a vuoto se non si prendono speciali misure atte a compensare la conducibilità inversa del diodo per tensioni minori di zero.

### Distorsione

La distorsione dovuta alla rivelazione con diodo a cristallo è inferiore a quella che deriva dall'impiego di un diodo a vuoto. In particolare, la distorsione è molto più bassa quando il segnale d'ingresso è di piccola ampiezza, ossia quando viene utilizzata la regione della caratteristica in prossimità dell'origine delle coordinate.

In base alle osservazioni precedenti, si può concludere che il diodo al germanio può essere impiegato come rivelatore in un ricevitore a modulazione d'ampiezza, ammesso che possa essere tollerato un certo smorzamento sui circuiti di media frequenza che lo precedono.

### Rivelazione della modulazione d'ampiezza nei radioricevitori transistorizzati (OA 79)

E' descritto, in questo paragrafo, il funzionamento di un circuito di rivelazione equipaggiato con un diodo al germanio e collegato con un circuito di preamplificazione di bassa frequenza a transistor. Un amplificatore di bassa frequenza realizzato con tubi elettronici non richiede quasi alcuna potenza di pilotaggio. Il circuito di rivelazione risulta perciò caricato solo dalla resistenza del potenziometro della regolazione di volume e dalla resistenza di griglia della prima valvola amplificatrice. In questo caso si può parlare perciò di rivelazione di tensione. Quando invece l'amplificatore di bassa frequenza è realizzato con transistor, generalmente montati con emettitore comune, l'impedenza d'ingresso che carica il circuito di rivelazione è dell'ordine delle migliaia di ohm e ciò può rendere critico il funzionamento

del ricevitore. E' pur vero che, montando il transistor col collettore a massa, l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore può essere aumentata fino alle centinaia di kΩ ma, a causa del basso guadagno di potenza che può fornire un tale stadio, le cose non migliorerebbero di molto.

Si possono montare diversi tipi di circuiti adatti ad ottenere la rivelazione; la scelta tra essi si basa sulle seguenti considerazioni:

- è necessaria una certa potenza per pilotare l'amplificatore di bassa frequenza;
- la corrente nella base del primo transistor deve essere indipendente dalla dispersione di caratteristiche dei transistor e dalle eventuali variazioni della impedenza d'ingresso durante il funzionamento;
- deve essere possibile prelevare una tensione di controllo per la rete del C.A.V.

Per ottenere l'opportuno adattamento d'impedenza si potrebbe predisporre una presa sulla bobina dell'ultimo trasformatore di media frequenza; tale possibilità deve però essere scartata perchè la distorsione che subirebbe il segnale alle basse tensioni (provocata dalla curvatura della caratteristica del diodo nel suo tratto iniziale) raggiungerebbe valori intollerabili e la tensione di controllo potrebbe risultare insufficiente.

La fig. 17 mostra due circuiti che offrono la possibilità di disporre di una adeguata tensione di controllo. Nella fig. 17a, l'adattamento è ottenuto mediante trasformatore, che risulta tuttavia piuttosto costoso a causa dell'elevata induttanza primaria necessaria per ottenere una soddisfacente risposta alle note basse.

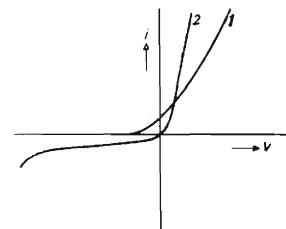


Fig. 16 - Curva caratteristica di un diodo a vuoto (1) e di un diodo a cristallo (2).

Sotto quest'ultimo aspetto è preferibile il circuito della figura 17b. In esso la base del primo transistor è accoppiata capacitivamente, attraverso una resistenza in serie, ad un normale circuito di rivelazione. Nella figura  $R_e$  indica la somma della resistenza  $R$  e dell'impedenza di ingresso del transistor. Nel circuito considerato, il carico è diverso per l'alta e la bassa frequenza; per la radiofrequenza esso è costituito dalla resistenza  $R_L$ , mentre per la bassa frequenza è costituito dal parallelo di  $R_L$  e  $R_e$ . Occorre perciò tener presente che:



Fig. 17 - Adattamento del primo transistor. (a) mediante trasformatore, (b) mediante condensatore.

1) se  $R_L$  è di valore elevato (per avere una adeguata tensione di controllo) ed  $R_e$  è bassa (per avere una sufficiente potenza all'ingresso), il circuito risulta diversamente caricato per le alte e le basse frequenze e può accadere pertanto che il picco di modulazione, quando questa è profonda, risulti tagliato con conseguente distorsione del segnale di bassa frequenza;

2) se entrambe  $R_L$  ed  $R_e$  sono di valore elevato (quindi  $R$  è molto maggiore dell'impedenza d'ingresso del transistor), la potenza ceduta all'amplificatore sarà limitata, essendo la maggior parte di quella disponibile dissipata nella resistenza  $R$ . Nel secondo caso la corrente di base del primo transistor si mantiene quasi costante al variare dell'impedenza d'ingresso. Ciò sarebbe in accordo con quanto richiesto al punto (b) e, nello stesso tempo, avendo il circuito accordato un carico costante nonostante le variazioni dell'impedenza del transistor, verrebbe così evitata la distorsione di modulazione. Tenendo presente quanto è stato sopra detto, si può infine trovare un compromesso che soddisfi opportunamente tutti i requisiti richiesti per uno stadio di rivelazione del tipo descritto.

Nel circuito equivalente della fig. 18, si suppone che il diodo abbia resistenza diretta nulla e resistenza inversa infinitamente grande.

La resistenza interna  $R_i$  del generatore di corrente rappresenta la risultante del parallelo della resistenza interna  $R_i'$  dell'ultima valvola amplificatrice di media frequenza e della impedenza dinamica (ohmica) del circuito accordato, ossia:

$$R_i = \frac{R_i' R_o}{R_i' + R_o}$$

Nella fig. 19 è rappresentata una famiglia di curve di rivelazione, come si potrebbero ricavare sperimentalmente per mezzo del circuito indicato in fig. 20. In esso il diodo è posto in serie ad un generatore di tensione di alta frequenza non modulata (resistenza interna  $R_i$ ) e ad una sorgente regolabile di tensione continua. In parallelo al generatore è posto un circuito accordato supposto di caratteristiche ideali. Tale metodo di misura è in accordo col comportamento reale del circuito della fig. 18.

La corrente media  $I_o$  che passa attraverso il diodo è riportata nel diagramma in funzione della tensione continua  $V_o$ , assumendo come parametro la tensione del generatore.

La pendenza di queste rette, per una tensione di alta frequenza di ampiezza costante, è espressa dalla relazione:  $\tan \alpha = 1/2 R_i$ . In fig. 19 sono anche tracciate le rette di carico per la c.c. e per la corrente alternata di bassa frequenza.

#### Massima profondità di modulazione

Se all'ingresso del circuito della fig. 17b si applica una tensione di alta frequenza modulata, la corrente nel diodo si autoregola, supposto  $\eta = 100\%$ , in modo che il circuito si trovi a lavorare nel punto A delle caratteristiche di rivelazione (fig. 19). Con una modulazione di bassa frequenza e supposto  $R_e = \infty$ , la tensione ai capi di  $R_L$  oscilla attorno al valore  $V_o$  seguendo la retta di carico OA: il tasso di modulazione potrebbe perciò essere spinto, in questo caso, fino al 100% (supposto il diodo con caratteristica ideale).

Nel circuito equivalente di fig. 18 i valori delle capacità sono scelti in modo che la corrente raddrizzata della portante non modulata di alta frequenza circoli solo nella resistenza  $R_L$  e che la corrente di bassa frequenza modulante circoli sia in  $R_L$  che in  $R_e$ . La corrente alternata di bassa frequenza carica il circuito oscillante con una resistenza di smorzamento di valore pari alla metà del parallelo di  $R_L$  ed  $R_e$ , ossia:

$$R_{dBF} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_L R_e}{R_L + R_e}$$

Il generatore di corrente viene perciò caricato in modo diverso per l'alta e la bassa frequenza. Il punto di lavoro A coincide con l'intersezione della caratteristica di rivelazione (di pendenza  $1/2 R_i$ ) con la

(\*) Il circuito di misura riproduce le condizioni di funzionamento del circuito reale di fig. 18 quando questo lavora con un rendimento di circa il 100%. Nel circuito della fig. 20, per ogni valore di  $V_o$ , la corrente media  $I_o$  si autoregola ad un valore tale da creare ai capi del circuito accordato una tensione di picco di alta frequenza uguale a  $V_o$ . Avendo supposto ideale la caratteristica del diodo ed un rendimento del 100%, la resistenza di smorzamento sarà  $R_L/2$  che, nel circuito di misura, è espressa da  $V_o/2 I_o$ . Il picco della tensione alternata ai capi del circuito accordato sarà pertanto:

$$V_o = \sqrt{2} \cdot V_{HF} \cdot \frac{R_L/2}{R_i + R_L/2} = \sqrt{2} \cdot V_{HF} \cdot \frac{R_L}{2R_i + R_L} = \sqrt{2} \cdot V_{HF} \cdot \frac{V_o}{2R_i I_o + V_o}$$

da cui ricavando  $V_o$ :

$$V_o = \sqrt{2} \cdot V_{HF} - 2R_i I_o$$

la quale rappresenta l'equazione parametrica della famiglia di curve della fig. 19.

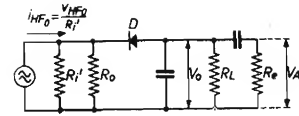


Fig. 18 - Circuito equivalente della fig. 17b.

resistenza di carico  $R_L$ . A causa della modulazione di bassa frequenza, la tensione  $V_o$  varia secondo una diversa linea di carico e precisamente secondo la retta A-B, indicata in fig. 19, la cui pendenza è data da:

$$\tan \gamma = \frac{R_L + R_o}{R_L \cdot R_e}$$

E' chiaro pertanto come la tensione di alta frequenza non possa essere modulata al 100% volendosi evitare la distorsione del segnale di bassa frequenza derivante dalla limitazione che essa subirebbe in corrispondenza del picco negativo. In base alla fig. 19, il valore istantaneo della tensione di alta frequenza non può scendere al di sotto del valore corrispondente al punto B' ed il valore massimo del tasso di modulazione, inferiore al 100 per cento, è dato dal rapporto tra i segmenti AB' ed AO.

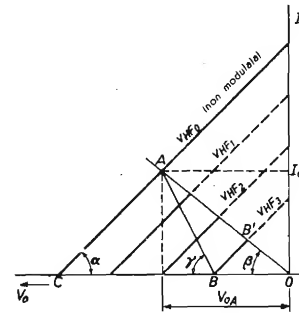


Fig. 19 - Caratteristiche di rivelazione del circuito di fig. 20 equipaggiato con il diodo OA 79.

Esso può essere calcolato nel modo seguente:

$$m_{max} = \frac{AB'}{AO} = \frac{CB}{CO}$$

Sempre con riferimento alla fig. 19, si ricava:

$$CO = I_o (\cot \alpha + \cot \beta) = I_o (2R_i + R_L)$$

$$CB = I_o (\cot \alpha + \cot \gamma) = I_o \left( 2R_i + \frac{R_L R_e}{R_L + R_e} \right)$$

quindi, sostituendo nella prima espressione:

$$m_{max} = \frac{2R_i + \frac{R_L R_e}{R_L + R_e}}{2R_i + R_L}$$

Nella fig. 21 è rappresentato l'andamento della funzione  $R_e/2R_i = f\left(\frac{R_L}{2R_i}\right)$  per diversi valori del pa-

rametro  $m$ ; si è perciò in grado di ricavare, per un valore di  $m$  desiderato e per una data  $R_L$ , i corrispondenti valori di  $R_L$  ed  $R_e$ .

#### Variazioni della impedenza d'ingresso del transistor

Il guadagno di potenza ottenibile con un transistor è in relazione con la sua bassa impedenza d'ingresso, alla quale dovrà trasferirsi la più grande parte possibile della potenza disponibile. Però è altresì indispensabile rendere la corrente di base indipendente dalle eventuali variazioni della impedenza d'ingresso; ciò sarà ottenuto tanto più facilmente quanto più  $R$  sarà grande rispetto all'impedenza d'ingresso propria del transistor.

Limitare le variazioni della impedenza totale d'ingresso significa rendere quest'ultima indipendente dalla tensione di alimentazione, dalle variazioni della temperatura e dalle tolleranze di fabbricazione degli elementi circuitali;  $R$  deve perciò essere scelta la più elevata possibile, compatibilmente con la frazione di potenza utile che viene in essa dissipata. L'analisi teorica di tutti i fattori che vengono a determinare il comportamento del circuito di rivelazione è piuttosto complicata. E' più conveniente perciò valutarne gli effetti qualitativamente e controllare la loro entità mediante misure fatte direttamente sul circuito in funzionamento. Il risultato di tali misure è descritto qui di seguito.

Il diodo presenta una resistenza diretta finita (il cui valore è funzione della tensione diretta applicata) che riduce il rendimento del circuito. Inoltre le caratteristiche reali di rivelazione sono curve e non rettilinee come precedentemente supposto. Ciò nonostante, la distorsione della modulazione, a causa di una automatica linearizzazione che ha luogo nel circuito, si mantiene relativamente bassa. Mentre, per esempio, diminuendo la profondità di modulazione diminuisce il rendimento sia in tensione che in potenza, la resistenza di smorzamento per l'alta frequenza diventa contemporaneamente più elevata di

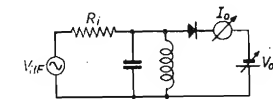


Fig. 20 - Schema del circuito utilizzato per lo studio delle caratteristiche di rivelazione indicate in fig. 19.

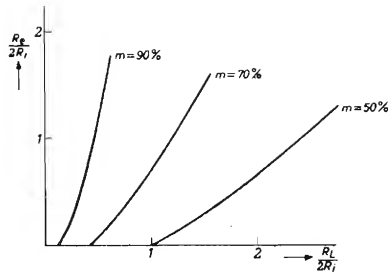


Fig. 21 - Relazione tra  $R_L$ ,  $R_L$  ed  $m$ ; per un dato valore di  $R_L$  e di  $m$ , si possono ricavare  $f_0$  e  $R_L$ .

$R_L/2$ ; di conseguenza, aumenta la tensione ai capi del circuito accordato e si compensa così in parte la perdita di potenza.

Nella fig. 22 è riportato il valore del rendimento di rivelazione ( $\eta$ ) in funzione del carico  $R_L$  per diversi valori della tensione efficace di alta frequenza.

Le misure di distorsione eseguite su due circuiti equipaggiati con il diodo al germanio OA 79 e con la valvola DAF 96 dimostrano, come indica la fig. 24, che il primo si comporta meglio della sezione diodo del tubo elettronico.

All'aumentare della resistenza di carico, si fa sentire l'effetto della resistenza inversa del diodo. Nel circuito equivalente tale resistenza si trova in parallelo con la sorgente ad alta frequenza e riduce, per elevati valori di  $R_L$ , il rendimento di rivelazione. Perciò  $R_L$  non deve avere valore molto elevato; essa deve essere di circa  $50 \div 100 \text{ k}\Omega$  (compatibilmente con la massima profondità di modulazione e con la necessità di disporre di una sufficiente tensione continua per la rete del C.A.V.).

Anche le variazioni della temperatura si compensa-

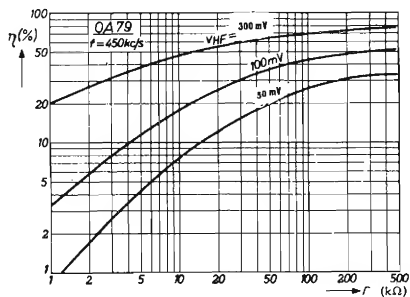


Fig. 22 - Rendimento di rivelazione di un circuito, equipaggiato con il diodo OA 79, in funzione di  $R_L$  per differenti valori della tensione di ingresso.

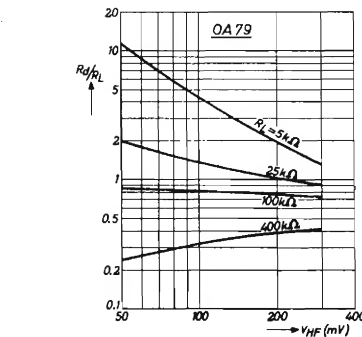


Fig. 23 - Relazione tra lo smorzamento e la tensione di r.f. per differenti valori di  $R_L$ .

no parzialmente. All'aumentare della temperatura la resistenza diretta diminuisce e ciò fa aumentare il rendimento. Nello stesso tempo diminuisce anche la resistenza inversa e perciò aumenta lo smorzamento e diminuisce il rendimento. I due effetti in parte si compensano ed il rendimento di tensione e di potenza non subisce perciò notevoli variazioni.

#### Rivelazione video (OA 70, OA 73, OA 90)

L'esame delle caratteristiche, che deve possedere un diodo per consentire una buona rivelazione di se-

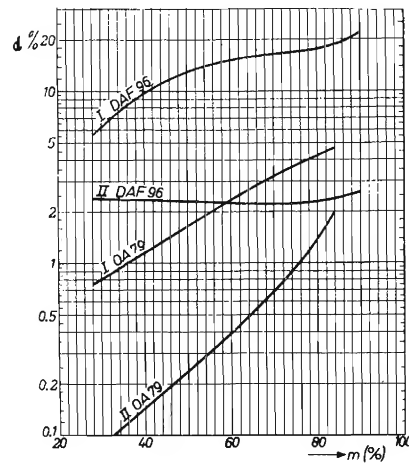


Fig. 24 - Distorsione armonica totale in funzione della profondità di modulazione  $m$ . Da queste curve appare evidente il miglior funzionamento del diodo OA 79 nei confronti della valvola DAF 96.

gnali a video frequenza, rivela che esse sono praticamente quelle richieste anche per gli usuali circuiti di rivelazione dei radioricevitori.

Si deve tuttavia ricordare che:

a) la frequenza intermedia di un ricevitore TV (circa 35 MHz) è considerevolmente più elevata di quella di un radio ricevitore (circa 450 kHz).

b) in televisione il rapporto tra la frequenza intermedia e la più alta frequenza di modulazione è relativamente basso. Il circuito di rivelazione deve soddisfare a due condizioni; il rendimento deve essere elevato e lo smorzamento dell'ultimo stadio di media frequenza deve mantenersi praticamente costante al variare della tensione del segnale. Rendimento di rivelazione è inteso il rapporto tra la tensione d'uscita del circuito di rivelazione ed il valore di picco della tensione di media frequenza applicata all'ingresso.

Nella fig. 25 è rappresentato il circuito del rivelatore video ed in essa è anche indicata, tratteggiata, la capacità di contatto  $C_{dk}$  del diodo a cristallo.

Una delle condizioni che devono essere soddisfatte per ottenere un elevato rendimento è che la capacità  $C_{dk}$  sia molto più piccola di  $C$ . Infatti queste due capacità vengono a formare un partitore capacitivo per la tensione d'ingresso di media frequenza. Per ottenere un elevato rendimento deve essere altresì soddisfatta la seguente condizione:

$$R_L (C + C_{dk}) > \frac{10}{2 \pi f_{IF}} \quad (1)$$

dove  $f_{IF}$  indica la media frequenza ed  $R_L$  la resistenza di carico.

La (1) per  $f_{IF} = 35 \text{ MHz}$ , diventa:

$$R_L (C + C_{dk}) > 45 \quad (1a)$$

Per una fedele rivelazione della tensione di modulazione, anche per profondità di modulazione del 100%, deve essere soddisfatta la relazione:

$$R_L (C + C_{dk}) \leq \frac{1}{2 \pi f_{mod}} \quad (2)$$

in cui  $f_{mod}$  indica la frequenza di modulazione del segnale video. Poiché tale frequenza è al massimo di 5 MHz, si ha:

$$R_L (C + C_{dk}) \leq 32 \quad (2a)$$

Le condizioni (1a) e (2a) sono contrastanti e ciò è dovuto al fatto che in televisione il rapporto tra la frequenza intermedia e quella di modulazione non è elevato ( $f_{IF} \approx 7 f_{mod}$ ). La scelta dei valori di  $R_L$  e  $C$  dovrà pertanto basarsi su un compromesso tra le due indicate condizioni.

Poiché per ottenere una buona fedeltà d'immagine è necessaria una buona riproduzione della tensione di modulazione, è più opportuno cercare di soddisfare la formula (2) piuttosto che la (1), naturalmente a scapito del rendimento.

Per soddisfare alla condizione imposta dalla formula (2), occorre assegnare ad  $R_L$  e  $C$  dei bassi valori (per es.  $R_L = 4 \text{ k}\Omega$ ;  $C = 10 \text{ pF}$ )\*.

Nonostante la necessità di adottare un basso valore per  $R_L$ , il diodo al germanio consente di ottenere un rendimento più elevato di quello che si può avere con un diodo a vuoto e ciò a causa della piccola capacità  $C_{dk}$  (circa 1 pF) la quale risulta sempre inferiore alla capacità di carico. La resistenza diretta del diodo al germanio è inoltre considerevolmente più bassa di quella del diodo a vuoto e ciò contribuisce ulteriormente ad aumentare il rendimento di rivelazione.

I dati caratteristici dei diodi OA 70 ed OA 73 sono accompagnati da diagrammi nei quali è indicato il rendimento di rivelazione in funzione della tensione di media frequenza per diversi valori di  $R_L$ . Nel circuito di misura il condensatore  $C$  è stato scelto di 10 pF.

Il secondo requisito fondamentale del circuito di rivelazione è costituito dalla necessità di garantire la costanza dello smorzamento dello stadio precedente di media frequenza al variare dell'ampiezza del segnale e ciò per evitare la distorsione del segnale video.

Lo smorzamento dipende da diversi fattori, tra i quali quelli stessi che determinano il rendimento del circuito di rivelazione. Un calcolo esatto dell'entità dello smorzamento è però piuttosto complicato a causa del fatto che i diodi a cristallo hanno un comportamento diverso alle alte ed alle basse frequenze, per cui è praticamente impossibile calcolare lo smorzamento alla media frequenza basandosi sulle caratteristiche rilevate staticamente.

Per questo motivo i dati relativi ai diodi sviluppati per i circuiti di rivelazione video comprendono anche le caratteristiche di smorzamento rilevate dinamicamente per diversi valori del segnale di media frequenza.

Le suddette caratteristiche rivelano che la resistenza equivalente di smorzamento diminuisce quando la media frequenza aumenta. Ciò non è solo dovuto all'aumento del rendimento di rivelazione, ma è anche causato dal fenomeno di immagazzinamento (« hole storage » effect) caratteristico dei semiconduttori. Esso infatti provoca un aumento delle perdite nei diodi col crescere della frequenza. Tali perdite

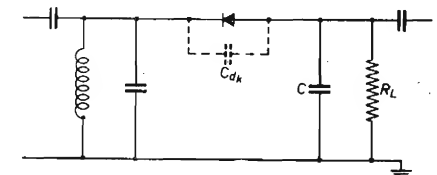


Fig. 25 - Circuito semplificato per la rivelazione del segnale video.

(\*) Con questi valori la (2a) diventa:  $R_L (C + C_{dk}) = 44$  in cui  $C_{dk}$  è stato supposto di 1 pF. La seconda condizione non è perciò ancora soddisfatta ma, d'altra parte, non si possono scegliere dei valori troppo bassi per  $R_L$  e  $C$  altrimenti lo smorzamento del circuito accordato di media frequenza potrebbe diventare intollerabile.

possono interpretarsi come causate da una diminuzione della resistenza inversa del diodo e quindi anche della resistenza equivalente che carica l'ultimo trasformatore di media frequenza.

Con un diodo al germanio tale smorzamento è meno costante di quello provocato da un diodo a vuoto. Inoltre data la dispersione delle caratteristiche può accadere che diversi diodi introducano resistenze di smorzamento diverse. Per evitare che ciò si verifichi le tolleranze di fabbricazione dei diodi OA 70, OA 73 ed OA 90 sono state ridotte in modo da garantire per essi prestazioni, da questo punto di vista, non inferiori a quelle dei diodi a vuoto.

Riassumendo, nella realizzazione dei rivelatori video i diodi al germanio sono preferibili ai diodi a vuoto per i seguenti motivi:

- a) l'assenza del filamento evita l'introduzione del ronzio nel segnale video;
- b) le piccole dimensioni d'ingombro dei diodi a cristallo consentono di realizzare una efficace schermatura dello stadio di rivelazione, evitando in tal modo interferenze od instabilità nell'amplificatore di media frequenza causate dall'irradiazione, dal rivelatore, del segnale di media frequenza o di armoniche del segnale video.
- c) l'elevato rendimento del circuito di rivelazione.

#### Rivelazione di segnali modulati in frequenza

Nel rivelatore a rapporto, che ha trovato sempre più largo impiego nei ricevitori TV per i quali il segnale audio è modulato in frequenza, il circuito del discriminatore può essere realizzato con due diodi al germanio. I tipi più adatti per questo scopo sono l'OA 79 e l'OA 72 appositamente selezionati in coppie.

Per questa particolare applicazione è essenziale che i due diodi abbiano caratteristiche quanto più possibile identiche poichè il rendimento di rivelazione o la soppressione dell'eventuale modulazione d'ampiezza dipendono in larga misura dalla bontà di tale accoppiamento.

Pertanto la coppia dei diodi viene selezionata in base al loro comportamento con segnali di frequenza pari a quella alla quale essi debbono normalmente lavorare.

Per esaminare fino a qual punto le differenze tra le caratteristiche dei diodi di una coppia possano influenzare la prestazione del discriminatore, sono stati eseguiti degli accurati rilievi sperimentali. Da que-

sti è emerso che tali differenze devono essere ridotte al minimo possibile. I requisiti cui devono soddisfare i diodi al germanio per poter essere impiegati nel discriminatore sono particolarmente severi per i ricevitori TV funzionanti col sistema « intercarrier » perché in questo caso è richiesta una decisa soppressione della modulazione di ampiezza. D'altra parte, per essere la frequenza intermedia dei ricevitori che hanno il canale audio separato, considerevolmente più elevata della frequenza « intercarrier », ne deriva che, per un corretto funzionamento del rivelatore a rapporto, le caratteristiche dei diodi ed il loro comportamento alle alte frequenze devono essere pressochè identici. I diodi, nel rivelatore a rapporto, sono collegati ai capi di un circuito accordato ad elevato Q, mentre nel rivelatore video il diodo si trova collegato, in serie al carico, in parallelo all'ultimo trasformatore di media frequenza avente coefficiente di merito Q molto più basso. Perciò, mentre in questo caso può essere tollerato un maggior effetto smorzante, i diodi del rivelatore a rapporto devono essere progettati in modo da assicurare prestazioni particolarmente buone alle alte frequenze: lo smorzamento sul trasformatore deve essere assai limitato e la capacità interna di shunt deve essere piccola. Tali requisiti sono pienamente soddisfatti dai diodi OA 79 ed OA 72 grazie ad una moderna ed accurata tecnica di produzione dei cristalli di germanio.

Nonostante che i diodi vengano selezionati a coppie in base al loro comportamento alle alte frequenze, è inevitabile che le loro caratteristiche siano leggermente diverse. Perciò è consigliabile collegare delle resistenze in serie ai diodi in modo da ridurre sia gli effetti delle differenze proprie di caratteristica che quelli dovuti ad eventuali cause esterne (quali, per es., le variazioni della temperatura etc.). I valori di tali resistenze possono essere determinati sperimentalmente stabilendo un compromesso accettabile tra rendimento di rivelazione e soppressione della modulazione d'ampiezza.

A causa delle tolleranze dei componenti e delle differenze di caratteristica dei diodi, può essere necessario mettere a punto sperimentalmente il circuito del rivelatore per assicurare la migliore prestazione.

Tale operazione si effettua sostituendo un potenziometro ad una delle due resistenze; regolandolo al valore più opportuno si può fare in modo che gli effetti delle suddette tolleranze e delle differenze di caratteristica non abbiano praticamente più alcuna influenza sul comportamento del rivelatore.

## TECNOLOGIA DEI TRANSISTOR A DIFFUSIONE (\*)

### La tecnica A. D.

Il materiale di partenza è germanio *P* di resistività relativamente alta. Uno strato *N* viene diffuso su tutta la superficie delle piastrine. Vengono quindi legate sulla superficie due sferette. Vengono quindi legate sulla superficie due sferette, una con impurità di tipo *N* (antimonio), l'altra contenente impurità di tipo *P* e di tipo *P* (antimonio e alluminio). La sferetta *N* si lega col sottostante strato diffuso e forma il contatto di base. L'altra sferetta forma, dopo ricristallizzazione, una giunzione *P-N* di emettitore a contatto con la regione *N* prediffusa. Infatti nel Germanio il coefficiente di diffusione dei donatori pentavalenti è sensibilmente superiore a quello degli accettori trivalenti, per cui dapprima diffonde l'antimonio, quindi l'alluminio che realizza, dopo ricristallizzazione, uno strato *P* a contatto con la sferetta di emettitore. La distribuzione delle impurità è inoltre tale da stabilire nello spessore di base un gradiente di cariche, e quindi un « effetto drift ».

Dopo saldatura del contatto di collettore, la superficie viene trattata chimicamente in modo da eliminare lo strato prediffuso e buona parte del substrato.

### Promessa

La scelta dell'argomento trattato è stata fatta con l'intendimento di illustrare un procedimento tecnologico che si discosti da quelli classici. Intendiamo indicare come « classici » i processi di fabbricazione « A giunzione per lega » (alloy-junction), « a giunzione per crescita » (grown-junction), mesa, planari, epitassiali ecc.

Il procedimento per lega e diffusione consente di ottenere transistor con ottime caratteristiche per l'impiego in alta frequenza, a tensioni elevate e con alto guadagno. Il tipo correntemente impiegato in apparecchiature a modulazione di frequenza, ha come valori tipici  $H_{fe} = 140$ ,  $BV_{cbo} = 40$  V,  $P.C.$  a 100 MHz = 15 dB,  $P.C.$  a 30 MHz = 28 dB,  $C_{ob} = 2$  pF. Inoltre con questi tipi si è riusciti ad ottenere una elevata riproducibilità, rendimenti di fabbricazione mediamente superiori all'85% e costi di produzione inferiori a quelli di tipi di analoghe prestazioni ottenuti con altre tecniche. L'importanza di ciò non potrà sfuggire a chi ha presente l'elevato regime competitivo attuale nel mercato dei semiconduttori.

Aggiungeremo che le eccezionali caratteristiche di stabilità dei parametri, hanno consentito di sviluppare, oltre ai tipi « entertainment », dispositivi professionali di elevate prestazioni.

(\*) Relazione tenuta dall'Ing. A. F. Facci della Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza, al I° Convegno Tecnico Componenti Elettronici - 10 - 11 - 12 settembre 1962 - promosso dalla Sezione Componenti Elettronici del Gruppo XV « Costruttori Radio e Televisione » dell'ANIE.





Fig. 1 - Selezione dello spessore dei cristalli di germanio.

#### I materiali fondamentali

Il Germanio è di tipo *P* con resistività media  $5 \Omega$  per cm., l'accettore è Indio. Le piastrine hanno inizialmente dimensioni  $10 \times 1$  mm, spessore  $350 \mu$ , orientate nel piano cristallografico 1.1.0. Vengono lappate a  $250 \mu$ , mordanate a  $100 \mu$  in superoxol, e selezionate in classi di ampiezza  $2 \mu$  con selezionatrice automatica Censor. Le sferette sono di piombo, drogato con antimonio, di diametro  $150 \mu$ ; sono ottenute con « Shot-tower » ad induzione, estruse con azoto in pressione entro un olio speciale. La tolleranza sul diametro è molto stretta.

#### La prediffusione

Le piastrine sono racchiuse in ampole di quarzo sotto altissimo vuoto, in presenza di un miscuglio di materiali accettori. Le ampole sono quindi poste in forno ad alta temperatura e sottoposte ad un particolare ciclo termico in modo da realizzare uno spessore di penetrazione *N* dell'ordine di  $10 \mu$ . Seguono alcuni trattamenti di pulizia della superficie, e il ricovero sotto vuoto fino alla loro utilizzazione.

#### La fusione

Da ogni piastrina di Germanio si ottengono 8 transistor. Sei piastrine vengono caricate in una formella di

grafite preventivamente degasata e passivata. Le sferette di piombo-antimonio sono posizionate sulle piastrine di germanio per mezzo di una speciale lastrina di mica, e premute sul germanio con adatta pressione. Le formelle sono poste poi in forno continuo ad anello, dove sono sottoposte ad un ciclo termico predeterminato con temperatura massima mantenuta entro  $\pm 1^\circ\text{C}$ . La durata complessiva del trattamento (wetting e fusione) dura alcune ore. I gas impiegati vengono purificati in stadi successivi, essiccati fino a contenuto di umidità inferiore a  $20 \text{ p.p.m.}$ , e controllati con continuità misurando il punto di rugiada con metodi diretti.

#### Il drogaggio dell'emettitore

Dal processo di fusione si ottengono piastrine di Germanio ciascuna con otto coppie di sferette. Su una delle sferette di ogni coppia viene applicata una piccola quantità dosata di una sospensione di alluminio, per mezzo di una speciale macchina automatica; l'operazione è controllata con microscopio. Le piastrine così trattate sono poste su sostegni di grafite e ricoperte con una sospensione di ossidi. Dopo evaporazione del solvente, la superficie della piastrina risulta così protetta dall'ambiente per il successivo trattamento di diffusione.

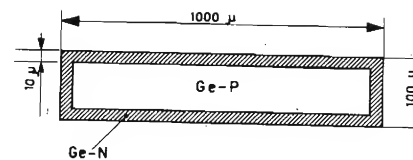


Fig. 2 - Piastrina prediffusa.

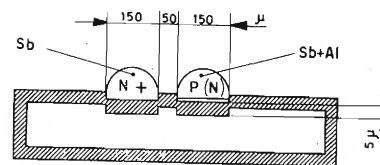


Fig. 3 - Transistor legato e diffuso.

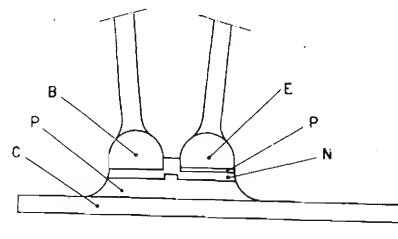


Fig. 4 - Transistor mordanato.

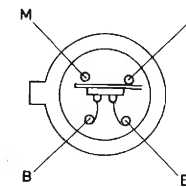


Fig. 5 - Transistor montato.

#### La diffusione

Il processo di diffusione avviene in un secondo forno continuo ad anello, con temperatura massima superiore a  $800^\circ\text{C}$ ., in atmosfera di gas inerte e di gas riducente. La stabilità dei parametri termici e ambientali e la purezza dei materiali impiegati, sono elementi determinanti per la formazione dei transistor.

#### Il controllo della giunzione emettitore-base

Dopo eliminazione della copertura protettiva di ossidi con lavaggi in ultrasuoni, viene effettuato un controllo al 100% del diodo emettitore-base. Per mezzo di un micromanipolatore due elettrodi vengono posti a contatto di ogni coppia di sferette, e si controllano quantitativamente le caratteristiche dirette e inverse della giunzione dell'emettitore. Questo controllo consente di valutare la qualità del trattamento di diffusione, e inoltre di contrassegnare i transistor scarti e quelli con caratteristiche particolari.

#### Eliminazione dello strato prediffuso

Lo strato di Germanio *N* deve essere eliminato da tutta la superficie della piastrina, tranne che sulla faccia dove sono fissate le sferette. A questo scopo questa faccia viene mascherata con una lacca, e le piastrine vengono quindi decapate in una soluzione acida in apparato a vibrazione. Eliminato così lo strato *N*, la mascheratura viene tolta con solventi, e le singole piastrine controllate per spessore con micrometro millesimale, ed elettricamente per valutare la natura della superficie. Seguono dei lavaggi, e un essiccamento in forno sotto vuoto.

#### La saldatura del contatto di collettore

Su ogni lastrina, che raggruppa sempre otto transistor, viene saldato un pettine di nichel a otto denti. Le parti vengono caricate in formelle di grafite, e la saldatura avviene in un terzo forno continuo ad anello. Il materiale saldante è una lega di metalli trivalenti, impiegato anche per neutralizzare eventuali tracce di impurità di tipo *N* rimaste sulla superficie.

#### La separazione ed il controllo

Dopo saldatura su pettini i singoli transistor di ogni piastrina vengono separati mediante una fresa multipla a lame diamantate a quattro teste, che taglia ogni piastrina fra una coppia e l'altra di sferette, lasciando però i transistor ancora uniti fra loro per mezzo del pettine. L'avanzamento e la posizionatura sono automatiche. I transistor passano poi ad un controllo visivo al 100%, effettuato con microscopio stereoscopico, dove con un attrezzo speciale vengono staccati dal pettine i transistor scarti, e suddivisi in classi quelli con caratteristiche particolari.

#### Il montaggio sul fondello

Il fondello è del tipo standard TO 18, con sostegni di ferro-nichel dorati, nichelati galvanicamente e quindi



Fig. 6 - Carico della navicella per il processo di lega di un transistor Philips.

«electroless». I terminali sono quattro: emettitore, base, collettore e massa. I fondelli sono caricati su «Carrier jigs» a dieci posizioni, e presentati con nastro trasportatore alla macchina «Saldatura Tabs». La macchina effettua automaticamente le operazioni di taglio del singolo transistor dal pettine, posizionatura sul sostegno di collettore del fondello, saldatura elettrica su questo con scarica comandata da timer elettronico. Dopo saldatura del tab, i blocchi passano in una seconda macchina automatica, che salda elettricamente 2 connessioni metalliche sui sostegni di emettitore e di base. Le connessioni hanno un'anima di ferro-nichel, una camicia di rame e una ricopertura di una lega saldante speciale. Il loro diametro è dell'ordine dei 70  $\mu$ .

#### L'aggraffatura

L'operazione consiste nel fissare le 2 connessioni di base e di emettitore sulle rispettive sferette. Le connessioni sono posizionate manualmente sotto microscopio stereoscopico. Viene depositata poi sulle stesse una quantità dosata di una soluzione deossidante, e le connessioni sono quindi investite da un getto di idrogeno ad alta temperatura, che provoca la fusione della camicia esterna delle connessioni, e la saldatura di queste alle sferette.

I transistor aggraffati, sempre su «Carrier jigs», vengono poi lavati in soluzione di citrato sodico, quindi in acqua deionizzata bollente, ed essiccati al forno.

#### La mascheratura

A questo punto del processo è necessario eliminare la maggior parte del Germanio del cristallo, salvo che nella zona interessata dalla coppia di sferette. Ciò per ridurre a valori accettabili la capacità di collettore, e per stabilizzare la superficie eliminando quella parte di essa la cui struttura cristallina si è alterata durante i precedenti trattamenti. A questo scopo tutta la superficie del transistor viene ricoperta da una pellicola di lacca. Mediante spruzzatura con un solvente, opportunamente diretto, la lacca viene quindi eliminata, tranne che nel ponticello che unisce le due sferette.

#### La mordenzatura (decapaggio)

I «Carrier jigs» con i transistor mascherati, sono montati su speciali pinze di contatto e subiscono i seguenti trattamenti:

- Immersione in soluzione di Teepol.
- Mordenzatura elettrolitica in soluzione di Idrato di Potassa. Il liquido è in circolazione continua, a concentrazione controllata, l'elettrodo negativo è di platino, il tempo di mordenzatura di qualche minuto, con corrente di forma impulsiva, di alcuni mA per transistor.
- Lavaggio in acqua deionizzata corrente calda. La resistività dell'acqua, controllata in continuità, non deve essere inferiore a 8 M $\Omega$  per cm.

- Due lavaggi successivi in due solventi ad una certa temperatura per eliminare la mascheratura.
- Lavaggio in acqua deionizzata.
- Mordenzatura chimica in perossido di idrogeno al 15%, riscaldato e in circolazione.
- Lavaggio in acqua deionizzata corrente calda.
- Lavaggio a «spruzzo atomizzato» con acqua deionizzata.
- Immersione in alcool isopropilico.
- Immersione in diossano.

I prodotti chimici impiegati sono «electronic grade».

#### L'«invecchiamento»

Dopo la mordenzatura i transistor subiscono un trattamento termico in forno a 120° C per 18 ore di atmosfera di gas inerte nella quale è introdotta una percentuale dosata di ossigeno, allo scopo di stabilizzare le caratteristiche elettriche dei dispositivi, e di passivare la superficie. Dopo il trattamento la superficie viene ricoperta con una lacca al silicone che viene poi essiccata in forno.

#### La premisura

Si esegue al 100% prima dell'incapsulamento, allo scopo di controllare l'andamento del processo, di eliminare gli scarti definitivi e di separare i diversi tipi di scarti suscettibili di essere riparati con particolari trattamenti che non descriveremo.

Le misure sono eseguite sotto copertura a circolazione di aria essiccata con U.R. mantenuta fra 2 e 5%. Si controllano:

- La corrente di dispersione  $I_{cbo}$ .
- La corrente di dispersione  $I_{ebo}$ .
- Le tensioni di rottura  $D_c$  e  $D_e$  di collettore e di emettitore.
- La corrente di base  $I_b$  per una data polarizzazione.
- La tensione di base  $V_{be}$  per una data polarizzazione.
- La capacità di collettore  $C_{ce}$ .

#### La chiusura

I transistor che soddisfano alle esigenze di premisura vengono incapsulati, in atmosfera di aria secca. La saldatura elettrica avviene sulla corona circolare esterna con saldatrice a timer elettronico che consente la regolazione del numero di periodi e della fase. La pressione di saldatura, regolata pneumaticamente, è dell'ordine di 100 kg., e la scarica, comandata da un pressostato, avviene nell'istante in cui è raggiunta la pressione stabilita.

Prima dell'incapsulamento in ogni cappello viene introdotta una quantità dosata di grasso e olio di silicone, eventualmente mescolati con altre sostanze (alundum, ossido di magnesio, composti di calcio, ecc.) atte a conferire particolari caratteristiche di stabilità alla superficie. I cappellotti riempiti, vengono trattati per 18 ore in forno a 140° C in atmosfera a basso grado di umidità.

#### Il collaudo

Dopo un certo periodo di stabilizzazione i transistor sono collaudati al 100%, sottoponendoli alle seguenti misure:

- Caratteristica dinamica  $I_{cbo}$ , con oscilloscopio.
- Caratteristica dinamica  $I_{ebo}$ , con oscilloscopio.
- $I_{cbo}$  statica.
- $I_{ebo}$  statica.
- Corrente di base  $I_b$  a 2 diverse condizioni di polarizzazione.
- Tensione di base  $V_{be}$ .
- Coefficiente di amplificazione di corrente  $H_{fe}$ .
- Controllo dell'isolamento e del contatto del terminale di massa.
- Capacità di collettore  $C_{ce}$  a 0,45 MHz.
- Pendenza dinamica a 10,7-44 e 100 MHz (statica).
- Frequenza di taglio  $f_c$  e  $F_1$  a 44 MHz (statistica).
- Fattore di rumore.
- Crepitio e microfonicità, con oscilloscopio.
- Guadagno di potenza  $P_e$  a 100 MHz.
- Una prova a regime impulsivo alla potenza massima ammessa.

Alcune delle misure elencate vengono ripetute alla temperatura di 60° C.

#### Le finiture

I transistor collaudati vengono puliti e sgrassati, e quindi stagnati con deposizione elettrolitica su tutta la superficie esterna e sui terminali, allo scopo di facilitare la saldatura ai circuiti di impiego, e di diminuire gli effetti di eventuali correnti parassite di elettrolisi.

Vengono poi marcati con stampigliatrice automatica offset, e infine, dopo un controllo visuale al 100%, imballati e immagazzinati. Prima della spedizione passeranno poi ad un secondo collaudo, per un ulteriore controllo delle caratteristiche elettriche, eventuali selezioni ed accoppiamenti, ecc.



Fig. 7 - Controllo della geometria delle giunzioni nei transistor Philips di bassa frequenza.

#### Conclusioni

Il reparto di fabbricazione di tutti i tipi in produzione, è completamente condizionato sia agli effetti della temperatura che dell'umidità ambiente. I locali adibiti a trattamenti chimici sono separati, e così quelli riservati ai collaudi, che sono mantenuti per tutto l'anno alla temperatura fissa di 25° C. Alla maggior parte delle lavorazioni sono adibite operaie, opportunamente selezionate nella scuola aziendale mediante un corso psico-attitudinale e uno di applicazione pratica. Le

lavorazioni sono tutte eseguite a cottimo, e tutte controllate con un particolare « process-control » per quanto riguarda il prodotto, e con un controllo statistico di qualità per quanto riguarda gli operatori. Particolare cura è rivolta alle condizioni ambientali di lavoro: alle operaie sono assegnate calzature in pelle e indumenti di lavoro in nylon; viene mantenuta una pulizia accurata, e un impianto sonoro diffonde registrazioni musicali. Tutto ciò, riteniamo, porta il suo contributo all'ottenimento di un prodotto di qualità, a costi accettabili e con rendimenti elevati.



IL TRANSISTOR NEI CIRCUITI

