

G. A. UGLIETTI

# RADIO TRANSISTORI



*Transistor*



*Transistor  
Circuit*



Prontuario  
per l'impiego  
dei transistori  
in sostituzione  
delle valvole radio

**M**  
MERECALLI  
EDITORE

Prodotto in Italia



Requena  
No. 17.6.955

Ex. en el  
análisis  
Mamca



# **RADIO TRANSISTORI**



G. A. UGLIETTI

# RADIO TRANSISTORI

*Semiconduttori - Raddrizzatori - Transistori a triodo, tetrodo e pentodo - Fototransistori - Amplificatori di alta e bassa frequenza - Amplificatori per televisione - Apparecchi radio subminiatura - Trasmettitori senza valvole - Esposimetri - Apparecchi per deboli d'udito - Calcolatrici elettroniche - Tutte le applicazioni normali e speciali dei transistori - Oltre 300 caratteristiche complete di zoccolature.*

**MERECALLI**  
EDITORE

1955

PROPRIETÀ LETTERARIA

---

Edito da M. Merzalli, via Lendolfo 1 - Milano

Stampato da Maestri, viale Pasubio 8 - Milano

1955

Dello stesso autore :

## **I RADDRIZZATORI METALLICI**

**Teoria - Costruzioni - Applicazioni.**

1951 - Vol. in 8°, di pag. VIII-130 - con 80 illustrazioni - L. 700  
Soc. Editrice « Il Rostro » - Via Senato, 24 - Milano.

## **GLI ULTRASUONI**

**Teoria - Apparecchi e schemi - Applicazioni chimico-fisiche - Applicazioni biomedicali.**

1952 - Vol. in 8°, di pag. XVI-340, con 114 illustrazioni - L. 2200.  
Editore Ulrico Hoepli - Milano.

## **IL PRONTUARIO DEL RIPARATORE ELETTRONICO**

**con numerosi schemi e le caratteristiche di oltre 2000 valvole.**

1953 - Vol. in 16°, di pag. XVI-350, con 120 illustrazioni - L. 1400.  
Editore Ulrico Hoepli - Milano.

## **IL RABDOMANTE ELETTRONICO (geofisica applicata)**

**Metodi ed apparecchi per scoprire nel sottosuolo l'acqua, i giacimenti di sostanze utili, la disposizione degli strati e le natura delle rocce.**

1954 - Vol. in 16°, di pag. XII-292, con 143 illustrazioni - L. 1400.  
Editore Ulrico Hoepli - Milano.



## DIODI E TRANSISTORI

**Premessa.**

Un fenomeno assolutamente nuovo e d'immensa importanza per l'elettronica in generale e la radiotecnica in particolare è quello scoperto nel 1948 da tre scienziati del Bell Telephone Laboratories. Questi, W. SHOCKLEY, J. BARDEEN e W. H. BRATTAIN, riuscirono a costruire un triodo di nuovissimo tipo, capace di amplificare deboli segnali elettrici, demodulare correnti di alta frequenza e di oscillare, proprio come fino allora era stato solo possibile ottenere con i tubi elettronici, ossia con le ben note « valvole » degli apparecchi radio.

L'enorme importanza del nuovo ritrovato, che fu denominato **transistore**, risiede non tanto nel fatto che si è trovato un sostituto del tubo elettronico, ma nelle sue davvero singolari caratteristiche.

Infatti, mentre una valvola è costituita, grosso modo, da fili e placche di metallo racchiuse in un'ampolla di vetro entro la quale è praticato un vuoto quasi perfetto il transistore può funzionare anche se i suoi organi vitali sono a diretto contatto con l'aria ambiente; ciò elimina a priori una fase delicata e costosa di lavorazione: quella della « vuotatura ».

Inoltre, la prima, per poter funzionare, richiede di essere « accesa », ossia è provvista di un filamento che analogamente a quello delle comuni lampadine elettriche deve essere mantenuto a temperature molto alte; ciò comporta un notevole consumo di energia elettrica e un

riscaldamento non desiderabile, senza contare che il filamento, così riscaldato, è un organo abbastanza delicato che, al massimo, dopo qualche migliaio di ore di funzionamento si « brucia » o si « esaurisce », mettendo la valvola per sempre fuori uso.

La mancanza del vuoto e del filamento nel transistor sono i fattori essenziali per cui questo è ben 400 volte più piccolo di un comune tubo elettronico che adempie pressappoco alla sua stessa funzione; consuma fino a mille volte meno e dura quasi cento volte di più. Occupa uno spazio di soli  $4/100$  cm<sup>3</sup> e può funzionare ininterrottamente, notte e giorno, per 10 anni e dopo tale tempo, pari a circa 87.600 ore, ha perso solo il 30 % della propria amplificazione ed è ancora impiegabile in quei circuiti in cui è tollerabile un'efficienza leggermente ridotta. Non avendo un filamento non necessita di una batteria o di un alimentatore appositi; ciò riduce ancor più, in pratica, lo spazio effettivamente occupato.

I transistori possono essere usati in via sperimentale in qualsiasi circuito già impiegante valvole radio; si costruiscono così completi apparecchi riceventi e televisori di dimensioni particolarmente ridotte; amplificatori ed oscillatori di alta e bassa frequenza, relé e commutatori elettronici, adattatori d'impedenza, modulatori, calcolatrici, ecc.

I continui perfezionamenti che vengono quasi ogni giorno annunciati in questo campo, fanno prevedere che con l'andar del tempo i tubi elettronici, quasi in ogni applicazione, saranno sempre più largamente sostituiti dai transistori.

Non si può infine non ricordare che quest'ultimo ritrovato della scienza, oltre ad essere poco ingombrante, di

lunga durata e di minimo consumo è di una robustezza eccezionale; può essere racchiuso, infatti, nelle spolette dei proiettili di artiglieria senza alcun accorgimento speciale per assorbire l'enormi sollecitazioni meccaniche che si verificano all'atto dello sparo.

### **Cenno storico.**

Se la nascita ufficiale del transistor si può far risalire al giugno del 1948 sarebbe errato dimenticare tutti quegli studi e quelle ricerche che precedettero tale scoperta poiché potrebbe far ingenerare l'opinione falsa che la creazione del « triodo al germanio », come anche questo viene chiamato, sia stata operata dal nulla. Occorre quindi ricordare che questa invenzione è il geniale coronamento di un ciclo di studi su particolari corpi, detti **semiconduttori**, iniziato per primo da FARADAY nel 1834. Si trattava allora di trovare i motivi dello strano comportamento di alcune sostanze che in circostanze pochissimo chiare sembravano voler condurre l'elettricità in modo inconsueto; anche MUNCK, nel 1835, si occupò a lungo dell'argomento senza tuttavia riuscire a chiarirne le leggi. Nel 1870, BRAUN e SCHUSTER, riscoprirono il fenomeno ed, in particolare, constatarono che numerose sostanze cristalline e segnatamente i solfuri metallici presentavano, a contatto con una punta metallica, una resistenza più grande in un senso che nello altro al passaggio della corrente elettrica; il secondo, ed anche il prof. BRANLY, notarono inoltre, sperimentando su corti fili di rame, delle anomalie particolari nella conduzione che risultarono localizzabili nel punto di giunzione quando almeno una delle due superfici di contatto fosse

ossidata. Trascorsero oltre 40 anni prima che questa scoperta potesse essere concretata in dispositivi di applicazione industriale e, precisamente, nei ben noti raddrizzatori di corrente ad ossido di rame a cui presto si aggiunsero quelli ad ossido di selenio, basati su un principio fisico analogo. Nel 1946, infine, la tecnica dei semiconduttori segnò un fondamentale progresso con la creazione del raddrizzatore o diodo al germanio. Questo nuovo ritrovato che, rispetto ai precedenti presenta molto più brillanti caratteristiche, specialmente nel campo delle radiofrequenze, ebbe il gran merito di permettere agli scienziati di conoscere le leggi che governano il passaggio dell'elettricità nei semiconduttori con un'approssimazione fino ad allora mai raggiunta. Relativamente spedito, anche se non facile, fu così il cammino che condusse alla creazione del primo transistor, dato che si trattava, come meglio si vedrà in seguito, di verificare il comportamento di due raddrizzatori al germanio intimamente accoppiati fra loro. Dopo tale epoca le nuove scoperte in questo particolare campo si susseguirono con ritmo incalzante: nato nel giugno del 1948, il transistor venne presto riscontrato suscettibile di essere controllato non solo da segnali elettrici, ma anche luminosi. Questo nuovo dispositivo, detto **fototransistore**, fu annunciato al mondo nel marzo del 1950 da J. N. SHIVE dei Bell Telephone Laboratories. Nel giugno del 1951 fa la sua comparsa il transistor a giunzione che si differenzia dal suo fratello maggiore (detto a punta-contatto) per avere le superfici attive di germanio direttamente a contatto fra loro senza la presenza di sottili punte metalliche accessorie.

L'inventore, il dr. W. SHOCKLEY, è lo stesso scienziato che già aveva collaborato all'invenzione del primo tipo.

Come la valvola radio, da semplice triodo fu in seguito perfezionata in tetrodo, ossia in un poliordo a quattro elettrodi, così nell'agosto del 1952, R. L. WALLACE Jr. creò, quasi contemporaneamente ad altri, il transistor a tetrodo a cui quattro mesi dopo seguì il pentodo al germanio.

### I semiconduttori.

I diodi e i transistori al germanio sono basati sulle proprietà dei semiconduttori; questi sono delle sostanze che in particolari condizioni conducono modicamente la elettricità, ossia occupano un posto che sta a circa metà strada tra i buoni conduttori (quali l'argento, il rame, lo alluminio) e i pessimi conduttori o isolanti (come il vetro, l'ebanite, il legno secco, ecc.). L'esame approfondito delle ragioni di un comportamento così diverso ha portato a concludere che i buoni conduttori, quali i metalli, posseggono in seno ad essi molti elettroni liberi, al contrario dei corpi-isolanti che ne sono privi; questi elettroni, minuscole cariche di elettricità negativa, sono i veri « portatori » della corrente: ove mancano questi o altri tipi di portatori nessuna corrente ha luogo.

Ne consegue che i semiconduttori, offrendo sempre una discreta resistenza al passaggio della corrente devono necessariamente disporre di un numero limitato di elettroni liberi o altre entità equivalenti (cavità), per cui non sono nè buoni conduttori, nè buoni isolanti.

Il selenio, il tellurio, il silicio ed il germanio rappresentano dei buoni esempi di semiconduttori quando sono addizionati di piccolissime percentuali di certe sostanze; allo stato di purezza assoluta sono invece ottimi isolanti;

questo differente modo di comportarsi in un caso e nello altro, contribuisce a spiegare come notevoli siano state le difficoltà che si sono dovute superare prima di giungere a stabilire con sufficiente esattezza il comportamento elettrico di un semiconduttore. Soffermandoci sul germanio, che è il più usato nei transistori, notiamo che è un elemento chimico assai raro scoperto da WINKLER; forma cristalli ottaedrici bianco grigiastri di splendore metallico; ha peso specifico 5,469 a 20°C e fonde a 958°C; il suo numero atomico è 32 e il peso atomico 72,6.

Come già accennato, allo stato di assoluta purezza è isolante ma allo stato normale o, più esattamente, di non completa purezza, conduce moderatamente l'elettricità.

Essendo il germanio tetravalente, ciascun atomo di questo metallo possiede quattro elettroni periferici che alla temperatura ambiente non possono abbandonare il proprio atomo per trasformarsi in « portatori » di corrente; ma se si aggiungono ad arte delle piccole quantità di elementi chimici pentavalenti (es.: piombo, arsenico, antimonio) che possiedono cinque elettroni periferici, quattro elettroni per ogni atomo si legano ai rispettivi quattro elettroni degli atomi di germanio, mentre ogni quinto elettrone dell'impurità resta libero. L'insieme di tutti questi elettroni non vincolati costituiscono nel loro insieme una numerosa schiera di « portatori » di corrente liberi di muoversi in seno al metallo e di condurre, quindi, l'elettricità.

Dopo quanto esposto ci sarebbe da attendersi che aggiungendo a del germanio purissimo delle impurità rappresentate da elementi trivalenti, ossia con solo tre elettroni periferici per ogni atomo (es.: boro, alluminio, gallio, indio) e quindi non in grado di donare elettroni liberi, nessuna conduzione avesse luogo.

Invece il semiconduttore che ne risulta conduce ugualmente bene, l'elettricità, ma non già per un eccesso di elettroni nel suo reticolo atomico, ma bensì per difetto di questi. Si verifica quindi il fenomeno opposto, ossia il legame atomico resta incompleto venendo a mancare ogni volta un elettrone; si formano in tal modo delle lacune o **cavità** nel reticolo atomico che nel loro insieme, cosa veramente insolita, si comportano esse pure quali portatori di elettricità quasi fossero degli elettroni; esiste però una fondamentale differenza: le cariche elettriche trasportate sono questa volta positive.

I semiconduttori nei quali la conduzione è di tipo negativo (ottenuta con l'aggiunta d'impurità che donano un eccesso di elettroni liberi al metallo base) vengono detti di tipo **n**; di tipo **p** vengono invece chiamati quelli in cui la conduzione è di tipo positivo (ottenuta con l'aggiunta d'impurità « ricettrici » che creano delle **cavità** che si comportano come elettroni positivi liberi).

I raddrizzatori di corrente ed i transistori che, come è noto, si basano sulle proprietà particolari dei semiconduttori, mettono sempre a profitto i particolari fenomeni che avvengono nel punto di contatto fra un semiconduttore di tipo **p** ed uno di tipo **n**. Incidentalmente va notato che se il germanio viene addizionato sia con impurità donatrici che ricettrici, ossia sono presenti contemporaneamente sia elettroni liberi che cavità, questi si elidono a vicenda e, se in numero uguale, il semiconduttore che ne risulta è isolante. Si ha così la circostanza paradossale che delle impurità che diminuiscono la resistività del germanio puro, se vi sono aggiunte separatamente l'aumentano, fino a raggiungere lo stato isolante, se addizionate insieme. La per-

centuale delle impurità aggiunte è in pratica dell'ordine di 0,001 % o anche meno.

### I raddrizzatori.

Quando un semiconduttore di tipo **n** viene posto a contatto con uno di tipo **p**, nel punto di giunzione, ha luogo un marcatissimo effetto di rettificazione, ossia la corrente elettrica incontra una resistenza molto maggiore in un senso che nell'altro a seconda della polarità.

Se, ad esempio, una sottile lamina di germanio purissimo alla quale sono state addizionate piccole quantità di arsenico, così da costituire un semiconduttore di tipo **n**, viene opportunamente messa a contatto con un'analogha lamina addizionata con gallio che crea un semiconduttore di tipo **p**, la giunzione **n-p** che ne risulta costituisce un efficiente raddrizzatore che si lascia attraversare bene dalla corrente quando la polarità positiva è applicata al semiconduttore di tipo **p**, ma malissimo nel caso opposto.

Nel primo caso ciò è dovuto al fatto che essendo positiva la zona di tipo **p** della giunzione rispetto a quella di tipo **n**, le cavità presenti nella prima e gli elettroni della seconda si muovono gli uni incontro agli altri annullandosi elettricamente a vicenda; la corrente (diretta) che può scorrere è in tal caso elevata e la tensione necessaria per provocarla deve essere solo sufficiente per muovere le cavità e gli elettroni ad incontrarsi.

Nel secondo caso, essendo negativa, la zona di tipo **p** della giunzione rispetto a quella di tipo **n**, le cavità e gli elettroni si allontanano le une dagli altri privando la

giunzione stessa della loro presenza e quindi di quei portatori senza i quali non vi è passaggio di corrente.

In pratica, non essendo possibile realizzare dei semiconduttori perfetti, questa corrente inversa non è mai nulla, ma in realtà così piccola rispetto a quella diretta, da poter essere pressochè trascurata.

Fenomeni analoghi si ottengono usando altri semiconduttori, quali ad esempio il selenio od il silicio. Aggiungendo delle piccolissime quantità di bromo a del selenio estremamente puro si ha un semiconduttore di tipo *n* che posto a contatto con del selenio di tipo *p*, ottenuto con la aggiunta d'impurità di arsenico, ha ottime proprietà rettificatrici in corrispondenza della giunzione.

In questo caso si nota che l'effetto dell'arsenico sul selenio è diametralmente opposto a quello prodotto nel germanio; quest'ultimo, infatti, è tetravalente mentre il primo è esavalente; ciò fa sì che l'arsenico in un caso determini la conduzione per difetto e per eccesso nell'altro.

Per ottenere dei raddrizzatori al silicio le impurità più efficaci sono ovviamente l'alluminio e il fosforo, benchè anche il gallio e l'arsenico consentano buoni risultati; questi elementi sono infatti i primi trivalenti e i secondi pentavalenti, mentre il silicio è tetravalente, come il germanio.

In molte applicazioni trovano impiego dei particolari tipi di raddrizzatori nei quali il contatto è realizzato fra una sottile punta metallica e un cristallo semiconduttore. La differenza esistente rispetto ai tipi a giunzione è più apparente che reale; infatti la giunzione esiste sempre, ma in questo caso è di area piccolissima essendo confinata all'incirca alla sola regione di contatto fra cristallo e punta metallica. Data la sua piccolezza, questa viene ottenuta per via elettro-chimica sottoponendo il raddrizzatore a sovrac-

carichi di corrente secondo particolari modalità di un processo detto di **formazione**.

### I transistori.

Unendo opportunamente fra loro due diodi è possibile ottenere non solo la rettificazione ma anche l'amplificazione di correnti elettriche; i dispositivi così ottenuti diconsi **transistori** e possono dividersi in due grandi categorie: a punta-contatto (o semplicemente a **contatto**) e a **giunzione**. I transistori a contatto constano di una pastiglia di cristallo di germanio avente dimensioni di qualche millimetro su una faccia della quale poggiano, molto vicini fra loro, due sottilissimi fili di tungsteno, od altri metalli inalterabili, appuntiti ai loro estremi fino a un diametro di qualche decina di micron. Il tutto è racchiuso in una piccola custodia di plastica, non più lunga di 10 o 12 mm., avente un diametro esterno che, nei tipi più comuni, è dell'ordine del mezzo centimetro. Tre terminali flessibili, fuoriuscenti da un estremo, permettono d'inserire con saldatura diretta a stagno il transistoro nel circuito a cui è destinato.

I transistori a giunzione differiscono massimamente dai tipi precedenti per il fatto che in luogo dei due contatti a punta, vi sono due sottili laminette di cristallo di germanio che poggiano sulla pastiglia cristallina centrale; le dimensioni e i terminali di attacco sono circa uguali nei due casi.

Il principio di funzionamento può così essere didatticamente semplificato: riferendoci alla fig. 1. 2, si supponga di unire fra loro i due semiconduttori di tipo **n**, avremo una sottile lamina cristallina di germanio che rappresenta

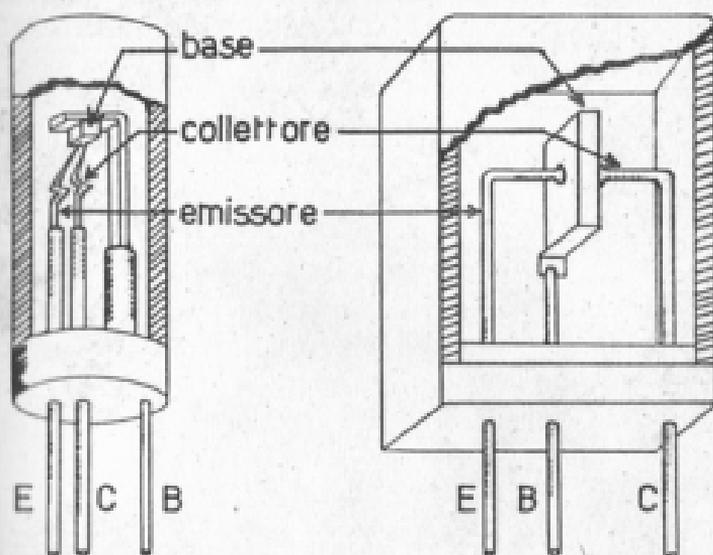


Fig. 1.1 - Transistori a contatto e a giunzione.

la **base** del transistore mentre i due semiconduttori rimanenti di tipo **p** formano i due elettrodi che prendono la denominazione di **emissore** e di **collettore**.

Il transistore che ne risulta è del tipo **p-n-p**; al contrario, fondendo assieme i semiconduttori **p** si ottiene un transistore di tipo **n-p-n**.

Applicando una differenza di potenziale tra collettore e massa (ad esempio mediante una batteria di pile  $B_1$  per complessivi 10 V) in modo che il polo negativo risulti dal lato del collettore (se il transistore è del tipo **p-n-p**) si ha un passaggio quasi nullo di corrente poichè, come si è visto in precedenza a proposito dei fenomeni che avvengono nelle giunzioni rettificanti, gli elettroni liberi della base

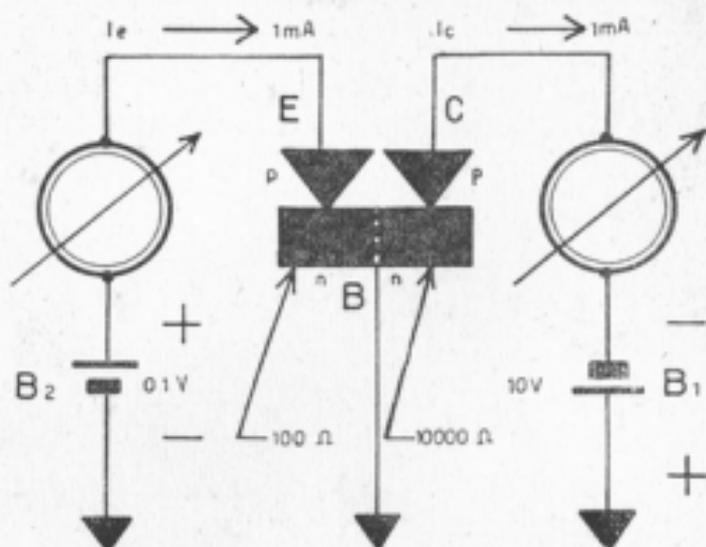


Fig. 1.2 - Principio di funzionamento del transistor.

e le cavità del collettore si allontanano gli uni dalle altre privando quindi la giunzione stessa di qualsiasi portatore di corrente.

Si ha un fenomeno identico a quello che si verifica in un comune diodo che venisse inserito in un circuito con polarità invertita (nel caso del transistor di tipo **n-p-n** è sufficiente collegare al collettore il polo positivo della batteria affinché il ragionamento sia ancora valido). Per far sì che la corrente del collettore divenga notevole è necessario che nella base vengano immesse ad arte delle cavità che possano essere attratte dal collettore negativo.

Questa iniezione di portatori positivi di elettricità nella base viene operata nel transistor dall'emissore. Ap-

applicando a questo una debole tensione positiva (ad esempio mediante la batteria  $B_2$  di 0,1 V) le cavità ivi contenute (l'emissore è infatti un semiconduttore di tipo p) migrano incontro agli elettroni liberi della base stabilendo un'intensa corrente e passando dal primo alla seconda dove vi si diffondono.

Giunte così alla base, esse risentono l'attrazione del collettore polarizzato negativamente e vengono in definitiva attratte da questo determinandovi un notevole incremento della corrente.

Si ha così un controllo della corrente del collettore da parte della corrente dell'emissore ed inoltre una vera amplificazione di potenza.

Infatti, si supponga che applicando all'emissore una tensione positiva di 0,1 V (è sufficiente una piccola tensione poichè il diodo relativo all'emissore è inserito, non invertito, nel circuito ossia nel senso diretto di conduzione) circoli in esso una corrente di 0,001 A; il passaggio di questa corrente fa aumentare la corrente del collettore da un valore di poche decine di microampere, e quindi praticamente trascurabile, a 0,001 A. La corrente è identica, ma nel primo caso circola in un circuito avente una resistenza di 100  $\Omega$  ( $0,1 \text{ V} : 0,001 \text{ A} = 100 \Omega$ ) e di ben 10.000  $\Omega$  nel secondo ( $10 \text{ V} : 0,001 \text{ A} = 10.000 \Omega$ ); ciò significa che con il dispendio di una potenza all'emissore di soli  $0,001^2 \text{ A} \times 100 \Omega = 0,0001 \text{ W}$  si controlla una potenza al collettore di  $0,001^2 \text{ A} \times 10.000 \Omega = 0,01 \text{ W}$ . Il guadagno di potenza è pertanto di  $0,01 \text{ W} : 0,0001 \text{ W} = 100$  volte, pari a 20 dB.

I transistori a contatto, avendo piccolissime aree di giunzione possono amplificare delle potenze limitate al massimo a pochi milliwatt; per contro, avendo delle aree

di giunzione piccolissime hanno anche minima capacità propria e possono funzionare fino a frequenze di alcune decine di megahertz; quelli a giunzione non hanno limitazione di area e sono già stati realizzati su scala industriale per potenze di alcuni watt e più; la maggior capacità propria delle giunzioni limita tuttavia le massime frequenze a cui questi tipi possono lavorare: attualmente, per potenze di 3 W si superano di poco i 20.000 Hz.

#### Dati caratteristici.

Come per i tubi elettronici, così anche per i transistori è possibile compiere classificazioni e mettere in risalto i dati che ne individuano le caratteristiche di funzionamento e d'impiego.

Una prima distinzione è possibile in base alla costruzione, ossia se il transistor è del tipo a giunzione o a contatto; una seconda concerne i tipi **p-n-p** ed **n-p-n** o, per quelli a contatto, semplicemente **p** od **n**, intendendosi con ciò il tipo del semiconduttore formante la base.

I tipi **p-n-p** o **p** differiscono da quelli **n-p-n** o **n** non solo per la differente polarità richiesta dai loro elettrodi, ma per il fatto che nei primi l'aumento di conduzione al collettore è determinato dalle cavità e nei secondi dagli elettroni; questi ultimi hanno una mobilità assai maggiore e presentano quindi un'inerzia propria alquanto minore nel seguire transienti particolarmente rapidi.

In entrambi i casi il coefficiente di amplificazione, che viene indicato con la lettera « alfa » ( $\alpha$ ) è:

$$\alpha = dl_c/dl_e \quad (V_c) \quad (1)$$

dove :

$dI_c$  è la variazione di corrente che ha luogo quando all'emissore si ha una variazione di corrente  $dI_e$ , mentre il collettore è mantenuto al potenziale costante  $V_c$ , e quindi non vi sono resistenze di carico. Per questo fatto  $\alpha$  è detto anche coefficiente di amplificazione in cortocircuito.

Se tutta la corrente dell'emissore venisse iniettata nella base sotto forma di portatori di corrente senza perdita alcuna per elisioni o ricombinazioni fra cavità ed elettroni durante il tragitto fino al collettore, il coefficiente  $\alpha$  sarebbe uguale all'unità; in tal caso le variazioni di corrente all'emissore e quelle al collettore sarebbero uguali fra loro, mentre la corrente della base non subirebbe variazioni.

In pratica accade che nei transistori a giunzione non è possibile eliminare delle ricombinazioni spurie fra i vari portatori di corrente e, quindi, delle perdite; ne consegue che  $\alpha$  è molto prossimo all'unità senza tuttavia raggiungerla; valori di  $\alpha$  di  $0,90 \div 0,99$  sono tuttavia abbastanza comuni.

Un'eccezione è invece costituita dai transistori a contatto; in essi, per un effetto particolare, ha luogo una moltiplicazione dei portatori mentre questi si dirigono verso il collettore; ne risulta che  $\alpha$  può anche essere, come quasi sempre avviene, superiore all'unità.

Infatti se al collettore giungono più portatori di quanti ne siano partiti dall'emissore, nella formula (1)  $dI_c$  è maggiore di  $dI_e$ . Per tale fatto i transistori in questione sono in linea generale meno stabili di quelli a giunzione ed entrano facilmente in oscillazione, anche se inseriti in circuiti che altrimenti non sarebbero normalmente eccitabili. Se per eccessivo passaggio di corrente o per altre cause la temperatura delle giunzioni di un transistor, si eleva

oltre ad un certo limite, il coefficiente  $\alpha$  può superare la unità anche nei transistori a giunzione che possono diventare, pertanto, instabili.

Le condizioni tipiche d'impiego risultano dalla specificazione che ogni casa costruttrice dà delle varie tensioni e correnti richieste per ciascun elettrodo del transistor. Comprendendo generalmente queste una notevole gamma di valori si è diffuso l'uso di raccogliarli in forma grafica e si hanno così le cosiddette **curve caratteristiche**. Si è generalizzato l'uso di indicare in ascissa la tensione applicata al collettore ed in ordinata la corrente al collettore; ne risulta una famiglia di curve ciascuna delle quali viene riferita ad una data corrente dell'emissore o della base. La prima forma è spesso adottata per i transistori a contatto; per quelli a giunzione è invece preferita la seconda. In appendice sono riportati alcuni grafici relativi sia all'uno che all'altro tipo che possono servire d'esempio.

### **Effetti della temperatura sui transistori.**

In tutti i transistori la temperatura di funzionamento ha un'azione molto spiccata su tutte le caratteristiche di lavoro; la corrente del collettore può, ad esempio, aumentare anche del 3000 % passando da 18 a 100° C; questa crescita non è proporzionale ma varia in modo esponenziale con la temperatura. Il coefficiente  $\alpha$  può aumentare o decrescere a seconda delle caratteristiche costruttive del transistor, ma in genere aumenta e può superare l'unità, come già detto; dei transistori appositamente studiati possono tuttavia funzionare a temperature fino a 130° C senza accusare inconvenienti apprezzabili; in ogni caso sembra

però accertato sperimentalmente che la massima temperatura alle giunzioni non debba superare i  $150^{\circ}\text{C}$ , al fine di avere ancora un funzionamento regolare.

In conseguenza dell'aumento notevolissimo della corrente del collettore all'aumentare della temperatura avviene una diminuzione altrettanto considerevole della resistenza interna.

Tale fenomeno può avere un decorso di autoesaltazione nel senso che un aumento di corrente, provoca un locale surriscaldamento della giunzione e ciò un nuovo aumento di corrente e così di seguito fino alla distruzione del transistor per eccessivo riscaldamento. Ciò si verifica più facilmente nei tipi a contatto che in quelli a giunzione poichè i primi avendo necessariamente piccolissime aree di giunzione sono più soggetti a sovrariscaldarsi localmente.

Per evitare non solo la distruzione accidentale del transistor ma, soprattutto, per ottenere amplificazioni più costanti anche con forti sbalzi della temperatura ambiente, si adottano sovente degli speciali circuiti stabilizzanti per mezzo dei quali si compensano e mantengono in limiti ristretti le variazioni possibili di corrente.

### **I circuiti fondamentali.**

I transistori possono venire inseriti in circuiti analoghi a quelli tradizionali usati con i tubi elettronici ove si consideri che i primi sono essenzialmente dei triodi amplificatori pilotabili per corrente, mentre i secondi lo sono per tensione; inoltre agli uni compete una bassa impedenza d'entrata e di uscita ed in più una scarsa separazione o

meglio una certa dipendenza fra le relative correnti, mentre i tubi hanno elevatissime impedenze e l'anodo praticamente è indipendente dalla griglia.

In modo approssimato si potrebbe paragonare la base ad una griglia, l'emissore al catodo e il collettore all'anodo. In fig. 1.3 è riportata l'analogia fra i circuiti comunemente usati con i transistori e quelli equivalententi con tubo elettronico;

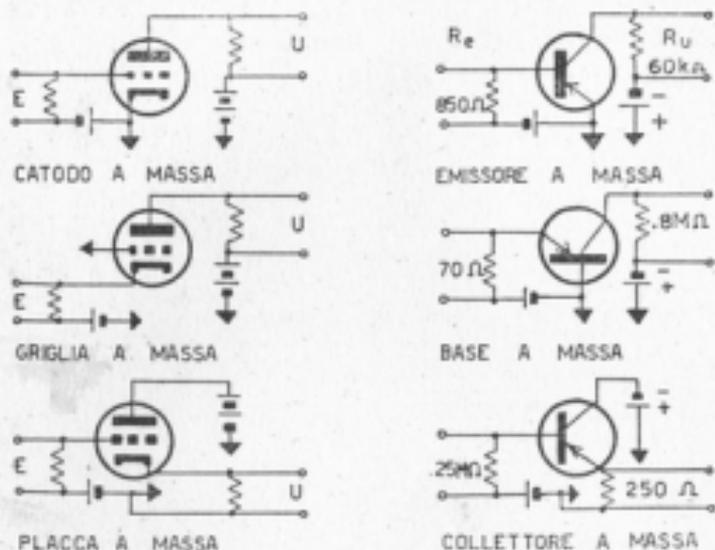


Fig. 1.3 - Analogia fra circuiti a transistori e a valvola.

si nota che essi sono, rispettivamente, con l'emissore, la base e il collettore a massa; a scopo orientativo è anche riportato l'ordine di grandezza delle relative impedenze d'entrata e d'uscita.

Nel primo tipo di circuiti a valvola il segnale è appli-

cato tra la griglia e il catodo ed esce amplificato tra la placca e il catodo; il circuito equivalente con transistoro ha l'emissore a massa ed il segnale viene prelevato tra collettore ed emissore; presenta un guadagno maggiore dei rimanenti tipi ed è caratterizzato dal fatto che il segnale in uscita ha un'inversione di fase di  $180^\circ$  rispetto a quello in entrata; l'impedenza d'entrata, relativamente bassa, è praticamente indipendente dal carico; è moltissimo usato con i transistori a giunzione; la larghezza di banda amplificabile è alquanto limitata.

Nel secondo tipo di circuito a valvola la griglia è a massa ed il segnale in entrata è applicato al catodo e prelevato dalla placca; il corrispondente tipo transistorizzato ha la base a massa e l'emissore in funzione di organo di controllo; questo circuito ha la caratteristica di presentare una piccola impedenza d'entrata ed un'elevata impedenza d'uscita; l'amplificazione di corrente è minore dell'unità; pertanto viene usato, per la sua notevole stabilità intrinseca, con i transistori a contatto; non genera sfasamenti tra il segnale in entrata e quello in uscita.

Nel terzo tipo di circuito a valvola il segnale è normalmente applicato alla griglia, ma l'uscita è prelevata dal catodo mentre la placca è a massa. Va notato che tale denominazione non va intesa nel suo senso letterale, ma semplicemente che l'elettrodo indicato è preso come punto comune di riferimento. L'analogo transistorizzato ha il collettore a massa ed è caratterizzato dall'aver un'elevata impedenza d'entrata a cui fa per altro riscontro un'impedenza d'uscita fortemente dipendente dal carico; l'amplificazione di corrente è notevole; non presenta sfasamenti ma ha una proprietà sconosciuta ai tubi elettronici: i colle-

gamenti d'entrata e d'uscita possono essere scambiati fra loro ottenendosi così un amplificatore a due vie.

Infatti, stabilito che i segnali presenti in entrata compaiono amplificati in uscita sull'emissore, quelli pervenenti da quest'ultimo lato escono amplificati dal lato della base. Questa singolare proprietà è messa a profitto particolarmente nella realizzazione d'impianti interfonici e telefonici, dato che consente di trasmettere e ricevere contemporaneamente suoni amplificati senza dover ricorrere a commutatori o a circuiti speciali.

Il calcolo esatto dei vari parametri di ciascun circuito è molto complesso, ma può essere notevolmente semplificato se, come quasi sempre avviene, si verifica la condizione che la resistenza del carico posto in uscita, quelle del generatore c. a. posto in entrata e del collettore sono abbastanza grandi rispetto a quelle dell'emissore e della base.

R. F. SHEA ed i suoi coautori indicano per tal caso, nella corrispondente opera citata in bibliografia, come sufficientemente approssimate le seguenti formule:

Emissore a massa	Base a massa	Collettore a massa
$R_i = R_b + R_e / (1 - a)$	$R_e + R_b(1 - a)$	$R_z / (1 - a)$
$R_u = R_c(1 - a)$	$R_c$	$R_g(1 - a)$
$A_i = -a / (1 - a)$	$a$	$1 / (1 - a)$
$A_v = -a \frac{R_z / R_e + R_b(1 - a)}{a^2 R_z}$	$a \frac{R_z / R_e + R_b(1 - a)}{a^2 R_z / R_e + R_b(1 - a)}$	$1$
$A_w = \frac{1}{[R_e + R_b(1 - a)](1 - a)}$		$1 / (1 - a)$

dove:

- Re = resistenza equivalente dell'emissore;
- Ri = resistenza d'entrata in c. a. dello stadio;
- a = fattore di amplificazione di corrente, non in cortocircuito ( $\cong \alpha$ );
- Rb = resistenza equivalente della base;
- Rz = resistenza di carico in c. a., posta all'uscita del transistor;
- Ru = resistenza propria d'uscita dello stadio considerato come generatore di c. a.;
- Rc = resistenza equivalente del collettore;
- Rg = resistenza del generatore di segnali c. a., applicato all'entrata;
- Ai = amplificazione di corrente;
- Av = amplificazione di tensione;
- Aw = amplificazione di potenza.



AMPLIFICATORI E OSCILLATORI

Amplificatori di bassa frequenza.

In generale un amplificatore con transistori consta di più stadi accoppiati fra loro mediante circuiti passivi che riducono il minimo possibile il guadagno nella gamma di lavoro delle frequenze prescelte. I tipi d'accoppiamento più usati sono quelli a resistenza-capacità (RC), induttanza-capacità (LC), diretta (DC) e a trasformatore (TT).

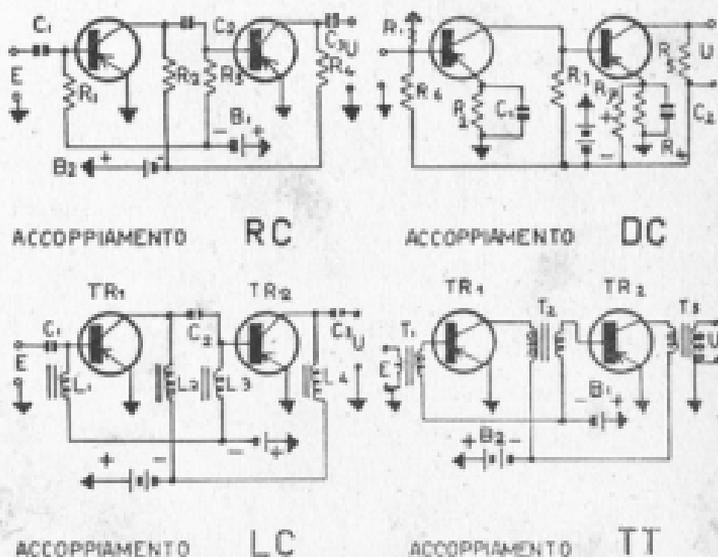


Fig. 2.1 - Vari tipi d'accoppiamento.

In ogni caso l'amplificazione totale, se tutti gli stadi sono esattamente adattati fra loro, è il prodotto delle singole amplificazioni diminuito delle eventuali perdite negli organi d'accoppiamento.

Nel caso particolare dei circuiti **RC** e **DC** non è possibile adattare perfettamente i vari stadi fra loro e pertanto gli amplificatori così realizzati hanno dei guadagni sempre minori, a parità di numero di transistori impiegati, rispetto a quelli **LC** e **TT**.

I motivi che ciononostante li fanno preferire agli altri tipi vanno ricercati nella notevole facilità di realizzazione ed economia di componenti con in più il vantaggio per quelli **DC**, di amplificare le più basse frequenze senza distorsione ed anche la corrente continua.

L'impiego di trasformatori rappresenta una soluzione costosa e più ingombrante, ma consente un perfetto adattamento d'impedenza sia sfruttando vari rapporti di spire tra primario e secondario, sia realizzando gli avvolgimenti con fili di piccola sezione che permettono di conglobare nel medesimo i valori puramente resistivi necessari. In certe applicazioni si hanno così dei trasformatori realizzati con fili molto sottili, non solo per ragioni di economia, di spazio, ma anche per aumentare artificialmente le resistenze proprie degli avvolgimenti.

### **Amplificatori di potenza.**

Grandissimo interesse pratico hanno gli amplificatori di potenza transistorizzati. Nel caso, ad esempio, dei radio-ricevitori portatili lo stadio finale di potenza richiede batterie a tensione relativamente alta per il circuito anodico

oltre ad una batteria per i filamenti; con i transistori quest'ultima non è più necessaria e la prima richiede delle tensioni di sole alcune decine di volt al massimo. Il risparmio d'ingombro, peso e costo d'esercizio risultano quindi grandemente ridotti.

Ove sono in gioco notevoli potenze i transistori a contatto sono assolutamente inadatti non essendo possibile superare con questi tipi i 50 mW di dissipazione al collettore; i tipi a giunzione, invece, attualmente vengono già costruiti su scala industriale per potenze di alcuni watt ed in esperienze di laboratorio si sono già raggiunti i 200 W.

Gli amplificatori di potenza, come è noto, si distinguono in classi e, precisamente, diconsi di classe A, B, C, a seconda che il segnale in entrata, sinusoidale, ha una ampiezza per cui il transistoro resta conduttivo per l'intero ciclo (A), per metà (B) o meno ancora (C).

L'efficienza, in classe A, raggiunge il 50 %; il 78 % in classe B e il 97 % in classe C; i tubi elettronici non superano invece i seguenti rispettivi valori: 35 %; 70 % e 85 %. Quasi sempre negli stadi finali si usano due transistori in push-pull allo scopo di contenere entro limiti accettabili la distorsione; merita particolare menzione la possibilità d'usare per gli stadi in controfase un transistoro del tipo **p-n-p** accoppiato ad uno del tipo **n-p-n**; ciò comporta notevoli semplificazioni al circuito classico poichè permette d'eliminare l'invertitore di fase sempre altrimenti necessario quale stadio pilota; dato che il transistoro **p-n-p**, in classe B, lascia passare ed amplifica solo le componenti negative del segnale d'entrata, ed il transistoro **n-p-n**, solo quelle positive, l'inversione di fase è automaticamente raggiunta. Le parti negative e positive del

segnale presenti all'uscita sono poi ricombinate per dare il segnale completo e, per ottenere ciò si pongono i collettori in parallelo (solo agli effetti della c. a.) fra loro.

### Amplificatori di alta frequenza.

Quando i transistori sono usati in circuiti di AF, diminuiscono notevolmente le proprie attitudini amplificatrici per effetto sia della propria capacità parassita, sempre sensibile, sia per il fatto che i portatori d'elettricità (specie le cavità) impiegano un tempo troppo grande per muoversi dall'emissore al collettore sotto l'azione dei segnali applicati; si ha così che il sopraggiungere di una nuova parte del segnale trova ancora presente la « coda », in opposizione di fase del precedente e pertanto vi si sovrappone, cancellandola.

Nel caso d'amplificatori di AF con tubi elettronici, l'accoppiamento tra stadio e stadio risulta assai semplice poichè le impedenze in gioco sono sempre molto elevate; nel caso dei transistori si ha l'opposto ed inoltre le impedenze d'entrata sono dissimili da quelle di uscita; ne consegue la necessità d'avere un minimo rapporto L/C ossia piccole induttanze e grandi capacità ed il dover ricorrere anche a prese intermedie sulle bobine o a partitori capacitivi per effettuare i necessari adattamenti d'impedenza.

In fig. 2.2, dove per semplicità sono state omesse le tensioni di polarizzazione e di alimentazione sono riportati alcuni esempi di tali accoppiamenti; da essi si rileva come a differenza del caso dei tubi elettronici, i collettori e le basi o gli emessori non fanno capo agli estremi « caldi » delle induttanze, ma bensì s'inseriscono solo su una parte

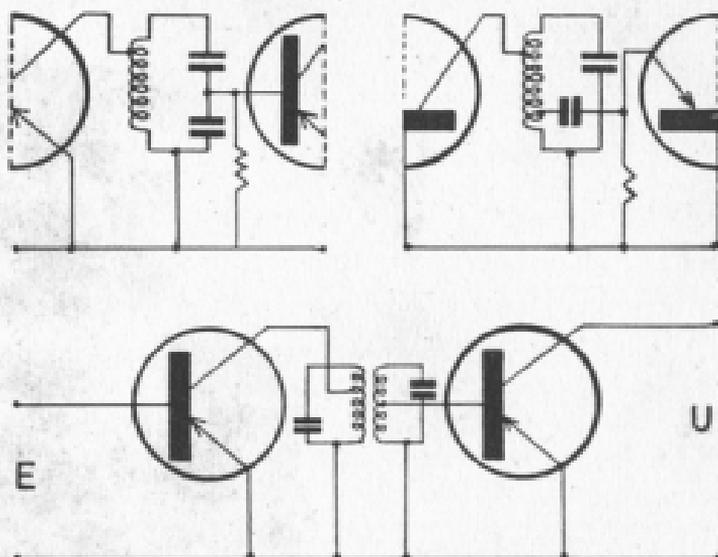


Fig. 3.2 - Vari tipi di accoppiamenti di AF.

degli avvolgimenti risultando così spostati verso i rispettivi lati « freddi » che, come è noto, sono quelli più prossimi alla massa.

I transistori a contatto sono particolarmente adatti per essere impiegati in stadi di AF; il circuito da adottare è in tal caso quello con la base a massa; occorre che gli avvolgimenti abbiano una sufficiente alta resistenza propria al fine di compensare quella negativa d'ingresso del transistor, in caso contrario lo stadio entra in oscillazione. Rispetto ai classici circuiti con tubi elettronici, quelli di AF con transistori sono assai più delicati nell'allineamento; infatti la più piccola variazione d'impedenza in uno stadio si ripercuote come un effetto di dissintonizzazione sugli

altri. Ne risulta che tarare un amplificatore con più di due stadi è problema che richiede una certa pazienza e la necessità di procedere per numerosi ritocchi sia in senso ascendente che discendente.

Dato che è stato dimostrato che provocano dissintonizzazioni maggiori delle variazioni dell'impedenza di carico in uscita che analoghe variazioni in entrata, conviene agli inizi allineare per primo l'ultimo stadio, poi il penultimo, e così via, fino al primo.

Con amplificatori a molti stadi è consigliabile inserire in serie all'emissore di ogni transistor occupante un posto dispari un resistore di disaccoppiamento per attenuare gli effetti di una eccessiva interdipendenza; ciò comporta inevitabilmente una certa perdita di potenza che però è ampiamente compensata dalla molto maggiore facilità di taratura.

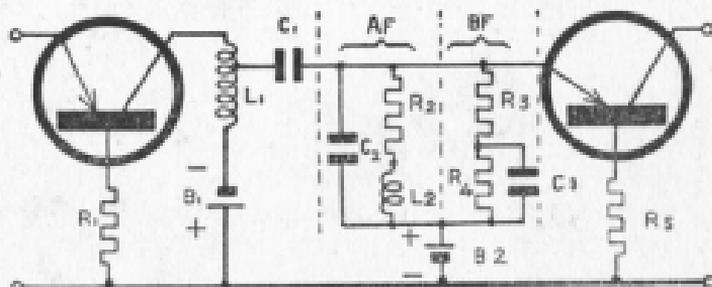
### **Amplificatori per televisione.**

Ad un amplificatore per videofrequenze si richiedono una larga banda passante (estendentesi normalmente da 50 a 5 MHz circa) ed un'uniforme amplificazione di essa.

I problemi che s'incontrano impiegando in un videoamplificatore dei transistori in luogo di tubi elettronici possono così riassumersi:

in primo luogo si hanno attenuazioni agli estremi più elevati della banda trasmessa dato che il coefficiente di amplificazione  $\alpha$  decresce prima lentamente e poi rapidamente all'aumentare della frequenza trasmessa; in secondo luogo si originano degli spostamenti di fase tanto maggiori quanto più grande è l'attenuazione alle frequenze più ele-

vate. Da ultimo occorre superare i problemi di adattamento d'impedenza già precedentemente visti. Ne consegue che si devono predisporre tra transistori e transistori dei circuiti di accoppiamento che soddisfino contemporaneamente alle seguenti necessità: compensare la disuniformità di risposta alle varie frequenze; correggere le non desiderate variazioni di fase, adattare le varie impedenze fra loro. Queste ultime, in regime di videofrequenze, subiscono delle notevoli variazioni rispetto al valore originario che hanno in bassa frequenza e, precisamente, tendono a decrescere rapidamente di valore quanto più la frequenza trasmessa si avvicina alla frequenza  $f_{\alpha}$ , o frequenza di taglio propria del transistor (frequenza alla quale l'amplificazione risulta ridotta di 3db).



$$Z_{AF} = \frac{R_2 + j\omega L_2}{1 + j\omega C_2 (R_2 + j\omega L_2)}$$

$$Z_{BF} = R_3 + \frac{R_4}{1 + j\omega C_3 R_4}$$

Fig. 2.3 - Videoamplificatore: circuiti compensatori.

Nei circuiti pratici s'impiegano unicamente transistori a contatto con base a massa o a giunzione con emissore a massa.

Come visibile in fig.2.3, i circuiti compensatori più usati constano di filtri passa alto e taglia basso che opportunamente dimensionati fra loro, in base alle caratteristiche dei transistori, correggono nel modo voluto la curva di risposta. I resistori, in particolare, hanno la funzione di elementi di smorzamento, tra l'altro, per ottenere la maggiore larghezza di banda possibile.

### Oscillatori.

Gli oscillatori a transistoro possono dividersi in due categorie fondamentali: quelli ad impedenza negativa e quelli a reazione positiva. L'impedenza di entrata e di uscita di un transistoro a contatto può essere resa negativa inserendo un resistore di valore opportuno in serie alla base ed al collettore. Dato che nei transistori a contatto essa è sempre maggiore dell'unità, sono sufficienti valori di poche centinaia di ohm affinché il transistoro entri in oscillazione.

In fig. 2.4 sono riportati gli esempi più comuni di oscillatori ad impedenza negativa; in a) il circuito oscillante LC, posto in serie alla base, fornisce l'impedenza necessaria affinché s'innescino le oscillazioni; questa funzione è assolta nel circuito b) dal resistore  $R_1$ ; in entrambi questi circuiti la frequenza di oscillazione è quella determinata dai valori rispettivi di L e di C. Nel circuito c), del tipo Colpitts, l'accoppiamento, in luogo d'esseré otte-

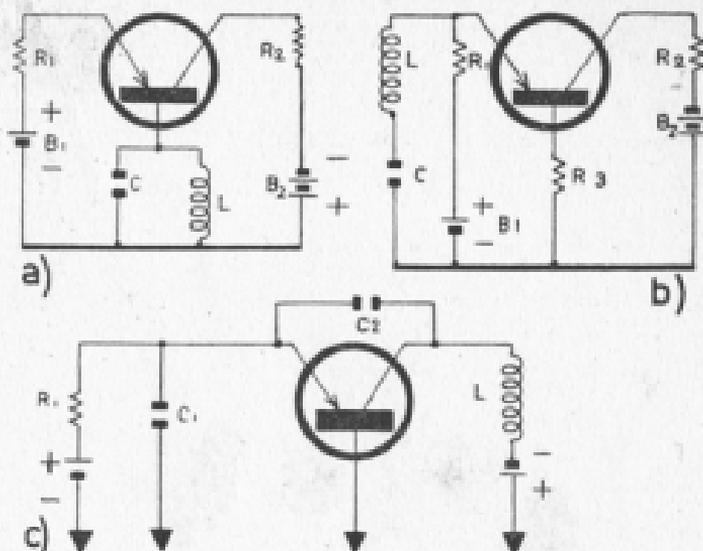


Fig. 24 - Esempi di oscillatori ad impedenza negativa.

nuto sulla base, è effettuato tra emittore e collettore a condizione che:

$$C_1/C_2 > (1 - \alpha)/\alpha \quad (2)$$

Il resistore  $R_1$ , ha in ogni caso la funzione di limitatore e dona, contemporaneamente, la necessaria polarizzazione all'emittore.

Gli oscillatori a reazione positiva necessitano che alla entrata sia riportata una frazione sufficientemente grande del segnale presente in uscita. Per tali tipi di oscillatori vengono usati i transistori a giunzione; collegandoli con l'emittore a massa si deve poter disporre di un organo esterno (ad esempio un trasformatore) che rifasi il segnale prelevato in uscita prima di riapplicarlo all'entrata.

In fig. 2.5 sono illustrati, in via d'esempio, alcuni circuiti a reazione positiva e, precisamente, in a) è visibile un circuito risonante LC, accoppiato magneticamente con

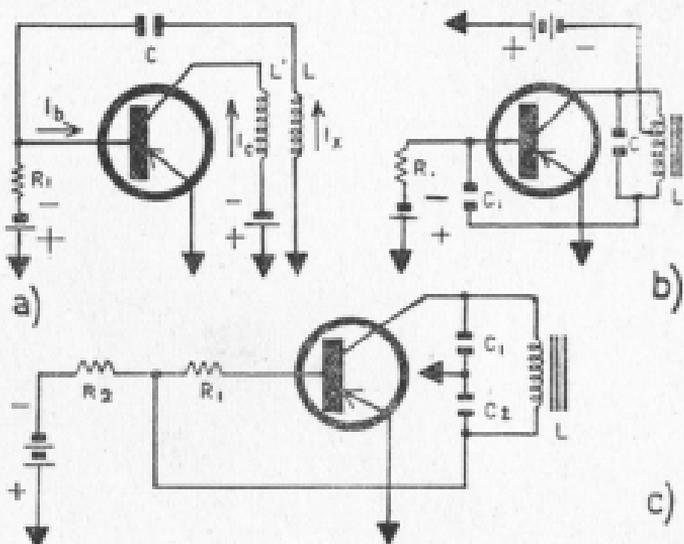


Fig. 2.5 - Esempi d'oscillatori a reazione positiva.

la bobina  $L'$ ; la corrente in entrata  $I_b$  è amplificata e rovesciata di fase nel transistor così che:

$$I_c \approx -a I_b / (1 - a) \quad (3)$$

Questa corrente, passando da  $L'$  ad  $L$  s'inverte nuovamente di  $180^\circ$  e la sua grandezza risulta variata conformemente al rapporto  $n$  tra le spire, così che:

$$I_x \approx I_b n a / (1 - a) \quad (4)$$

S'innescano le oscillazioni se  $I_x > I_b$  oppure  $n > (1 - a)/a$ .

In pratica si preferisce usare un'unica bobina, invece di due fra loro separate, ottenendosi così il classico circuito « Hartley » visibile in fig. 2.5 - b).

Mancando l'isolamento elettrico tra primario e secondario si blocca il passaggio della c.c. dal collettore verso la base mediante il condensatore  $C_1$ ; la capacità di questi è alquanto critica poichè valori troppo alti determinano delle costanti di tempo elevate in combinazione con  $R_1$ , per cui si ha il cosiddetto « oscillatore bloccato », caratteristico tra l'altro, per la sua attitudine a generare oscillazioni del tipo a dente di sega, mentre se ha valori troppo piccoli l'energia trasferita all'entrata è così piccola che le oscillazioni non hanno luogo. Per ovviare tali inconvenienti si dà la preferenza sovente al circuito illustrato in fig. 2.5-c)

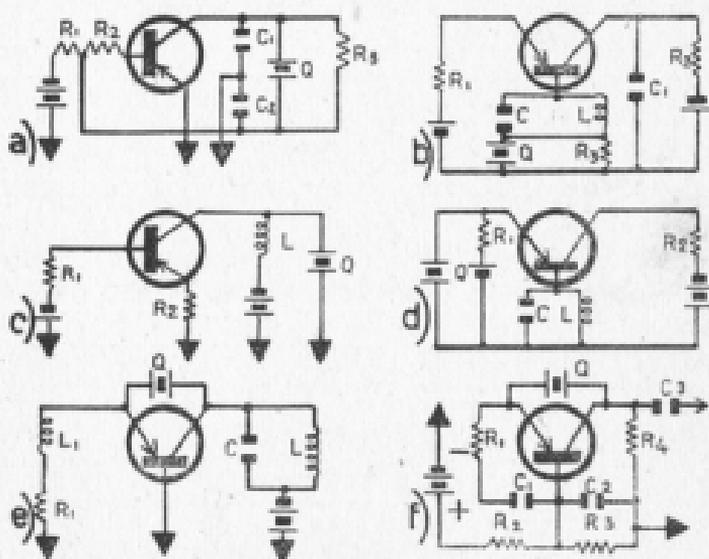


Fig. 2.6 - Esempi di oscillatori a cristallo.

che è la versione transistorizzata del classico « Colpitts », ponendo  $R_1 > R_2$  e  $C_2 = 10C_1$ , è facile ottenere buone e stabili oscillazioni sinusoidali senza dover ricorrere a laboriose messe a punto.

Inserendo dei cristalli piezoelettrici in circuiti del tipo già visto, dal lato a più alta impedenza, od ove questa è stata elevata con artifici, si hanno oscillatori caratterizzati da un'elevata stabilità di frequenza.

E' possibile ottenere tale risultato sia con transistori a giunzione che a contatto. In fig. 2.6 sono riportati alcuni esempi che possono essere di guida circa le modalità secondo cui va inserito il cristallo.

### Multivibratori.

La generazione di onde sinusoidali è raggiunta solo se il transistor lavora in un intervallo lineare della sua caratteristica; in caso contrario, la forma d'onda generata si discosta sempre più da questa fino a giungere alle forme a dente di sega e similari che sono appunto una delle peculiarità dei multivibratori.

Si è visto che in ultima analisi un transistor consiste in due diodi con un semiconduttore in comune; orbene, si ha un'amplificazione lineare e quindi onde sinusoidali solo quando il diodo relativo all'emissore lavora sempre in senso conduttivo e quello relativo al collettore, in senso non conduttivo; l'amplificazione cessa quando entrambi i diodi sono conduttivi o non conduttivi, ciò che si verifica ogni qualvolta l'emissore diviene negativo o il collettore positivo.

Semplicemente aumentando la reazione o il grado

d'accoppiamento e sostituendo i circuiti risonanti con resistori e capacità è possibile trasformare un generatore sinusoidale in un multivibratore facendo lavorare i transistori in condizioni di non linearità.

Così nel circuito di fig. 2.4-b) se si sopprime l'induttanza  $L$ , l'oscillatore è trasformato in multivibratore poiché la capacità  $C$ , per una frazione di ciclo, rovescia la polarità dell'emissore, rendendolo negativo e ciò fa cessare per un breve istante ogni amplificazione da parte del transistor; scaricatasi questa capacità l'emissore ritorna positivo e l'amplificazione riprende fino ad una nuova interruzione, e così via.

Con i transistori a giunzione è facile ottenere un multivibratore anche ponendone due in cascata e riportan-

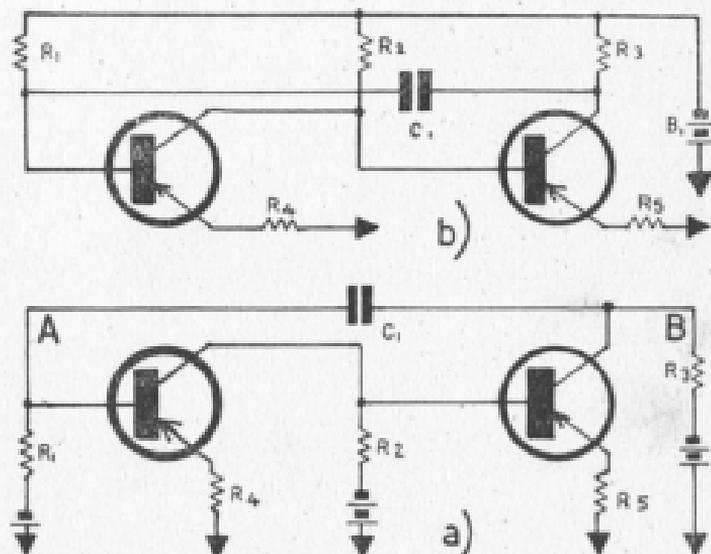


Fig. 2.7 - Multivibratori con transistori a giunzione.

do all'entrata del primo l'uscita del secondo; la presenza di due transistori fa sì che si abbia perfetta coincidenza di fase fra i segnali, dato che complessivamente provocano una rotazione di fase di  $360^\circ$ .

In fig. 2.7 - a) è illustrato un multivibratore di tale tipo; si vede come è sufficiente collegare fra di loro i punti **A** e **B**, tramite il condensatore  $C_1$ , per ottenere retroazione dell'uscita sull'entrata e quindi le oscillazioni che, in questo particolare caso, risultano di forma quadrata se prelevate ai capi di  $R_3$ .

In fig. 2.7 - b) è visibile un multivibratore nel quale l'alimentazione è unica e data dalla batteria  $B_1$ ; anche in questo caso la funzione del condensatore  $C_1$  e dei vari resistori è quella già vista.

**CIRCUITI SPECIALI**

**Amplificatori con reazione negativa.**

Le caratteristiche di risposta lineare e stabilità di un amplificatore, su un'ampia banda di frequenze, possono essere notevolmente migliorate mediante la reazione negativa.

Per ottenere tale effetto di controreazione con amplificatori a tubi si deve riapplicare all'entrata una frazione della tensione presente in uscita in opposizione di fase; con i transistori occorre ottenere lo stesso risultato servendosi della corrente.

Il più semplice tipo di circuito al quale è possibile applicare una reazione negativa è quello costituito da un transistoro con l'emissore a massa; esistendo una differenza di fase di  $180^\circ$  tra l'uscita e l'entrata è sufficiente inserire un resistore tra collettore e base per aversi un effetto di reazione negativa che è tanto più accentuato quanto minore è il valore ohmico del resistore stesso.

Nel caso di più transistori posti in cascata, affinché sia ancora possibile usare questo tipo di controreazione, è necessario che essi siano in numero dispari altrimenti manca l'opposizione di fase e l'amplificatore entra in oscillazione. Qualora l'amplificatore è del tipo per alta frequenza si deve procedere, in più a correggere gli inevitabili sfasamenti supplementari caratteristici dei transistori.

Oltre che con il collegamento di un resistore o di un circuito in parallelo, come fin qui indicato, è possibile otte-

nere controreazione anche disponendo resistori e circuiti adatti in serie.

Ad esempio, con i tubi elettronici, è noto che si ottiene un marcato effetto di reazione negativa inserendo un resistore in serie al catodo senza collegarvi in parallelo

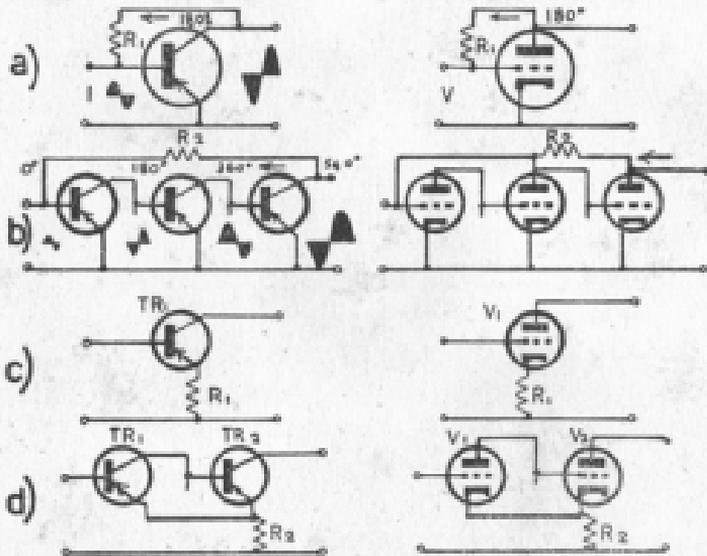


Fig. 3.1 - Reazione negativa in parallelo a), b) e in serie c), d), confrontata con i circuiti a valvola.

un condensatore di « by-pass »; un'azione analoga la si ottiene ponendo un resistore non bypassato in serie allo emittore. Tale disposizione ha la proprietà di elevare i valori delle impedenze di entrata e di uscita del transistor oltre a causare una diminuzione del guadagno dello stadio.

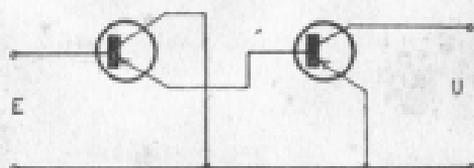
**Tandem.**

Viene data la denominazione di amplificatori con transistori in « tandem » o semplicemente, **tandem**, ai circuiti nei quali un transistor è impiegato allo scopo di fornire una sorgente costante di corrente all'emissore del transistor successivo e contemporaneamente la potenza necessaria per pilotarlo.

In fig. 3.2 sono riportati degli schemi semplificati di questo speciale circuito che è caratterizzato, tra l'altro, dall'aver il collettore del primo transistor e l'emissore del secondo collegati a massa (tramite  $C_1$ , nello schema pratico), con l'accorgimento che, agli effetti della c.c., l'uno venga a trovarsi in serie all'altro.

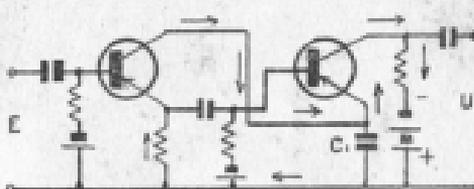
Schema di

principio



Schema

pratico



Analogia

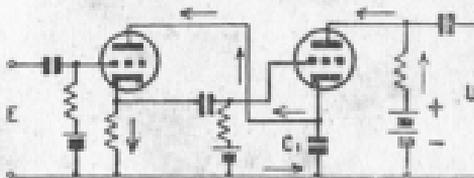


Fig. 3.2 - Tandem.

Le piccole frecce indicano il senso di circolazione della c. c. che risulta invertita rispetto al caso dei tubi elettronici poichè questi richiedono una tensione positiva sulle placche, mentre per i transistori **p-n-p** i collettori devono essere mantenuti ad un potenziale negativo. Si avrebbero sensi identici usando transistori del tipo **n-p-n**. Il collegamento in tandem offre il notevole vantaggio di consentire un'elevata stabilizzazione del complesso dato che il collegamento in serie dei due transistori li obbliga ad essere percorsi da una corrente uguale; tale prerogativa è particolarmente interessante nel caso degli amplificatori di potenza nei quali sarebbe oltremodo antieconomico ottenere la stabilizzazione mediante l'impiego di batterie dimensionate con molta larghezza e partitori resistivi a forte assorbimento proprio. Il collegamento in tandem può essere

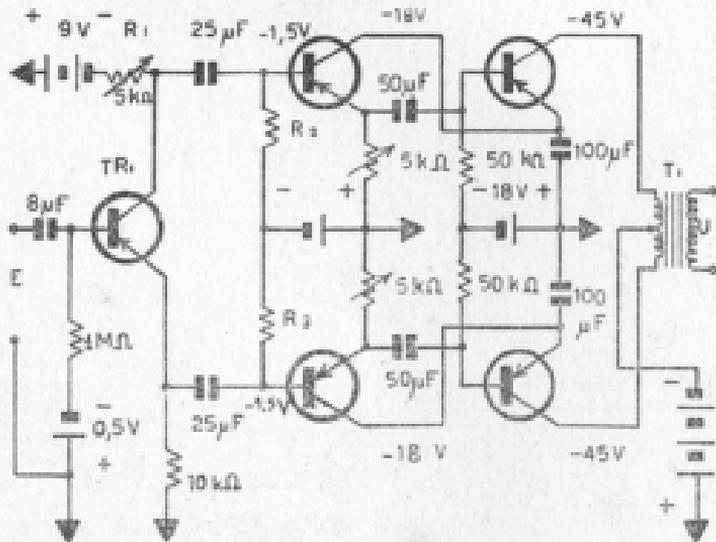


Fig. 3.3 - Amplificatore tandem in push-pull.

attuato anche in stadi in push-pull, sovente usati per ridurre le distorsioni alle più alte potenze.

Si noti, in fig. 3.3 il particolare modo secondo cui viene pilotata la prima coppia di transistori; viene messa a profitto la circostanza che tra collettore e base del transistor  $TR_1$  esiste uno sfasamento di  $180^\circ$ , ma nessun sfasamento è presente tra la base e l'emissore; la differente amplificazione esistente tra collettore ed emissore viene compensata variando  $R_1$  fino ad ottenere una perfetta simmetria.

#### **Amplificatori per corrente continua e compensazione degli effetti termici.**

Quando occorre amplificare frequenze estremamente basse o la stessa c. c. si ricorre agli amplificatori ad accoppiamento diretto fra gli stadi. Tale accoppiamento può essere realizzato sia con transistori con entrambi gli emittori a massa, sia con base ed emissore a massa, rispettivamente nel primo e nel secondo transistoro.

Altre combinazioni sono possibili, ma sono usate più raramente dato che comportano qualche inconveniente specialmente al variare della temperatura.

In fig. 3.4 sono illustrati in a) un amplificatore per c.c. non stabilizzato termicamente e, in b) un amplificatore provvisto di stabilizzazione.

La resistenza  $R_2$  deve essere tanto elevata da far sì che l'emissore del secondo transistoro risulti leggermente positivo ( $\sim 0,1 V$ ), rispetto alla base;  $R_1$  ed  $R_3$  tanto più hanno un valore elevato, tanto maggiormente riducono l'amplificazione dato che provocano un marcato effetto di

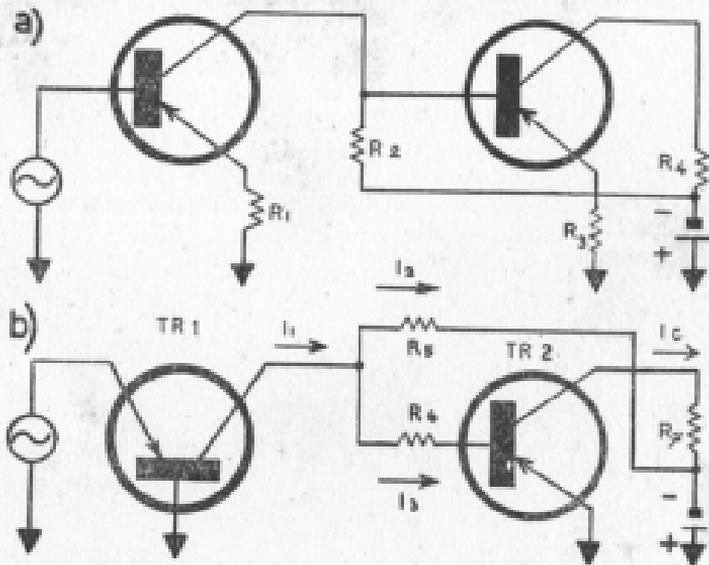


Fig. 3.4 - Amplificatori per c.c.

reazione negativa in serie; per quanto quest'ultima possa essere grande non può superare un certo limite e quindi non è tuttavia di per sé sola sufficiente a compensare gli effetti delle variazioni della temperatura ambiente in questa particolare applicazione.

Per ottenere la stabilizzazione integrale si può ricorrere al circuito illustrato in fig. 3.4-b) ove i resistori  $R_3$  ed  $R_4$  provvedono a dividere in due correnti  $I_2$  e  $I_3$  gli incrementi di corrente  $I_1$  dovuti ad effetti termici sul transistor  $TR_1$ ; il rapporto  $R_3/R_4$  deve essere tale da far sì che  $I_2$ , amplificata e rovesciata di fase da  $TR_2$ , compensi

esattamente gl'incrementi di corrente che tenderebbero ad apparire per puro effetto termico.

### Compensazione degli effetti termici in amplificatori c. a. e calcolo dei circuiti.

Il problema della stabilizzazione della corrente dei transistori al variare della temperatura, anche se non così importante come nel caso degli amplificatori per c. c. ha tuttavia in generale un notevole interesse in tutte quelle applicazioni ove non siano tollerabili delle eccessive variazioni di comportamento al mutare della temperatura ambiente.

Dato il minor grado di stabilizzazione richiesto in questi casi e la possibilità di tener alta l'amplificazione bypassando il resistore posto in serie all'emissore, questo può avere un valore abbastanza elevato tanto quanto basta per lo scopo richiesto.

In fig. 3.5 è illustrata tale disposizione; il resistore stabilizzatore è  $R_3$  ed è bypassato da  $C_1$  che deve avere una capacità abbastanza elevata rispetto alle frequenze d'amplificare;  $R_1$  ed  $R_2$  rappresentano il partitore di tensione che consente di mantenere leggermente negativa la base rispetto all'emissore; questo semplice accorgimento permette di eliminare una batteria supplementare.

La corrente che attraversa la base del transistor è ovviamente la differenza fra le correnti  $I_1$  ed  $I_2$  ossia:

$$I_b = I_1 - I_2 \quad (5)$$

La corrente del collettore è la somma della corrente

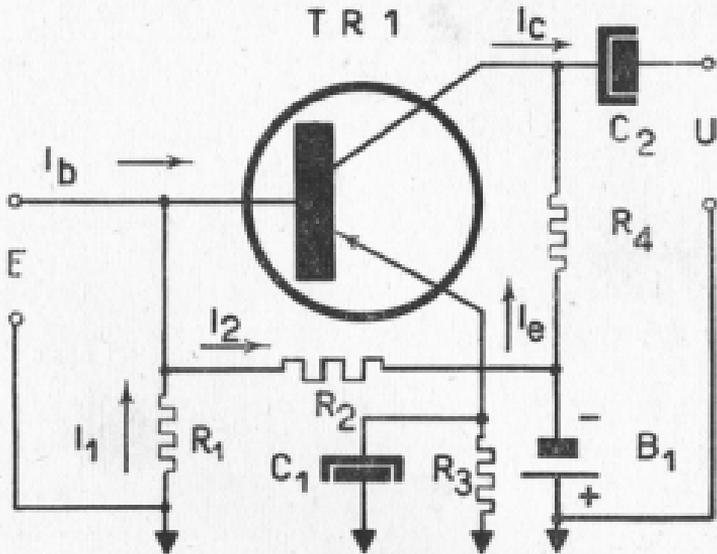


Fig. 3.5 - Semplice circuito termicamente compensato.

$I_b$ , attraverso la base, e la corrente  $I_e$ , attraverso l'emissore, e quindi:

$$I_c = I_b + I_e \quad (6)$$

Infine, la corrente  $I_e$  dell'emissore è:

$$I_e = (V - I_2 R_1) / R_2 = I_2 R_1 / R_2 \quad (7)$$

Tenendo presente che esiste anche la seguente eguaglianza:

$$I_c = I_{c0} + \alpha I_e \quad (8)$$

dove  $I_{c0}$  è la corrente del collettore quando la corrente dell'emissore è zero, ed  $\alpha$  è il precedentemente visto coefficiente di amplificazione di cortocircuito, è possibile

desumere le seguenti importanti relazioni che vengono correntemente usate per calcolare qualsiasi amplificatore alimentato da un'unica batteria. Per più stadi, ovviamente, la corrente che deve erogare la batteria  $B_1$  sarà la somma delle singole correnti.

$$I_c = [I_{c0} (1 + A + B) + \alpha C] / (1 - \alpha + A + B) \quad (9)$$

dove:  $A = R_3 : R_1$ ;

$B = R_3 : R_2$ ;

$C = V : R_2$ .

$$I_b = I_e (1 - \alpha) - I_{c0} \quad (10)$$

$$I_e = \frac{I_c - I_{c0}}{\alpha} \quad (11)$$

Il fattore di stabilizzazione  $S$ , rappresentante il rapporto tra le variazioni di  $I_c$  rispetto ad  $I_{c0}$ , è:

$$S = dI_c/dI_{c0} = (1 + A + B) / (1 - \alpha + A + B) \quad (12)$$

In pratica un valore di  $S = 3$  è da ritenersi già soddisfacente.

### Misura del fruscio.

I transistori presentano un proprio rumore di fondo o fruscio che varia in modo inversamente proporzionale alla frequenza di lavoro; è massimo per le basse frequenze e minimo per le alte; i transistori a giunzione, da questo lato, sono superiori a quelli a contatto come risulta evidente dal diagramma indicativo riportato in fig. 3.6.

In pratica è stato osservato che il fruscio è tanto

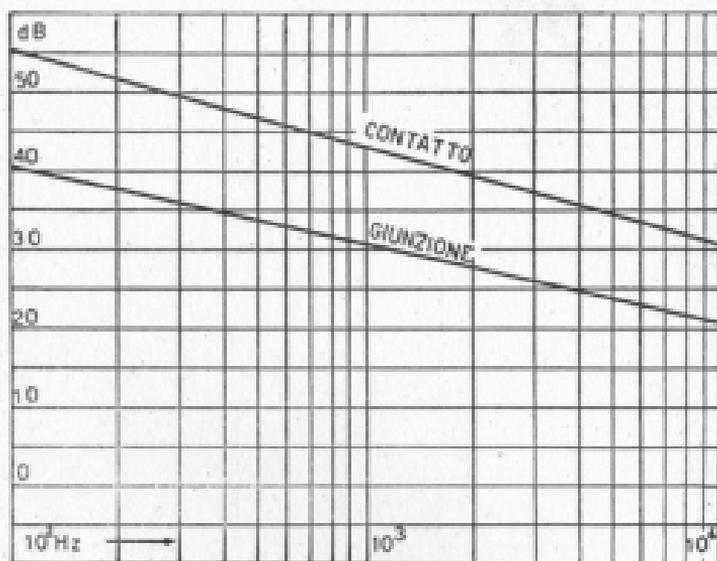


Fig. 3.6 - Fruscio massimo nei transistori.

maggiore quanto è più alta la tensione al collettore; con transistori di tipo a giunzione il fruscio può essere contenuto in limiti minimi a condizione di non superare al collettore la tensione di  $1 \div 1,5V$ . In ogni caso la potenza equivalente di fruscio presente all'ingresso del transistoro può essere calcolata con la seguente formula:

$$Wf = 0,9 \times 10^{-11} \times K \log (1 + df/f) \quad (13)$$

dove:

$Wf$  = potenza equivalente di fruscio, in watt;

$K$  = fattore di disturbo; = 40 per transistori a punta-contatto; = 20, se a giunzione;

$df$  = larghezza della banda di lavoro, in Hz;

$f$  = frequenza centrale della banda, in Hz.

La misura pratica del fruscio può essere fatta collegando un voltmetro a valvola selettivo, alternativamente all'emissore e al collettore, come indicato in fig. 3.7. Le impedenze  $Z_1$  e  $Z_2$  devono avere un valore sufficientemente elevato da non introdurre alterazioni proprie.

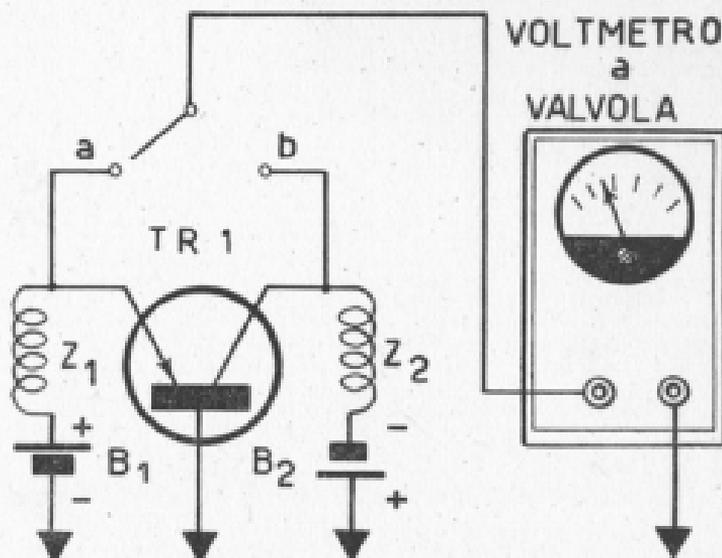
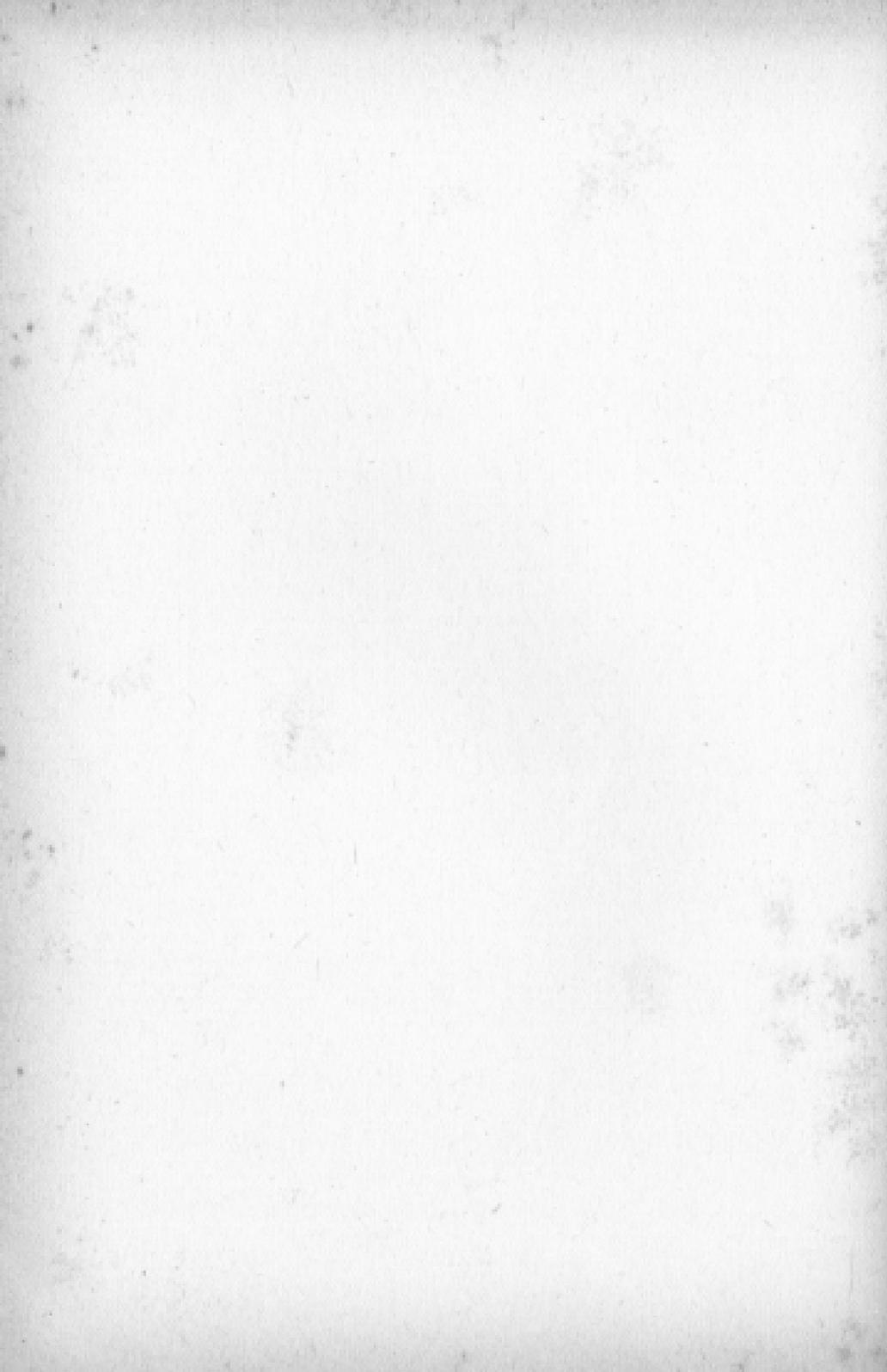


Fig. 3.7 - Misura del fruscio.



## TRANSISTORI E COMPONENTI SPECIALI

## I tetrodi.

Anche nel campo dei transistori sono stati costruiti dei tetrodi; occorre però premettere sin d'ora che essi hanno in comune con i tubi a vuoto, così denominati, solo la denominazione. Infatti, come è visibile in fig. 4.1, dove è schematizzato un transistorore a tetrodo, questo nuovo ritrovato differisce dal tipo normale per avere due attacchi di base in luogo di uno solo. Ne consegue che tramite essi, contraddistinti  $B_1$  e  $B_2$  in fig. 4.1, è possibile applicare un campo trasversale. Quindi, in assenza di polarizzazione, ossia con  $B_1$ ,  $B_2$ , collegati a massa il transistorore funziona in modo normale a piena amplificazione, ma non appena le basi vengono polarizzate, le cavità, provenienti dall'emissore sono attratte verso  $B_2$ , se questa è negativa. Ciò comporta una diminuzione della corrente utile al collettore e, quindi, una minore amplificazione; è così possibile effettuare un controllo di guadagno senza alterare le caratteristiche circuitali dato che queste restano invariate. Un altro effetto notevole è la riduzione della capacità propria del transistorore a tetrodo quando le basi sono molto polarizzate.

## I pentodi.

I transistori, oltre ad avere due basi, possono essere costruiti anche con due emessori o due collettori come

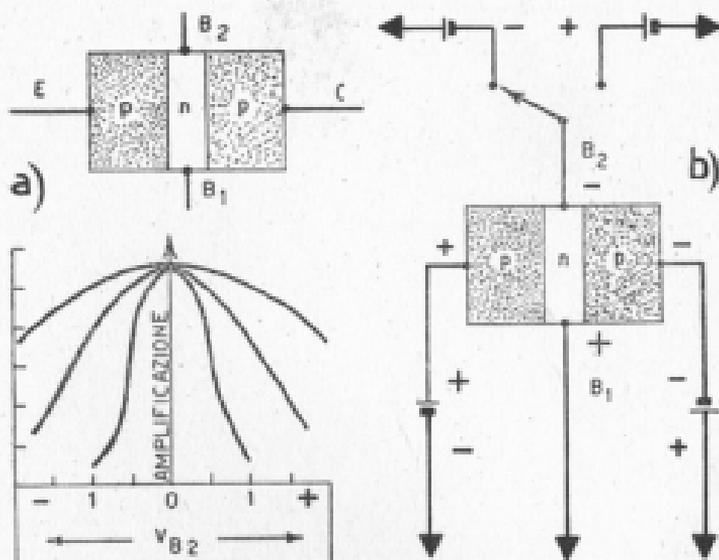


Fig. 4.1 - Tetrodo.

schematizzato in fig. 4.2; nel primo caso il transistoro si presta ottimamente come miscelatore o moltiplicatore di frequenza; nel secondo, consente di realizzare amplificatori push-pull con controllo automatico di volume.

Come si è visto, è molto grande la differenza esistente con i pentodi a vuoto; tale denominazione sta qui infatti ad indicare solo il numero di elettrodi posseduti dal transistoro.

Oltre alle disposizioni accennate ne sono state sperimentate altre con elettrodi disimmetrici o di area disuniforme con risultati incoraggianti seppure non definitivi.

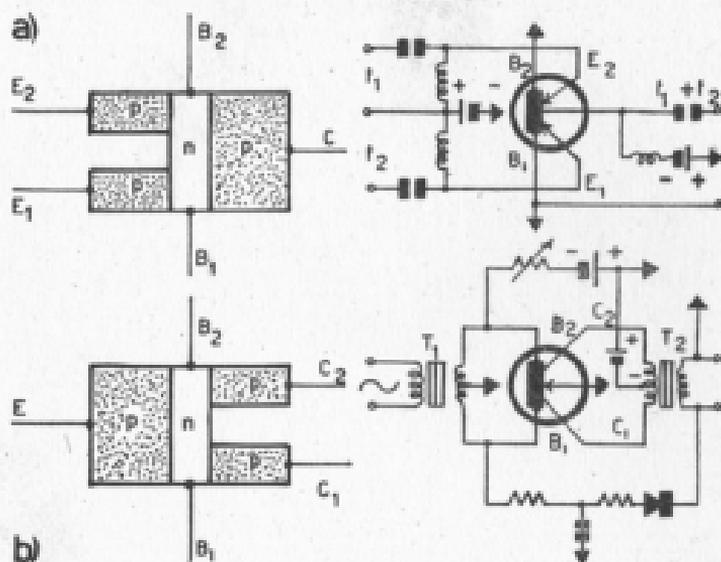


Fig. 4.2 - Pentodo.

### I fototransistori.

La fotoelettricità dei semiconduttori, ossia la loro attitudine a trasformare energia luminosa in energia elettrica, ha consentito la realizzazione di dispositivi che presentano diversi vantaggi rispetto alle fotocellule a vuoto o a gas. Questi vantaggi possono così essere elencati: robustezza, dimensioni ridottissime, leggerezza, assenza di disturbi propri, grandissima sensibilità, buona risposta alle alte frequenze (fino a circa 200 kHz) ed ottima resa spettrale.

Questi nuovi tipi di cellule fotoelettriche, dette foto-

transistori, possono essere raggruppate in due categorie : a punta-contatto ed a giunzione.

I primi sono costituiti da una sottilissima lastrina di germanio, costituente la base, su cui poggia il collettore ; la luce cadendo sul germanio, provoca delle variazioni della corrente del collettore proporzionalmente alla propria intensità sostituendosi così all'azione dell'emissore vero e proprio che manca. La corrente ottenibile è sempre in questi tipi assai piccola (qualche milliampere al massimo) data l'area sempre necessariamente ristretta del punto di contatto ; la sensibilità è maggiore per i raggi infrarossi che non per le onde visibili. Nei tipi a giunzione le limitazioni di corrente sono meno severe e sono state

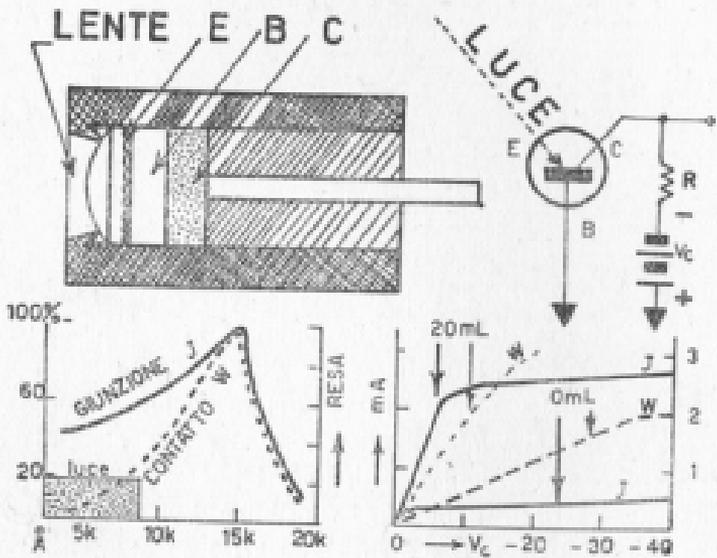


Fig. 4.3 - Fototransistore.

raggiunte nei tipi sperimentali delle correnti veramente notevoli.

In fig. 4.3 è illustrato in sezione un fototransistore a giunzione unitamente alle curve di risposta spettrale e sensibilità, confrontate con quelle di un fototransistore a contatto di caratteristiche equivalenti.

In ogni caso, in assenza di luce, la corrente del collettore è quella normale di riposo (circa 0,05 mA nei tipi a giunzione) e sale a 0,4 mA già con un'illuminazione di soli 10 m $\mu$ L; i tipi a giunzione hanno una sensibilità 10.000 volte maggiore nel campo delle onde centrali dello spettro visibile rispetto a quelli a contatto; questi ultimi sono del tutto insensibili alle onde più brevi corrispondenti all'azzurro e al violetto.

#### **Componenti speciali per circuiti transistorizzati.**

Il grande vantaggio costituito dalle piccolissime dimensioni dei transistori e dei fototransistori servirebbe in pratica a ben poco se anche tutti gli altri componenti da usarsi in circuito non avessero ingombri sufficientemente piccoli. Allo scopo sono stati creati dei componenti di tipo subminiatura che soddisfano brillantemente a tale requisito; si tratta di condensatori, trasformatori, resistori, ecc. il cui ingombro è sempre 20 volte, o più, minore dei componenti normali. Ciò è stato ottenuto sia impiegando nuovi materiali aventi caratteristiche eccezionali, sia grazie alle piccole correnti e tensioni in gioco nei circuiti transistorizzati.

Per tale fatto i trasformatori possono essere realizzati con nuclei molto piccoli, per esempio, alcuni tipi

costruiti dalla Sprague El. Int. Ltd., di North Adams, (Mass.), hanno una lunghezza di 18 mm. e un diametro di 12 mm. esclusi i terminali.

Quali resistori fissi e variabili (potenziometri) vengono spesso anche impiegati i correnti tipi subminiatura sinterizzati che offrono già dimensioni ridottissime. Per i condensatori, invece, anche in considerazione delle grandi capacità richieste si è dovuto procedere alla fabbricazione di tipi appositi.

Fra i vari modelli realizzati rivestono una grandissima importanza quelli elettrolitici al tantalio. Questi condensatori differiscono da quelli convenzionali in alluminio per il fatto di possedere un anodo inciso ed ossidato di tantalio racchiuso in una custodia d'argento, che funge da catodo, e una soluzione non acida in funzione di elettrolita. In alcuni tipi il catodo è realizzato con nichel, rame o rame argentato.

Questi condensatori sono di dimensioni assai ridotte: alcuni tipi della capacità di 7  $\mu\text{F}$  con una tensione di lavoro di 4V hanno un diametro di 3,2 mm. e una lunghezza di 8 mm. e possono lavorare senza perdere più del 15% della propria capacità misurata a 25° C, da — 55 a + 100° C.

Altri tipi di condensatori sono stati realizzati con dimensioni veramente ridotte usando, come dielettrici, carte metallizzate, ceramiche e materie plastiche, (esempio: Mylar, della du Pont de Nemours & Co.). Queste sostanze, anche se non consentono capacità così elevate come nel caso dei condensatori tantalici, permettono però di ottenere alti fattori di potenza ed elevate tensioni di lavoro con ingombri molto ridotti e funzionamento costante da — 65 a + 125° C.

Per ridurre ulteriormente le dimensioni di complessi transistorizzati si è diffuso inoltre l'impiego di circuiti stampati o anche dipinti nei quali dei tratti di vernici speciali colloidali sostituiscono i fili tradizionali, e spesso anche induttanze, trasformatori di MF e resistori.

Infatti, alcune ditte, hanno posto in commercio, per ora solo in America, delle speciali vernici a base di argento colloidale o più raramente nichel o rame, che possono essere deposte su basette di plastica, lucite, ebanite o altri materiali isolanti con tecnica analoga a quella già da lunghissimo tempo in uso per le vernici. Così è possibile, sia mediante pennello che speciali timbri, dipingere o stampare su una superficie piana un determinato circuito. Una volta essiccato il solvente il tratto impresso offre un discreto passaggio alla corrente elettrica; usando grafite colloidale, per tratti di un centimetro o meno, è poi possibile stampare anche veri e propri resistori che, data la particolare disposizione in piano su una relativamente vasta superficie, offrono un alto wattaggio.

Dando ad alcuni tratti la forma di spirale di Archimede si ottengono anche induttanze per AF e, veri e propri trasformatori di MF nel caso di due spirali poste a breve distanza fra loro.



## CAPITOLO V

### CARATTERISTICHE ELETTRICHE

#### Caratteristiche dei diodi.

Simboli usati:

**C** = Casa costruttrice:

A = Amperex; BTH = British Thomson Houston;  
 F = Federated Semi-conductor; FI = Fivre; GE  
 = General Electric; GP = Germanium Products  
 Corp.; H = Hughes; HY = Hytron; K = Kemp-  
 tron; M = Microwave-Associates; N = National  
 Union; R = Raytheon; RCA = Radio Corp. of  
 America; RR = Radio Receptor; S = Sylvania;  
 SAF = Sddeutsche Apparate-Fabrik; T = Texas  
 Instruments; TR = Transitron; TP = Transistor  
 Products.

**I<sub>d</sub>** = corrente diretta minima, a + 1V, in mA.

**V<sub>r</sub>** = tensione inversa massima, in V.

**V<sub>I</sub>** = tensione inversa di lavoro, in V.

**I<sub>x</sub>** = corrente inversa alla tensione X, in  $\mu$ A.

**V<sub>x</sub>** = tensione a cui si ha la corrente I<sub>x</sub>, in — V.

**f<sub>0</sub>** = frequenza di taglio.

Tipo	C	I <sub>d</sub>	V <sub>p</sub>	V <sub>I</sub>	I <sub>x</sub>	V <sub>x</sub>	Note
1A	TP	60	5	—	250	15	* gold bonded *
1B	TP	30	15	—	250	15	* gold bonded *

CAPITOLO V

Tipo	C	Id	Vp	VI	Ix	Vx	Note
1C	TP	30	15	—	250	15	a gold bonded a
1D	TP	—	15	—	—	—	rend. a 100 Mc = 60%
1E	TP	—	5	—	—	—	rend. a 100 Mc = 75%
1F	TP	—	5	—	—	—	rend. a 100 Mc = 60%
1N21B	MS	—	—	—	—	—	mescol. $f_0 = 3060$ Mc
1N21C	M	—	—	—	—	—	mescol. $f_0 = 3060$ Mc
1N23B	M	—	—	—	—	—	mescol. $f_0 = 9375$ Mc
1N23C	M	—	—	—	—	—	mescol. $f_0 = 9375$ Mc
1N26	M	—	—	—	—	—	mescol. $f_0 = 23984$ Mc
1N31	S	—	—	—	—	—	rivelat. , 1000 Mc
1N32	M	—	—	—	—	—	videoriv. , 3295 Mc
1N34	S-K	5	75	60	800	50	rettif. $f_0 = 100$ Mc
	RR	4	85	70	830	50	rettif. $f_0 = 100$ Mc
1N34A	S-A	5	—	60	500	50	rettificatore
	RCA	4	85	70	150	50	= 1N52 = 1N57 = 1N88
	RR-	—	—	—	30	10	= 1N116 = CV448
	N	—	—	—	—	—	
1N35	S-K	7,5	75	50	10	10	rettificatore
	HY	4	85	70	150	50	
	RR	—	—	—	—	—	
1N38	S-K	3	120	100	300	50	rettificatore
	RR-	3	125	100	625	100	= GBA
	HY-	—	—	—	—	—	
1N38A	S-A	4	—	100	500	100	rettificatore
	N-	4	125	100	50	50	= 1N63 = 1N55A = 1N61
	HY	—	—	—	—	—	
	RR	—	—	—	—	—	
1N39	S-K	2,5	125	100	50	50	rettificatore
1N39A	HY	3	225	200	800	200	rettificatore AT
1N40	S	10	75	25	40	10	diode bassa VI
1N41	S	—	—	—	—	—	
1N42	—	10	120	50	625	100	= 1N73 = CK709
1N43	—	5	60	60	830	50	= 1N69 = 1N56 = 1N65
1N44	—	3	115	100	300	50	= 1N70 = 1N38

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Tipo	C	Id	Vp	Vi	Ix	Vx	Note
1N45	—	3	75	70	410	50	= 1N65 = 1N114
1N46	—	4	85	70	830	50	= 1N48 = 1N86 = CV425
1N47	—	3	125	100	300	50	= 1N70 = NU38 = 1N38
1N48	GE	4	85	70	833	50	= 1N34 = CV425 = 1N46
1N51	GE	2,5	50	40	1667	50	
1N52	GE	4	85	70	150	50	= 1N54A = 1N116
1N53	M	—	—	—	—	—	mescolat. $f_s$ 30000 Mc
1N54	S-K	5	75	35	50	10	rettificatore
	HY-	5	75	60	850	50	= 1N69 = 1N90 = 1N126
	RR	—	—	—	—	—	= CK705P = CK705A
1N54A	—	5	75	50	100	50	= 1N52 = 1N88 = 1N89
1N55	S-K	3	170	150	800	150	= 1N75 = 1N39 = CK712
	RR-	2,5	125	100	50	50	= G1CA = TP55
	HY	—	—	—	—	—	
1N55A	—	4	170	150	50	50	= 1N63 = 1N67P = 1N61
1N55B	H	5	190	150	500	150	diode ad alto Vp
1N56	S-K	15	50	40	50	10	= 1N69 = 1N55A = NU34
	HY	5	75	60	850	50	= CK705P = 1N126
1N56A	BCA	15	50	40	50	10	= 1N69
	S-R	5	75	60	850	50	
	HY	—	—	—	—	—	
1N57	S-K	4	85	70	150	50	= 1N52 = 1N88 = 1N89
1N58	S-K	4	120	100	800	100	= 1N63 = 1N67P = 1N61
	RR	4	125	100	50	50	
	HY	—	—	—	—	—	
1N58A	—	4	125	100	50	50	= 1N63 = 1N67P = 1N61
1N60	S-K	—	30	25	—	—	44 Mc
	RR	—	30	—	21	1	
1N61	K	4	125	100	50	50	= 1N63 = 1N67P
1N63	GE	4	125	100	50	50	= 1N58A = 1N67P
1N64	GE	—	20	—	25	1,3	44 Mc
1N65	GE	2,5	85	70	200	50	= CG6E = 1N45 = 1N115
1N66	R	5	70	60	800	50	= 1N69 = 1N90 = 1N126
1N67	R	4	100	80	50	50	= 1N63 = 1N61 = 1N55A

CAPITOLO V

Tipo	C	Id	Vp	Vl	Ic	Vx	Note
1N67A	H	4	100	80	50	50	= 1N63 = 1N55A = 1N58
1N67P	R	4	100	80	50	50	= 1N63 = 1N55A = 1N58
1N68	R	2,5	125	100	50	50	= 1N39 = 1N55 = 1N75
1N68A	H	2,5	125	100	50	50	= 1N39 = 1N55 = 1N75
1N69	GE	5	75	60	850	50	tipo JAN
1N70	GE	3	125	100	300	50	Joint Army Navy
1N70A	H	—	—	—	—	—	sostituito = 1N127
1N71	HY-	—	—	—	—	—	
	S	—	—	—	—	—	
1N72	GE	—	5	—	800	.5	mescolat. 900 Mc
1N73	GE	—	75	—	50	10	= CK711 = 1N40
1N74	GE	—	75	—	50	10	
1N75	GE	2,5	125	100	50	50	= 1N39 = 1N55 = 1N68A
1N76	—	—	—	—	—	—	diode al silicio
1N77	—	—	—	—	—	—	foto diode
1N78	M	—	—	—	—	—	diode al silicio
1N79	S	—	—	—	—	—	diode al silicio
1N81	GE	3	50	40	10	10	tipo JAN
1N81A	H	—	—	—	—	—	sostituito = 1N128
1N82	HY-	—	—	—	800	.5	mescolat. 900 Mc
	S	—	—	—	—	—	
1N82A	S	—	—	5	800	.5	mescolat. al sil.
1N86	A	4	85	70	833	50	= 1N34 = 1N46 = 1N48
1N87	A	—	30	25	20	1	mescolat. 44 Mc
1N88	A	4	85	70	150	50	= 1N34A = 1N52 = TP52
1N89	H	4	85	70	150	50	= 1N34A = 1N52 = TP52
1N90	H	5	75	60	800	50	= 1N43 = 1N54 = 1N56A
1N91	GE	—	100	30	2700	100	a giunzione
1N92	GE	—	200	65	1900	200	a giunzione
1N93	GE	—	300	100	1200	300	a giunzione
1N94	GE	2000	380	185	800	380	a giunzione
1N95	H	10	75	60	800	50	rettificatore
1N96	H	20	75	60	800	50	rettificatore
1N97	H	10	100	80	100	50	tipo 500 K
1N98	H	20	100	80	100	50	tipo 500 K

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Tipo	C	Id	Vp	VI	Ix	Vx	Note
IN99	H	10	100	80	50	50	tipo da 1 M $\Omega$
IN100	H	20	100	80	50	—	tipo da 1 M $\Omega$
IN106	N	20	—	300	200	300	* gold bonded *
IN107	N	150	—	10	200	300	* gold bonded *
IN108	N	50	—	50	200	50	* gold bonded *
IN109	HY	—	20	15	350	10	gener. armoniche
IN110	RR	—	—	—	800	.5	mescol. 900 Mc
IN111	HY-	5	70	—	125	50	per contatori
	SRR	4	85	70	150	50	
IN112	HY	5	70	—	250	50	per contatori
	SRR	4	85	—	70	50	
IN113	HY	2,5	70	—	125	50	per contatori
	SRR	4	85	70	150	50	
IN114	HY	2,5	70	—	250	50	per contatori
	SRR	2,5	85	70	250	50	
IN115	HY	2,5	70	—	500	50	per contatori
	SRR	2,5	85	70	250	50	
IN116	H	5	75	60	100	50	tipo da 500 K $\Omega$
IN117	H	10	75	60	100	50	tipo da 500 K $\Omega$
IN118	H	20	75	60	100	50	tipo da 500 K $\Omega$
IN124	F	—	5	—	800	.5	mescol. 900 Mc
IN124A	F	15	—	—	800	.5	mescol. 900
IN125	HY	—	30	—	25	1,3	mescol. 44 Mc
IN126	H	5	75	60	850	50	tipo JAN
IN127	H	3	125	100	300	50	tipo JAN
IN128	H	3	50	40	10	10	tipo JAN
IN132	HY	—	6	—	300	.6	mescol. 900 Mc
IN135	HY	5	75	60	850	50	= IN43 = IN54 = IN56A
IN137	A	3	40	36	0,06	20	a giunz. al sil.
IN138	A	5	20	18	0,01	18	giunz. al silicio
IN139	GE	20	50	40	1500	50	* gold bonded *
IN140	GE	40	85	70	300	50	* gold bonded * = T2
IN141	GE	20	85	70	50	50	* gold bonded * = T3
IN142	GE	5	125	100	100	100	* gold bonded * = T4

CAPITOLO V

Tipo	C	Id	Vp	Vi	Ix	Vx	Note
1N143	GE	40	125	100	100	100	« gold bonded » = T5
1N147	F	14	2	—	800	.5	mescol. 900 Mc
1N148	HY	—	20	15	350	10	gener. armoniche
1N150	M	—	—	—	—	—	al silicio mescol.
1N151	GE	—	100	30	2400	100	rett. di potenza
1N152	GE	—	200	65	1900	200	rett. di potenza
1N153	GE	—	300	100	1200	300	rett. di potenza
1N155	S	—	—	—	—	—	al silicio
1N155A	S	—	—	—	—	—	al silicio
1N158	GE	1200	380	185	800	380	radr. di potenza
1N160	M	—	—	—	—	—	sil. per 6750 Mc
1N175	N	20	—	200	50	50	a piccola capac.
1N191	H	5	—	70	125	50	per contatori
1N192	H	5	—	70	250	50	per contatori
1N193	S	—	—	40	50	40	silicio, contatto
1N194	S	—	—	40	60	40	silicio, contatto
1N195	S	—	—	40	80	40	silicio, contatto
1N196	S	—	—	40	40	40	silicio, contatto
1N198	H	4	—	—	50	50	per alte temp.
600	T	3	50	40	10	10	silicio, giunz.
601	T	3	50	—	—	.4	silicio, giunz.
CG1	BTH	4	80	—	—	—	50 mA corr. norm.
CG2E	BTH	1	150	—	2,5	50	
CG5E	BTH	2,8	40	—	0,2	10	
CG6E	BTH	2	70	70	200	50	= 1N45 = 1N65 = 1N115
CG8C	BTH	4	15	—	2	10	
CG10E	BTH	2,5	85	70	200	50	= 1N45 = 1N65 = 1N115
CG12E	BTH	3	25	—	400	10	= 1N60 = 1N64 = 1N125
CK705	R	—	—	—	—	—	come 1N66
CK705A	R	5	70	60	800	50	= 1N69 = 1N90 = 1N126
CK705P	R	5	70	60	800	50	= 1N69
CK706	R	—	50	40	200	10	mescolat. 50 Mc
CK706P	R	—	50	40	200	10	mescolat. 44 Mc
CK707	R	4	85	70	150	50	= 1N34A = 1N54A

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Tipo	C	Id	Vp	VI	Ix	Vx	Note
CK707P	R	4	85	70	150	50	= 1N34A = 1N54A
CK708	R	—	—	—	—	—	come 1N68
CK708P	R	3	120	100	50	50	= 1N39 = 1N55 = 1N68
CK709	R	—	75	—	50	10	= 4 diodi riuniti
CK710	R	—	10	5	200	ε	= 4 diodi riuniti
CK711	R	—	75	80	30	50	= 4 diodi riuniti
CK712	R	2,5	125	100	50	50	= 1N55 = 1N75
CK713	R	4	85	70	150	50	= 1N34A = 1N52
CK713A	R	4	85	70	150	50	= 1N34A = 1N52
CK715	R	—	5	40	800	.5	multipl. freq.
CK715P	R	—	5	40	800	.5	multipl. freq.
CK731	R	—	5	—	800	.5	mescol. 900 Mc
CK739	R	—	60	50	30	50	* gold bonded *
CK742	R	100	125	100	5	10	* gold bonded *
CV425	BTH	4	85	70	833	50	= 1N34 = 1N46 = 1N48
CV442	BTH	3	25	—	1000	10	= 1N60 = 1N64 = 1N87
CV448	BTH	4	85	70	150	50	= 1N34A = 1N57 = 1N88
D560	SAF	5	—	40	1000	40	
D560A	SAF	10	—	40	500	40	
D561	SAF	3	—	80	1000	80	
D5615	SAF	2,5	—	80	1000	80	diode per 80 Vt
D562	SAF	3	—	120	100	40	
D570	SAF	—	—	—	—	—	4 diodi D560
D570M	SAF	—	—	—	—	—	4 diodi D560
D570Q	SAF	—	—	—	—	—	4 diodi D560
D580	SAF	—	—	—	—	—	2 diodi D560
D580L	SAF	—	—	—	—	—	2 diodi D560
D5160	SAF	5	—	40	1000	40	
D5160A	SAF	10	—	40	500	40	
D5161	SAF	3	—	80	1000	80	diode per 80 Vt
D51615	SAF	2,5	—	80	60	40	
D5162	SAF	3	—	120	100	40	
D5170	SAF	—	—	—	—	—	4 diodi D5160
D5170M	SAF	—	—	—	—	—	4 diodi D5160

CAPITOLO V

Tipo	C	I <sub>d</sub>	V <sub>p</sub>	V <sub>I</sub>	I <sub>x</sub>	V <sub>x</sub>	Note
DS170G	SAF	—	—	—	—	—	4 diodi DS160-
DS180	SAF	—	—	—	—	—	2 diodi DS160
DS180I	SAF	—	—	—	—	—	2 diodi DS160
DS601	SAF	3	—	40	3000	40	mescolatore
DS602	SAF	3	—	40	3000	40	mescolatore
DS603	SAF	3,5	—	40	3000	40	mescolatore
DS604	SAF	1,5	—	25	50	1,5	rivelat. di prova
DS606	SAF	—	—	25	—	—	videorivelatore
DS611	SAF	2	—	80	1500	80	diodo per 80 VI
DS621	SAF	2	—	120	1000	120	
DS1601	SAF	3	—	40	200	20	mescolatore
DS1602	SAF	3	—	40	50	5	mescolatore
DS1603	SAF	3,5	—	40	3000	40	mescolatore
DS1604	SAF	1,5	—	25	50	1,5	diodo di prova
DS1606	SAF	—	—	25	—	—	videomodulatore
DS1611	SAF	2	—	80	200	20	
DS1621	SAF	2	—	120	100	20	
G1CA	—	2,5	125	100	50	50	= 1N75
G1HA	—	2,5	85	70	250	50	= 1N45 = 1N65
G6	GE	—	15	—	—	—	rend. a 100 Mc = 60 %
G7A	GE	—	—	5	—	—	mescol. ultra f.
G7C	GE	—	—	5	—	—	rend. a 100 Mc = 75 %
G7E	GE	—	—	—	—	—	= 1N148 = 1N109
G7G	GE	—	—	—	—	—	= 1F
G8A	GE	—	—	—	—	—	= 1N35
G10A	FI	—	100	—	200	32	= 50KHz
G10B	FI	—	150	—	200	50	= 50KHz
G10C	FI	—	200	—	200	65	= 50KHz
G10D	FI	—	300	—	200	100	= 50KHz
G10E	FI	—	400	—	200	130	= 50KHz
G30A	FI	—	100	—	150	32	= 50KHz
G30B	FI	—	150	—	150	50	= 50KHz
G30C	FI	—	200	—	150	65	= 50KHz
G30D	FI	—	300	—	150	100	= 50KHz
G30E	FI	—	400	—	150	135	= 50KHz

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Tipo	C	I <sub>d</sub>	V <sub>p</sub>	V <sub>I</sub>	I <sub>x</sub>	V <sub>x</sub>	Note
HD2013	H	50	—	70	120	3	tipo per contat.
HD2014	H	50	—	70	600	6	tipo per contat.
HD2016	H	—	—	—	—	—	mescol. per UHF
HD2031	H	4	125	100	50	50	= 1N63
HD2052	H	—	—	—	—	—	= 1N558
HD2053	H	—	—	—	—	—	= 1N68A
HD2054	H	—	—	—	—	—	= 1N67A
HD2055	H	—	—	—	—	—	= 1N99
HD2056	H	—	—	—	—	—	= 1N100
HD2057	H	—	—	—	—	—	= 1N89
HD2058	H	—	—	—	—	—	= 1N97
HD2059	H	—	—	—	—	—	= 1N98
HD2060	H	—	—	—	—	—	= 1N116
HD2061	H	—	—	—	—	—	= 1N117
HD2062	H	—	—	—	—	—	= 1N118
HD2063	H	—	—	—	—	—	= 1N90
HD2064	H	—	—	—	—	—	= 1N95
HD2065	H	—	—	—	—	—	= 1N96
HD2077	H	—	—	—	—	—	= 1N191
HD2078	H	—	—	—	—	—	= 1N192
HS133	HY	—	5	5	800	5	mescol. silicio UHF
NU34	N	5	75	65	800	5	= 1N69
NU38	N	3	120	100	6	3	= 1N70
NU39	N	1,5	225	200	800	200	
NU58	N	4	120	100	50	50	= 1N63 = 1N38
54	TR	1	50	40	.1	10	diode al silicio
55	TR	1	50	40	.1	10	diode al silicio
56	TR	4	22	20	.5	5	diode al silicio
T1	TR	20	50	20	1500	50	« gold bonded »
T2	TR	40	85	40	300	50	« gold bonded »
T3	TR	20	85	70	50	50	« gold bonded »
T4	TR	5	125	70	100	100	« gold bonded »
T5	TR	40	125	100	100	100	« gold bonded »
TQ34A	TP	5	75	60	500	50	= 1N34A = 1N52

CAPITOLO V

Tipo	C	Id	Vp	VI	Ix	Vx	Note
TP38A	TP	4	125	100	50	50	= 1N63 = 1N67P
TP39	TP	1,5	325	200	800	300	
TP53	TP	4	85	70	150	50	= 1N34A = 1N52
TP55	TP	2,5	125	100	50	50	= 1N39 = 1N55 = 1N75
TP55A	TP	4	125	100	50	50	= 1N38A = 1N58 = 1N63
TP63	TP	4	125	100	50	50	= 1N38A = 1N63
X16	TP	—	—	—	—	—	= G7E

**Caratteristiche dei transistori.**

Simboli usati:

**NT** = Note:

A = amplificatore; F = fototransistore; K =  
= transistorore di potenza, 40 mW; I = relé, inter-  
rutttore, contattore; J = giunzione; N = tipo

Tipo	NT	Z	W	G	Vc
1N77A	JF	10	—	—	—50
2A	WA	1	120	—	—50
	A	—	—	—	—
2B	W	1	120	—	—50
		—	—	—	—
2C	WSI	1	100	—	—50
		—	—	—	—
2D	WA	1	100	—	—50
	O	—	—	—	—

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

« n-p-n »; O = oscillatore; P = tipo « p-n-p »;  
 S = tipo speciale; T = tetrodo; W = punta-con-  
 tatto; Y = transistoro di potenza; 3W; Z = am-  
 plicatore di potenza, 50 mW.

- I** = collegamenti, vedasi fig. 5.1.  
**W** = dissipazione, in mW, al collettore.  
**G** = guadagno di potenza, in dB.  
**V<sub>c</sub>** = tensione al collettore, in V.  
**I<sub>c</sub>** = corrente del collettore, in mA.  
**t°** = temperatura ambiente, in °C.  
**I<sub>e</sub>** = corrente dell'emissore in mA.  
**R<sub>c</sub>** = resistenza del collettore.  
**R<sub>e</sub>** = resistenza dell'emissore, in Ω.  
**N** = fattore di disturbo, in dB.  
**f<sub>0</sub>** = frequenza max di taglio; K = kilohertz; M =  
 = megahertz.

I <sub>c</sub>	t°	I <sub>e</sub>	R <sub>c</sub>	R <sub>e</sub>	N	f <sub>0</sub>
0,2	—	—	100	—	—	—
—8	—	—	—	—	—	1M
—	—	—	—	—	—	50K
—8	—	—	—	—	—	—
—8	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—8	—	—	—	—	—	2M
—	—	—	—	—	—	10M

CAPITOLO V

Tipo	NT	Z	W	G	Vc
2E	WA	1	100	—	—50
		—	—	—	—
2F	W	1	120	—	—100
		—	—	—	—
2G	WI	1	120	—	—100
		—	—	—	—
2H	WSA	1	—	—	—
		—	—	—	—
2N32	WI	8	50	—	—40
		—	—	—	—
2N33	WO	8	30	—	—8
		—	—	—	—8
2N34	JP	8	50	—	—25
		—	—	—	—
2N35	JN	8	50	—	+ 25
		—	—	—	—
2N36	JPA	2	50	—	—20
		—	—	40	—6
2N37	JPA	2	50	—	—20
		—	—	36	—6
2N38	JPA	2	50	—	—20
		—	—	32	—6
2N39	JP	—	50	—	—30
		—	—	—	—
2N40	JP	—	50	—	—30
		—	—	—	—
2N42	JP	4	50	—	—30
		—	—	—	—
2N43	JP	2	150	—	—45
		—	—	40	—5
2N44	JP	2	150	—	—45
		—	—	39	—
2N45	JP	2	150	—	—45

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

$I_c$	$t^*$	$I_e$	$R_c$	$R_e$	N	$f_0$
—8	—	—	—	—	—	50K
—	—	—	—	—	—	—
—40	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—40	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—8	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—7	40	0,8	—	—	—	50M
—3	25	0,3	—	—	—	—
—8	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
8	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—8	50	—	—	—	—	—
—	25	1	30	1K	—	—
—8	50	—	—	—	—	—
—	25	1	30	1K	—	—
—8	50	—	—	—	—	—
—	25	1	30	1K	—	—
—5	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—5	50	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—5	50	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—	25	50	—	—	—	—
—	—	1	—	40	22	1M
10—	50	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—10	—	—	—	—	—	—

CAPITOLO V

Tipo	NT	Z	W	G	Vc
	A	—	—	38	—5
	K	—	—	—	—20
2N50	WI	1	—	—	—
2N51	WI	1	—	—	—
2N52	WIA	1	—	—	—
2N53	WI	1	—	—	—
2N63	JP	—	33	—	—22
		—	—	x22	—6
2N64	JP	—	33	—	—22
		—	—	x45	—6
2N65	JP	—	33	—	—22
		—	—	x90	—6
2N68	JPY	3	1,5W	—	—25
	classe		C	10	—12
3N21	WT	—	100	—	—60
100	W	—	120	—	—100
100A	- 100	—	—	—	—
101	W	—	120	—	—30
101A	- 101	—	—	—	—
200	JN	—	50	—	+ 30
201	JN	—	50	—	+ 30
CK703	—	—	200	—	—70
		—	—	16	—30
CK716	WP	—	100	—	—40
		—	—	18	—10
CK718	JP	4	30	—	—22
		—	x45	—6	—
CK721	JP	4	30	—	—20
		—	—	x45	—6
CK722	JP	4	30	—	—22
		—	—	x12	—6
CK723	JP	4	30	—	—22
		—	—	x22	—6

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

lc	t'	le	Rc	Re	N	f <sub>0</sub>
—	25	1	50	50	28	1M
—	—	5	4	10	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—10	50	10	—	—	—	—
—	27	1	—	25	25	—
—10	50	10	—	—	—	—
—	27	1	—	25	22	—
—10	50	10	—	—	—	—
—	27	1	—	25	20	—
1,5A	—	—	—	—	—	—
320x2	—	—	24 x 2	—	—	10K
—	—	—	—	—	—	—
—15	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—25	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
+5	—	—	—	—	—	—
+5	—	—	—	—	—	—
—4	—	10	—	—	—	—
—2	—	0,7	10	500	—	—
—4	50	10	15	250	—	—
1,5	27	0,5	20	50	45	—
—10	50	10	—	—	—	—
—	27	1	—	25	16	—
—5	50	5	—20	—	—	—
—	30	1	—	25	22	—
—5	50	5	—20	—	—	—
—	30	1	—	25	30	—
—10	50	10	—	—	—	—
—	27	1	—	25	25	—

## CAPITOLO V

Tipo	NT	Z	W	G	Vc
CK725	JP	4	30	—	—22
		—	—	x90	—6
CK727	JP	4	30	—	—6
		—	—	x35	—1,5
G11	WAO	5	100	—	—30
G11A	WI	5	100	17	—25
		—	—	—	—30
M1689	WI	—	80	—	—25
		—	—	—	—50
M1725	WA	—	200	—	—
		—	—	18	—50
M1729	WA	—	200	—	—5
		—	—	20	—50
M1752	JP	—	50	—	—30
		—	—	—	—50
NPN3	JN	9	—	35	5
PT2A	WA	6	100	—	—40
		—	—	18	—5
PT2S	WI	6	100	—	—40
		—	—	—	—4
RD2517A	JN	9	—	38	—
RD2521A	JN	9	—	47	—
RD2525A	JN	9	—	47	—
RDX300	JTO	11	—	15	—
RDX300A	JTO	11	—	17	—
RDX301	JTO	11	—	14	—
RDX302	JTO	11	—	12	—
RR14	JP	7	50	—	—25
RR20	JP	7	50	—	—25
RR21	JP	7	50	—	—25
T18A	W	—	120	—	—50

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

$l_c$	$t^{\circ}$	$l_e$	$R_c$	$R_e$	N	$f_0$
-10	50	10	—	—	—	—
—	27	1	—	25	20	—
-10	50	10	—	—	—	—
—	27	0,5	—	50	12	—
-7	40	3	—	—	—	—
—	25	0,5	20	475	57	2M
-7	40	3	—	—	—	—
—	25	0,5	20	800	—	2M
-40	50	40	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
-20	50	15	—	—	—	—
-4	—	1,5	1	500	48	5M
-20	50	15	—	—	—	—
-7	—	0,5	15	300	54	5M
-5	50	5	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	2K	—	—	—
-10	55	5	—	—	—	—
-3	25	0,2	17	300	55	2M
-10	55	5	—	—	—	—
-1,5	25	0,5	—	—	—	—
—	—	—	3K	—	20	1M
—	—	—	5K	—	20	2,5M
—	—	—	5K	—	20	5M
—	—	—	9	25	—	45M
—	—	—	9	25	—	60M
—	—	—	9	25	—	30M
—	—	—	9	25	—	15M
-5	—	—	—	—	—	—
-5	—	—	—	—	—	—
-5	—	—	—	—	—	—
-20	—	—	—	—	—	—

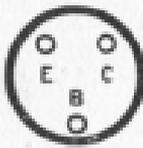
CAPITOLO V

Tipo	NT	Z	W	G	Vc
<b>TI8B</b>	W	—	120	—	—50
<b>TA161B</b>	JPZ	—	140	—	—
		—	—	22	—20
<b>V5200</b>	WA	12	120	—	—30
		—	—	$\alpha > 2$	—20
<b>V5220</b>	WO	12	109	—	—50
		—	—	—	—20
<b>V5221</b>	WO	12	100	—	—50
		—	—	—	—20
<b>X4</b>	FP	—	—	—	—
<b>X22</b>	JN	—	50	—	40
<b>X23</b>	JN	—	50	—	40
<b>X25</b>	FN	—	60	—	—

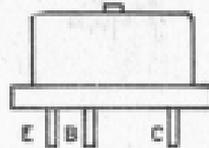
CARATTERISTICHE ELETTRICHE

$I_c$	$t^*$	$I_e$	$R_c$	$R_e$	N	$f_0$
-20	—	—	—	—	—	—
—	—	—	15	300	—	—
-3	—	1,5	20	450	55	—
-8	45	6	—	—	—	—
-2	—	0,5	12	500	—	—
-12	45	10	—	—	—	—
-0,5	—	0	13	400	—	2M
-12	45	10	—	—	—	—
-1,5	—	0	13	400	—	2M
—	—	—	—	—	—	—
5	—	—	—	—	—	—
5	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—

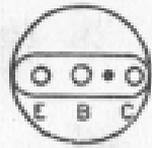
CAPITOLO V



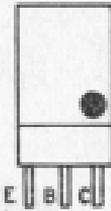
1



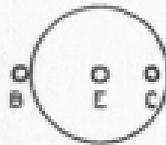
2



3



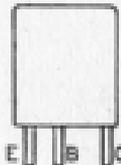
4



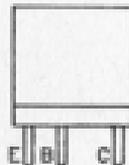
5



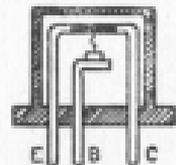
6



7



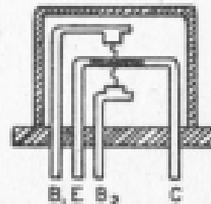
8



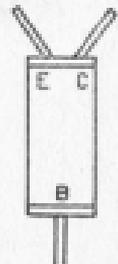
9



10



11



12

Fig. 5.1 - Collegamenti dei transistori.

## CAPITOLO VI

### APPLICAZIONI

#### Amplificatori.

In fig. 6.1 è illustrato lo schema di un semplice amplificatore a due stadi capace di un guadagno simile a quello ottenibile con due triodi convenzionali; esso è costituito da due transistori del tipo CK722 p-n-p, collegati direttamente fra loro, ciascuno con l'emissore a massa.

Questa disposizione è molto importante poichè consente di eliminare le inevitabili alte capacità di accoppiamento che altrimenti sarebbero occorse e di ottenere un apparecchio in grado di amplificare sia le correnti alternate che continue applicate al suo ingresso. Un altro vantaggio è dato dall'alimentazione che è ridotta ad una sola piccola pila da 1,5V.

Il potenziometro  $P_1$  serve a regolare il guadagno dell'amplificatore e, qualora ciò fosse superfluo, si può omettere collegando l'emissore direttamente a massa.

La costruzione può essere fatta su lastrine di bachelite o anche alluminio, come indicato nel disegno, oppure racchiudendo i componenti in un tubetto di plastica o di metallo del diametro di 15 mm. (omettendo  $P_1$ ) e lungo da 30 a 50 mm. a seconda della dimensioni della pila impiegata.

Il segnale applicato all'entrata è bene provenga da un generatore con impedenza propria di circa un migliaio di ohm (si prestano bene allo scopo i normali pick-up elettromagnetici); anche se la sorgente è del tipo a c. c.

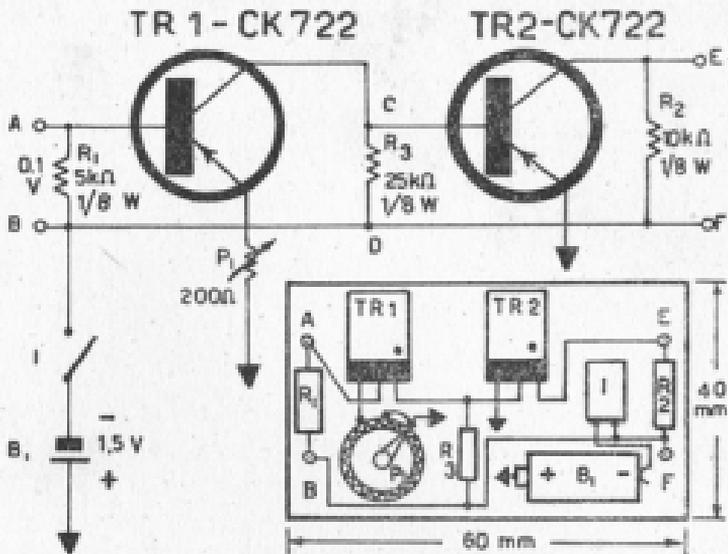


Fig. 6.1 - Amplificatore ad accoppiamento diretto.

la sua resistenza interna deve essere dello stesso ordine.

Il funzionamento è oltremodo semplice; si supponga di applicare una tensione tra i morsetti **A** e **B** in modo che **A** risulti connesso al polo negativo; ciò equivale a rendere relativamente più positivo l'emissore rispetto alla base. Questo aumento di tensione dell'emissore fa sì che aumenti la corrente di questo ed, in definitiva, per il noto potere amplificante dei transistori, anche la corrente del collettore.

Per tale fatto la corrente che attraversa il resistore **R<sub>2</sub>** aumenta e come conseguenza di ciò cresce pure la differenza di potenziale esistente tra i punti **C** e **D**. Inizialmente, in condizioni di riposo, **C** è meno negativo di **D**,

per effetto dell'aumentata corrente **C** diviene ancora relativamente più positivo; al limite, se il transistor fosse perfetto e non esistesse il potenziometro limitatore **P<sub>1</sub>**, per effetto della tensione negativa applicata in **A**, la resistenza interna del transistor si annullerebbe ed il punto **C** si comporterebbe come se fosse connesso direttamente a massa, ossia al polo positivo della batteria **B<sub>1</sub>**.

Così, quando **A** diviene più negativo rispetto a **B**, **C** in modo molto maggiore e quindi amplificato diviene meno negativo rispetto a **D**; un incremento negativo in **A** si trasforma in un incremento positivo in **C**: questa è la famosa inversione di fase di 180° che è una delle caratteristiche fondamentali dei transistori collegati con lo emittore a massa.

Procedendo nell'indagine si può ripetere lo stesso ragionamento per il transistor **TR<sub>2</sub>**: quando **C** diviene meno negativo; **E** in modo molto maggiore diviene più negativo rispetto ad **F**, ossia ha luogo un'ulteriore rotazione di fase di 180°.

In definitiva abbiamo che ogni incremento negativo di **A** rispetto a **B** si traduce in un incremento negativo di **E** relativamente ad **F**. L'incremento negativo tra questi due morsetti è uguale al prodotto delle singole amplificazioni di ciascun stadio.

Il guadagno di potenza ottenuto è uguale al quadrato dell'amplificazione **A<sub>i</sub>** complessivo di corrente, moltiplicato per il rapporto tra la resistenza **R<sub>u</sub>** (o impedenza, se in c. a.) d'uscita dell'amplificatore e quella in entrata **R<sub>e</sub>**, ossia:

$$A_w = A_i^2 \times \frac{R_u}{R_e} \quad (14)$$

Passando ora ad un altro schema troviamo illustrato in fig. 6.2 un amplificatore per sola corrente alternata. Vengono usati due transistori a contatto, ad esempio: PT-2A, della HYTRON, o VS-200 e VS221, della SAF.

Sono dati i valori costruttivi dei trasformatori  $T_1$  e  $T_2$  nonché una visione della realizzazione in custodia di forma quadrangolare con regolazione di volume in testa e spinotto octal di attacco. Quest'ultima soluzione è indicata ove si richieda una rapida intercambiabilità. Il valore della resistenza  $R_2$  è alquanto critico e va adattato in sede di messa a punto aumentandone il valore in caso d'instabilità del secondo transistor.

Analogamente  $R_1$ , oltre al guadagno, regola anche la stabilizzazione. La curva di risposta si estende da 80 a

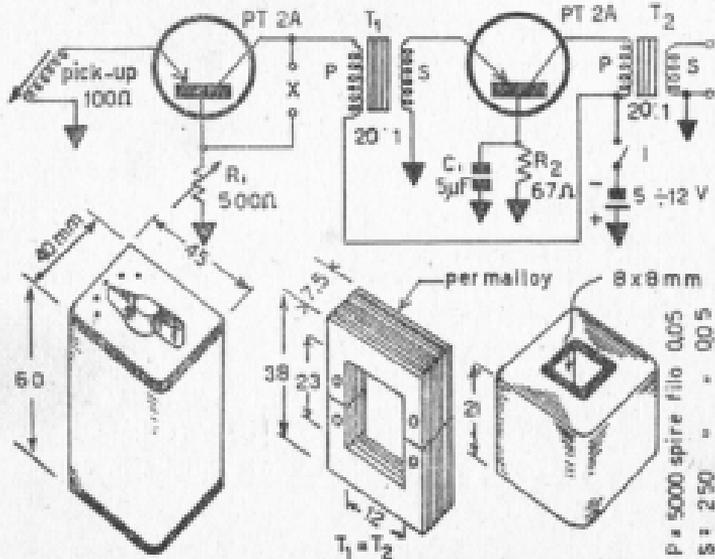


Fig. 6.2 - Amplificatore di BF.

10000 Hz. Ponendo un condensatore da 0,1  $\mu$ F nel punto segnato X si ha la massima resa attorno ai 150 Hz : ciò può essere interessante in quelle applicazioni in cui si desidera esaltare le frequenze basse ed attenuare le alte. Il pick-up in entrata è puramente indicativo e qualsiasi analogo generatore può esservi collegato al suo posto.

Il funzionamento di questo amplificatore è ancora più semplice di quello per c. c., precedentemente visto ; il generatore di segnali posto all'entrata (pick-up) ha un'impedenza propria estremamente bassa. Ciò è dovuto al fatto che con transistori collegati con la base a massa si hanno valori impedenzivi in ingresso molto ridotti, come è già stato illustrato in via di massima in fig. 1.3. Il massimo rendimento lo si ha solo quando è realizzato l'adattamento d'impedenza ; nel caso in esame un accoppiamento perfetto lo si ottiene quando il pick-up ha la stessa impedenza che presenta il primo transistor dal lato dell'emissore.

I transistori connessi con la base a massa non presentano inversioni di fase ; così il pick-up, durante il suo funzionamento, fa divenire l'emissore a cui è collegato più o meno positivo rispetto al potenziale di riposo.

Affinchè vi sia amplificazione il potenziale di detto emissore può variare senza tuttavia mai divenire negativo rispetto alla base. Il potenziometro  $R_1$ , posto in serie a quest'ultima, ha infatti tra l'altro la funzione di mantenere la base ad un potenziale leggermente negativo rispetto a massa. Poichè l'emissore, tramite la bassa resistenza del pick-up, è praticamente allo stesso potenziale della massa è così sempre positivo rispetto alla base (a meno che  $R_1$  venga escluso del tutto, ciò che in pratica si dovrà evitare).

Le suddette variazioni di positività dell'emissore si traducono, amplificate, in analoghe variazioni di corrente

del collettore. Come già visto ad un aumento di tensione positiva all'emissore si ha un aumento di corrente di questo elettrodo e della corrente del collettore che diviene meno negativo rispetto alla massa: non si ha quindi, in questo caso, alcuna inversione di fase.

Il trasformatore  $T_1$  ha il compito principale di adattare l'elevata impedenza d'uscita del primo transistor a quella più bassa d'entrata del secondo. Il rapporto tra le spire del primario e del secondario è di 20 : 1; ciò significa che quando ai capi del primario vi è la tensione alternata di 1V al secondario compariranno solo 0,50V, e ciò che va a discapito della tensione viene guadagnato in corrente; il filo usato, da 0,08 mm. di diametro, ha una sezione più che sufficiente per non provocare apprezzabili cadute ohmiche negli avvolgimenti. Il rapporto indicato è più adatto per transistori VS-200 che non per i PT-2A; ciò è dovuto al fatto che nell'amplificatore che è stato costruito come modello furono usati appunto dei transistori del primo tipo.

Il funzionamento del secondo transistor è del tutto analogo a quello già visto; l'unica osservazione concerne il trasformatore d'uscita  $T_2$ . Questo può pilotare un altro stadio analogo ai precedenti o anche essere collegato ad una cuffia, a un galvanometro a specchio, a un amplificatore di potenza, ecc. Se l'impedenza del secondario così come è indicata risultasse in questi casi troppo bassa, si tenga presente che è possibile avvolgere fino a 2500 spire di filo 0,08 al secondario senza eccedere nell'ingombro.

Se occorrono invece rapporti 1 : 1 o in salita è inevitabile di dover aumentare la sezione del nucleo magnetico di  $T_2$  che, come quello di  $T_1$  è costituito da lamierini di permalloy.

In fig. 6.3 è riportato un amplificatore ad alto guada-

gno per frequenze acustiche; l'alimentazione è data da una sola pila di minime dimensioni che deve fornire una corrente dell'ordine di 0,1 mA; anche lasciando sempre acceso l'apparecchio esso non si esaurisce che dopo qualche mese. Il montaggio può essere fatto, in via d'esempio, su una piastrina di alluminio dello spessore di 1 mm., come indicato in figura; usando dello zinco si ha il vantaggio di potervi saldare direttamente le masse.

L'accoppiamento è del tipo a resistenza-capacità; aumentando i valori dei condensatori da 0,5  $\mu$ F l'amplificazione può essere estesa notevolmente verso le più basse frequenze; con 8  $\mu$ F la gamma delle frequenze acustiche risulta coperta anche in corrispondenza di 50Hz; usando condensatori elettrolitici si deve tener presente che il lato

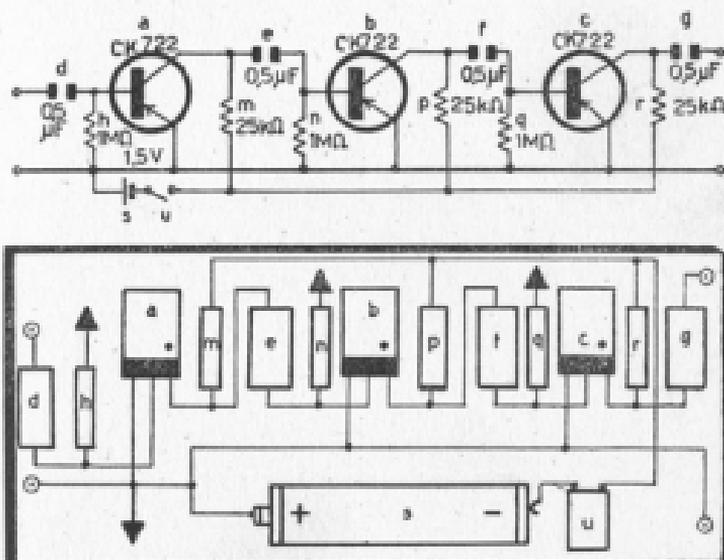


Fig. 63 - Amplificatore ad alto guadagno.

catodico di questi (generalmente contrassegnato dal segno « meno ») va connesso dalla parte del collettore; la loro tensione di lavoro è sufficiente sia di 5V.

In questo amplificatore la polarizzazione positiva è ottenuta in modo automatico mediante i resistori da 1 M  $\Omega$ . E' un tipo di polarizzazione che ricorda quello attuabile con i tubi elettronici che si ottiene ponendo il catodo a massa e una resistenza di circa 10 M  $\Omega$  tra griglia e massa. Nel caso in esame, la debole corrente di base, diretta dalla massa verso questa, determina una leggera caduta di tensione che non ha luogo invece sull'emissore essendo questo collegato direttamente a massa. Ne consegue che la base risulta leggermente negativa rispetto alla massa e, in definitiva, l'emissore è polarizzato positivamente.

In pratica, usando condensatori elettrolitici, questi presentano sempre delle piccole fughe di corrente per cui la stessa tensione continua negativa del collettore si riversa sull'emissore; in tale evenienza, se la corrente al collettore di ciascun stadio risulta troppo elevata in assenza di segnale, occorre diminuire il valore di ciascun resistore di polarizzazione. Con capacità d'accoppiamento di 8  $\mu$ F sono sufficienti delle resistenze comprese tra 0,25 e 0,5M  $\Omega$ .

Un'applicazione di notevole importanza pratica, è quella illustrata in fig. 6.4.

Date le sue dimensioni d'ingombro veramente ridotte e la lunghissima autonomia della batteria esso ha incontrato, come otophono, il più lusinghiero successo ed ha soppiantato i vecchi apparecchi a valvole subminiatura. Lo schema originale ha subito qualche leggera modifica per essere adattato alla nuova funzione; in particolare sono stati aggiunti il microfono a magnete permanente **M** e l'auricolare elettromagnetico **F**, del tipo applicabile con ventosa die-

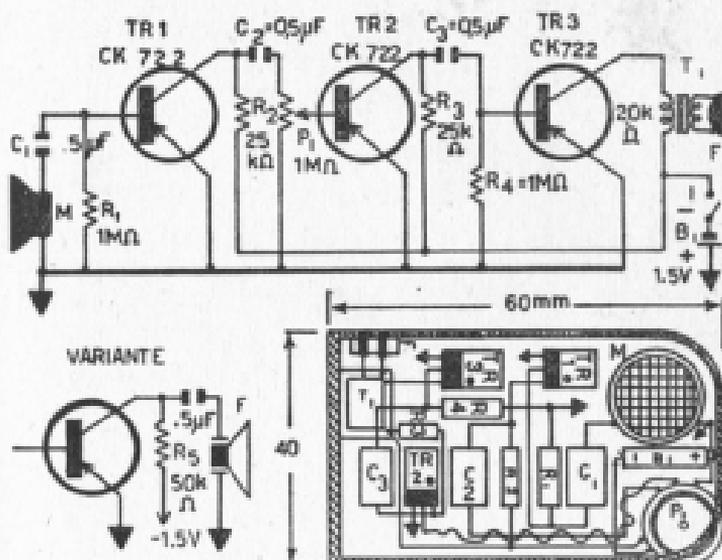


Fig. 6.4 - Otofono per persone deboli d'udito.

tro l'orecchio. Quest'ultimo può essere sostituito con qualche ulteriore vantaggio per l'ingombro da un auricolare piezoelettrico, come indicato nella variante, che consente di eliminare il trasformatore d'uscita  $T_1$  a scapito, tuttavia, del perfetto adattamento d'impedenza.

Si noti che il microfono è alloggiato nello stesso astuccio, a forma di portasigarette, e l'interruttore ed il controllo di volume sono entrambi azionabili facilmente agendo sulla zigrinatura che sporge leggermente da un angolo. Le dimensioni indicate in figura sono state maggiorate in considerazione del fatto che chi si accingesse alla costruzione di questo apparecchio può non sempre trovare tutti i componenti necessari del tipo ultra e subminiatura.

Se si può disporre di questi tipi le dimensioni suddette possono essere ridotte di circa il  $6 \div 10$  %.

Le parti meccaniche possono essere realizzate con alluminio, elektron o anche con materie plastiche. La scatola si deve aprire a cerniera dato che ciò riesce molto comodo durante il montaggio e le periodiche sostituzioni della batteria. Quest'ultima ha una durata di molti mesi tenuto conto di una media di 12 ore al giorno di funzionamento continuo. I condensatori, i resistori e i transistori vengono fissati sul fondo, che serve quindi anche da telaio, per semplice collaggio, con resine indurenti per azione chimica come, ad esempio, l'Araldit della Soc. CIBA, il Napco Lockfoam, della NOPCO CHEMICAL Co., ecc. Ne risulta una mummificazione di estrema compattezza più solida del classico fissaggio con viti, rivetti, ecc. specie se si è avuto cura di predisporre opportunamente sul fondo degli incavi a spoglia negativa dove la resina possa trovar appiglio.

La disposizione dei vari componenti, indicata in figura 6.4, non richiede particolari accorgimenti, ad eccezione del microfono che deve avere una sospensione in gomma-piuma e dell'interruttore abbinato a  $P_1$ , che deve avere uno scatto dolce per non causare fastidiosi colpi all'auricolare.

La curva di risposta non può sempre essere la medesima poichè vi sono delle persone che accusano una perdita di sensibilità auditiva alle frequenze acustiche più elevate maggiore che non altre per cui si rende necessario esaltare la resa in corrispondenza dei toni alti riducendo il valore dei condensatori d'accoppiamento fino a circa  $0,1 \mu\text{F}$ .

E' possibile aumentare la potenza d'uscita di questo otono sostituendo il transistore d'uscita con altro di potenza o in piccola misura anche alimentandolo con  $4 \div 5\text{V}$  invece che con soli  $1,5\text{V}$ ; unica seria limitazione è l'entità

del fruscio di fondo che diviene assai sensibile. Una miglioria funzionale può essere introdotta adattando un interruttore separato dal potenziometro ed azionabile per semplice pressione; ciò riesce molto comodo dato che rende possibile, se il congegno è ben realizzato, accendere e spegnere l'apparecchio per semplice pressione.

### Oscillatori.

Un oscillatore impiegante un transistor a giunzione CK722 è illustrato in fig. 6.5. Esso trova utile impiego, sia come facile modello didattico per chi voglia impraticarsi in questo speciale genere di costruzioni, sia per gli utili servigi che può rendere date le sue piccole dimensioni e limitate esigenze di alimentazione.

Può essere impiegato per esercitarsi in telegrafia come generatore di nota e, in tal caso può trovare facilmente posto nel basamento stesso del tasto; l'interruttore I è allora sostituito da questo e la cuffia d'ascolto va inserita tra la batteria B e massa. Volendo si può predisporre sul trasformatore T un terzo avvolgimento per collegarvi quest'ultima. Qualora necessita corredare della grafia un trasmettitore originariamente solo costruito per la fonia, questo oscillatore può essere agevolmente incluso in circuito al posto del microfono senza dover ricorrere a manomissioni od affrontare problemi di alimentazione.

Una recentissima applicazione lo vede appunto impiegato nel cosiddetto « avvisatore silenzioso » per autovetture; tenuto conto che il clacson viene sovente suonato più per avvertire gli altri automobilisti che per i pedoni si sono sperimentate delle piccole ricetrasmittenti transistorizzate

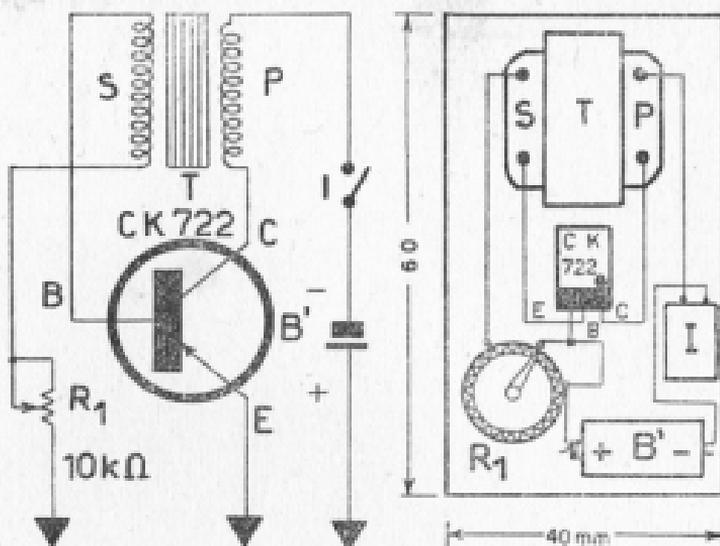


Fig. 4.5 - Oscillatore di BF.

da montarsi a bordo delle vetture. Premendo il pulsante del clacson, invece di un segnale acustico viene irradiato un segnale modulato che può essere ricevuto, nel raggio di poche decine di metri, solo a bordo delle auto così corredate, senza turbare quindi la quiete sia dei pedoni che degli abitanti. In questi apparecchi l'oscillatore qui descritto serve a dare la nota acustica di modulazione.

Soffermandoci sullo schema elettrico si nota che il componente principale, dopo il transistor, è il trasformatore, T. Questo, tenuto conto che l'impedenza dal lato base è circa 50 volte minore che dal lato collettore deve avere un rapporto spire di circa 7 : 1 con il lato con meno spire collegato dalla parte della base.

Tuttavia, data la presenza del potenziometro  $R_1$  (che viene a trovarsi in serie col secondario) si ha una resistenza aggiuntiva che non può essere trascurata in quanto va ad aumentare l'impedenza di base portando il rapporto reale collettore-base a circa 10 : 1.

E' così che per  $T$  è sufficiente un rapporto spire di 3 : 1, valore facilmente reperibile anche fra i normali trasformatori intervalvolari. Qualora lo si realizzi appositamente,  $T$  può avere dimensioni ridottissime con fili di soli 0,05 mm di diametro dato che le correnti in gioco sono modeste.

L'accoppiamento tra entrata e uscita, così realizzato, risulta tuttavia troppo stretto pregiudicandone la linearità; desiderando che questo oscillatore generi delle onde soddisfacentemente sinusoidali si deve pertanto porre in serie all'emissore un potenziometro di alcune centinaia di ohm (non indicato nello schema); tanto maggiore è la resistenza inserita tanto minore è la distorsione della forma di onda, fino ad un valore limite oltre il quale il transistor cessa di oscillare. Il compito del potenziometro  $P_1$  è di consentire la regolazione della tonalità della nota generata; può anche essere sostituito da una resistenza fissa da 5000  $\Omega$  1/8 W una volta che questa è stata ben determinata.

Va notato che la nota varia sensibilmente ogni volta che un carico esterno sensibile (ad es. una cuffia ad alta impedenza posta in serie) viene inserito o disinserto nel circuito; ciò è normale poichè i transistori, come si è visto, non offrono mai la possibilità di avere i circuiti d'entrata e d'uscita ben separati fra loro e, quindi, non reciprocamente influenzabili.

Da ultimo occorre ricordare la decisiva importanza che

ha il senso di collegamento degli avvolgimenti del trasformatore  $T$ ; se in esso non avviene una rotazione di fase di  $180^\circ$  il transistor non oscilla ed occorre invertire fra loro i capi del secondario o del primario. Si deve avere inoltre l'avvertenza, e ciò vale per tutti i circuiti comprendenti transistori, di non inviare corrente nel circuito se prima tutti e tre gli elettrodi: base, emissore e collettore non sono ben collegati; in caso contrario il transistor può subire danni specialmente se le tensioni in gioco sono prossime a quelle massime di lavoro e non vi sono delle resistenze limitatrici in serie.

Per lo stesso motivo non è consigliabile togliere un transistor dal proprio circuito o staccarne i fili col saldatore se prima non è stata esclusa la pila di alimentazione. Esaminato così un esempio di oscillatore per BF possiamo passare ad illustrarne uno per AF.

Lo schema originale dovuto alla RCA è qui stato adattato per essere realizzato con materiale nazionale come visibile in fig. 6.6. Il transistor è del tipo a contatto e l'oscillatore è in grado di fornire una potenza di 1 mW con una frequenza dell'ordine di 50 MHz.

La sua realizzazione può offrire qualche difficoltà data la necessità di dover portare il transistor a funzionare in un punto favorevole della sua caratteristica; a ciò provvedono normalmente il resistore  $R_1$  e l'impedenza  $L_2$  ma, può anche verificarsi il caso di dover variare un poco soprattutto il valore del primo per ottenere un funzionamento soddisfacente.

Il circuito risonante vero e proprio è costituito da  $L_1$  e  $C_2$ , e pertanto andrà realizzato con i fili di collegamento molto corti e senza giri viziosi. La disposizione delle varie parti sul telaio, costituito da una semplice lastrina metal-

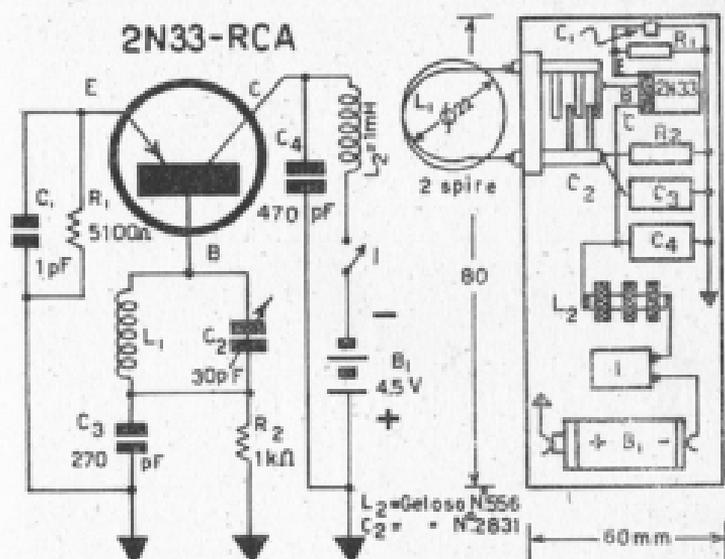


Fig. 6.6 - Oscillatore per 50 MHz.

lica, è visibile nella citata figura; l'induttanza  $L_1$  è bene sia montata sporgente verso l'esterno poichè deve essere lontana da qualsiasi parte metallica.

Per verificare se il transistor oscilla s'inserisce un milliamperometro in serie alla batteria del collettore e si osserva se la corrente varia quando si cortocircuitano per un breve istante i capi di  $L_1$ ; se si ha a disposizione un radiorecettore in grado di ricevere la gamma dei 6 m si può tentare di percepire il soffio caratteristico del segnale AF non modulato; per aumentare l'irradiazione è necessario in tal caso accoppiare induttivamente o capacitivamente ad  $L_1$ , in modo lasco, qualche decimetro di filo che si adopererà come antenna di fortuna.

**Circuiti speciali.**

Un campo particolare nel quale i transistori hanno definitivamente sostituito le classiche valvole è quello delle calcolatrici elettroniche che comprendono sia veri e propri apparati indipendenti atti ad effettuare rapidissimamente calcoli di grande complessità, sia parti accessorie di radar, telemetri, centrali di tiro, commutatrici telefoniche, missili teleguidati, ecc.

La caratteristica comune a tutte queste calcolatrici è di richiedere un grandissimo numero di unità amplificatrici (fino a 1400, in certi casi); l'uso di transistori, in luogo di tubi elettronici, comporta pertanto un'economia decisiva di energia di alimentazione e di spazio, oltre ad una maggiore leggerezza e minor riscaldamento complessivo.

Le calcolatrici elettroniche possono dividersi in due tipi fondamentali: le analogiche e le numeriche. Le prime risolvono tipi specifici di equazioni differenziali per analogia con fenomeni fisici, sia elettrici che meccanici, acustici, ecc. Ad esempio se si vuol conoscere come si comporta una massa che cade in mare con una certa velocità, basta disporre di una resistenza e di un'induttanza. Sostituendo alla velocità una corrente elettrica, alla viscosità del liquido una resistenza, la massa con un'induttanza e il peso con una tensione, è possibile simulare il sistema idrodinamico con un circuito elettrico. La difficoltà principale risiede nel realizzare il circuito elettrico equivalente.

Senza dilungarci circa le molteplici forme che possono assumere i vari circuiti ci soffermeremo su quelli che risultano di maggiore impiego ed utilità: essi sono l'integratore e il differenziatore. Non è facile spiegarne brevemente il modo di funzionare; si potrebbe paragonarli ai circuiti di

filtro o di livellamento presenti all'uscita della raddrizzatrice negli apparecchi radio. Questi agiscono normalmente come integratori, in quanto sommano fra loro le ondulazioni della corrente rettificata fino a ridurla a corrente continua; scambiando fra loro i condensatori con le resistenze o l'induttanze si avrebbe un circuito differenziatore che invece di livellare le pulsazioni le accentuerebbe.

In fig. 6.7 sono riportati, rispettivamente in a) ed in b) un circuito integratore ed uno differenziatore. È importante notare che è possibile trasformare il primo nel secondo, o viceversa, variando solo qualche componente e lasciando tutto il rimanente immutato.

L'effetto integratore è ottenuto con la retroazione del collettore sulla base tramite il condensatore  $C_1$  e grazie

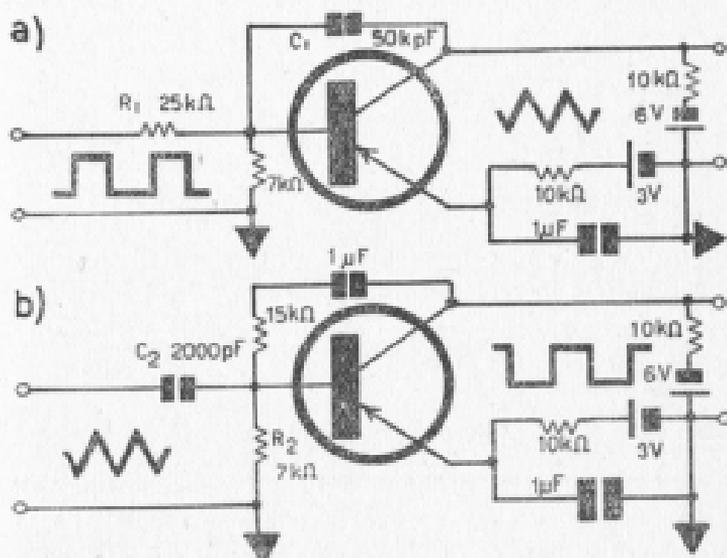


Fig. 6.7 - Circuiti integratore, a) e differenziatore, b).

alla presenza del resistore  $R_2$  di smorzamento; per la differenziazione serve ancora lo stesso circuito con gli elementi d'entrata modificati; il condensatore  $C_2$  col resistore  $R_2$  danno già di per sé stessi un segnale derivato che viene amplificato e corretto dal transistor. La caratteristica comune a tutti i circuiti differenziatori è di non dare alcun segnale in uscita quando all'entrata è applicata una grandezza costante (es.: c. c.) e di darne invece uno tanto maggiore quanto più rapido è l'incremento o il decremento del segnale d'entrata.

Le calcolatrici numeriche effettuano, invece dei veri e propri calcoli e risolvono delle equazioni per successive approssimazioni; in luogo di usare il sistema decimale che comporterebbe l'uso di dieci cifre viene usato quello binario. Quindi invece di scrivere il numero 7, si porrà:

$$2^0 \times 1 + 2^1 \times 1 + 2^2 \times 1 = 7$$

e, invece di 17 si imposterà:

$$2^0 \times 1 + 2^1 \times 1 + 2^2 \times 1 + 0^3 \times 1 = 17$$

Dato che nella calcolatrice per ogni esponente esiste un canale separato, è sufficiente introdurre una scheda perforata solo in corrispondenza di quei canali che debbono entrare in funzione. Indicando con « 1 » i fori e con « 0 » la loro mancanza, per sommare 7 a 17 s'introdurrà nella macchina, che si suppone abbia sei canali, una scheda così compilata:

$$000111 + 001111$$

Ciò premesso, risulta chiaro che un circuito tipico di una calcolatrice siffatta dovrà essere una specie di relé capace di scattare con gran rapidità in posizione di chiusura o di apertura a seconda che gli giunga un impulso (cor-

rispondente ad una perforazione della scheda) o meno.

Data la grande velocità d'azione richiesta non è possibile usare dei relé meccanici, ma solo elettronici. Il tipo fra questi più usato è quello detto di ECCLES-JORDAN o semplicemente « flip-flop » il cui schema di massima è riportato in fig. 6.8. Esso ha due condizioni di stabilità e può essere fatto passare dall'una all'altra applicandovi all'entrata un impulso di adatta polarità.

All'inizio si supponga che  $TR_2$  si trovi in stato di conduttività; ciò significa che la corrente del suo collettore è grande. Data la presenza del resistore  $R_1$  in serie a questo, ha luogo una forte caduta di tensione per cui nel punto A vi è circa la stessa tensione che nel punto B.

Questa relativamente grande corrente fa sì che ai

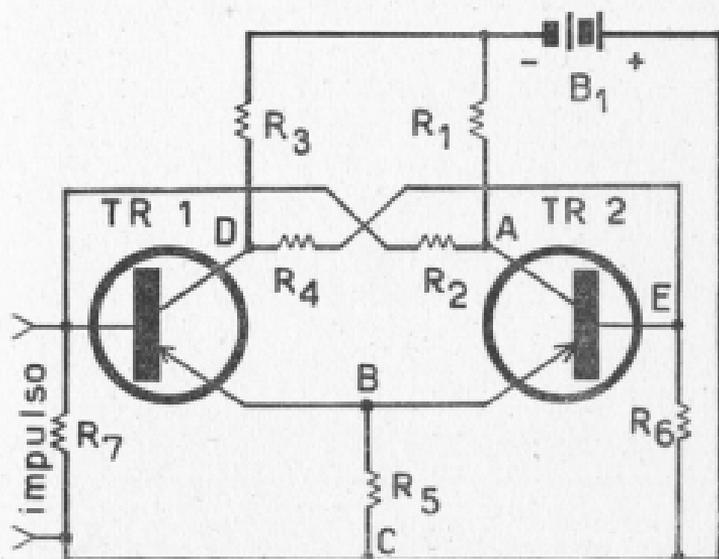


Fig. 6.8 - Circuito « flip-flop »

capi del resistore  $R_3$  si formi una differenza di potenziale assai elevata per cui il punto **B** risulta negativo rispetto al punto **C**, ossia alla massa. Quindi, l'emissore di  $TR_1$ , che è collegato direttamente al punto **B** è negativo rispetto alla propria base;  $TR_1$  non è conduttivo e, pertanto, la corrente che scorre attraverso al resistore  $R_3$  e la c. d. t. che ne consegue sono minime. In **D** esiste quindi un'elevata tensione negativa che mantiene ad un potenziale negativo (tramite  $R_4$ ) il punto **E**, ossia la base di  $TR_2$ . Questo transistor ha perciò l'emissore positivo rispetto alla base (se  $R_4$ ,  $R_3$  ed  $R_2$  sono ben dimensionate fra loro) e ciò è sufficiente per mantenere  $TR_2$  in stato conduttivo.

Se ora si applica un impulso abbastanza intenso alla entrata in modo da rendere per un breve istante negativa la base di  $TR_1$  (e quindi positivo l'emissore) questo transistor passa dalla condizione di non conduzione a quella di conduzione; la corrente del collettore aumenta bruscamente ed il punto **D** diviene molto meno negativo che in precedenza e così pure il punto **E**. Per tale fatto la base di  $TR_2$  non è più polarizzata a sufficienza ed il relativo emissor (dato che il potenziale nel punto **B** resta praticamente invariato) diviene negativo rispetto a questa.  $TR_2$  passa allora in condizioni di non conduttività e per un gioco di polarizzazione attraverso i resistori  $R_2$  e  $R_1$ , identico a quello già visto per  $R_4$  e  $R_3$  polarizza negativamente la base di  $TR_1$  che pertanto continua a condurre.  $TR_1$  resta in tale stato di conduttività fintanto che un impulso, questa volta positivo dal lato della base, non viene nuovamente applicato in entrata; in tal caso  $TR_1$  diviene ancora una volta non conduttivo, e così via.

Dato che questo circuito ha due condizioni di stabilità (chiuso-aperto; passa-non passa) analogamente ad un

relé meccanico ad una via a due posizioni, viene correntemente impiegato nelle calcolatrici elettroniche (come semplice relé, interruttore, commutatore, contatore d'impulsi, ecc.), sia nella semplice forma indicata che, più spesso, in combinazione con altri circuiti.

In fig. 6.9 è riportato un fotodispositivo transistorizzato sensibile ai raggi infrarossi modulati; esattamente si tratta di un fotorelé di vigilanza ed allarme che offre importanti vantaggi sui tipi similari a valvole fino ad oggi costruiti poichè può avere dimensioni assai ridotte e quindi è facilmente installabile ed occultabile e, inoltre, ha un consumo complessivo di corrente molto limitato e, quindi, una notevole autonomia.

Può venire impiegato sia per creare sbarramenti protettivi attorno a muri di cinta, porte, passaggi obbligati, ecc., come per segnalare l'aumento oltre un certo livello di un liquido opaco ai raggi infrarossi, il passaggio di un oggetto o la caduta di un corpo qualsiasi non trasparente. In ogni caso il segnale d'allarme entra in funzione ogni qualvolta il raggio, che è invisibile, viene intercettato in un punto qualsiasi del suo cammino; per percorsi non in linea retta è ovvio che è necessario intercalare dei piccoli specchi per l'infrarosso, opportunamente orientati in corrispondenza di ogni angolo.

Con riferimento alla fig. 6.9 il funzionamento può così essere riassunto: una piccola lampada **L** è mantenuta accesa da una batteria **B<sub>1</sub>**, che contemporaneamente fornisce l'energia elettrica necessaria ad un micromotore **M** che pone in rapida rotazione un disco **D** portante una serie di fori lungo tutta la sua periferia. Dalla lampada **L**, grazie anche allo specchio ustorio **C**, parte un fascio di luce che può passare attraverso i fori del disco **D**; dato che questo

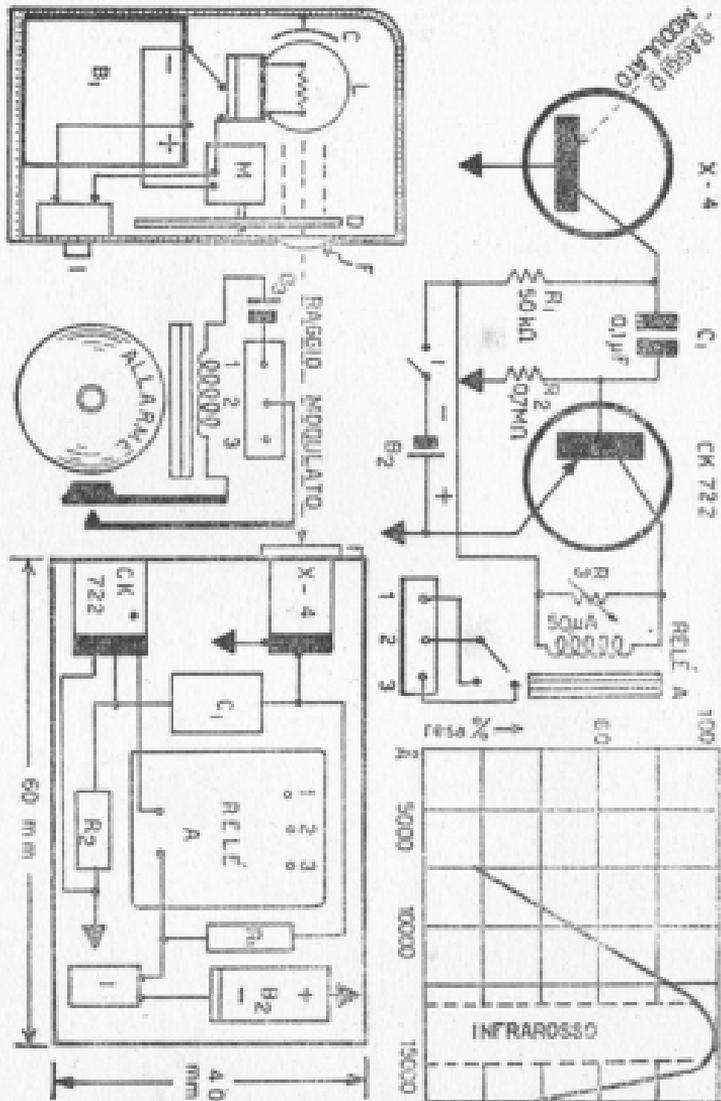


Fig. 6.9 - Dispositivo di vigilanza e allarme.

è ruotante giungono alla lente **E** solo degl'impulsi luminosi; questa lente deve agire anche da filtro ottico nel senso che deve lasciar passare solo quella parte di radiazioni che corrispondono ai raggi infrarossi.

In pratica si può usare un filtro separato ad esempio del tipo iodico. Da **E** fuoriesce così un raggio invisibile e rapidamente intermittente che va a cadere sul fototransistore **X-4**. E' necessaria un'accurata e delicata operazione di puntamento e di messa a fuoco per evitare dispersioni dannose.

Il fototransistore viene del tutto reso insensibile alle radiazioni visibili mediante un filtro **F**, del tipo già visto. Quando questi raggi giungono regolarmente su **X-4** senza essere stati intercettati lungo il loro cammino generano un segnale intermittente che, amplificato e rettificato dal transistor **CK722**, determina il passaggio di una corrente nel relé **A** che scatta aprendo il circuito **1,2** ed escludendo il segnale d'allarme.

Se però il raggio viene interrotto da un ostacolo il fototransistore diminuisce grandemente la propria resa di corrente e decresce pure quella nel relé **A** che, pertanto, si sgancia chiudendo il circuito **1,2**.

Il segnale d'allarme entra allora in funzione. Il potenziometro **R<sub>2</sub>**, che è bene abbia in sede di messa a punto una resistenza massima almeno decupla di quella dello avvolgimento del relé, va regolato in modo che in assenza del raggio il relé non scatti per effetto della debole corrente di riposo del collettore.

Da ultimo restano da chiarire alcuni punti che, se del tutto ovvi per chi ha pratica di dispositivi di allarme in genere, possono anche non riuscire intuitivi al profano.

La prima osservazione che può essere fatta è che la

lampada **L** e il motorino **M** (in tal caso sincrono) possono essere più economicamente alimentati in c. a. invece che con c. c. Ciò facendo si ha l'inconveniente che vien dato il segnale d'allarme tutte le volte che per una ragione qualsiasi viene a mancare l'energia elettrica nella rete di alimentazione.

In secondo luogo si può osservare che l'apparato risulterebbe notevolmente semplificato abolendo la modulazione del raggio. Ciò non è consigliabile poichè così facendo qualsiasi altra sorgente di radiazioni può bloccare il funzionamento del dispositivo impedendogli di dare l'allarme anche quando il raggio principale viene interrotto.

Con la periodica intercettazione questa evenienza viene eliminata e si ottiene un normale funzionamento anche in piena luce solare. La frequenza d'interruzione è bene non sia inferiore ai 400 Hz; in ogni caso tanto più piccola è la capacità del condensatore  $C_1$ , tanto più alta deve essere la frequenza di modulazione necessaria per far scattare il relé **A**. Sempre restando nel campo delle applicazioni fotoelettroniche, passiamo ad esaminare un altro fotodispositivo transistorizzato e, precisamente, un esposimetro di nuova concezione che unisce ai già ben noti pregi propri di questi strumenti, già largamente usati in fotografia, cinematografia, televisione, ecc., l'importante vantaggio di possedere una sensibilità di parecchie decine di volte maggiore dei tipi più sensibili fino ad oggi costruiti. Ciò è dovuto al semplice accorgimento di usare un transistor in aggiunta ad una tradizionale cellula al selenio.

In fig. 6.10 è riportato uno schema orientativo di massima ed una delle forme di realizzazione che si possono adottare.

APPLICAZIONI

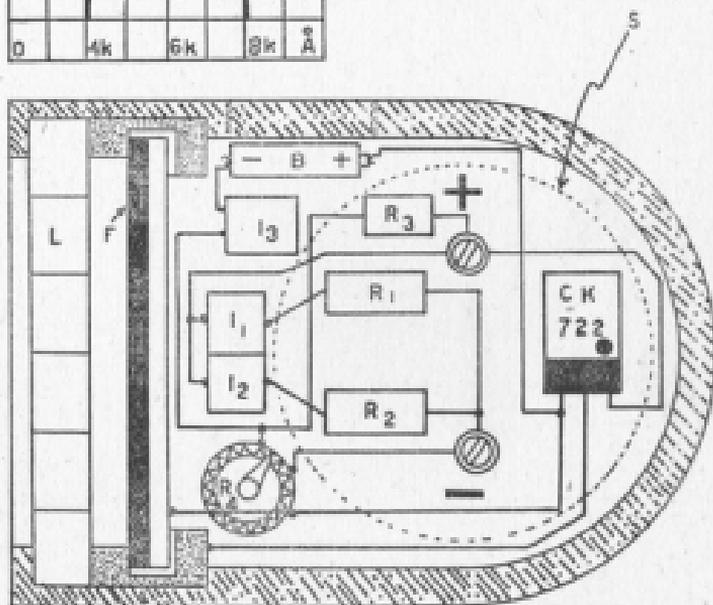
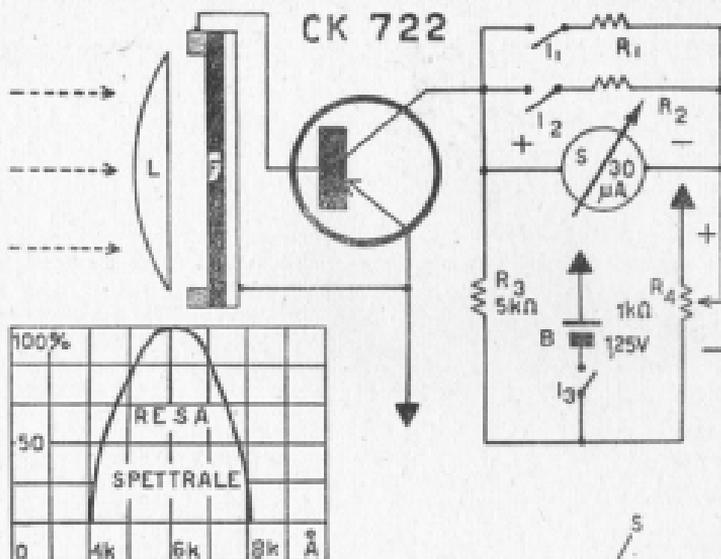


Fig. 6.10 - Esposimetro transistorizzato.

Nell'esempio è usata una fotocellula SAF rettangolare (contraddistinta dalla lettera F) del tipo 902-102; essa è rettangolare ed ha dimensioni di  $6 \times 15$  mm. con una resa spettrale sintetizzata nel piccolo grafico visibile in figura 6.10. Quando F viene colpito da radiazioni luminose concentrate su di esso da una lente semicilindrica L, una corrente viene inviata alla base di un transistor, collegato con l'emissore a massa, sul cui collettore è inserito a ponte un microamperometro S di misura. Occorre far attenzione che alla base faccia capo il lato della fotocellula che diviene negativo quando è esposto alla luce.

Una maggior stabilità può essere facilmente ottenuta introducendo le varianti, già viste per gli amplificatori in c. c., necessarie per la compensazione termica.

La taratura della scala di S può essere fatta agevolmente per confronto con un esposimetro già tarato oppure con, maggiore difficoltà, servendosi di sorgenti campioni di luce. La resistenza interna di S risulta abbastanza bene adattata a quella più bassa di F tramite il transistor stesso; nel caso di forti illuminazioni la sensibilità di S risulta eccessiva ed allo scopo sono previsti due pulsanti  $I_1$  ed  $I_2$  che consentono d'inserire, secondo il caso, due shunts,  $R_1$  ed  $R_2$ , che devono essere di valore tale da ridurre rispettivamente di 10 e di 100 volte l'indicazione data dello strumento.

La pila B deve avere minime dimensioni ed una lunghissima durata; si prestano bene allo scopo i tipi al mercurio, appositamente creati per i circuiti transistorizzati, che danno circa 1,25V per elemento; ad esempio le pile RME od RL625 della MALLORY.

Qualche cura va dedicata ad ovviare all'inconveniente della corrente di fondo sempre presente nel circuito del

collettore anche in assenza di luce; è per questo motivo che in luogo d'inserire semplicemente **S** in serie al collettore si è adottata la versione a ponte con i resistori **R<sub>3</sub>** ed **R<sub>4</sub>**. Quest'ultimo, in particolare, deve essere un potenziometro di buona costanza e regolarità di variazione e va regolato in modo che nella perfetta oscurità l'indice di **S** risulti perfettamente azzerato; solo dopo questa operazione preliminare si può procedere alla misura vera e propria della luminosità ambiente.

Non è il caso di dilungarci sulla realizzazione meccanica che non differisce da quella di un comune espositometro a fotocellula metallica se si eccettuano la presenza di pulsanti, l'azzeratore **R<sub>4</sub>** e la pila **B**.

In fig. 6.11 è illustrato un misuratore del livello sonoro ambientale o « fonometro »; spesso tale apparecchio è usato per valutare l'entità degli applausi nelle sale di spettacolo e, in tal caso, prende il nome di « applausimetro ».

Esso si compone di un microfono **M**, un regolatore di livello **P**, due stadi transistorizzati di amplificazione, uno stadio finale integratore e un misuratore d'uscita **S**. Il microfono **M**, di tipo elettrodinamico, è inserito direttamente sul circuito di base del primo transistor; i suoni captati dall'ambiente vengono così amplificati e passano per il controllo di livello **R<sub>2</sub>**; questo viene regolato in determinate posizioni da stabilirsi all'atto della taratura.

Il secondo transistor provvede ad operare una successiva amplificazione ed il terzo, infine, funziona da rettificatore e da integratore. I segnali che gli giungono, infatti possono ricomparire amplificati al collettore solo se hanno polarità negativa; in caso contrario i due diodi ideali, che compongono ogni transistor, sono entrambi non

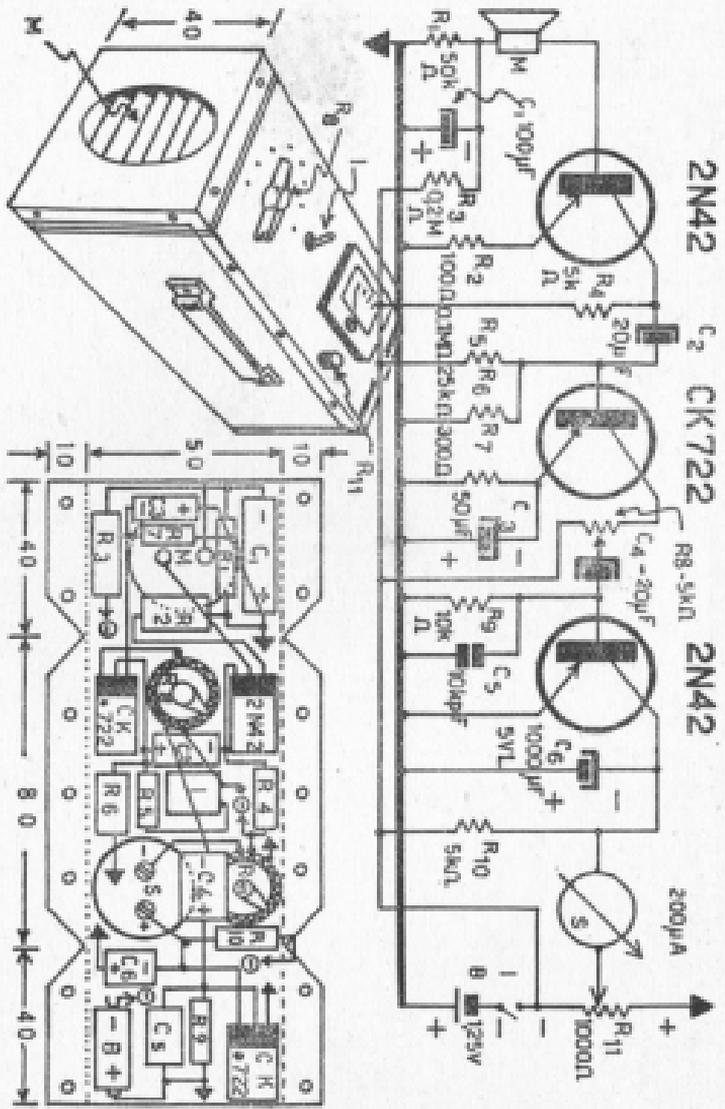


Fig. 6.11 - Fonometro, applausimetro.

conduttivi e quindi, come si è già visto nella parte teorica, non si ha alcuna amplificazione.

Questo particolare funzionamento è ottenuto collegando direttamente a massa il resistore  $R_4$ ; non esistendo così alcuna polarizzazione preventiva solo i segnali negativi sono in grado di rendere positivi l'emissore e quindi di determinare una corrente al collettore.

Quest'ultimo è bypassato verso massa dal condensatore  $C_4$ ; i segnali rettificati vengono sommati fra loro dalla capacità e lo strumento  $S$  indica appunto il livello medio di questi e, in definitiva, dei suoni captati da  $M$ . La realizzazione meccanica di massima è indicata in figura: la scatola metallica stessa viene usata quale telaio portante; le misure indicate possono essere modificate in più o in meno in base alle maggiori o minori dimensioni del microfono e dello strumento disponibile; questi due componenti, infatti, essendo i più ingombranti, decidono del dimensionamento generale da dare all'apparecchio.

### **Alimentatori.**

La caratteristica dei transistori che consente loro di funzionare con basse e bassissime tensioni di alimentazione offre la possibilità di costruire degli alimentatori di nuovo tipo non realizzabili con i classici tubi elettronici che richiedono tensioni di placca sempre assai elevate.

Nel caso di strumenti, apparecchi, radioricevitori di tipo portatile, ecc. si presenta l'eventualità di dover provvedere all'alimentazione mediante batterie di accumulatori o pile. Ora, le prime sono di gran lunga più economiche delle seconde, date che sono ricaricabili ed, inoltre, peso a

parte, a parità d'ingombro sono in grado di erogare potenze anche notevoli seppure a basse tensioni che, nei tipi più correnti, sono normalizzate a 6 e 12V.

Necessitava quindi ove si fosse voluto o si dovesse impiegare una batteria di accumulatori quale sorgente di energia, predisporre un adatto organo elevatore come un survoltore rotante o a vibrazione che, come è noto, sono di delicato funzionamento, ed hanno gl'inconvenienti tipici dei dispositivi con organi meccanici in movimento e contatti più o meno soggetti a scintillio.

Ora, i transistori, offrono la possibilità di realizzare dei survoltori di tensione completamente statici, di piccolo peso, ridotte dimensioni e con un rendimento abbastanza soddisfacente. Il principio generale informatore è quello di trasformare la corrente continua a bassa tensione data dagli accumulatori (o anche da una pila) in corrente alternata mediante i transistori a giunzione che, come visto, hanno la proprietà di oscillare con buona potenza anche con pochi volt di tensione al collettore; l'elevazione di tensione diviene allora facilmente conseguibile servendosi di un comune trasformatore.

Essendovi anche la possibilità di scegliere entro limiti abbastanza ampi la frequenza di oscillazione si può far sì che questa risulti molto più elevata dei tradizionali 50 Hz, con che il trasformatore si riduce, nei casi estremi, a poche spire fra loro accoppiate su un nucleo di poliferro o anche semplicemente in aria, ed i condensatori di livellamento, dopo i raddrizzatori, ottengono un perfetto spianamento delle ondulazioni anche con capacità mille volte più piccole dei classici elettrolitici da 16  $\mu$ F.

La principale limitazione che allo stato attuale s'incontra nella diffusione di un tale tipo di « survoltore » con-

cerne la potenza massima trasformabile; mentre fino a circa 0,1 W sono già disponibili ottimi tipi di transistori a prezzo accessibile, per potenze di soli 3 W il solo transistoro costa all'incirca come un comune radiorecettore portatile alimentato con batterie.

Questo fattore, se non è proibitivo nel caso di apparecchi specialissimi il cui prezzo si trova in seconda linea rispetto alla propria utilità, lo è invece in tutte le applicazioni più popolari della radiotecnica; non resta che da augurarsi quindi che non sia lontano il giorno che anche questo ostacolo venga rimosso per un'ulteriore diffusione degli apparecchi portatili.

Per quanto fin qui visto ci soffermeremo ora solo su un esempio di alimentazione che è già accessibile sotto

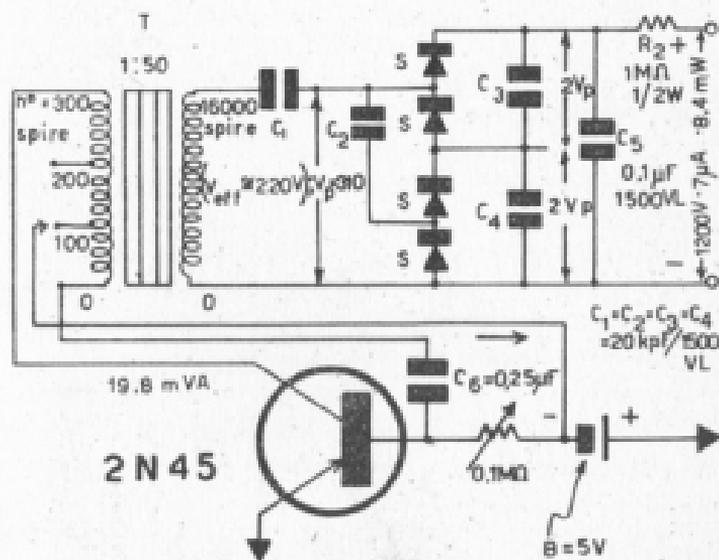


Fig. 6.12 - Sovvolte statico transistorizzato: 5V c. c./1200V a. c.

tutti i punti di vista. Le sue applicazioni sono molteplici; può alimentare piccoli tubi a raggi catodici per oscilloscopia e TV, altoparlanti e microfoni elettrostatici, tubi di Geiger per ricerche nucleari, macchine xerografiche, ecc. Esso consta, come visibile in fig. 6.12, di un trasformatore **T** il cui primario ha 300 spire di filo smaltato del diametro di 0,08 mm. con presa ad ogni centesima spira; il nucleo del trasformatore è in poliferro per BF; può anche essergli di semplice lamierino di ferro al silicio di 0,2 mm di spessore per ogni lamella, o anche meno, con una sezione netta di 0,25 cmq. Il secondario ha 16.000 spire di filo smaltato da 0,05 mm. di diametro strettamente avvolte sul primario.

Il rapporto, tenuto conto della inevitabile caduta di tensione, risulta quindi di 1 : 50. Come transistor può essere usato qualsiasi tipo a giunzione capace di dare una potenza oscillante di 20 mW a circa 1000 ÷ 3000 Hz con una tensione di alimentazione di soli 4 V; il condensatore **C<sub>3</sub>** e il potenziometro determinano la frequenza esatta di oscillazione. La corrente continua della pila **B**, viene resa alternata dal transistor e, pertanto, nell'avvolgimento primario scorre una c. a. sovrapposta ad una piccolissima c. c.; al secondario compare una tensione di circa 220 V efficaci, pari a 310 V di punta.

Si tenga presente che in questo punto del circuito sono disponibili solo 70  $\mu$ A; ciò rende impossibile misurare con un comune voltmetro la reale tensione presente al secondario; è evidentemente indispensabile allo scopo un voltmetro a valvola che non consumi una corrente apprezzabile. Per ottenere un ulteriore aumento di tensione, e contemporaneamente raddrizzare la corrente alternata, si può usare uno dei soliti circuiti quadruplicatori, come

indicato in figura. Quattro raddrizzatori al selenio, al germanio, o al silicio, ciascuno dimensionato per 300 V e qualche centinaio di microampere servono allo scopo; le capacità  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  si caricano in parallelo e si scaricano in serie, sommando le tensioni proprie che raggiungono così circa 1240 V c. c. teorici; date le inevitabili cadute di tensione nei raddrizzatori e nel resistore  $R_2$  si hanno circa 1200 V c. c. effettivi ai morsetti d'uscita.

Tutto l'alimentatore, se ben realizzato, non occupa un volume superiore ai 30 cm<sup>3</sup>, pila compresa.



## CAPITOLO VII

### RICEVITORI E TRASMETTITORI

#### Premessa.

Accingendosi alla costruzione di ricevitori e trasmettitori con transistori il tecnico o l'amatore devono tener presenti alcuni punti che non hanno riscontro nel caso di radio realizzate con tubi elettronici.

In primo luogo le schermature, indispensabili con le valvole, sono pressochè superflue con i transistori; ciò è dovuto alla sempre bassissima impedenza presente nei circuiti ed al fatto che vengono amplificate le correnti piuttosto che le tensioni. I soli accoppiamenti che possono introdurre disturbi sono quindi quelli elettromagnetici, mentre quelli elettrostatici possono essere trascurati.

In secondo luogo compare uno spiacevole inconveniente specialmente rilevante con i transistori di modello non recente: si tratta del rumore di fondo, che già con due soli stadi di amplificazione si presenta nella cuffia o nell'altoparlante come un fruscio o soffio assai intenso; può essere contenuto entro valori modesti dando la preferenza, appena possibile, ai transistori a giunzione e limitando la tensione di alimentazione, degli stadi non di potenza, a circa  $1 + 1,5V$ . Ad esempio, durante le prove dell'amplificatore di fig. 6.3, abbiamo notato che il soffio diveniva intenso quasi quanto un quarto del segnale con soli 5 V di tensione di alimentazione.

Una terza considerazione concerne le difficoltà che si incontrano nella costruzione e nella messa a punto. Con apparecchi aventi uno o due stadi questa procede con

altrettanta facilità come con un analogo ricevitore a tubi; nel caso di più stadi, come ad esempio può accadere in una supereterodina, le cose si complicano grandemente poiché non si può tarare uno stadio senza che ciò non influisca sugli altri, ossia non è possibile considerare questi ben separati fra loro come nel caso delle valvole, ma si deve tener conto della forte interdipendenza esistente.

Tanto per citare un esempio si supponga che prima si metta a punto la parte di bassa frequenza e poi quella di alta frequenza, separatamente fra loro. Se tra i morsetti dei generatori di segnali e i misuratori d'uscita impiegati allo scopo non si hanno le stesse esatte configurazioni, impedenze, coefficienti di temperatura, andamenti di corrente e tensioni non lineari (come è per i transistori), ecc. si ha la poco gradita sorpresa che unendo fra loro l'alta e la bassa frequenza, già perfette singolarmente, ne risulti un tutto malamente funzionante.

Gli strumenti comunemente usati per mettere a punto i radioapparatì sono infatti poco adatti per mettere a punto i circuiti transistorizzati essendo previsti per funzionare per tensione su alte impedenze.

### **Circuiti dualizzati.**

Tutta la tecnica basata sui tubi elettronici ha come fondamento l'amplificazione di tensioni; quella basata sui transistori è invece impostata sull'amplificazione delle correnti. Due apparecchi perfettamente fra loro equivalenti, uno dei quali è realizzato con valvole e l'altro con transistori conseguono lo stesso scopo funzionale per vie e con mezzi fra loro reciproci; si può, in altri termini, porre:

tubo elettronico = 1/transistore

Questo concetto di reciprocità o dualità fa sì che uno schema classico corrisponde ad uno transistorizzato solo se ad ogni massimo di tensione  $V$  nel primo corrisponde un massimo di corrente  $I$  nel secondo, così che:

$$V = IR \quad (15)$$

dove  $R$  è la resistenza di « trasformazione »: una costante con le dimensioni di una resistenza.

Quindi i due circuiti sono fra loro perfettamente reciproci per definizione, se:

$$V_1 = RI_1; V_2 = RI_2 \quad (16)$$

Rimandando alle opere speciali, quali quella di R. L. WALLACE e G. RAISBECK, citata nella Bibliografia, chi desidera approfondire questo argomento, è qui sufficiente ricordare che ne consegue che ad un generatore di tensione corrisponde un generatore di corrente, ad una resistenza di valore  $R_1$ , un'altra resistenza  $R_2$  di valore:

$$R_2 = R^2 / R_1 \quad (17)$$

Se la costante di trasformazione è uguale all'unità si ha esattamente il reciproco, ossia:

$$R_2 = 1 / R_1 \quad (18)$$

e così, ad un'induttanza  $L$  nel primo corrisponde una capacità nel secondo:

$$L = CR^2 \quad (19)$$

e per  $R = 1$ :

$$L = C \quad (20)$$

Seguendo tale criterio, sempre per  $R = 1$ , si ha che

ad un circuito a stella ne corrisponde uno a triangolo, ad un filtro a  $T$ ; uno a  $\Pi$ ; ad un circuito risonante in parallelo, un altro risonante in serie, e così via.

Dopo quanto prospettato si vede come l'affrontare un circuito con transistori con la stessa mentalità teoretica con cui si è soliti trattare i circuiti a valvola può portare ad insuccessi; nella fase di messa a punto, in particolare, è bene ricordarsi di fare, in un certo senso, il contrario di quanto si sarebbe fatto con i tubi; dove si sarebbe messo un condensatore si metta un'induttanza, al posto di un resistore in serie se ne ponga uno in parallelo; per aumentare un'amplificazione si diminuisca il valore della impedenza di carico invece di aumentarlo, ecc.

### Radioricevitori.

Chiarite così quelle circostanze che potrebbero far nascere incertezze circa l'efficienza dei transistori nei circuiti radio, passiamo ad esaminare qualche schema pratico.

In fig. 7.1 è illustrato un semplicissimo ricevitore impiegante un transistoro del tipo a contatto; l'antenna  $A$  è accoppiata al circuito oscillante  $L_1, C_2$ , mediante un condensatore di piccola capacità  $C_1$ . La ricerca delle stazioni viene fatta ruotando il condensatore variabile  $C_2$  fino ad ottenere un massimo di suono nella cuffia  $F$ . Questo circuito accordato non si presta, per la sua alta impedenza, ad essere direttamente collegato con l'emissore del transistoro; pertanto è previsto un avvolgimento  $L_2$ , di sole 5 spire, da avvolgersi strettamente su  $L_1$ , che realizza l'accoppiamento abbassando contemporaneamente l'impedenza.

Un potenziometro  $R_1$  in serie alla base consente di

scegliere il giusto punto di funzionamento e di controllare contemporaneamente la reazione e quindi anche la amplificazione. In serie al collettore è inserita una cuffia F da  $2 \times 2000 \Omega$  di tipo elettromagnetico; inserendo e disinserendo questa l'apparecchio entra in funzione o meno, adempiendo così anche al compito d'interruttore.

La batteria  $B_1$  è a 12V; non è consigliabile usare tensioni molto minori poichè la potenza d'uscita diminuisce notevolmente; valori fino a 18 V possono essere applicati con cautela in quanto possono già compromettere la vita del transistor. Il volume del suono nella cuffia, ricevendo una stazione locale, è molto inteso, ma non sufficiente per pilotare un piccolo altoparlante.

La bobina  $L_1$ , come indicato in figura, è ottenuta av-

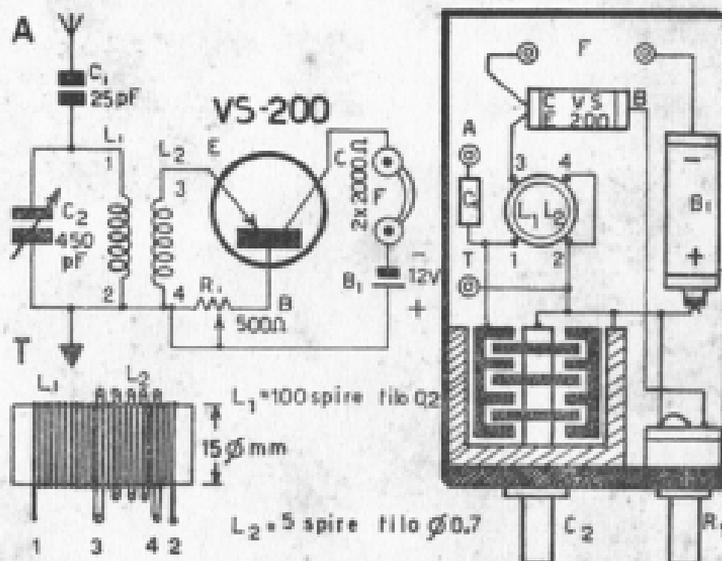


Fig. 7.1 - Piccolo radiorecettore per OM.

volgendo 100 spire di filo da 0,2 mm. attorno a un tubetto di bachelite di 15 mm. di diametro.

La sua realizzazione non è critica e contrariamente a quanto è consuetudine negli apparecchi radio a valvola non ha nessuna esigenza di alti fattori di merito o di minime perdite ad AF. Questa circostanza non è dovuta tanto alla legge del dualismo per cui questa bobina deve fornire corrente piuttosto che tensione, ma bensì al fatto che i transistori assorbono sempre una potenza relativamente notevole dal circuito d'entrata e ciò si traduce in uno smorzamento grandissimo del circuito oscillante, superiore a qualsiasi sua perdita propria. Tale grave inconveniente lo si ritrova in tutti i circuiti radio transistorizzati che sono in genere poco selettivi.

Il montaggio dell'apparecchio può essere fatto su una lastrina di alluminio piegata a squadra secondo la disposizione illustrata in fig. 7.1; le dimensioni massime dipendono soprattutto dall'ingombro proprio di  $C_2$  e di  $R_1$ ; se questi sono di tipo miniatura il tutto può essere compreso in 60 mm. di lunghezza, 50 di larghezza e 30 di altezza. Al grave inconveniente della bassa selettività dei radioricevitori con transistori può essere un poco ovviato mediante un circuito regolabile di reazione come rappresentato in fig. 7.2.

Il circuito risonante d'entrata è costituito dall'induttanza  $L_1$  e dal condensatore variabile  $C_1$ ; l'antenna è collegata al punto B a cui fa capo anche la base del transistor 2N42. Questa disposizione è quella che fornisce nella cuffia F la più forte ricezione specialmente se quale antenna viene usata la rete luce e come presa di terra l'impianto dell'acqua o del termosifone; tuttavia la ricezione è già

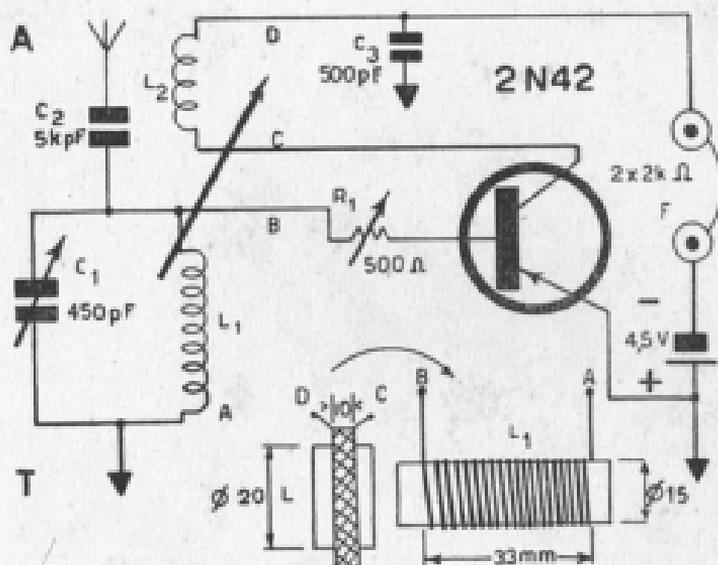


Fig. 7.3 - Radioricevitore a reazione per QM.

possibile anche senza terra e con soli pochi metri di filo quale aereo.

Il segnale a radiofrequenza presente fra i punti **A** e **B** viene applicato alla base del transistor tramite il potenziometro  $R_1$  che controlla in pari tempo sia l'innesco della reazione che il grado di accoppiamento e quindi, in piccolissima misura dato il suo basso valore, anche la selettività. La rivelazione avviene al solito, per l'effetto diodo del circuito emittore-base per cui le semionde negative a radiofrequenza che rendono positivo l'emittore ricompaiono amplificate al collettore; una piccolissima percentuale a radiofrequenza è pur tuttavia ancora presente nel circui-

to collettore che inviata in una bobina  $L_2$ , strettamente accoppiata ad  $L_1$ , per induzione vi esalta i segnali radio originari che ricompaiono al collettore ancor più amplificati; le tensioni indotte in  $L_1$  da  $L_2$  subiscono per tale fatto un ulteriore incremento fino a che il transistoro stesso entra in autoscilazione; poichè, il massimo di ricezione lo si ha alle soglie dell'inesco si regola esattamente il circuito su tale punto mediante il potenziometro  $R_1$ .

In pratica  $L_1$  è costituita da 162 spire di filo smaltato da 0,2 mm. di diametro avvolte in due strati, mentre  $L_2$  ha 350 spire dello stesso filo, ma avvolto a nido d'ape; quest'ultima bobina è infilata su  $L_1$  rispettando il senso indicato per gli avvolgimenti.

Mentre con la reazione si ha un aumento notevole dell'amplificazione, la selettività, come già detto, è ancora alquanto scarsa, soprattutto se paragonata a quella di un comune circuito a reazione con tubi; avviene ugualmente infatti la compensazione delle perdite proprie del circuito d'antenna e di quello oscillante, ma il transistoro assorbe pur sempre potenza per il proprio funzionamento sia pure in misura leggermente inferiore al normale dato l'effetto limitatore dato da  $R_1$ ; effetto che ovviamente è tanto maggiore quanto più grande è il valore della porzione di resistenza inserita.

L'assorbimento di corrente della batteria è invece piccolissimo in quanto è compreso tra 40 e 60  $\mu\text{A}$  che sono appunto i valori medi della corrente del collettore; per questo fatto è inutile provvedere l'apparecchio di un interruttore e si può lasciarlo costantemente acceso senza tema di scaricare la pila più di quanto avverrebbe per suo naturale invecchiamento.

Un ulteriore aumento della selettività lo si ottiene

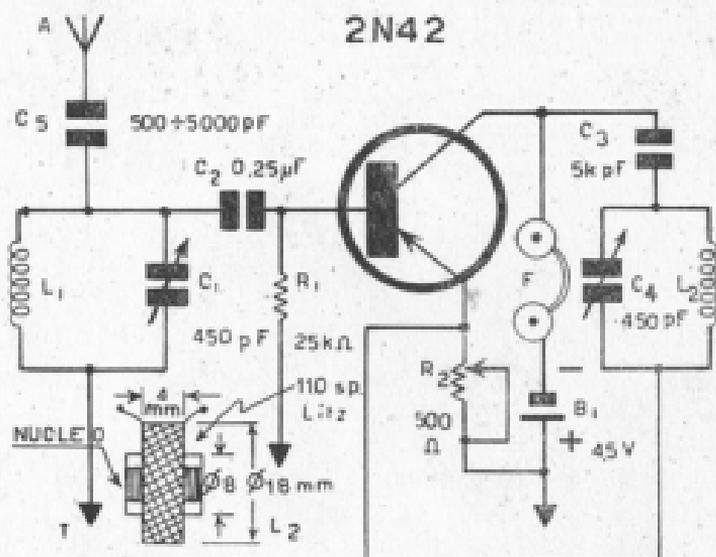


Fig. 7.3 - Radioricevitore per OM a selettività aumentata.

con il circuito da noi appositamente sperimentato allo scopo e che è illustrato in fig. 7.3; esso consta ancora di un circuito d'entrata accordato  $L_1$ ,  $C_1$ , (i cui componenti hanno ancora gli stessi valori già indicati per il ricevitore di fig. 7.2) e di un transistore con circuito accordato sul collettore, quest'ultimo composto da un'induttanza a nido d'ape  $L_2$  e di un condensatore variabile  $C_4$ ; per  $L_2$  può essere usata qualsiasi altra bobina a nido d'ape per onde medie facilmente reperibile in commercio, e lo stesso dicasi di  $L_1$ .

Collegata l'antenna e la terra viene sintonizzata la stazione prescelta ruotando  $C_1$ ; per forti stazioni locali si nota che la selettività risultante del circuito d'entrata è

tanto scarsa per cui la ricezione avviene in modo più o meno intenso per qualsiasi posizione del condensatore  $C_1$ , tuttavia regolato  $R_2$  così che l'emissore risulti a massa, ruotando lentamente  $C_1$  si trova un punto di sintonia abbastanza acuto per cui la stazione sintonizzata da  $C_1$  diviene tanto forte, rispetto alle altre, da provocare persino prima la saturazione del transistor e poi l'innescò. Dato che in queste condizioni la ricezione, anche se fortissima, risulta molto distorta si regola dolcemente  $R_2$  fino a che tale effetto scompare; il valore del condensatore  $C_2$  ha grande importanza poichè dipende, tra l'altro, da questo se il circuito riesce a giungere all'innescò o meno; con transistori diversi da quelli indicati o con cuffie con capacità e quindi fughe proprie di AF elevate, può rendersi necessario usare capacità anche di 10.000 pF. Se anche tale valore non fosse sufficiente non è consigliabile aumentarlo ulteriormente poichè la perdita delle note più acute diverrebbe intollerabile; si deve allora inserire un'impedenza di AF in serie alla cuffia dal lato del collettore ed in casi estremi anche individuare ed eliminare le eventuali cause di dispersione eccessiva.

Essendo il consumo di questo apparecchio dell'ordine di 60  $\mu A$ , valgono per le batterie le stesse considerazioni già viste nel caso precedente.

In fig. 7.4 è rappresentato lo schema elettrico di un radioricevitore, pure per onde medie, provvisto di una amplificazione di bassa frequenza capace di dare una potenza d'uscita di circa 50 mW, ossia quanto basta per pilotare debolmente un piccolo altoparlante a magnete permanente.

Il doppio circuito di sintonia all'entrata consente un certo grado di selettività anche per il fatto che il secondo

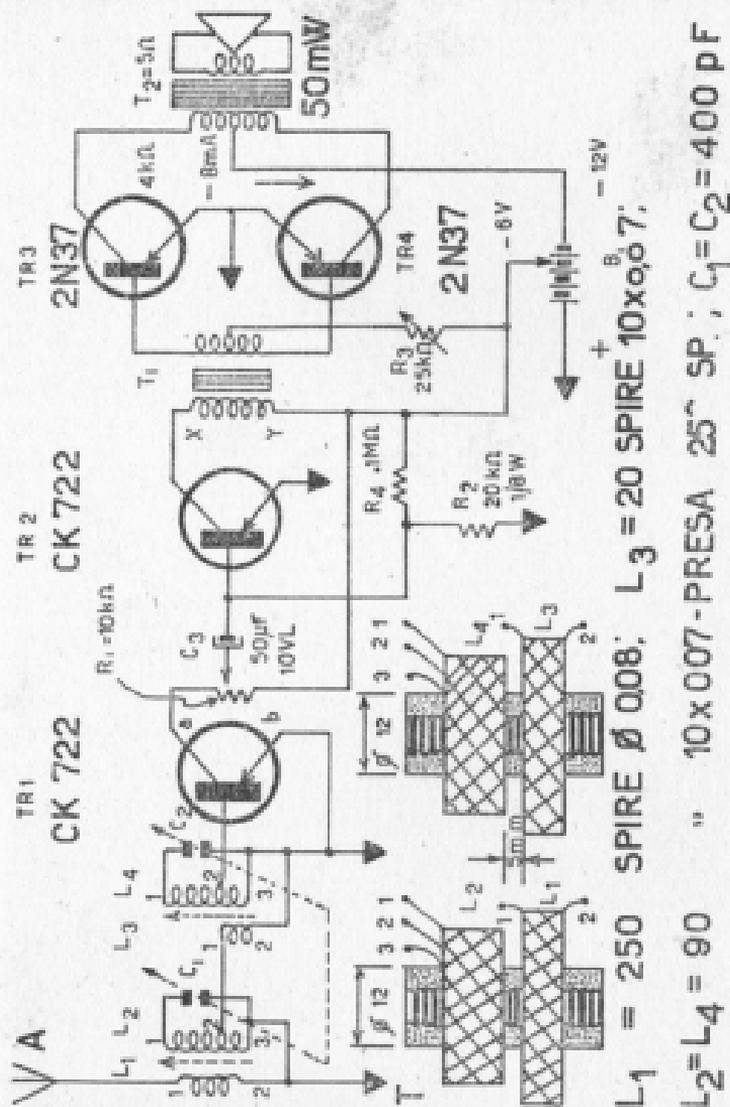


Fig. 7.4 - Radioricevitore con 50 mW di potenza d'uscita.

di questi è modicamente caricato dal primo transistorore la cui base è infatti collegata ad una presa intermedia. Sono riportati i dati costruttivi delle bobine, benchè si può per queste ricorrere sempre ai tipi per OM, con nucleo, facilmente reperibili in commercio; la difficoltà delle prese intermedie può essere superata con due piccoli avvolgimenti supplementari di 25 spire di filo smaltato da 0,3 mm. di diametro da accoppiarsi con  $L_2$  ed  $L_1$  ed i cui capi andranno rispettivamente da un lato a massa e dall'altro al posto delle prese contraddistinte col numero 2.

La sintonia viene ottenuta con i condensatori  $C_1$  e  $C_2$ , fra loro uniti meccanicamente in tandem e che devono avere una capacità di  $2 \times 450$  pF massimi. I segnali rettificati da  $TR_1$  giungono a  $TR_2$  tramite il condensatore elettrolitico  $C_3$  di capacità sufficientemente elevata per permettere una buona amplificazione anche alle frequenze più basse; il potenziometro  $R_1$  controlla il volume ed il transistorore  $TR_2$  agisce da pilota del push-pull finale; il trasformatore  $T_1$  con impedenza primaria di 20.000  $\Omega$  e secondaria di  $2 \times 1000$   $\Omega$  provvede all'inversione di fase e allo adattamento d'impedenza. Il potenziometro  $R_2$  va regolato in sede di messa a punto fintanto che la corrente totale dei collettori dei transistorori 2N37 sia di  $-8$  mA, che si ha quando è stato raggiunto l'esatto grado di polarizzazione di base.  $T_2$  è il trasformatore d'uscita avente  $2 \times 2000$   $\Omega$  d'impedenza primaria e  $5 \div 8$   $\Omega$  d'impedenza secondaria; quest'ultimo dato non è fissabile a priori poichè dipende esclusivamente dal valore dell'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante che verrà impiegato.

La messa punto può essere facilmente fatta servendosi di una cuffia di  $2 \times 2000$   $\Omega$  che va inserita prima tra i punti a e b, consentendo così di verificare il buon funzio-

namento del primo stadio servendosi allo scopo di un generatore di segnali o anche ricevendo direttamente dalle stazioni locali di radiodiffusione; durante questa operazione il controllo di volume va tenuto al minimo o, meglio ancora, il condensatore  $C_2$  va staccato dal potenziometro.

Si procede poi all'ascolto collegando la cuffia nei punti  $x$  e  $y$  dopo aver portato al massimo il volume ed escluso il trasformatore  $T_1$ . I segnali qui ricevuti devono essere assai più intensi e nella ricezione delle stazioni locali queste devono essere ancora debolmente udibili in ambienti silenziosi anche tenendo la cuffia a mezzo metro di distanza. Quando tutto è normale si ricollega  $T_2$  e si verifica il buon funzionamento complessivo mediante l'ascolto con l'altoparlante. Disponendo di un generatore di segnali modulato e di un misuratore d'uscita (1) si devono ottenere 50 mW di potenza d'uscita quando all'entrata è applicato un segnale, modulato a 400 Hz, di poco più di 1 mV. Naturalmente, questo dato non indica la vera sensibilità dello apparecchio che è alquanto maggiore poichè, come già visto, i comuni generatori di segnali impiegati in radiotecnica non sono adatti, tra l'altro, a dare un'immediata indicazione del guadagno di potenza che è il vero dato esprimere la bontà di un radioricevitore transistorizzato.

Per quanto concerne la realizzazione vera e propria va notato che non occorrono schermature di nessun genere e i fili dei collettori possono correre paralleli anche per lunghi tratti a quello delle basi senza che si verifichino inneschi o instabilità; i soli accoppiamenti che possono ve-

(1) La descrizione di questi strumenti è riportata nel volume: G. A. Ugletti: « Il prontuario del riparatore elettronico », Editore Hoepli - Milano.

rificarsi sono quelli di natura elettromagnetica, ma date le piccole potenze ed amplificazioni in gioco anche  $T_1$  può essere comunque disposto rispetto a  $T_2$  senza che si abbiano inconvenienti.

Per quanto fin qui visto, la realizzazione di circuiti transistorizzati è quindi in genere più facile di quella in cui intervengono tubi elettronici.

Quando necessita invece una notevole potenza d'uscita, paragonabile a quella fornita da un normale apparecchio radio si può ricorrere ai transistori di potenza a giunzione; il loro impiego ed il loro funzionamento non differisce da quello degli altri tipi tranne una severa limitazione circa la massima frequenza propria di lavoro che, allo stato attuale della tecnica, giunge al massimo ai  $10 \div 15.000$  Hz.

La fig. 7.5 riporta lo schema di un radioricevitore sperimentale avente una discreta potenza d'uscita; questa ultima, infatti, è di circa 3 W con una distorsione del 5 %.

Il primo ed il secondo stadio non presentano novità sostanziali; il doppio circuito accordato d'entrata è già stato illustrato nel caso del ricevitore di fig. 7.4, dove sono riportati anche i dati relativi agli avvolgimenti; il primo stadio con circuito sul collettore per l'aumento della selettività è pure già stato descritto nello schema di fig. 7.3; unica variante è che al posto della cuffia vi è ora il trasformatore  $T_1$  che fa capo a un push-pull di transistori del tipo 2N37, analogo a quello della già citata figura. Un particolare accenno merita il monocomando previsto per il variabile di sintonia che è costituito dalle 3 sezioni  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ , ciascuna con una capacità di 400 pF; le rispettive bobine  $L_2$ ,  $L_4$ ,  $L_5$  sono provviste di nucleo per permettere una buona messa in passo di questi tre circuiti accordati. Dopo



la rivelazione compiuta sul primo transistor la BF risultante è inviata nel trasformatore  $T_1$  che compie l'adattamento d'impedenza e l'inversione di fase necessaria per comandare il push-pull di 2N37;  $L_3$  è una semplice impedenza di AF che ha lo scopo di bloccare eventuali fughe a radiofrequenza attraverso le capacità proprie di  $T_1$ .

In conformità a quanto già visto  $R_2$  va regolato una volta per tutte durante la messa a punto fino a che la corrente dei collettori sia di  $-8$  mA; la stessa funzione hanno i potenziometri  $R_4$  e  $R_6$ , ciascuno per la corrente dello stadio a cui si riferiscono.

I valori dati sono quelli massimi che si ottengono quando ad ogni stadio è applicato il massimo segnale di entrata; in assenza di quest'ultimo queste correnti sono molto piccole; nello stadio finale, ad esempio, in condizioni di riposo, i collettori assorbono solo 10 mA ossia 64 volte meno della corrente di piena potenza.

Complessivamente il ricevitore in questione consuma circa 9 W quando l'altoparlante riproduce dei suoni a piena potenza, ma solo 0,2 W quando questi mancano; nella ricezione della fonia, ad esempio, in tutti gli intervalli di tempo che intercorrono tra la riproduzione di una parola e la successiva il consumo dell'apparecchio scende ogni volta a 0,2 W; lo stesso si verifica passando da una stazione ad un'altra o in qualsiasi pausa della trasmissione anche quando è presente l'onda portante.

Durante la riproduzione di suoni d'intensità intermedia anche il consumo assume valori intermedi. Questo singolare comportamento, che è in gran parte merito dello stadio finale in classe C, fa sì che l'esaurirsi delle batterie procede assai lentamente ed il rendimento complessivo

risulti veramente ottimo, soprattutto se confrontato con un equivalente ricevitore a valvole.

Questo, infatti, per presentare una resa ed una sensibilità simili dovrebbe avere almeno uno stadio rivelatore a triodo, seguito da un preamplificatore di BF pure a triodo pilotante un comune pentodo funzionante in classe A, che già dà una distorsione del 10 %.

Sia in condizioni di massima uscita che di riposo il consumo complessivo, tenuto conto anche della presenza inevitabile dei filamenti, si aggirerebbe costantemente su non meno di  $13 \div 16$  W.

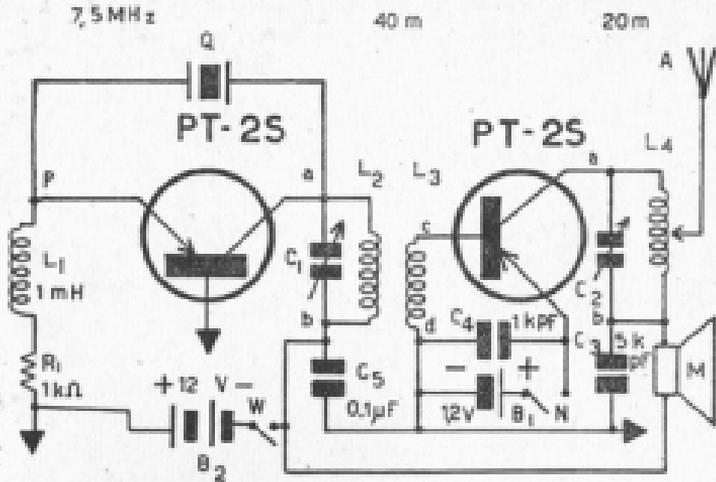
### Trasmettitori.

I trasmettitori realizzabili con i transistori hanno per il momento solo piccole potenze e risultano quindi di portata molto limitata. Si è visto infatti che i transistori di potenza fino ad oggi messi in commercio non sono utilizzabili per le AF.

Le realizzazioni che si hanno in questo campo riguardano quindi solo dei piccolissimi trasmettitori atti a collegare dei punti fra loro poco distanti; un'applicazione molto utile ed interessante è quella che permette di abolire i cavi di collegamento dei microfoni. Ad esempio, durante le telecronache dirette, i telecronisti erano un tempo costretti a spostarsi da un punto all'altro col proprio microfono, trascinandosi dietro decine di metri di cavo, con notevoli difficoltà, inciampi e pericoli di guasti, specie se vi era molta folla.

Ora anche le stazioni televisive meno importanti hanno abolito questi cavi che ormai sono relegati nel medio-evo

CAPITOLO VII



$L_1$  IMPEDENZA GELOSO N° 556

$C_1 C_2 = 300 \mu\text{pF}$

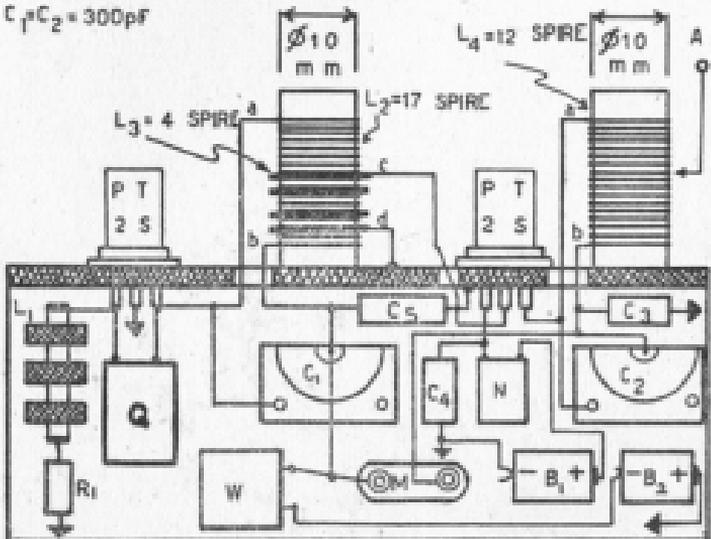


Fig. 7.4 - Trasmettitore per 20 m.

della tecnica ed hanno adottato i nuovi « microfoni-trasmettenti » che consentono la più ampia libertà di movimenti. Moltissimi di questi sono appunto realizzati con transistori.

Un'altra applicazione similare molto importante concerne invece l'eliminazione del « cordone » che solitamente collega il cornetto telefonico all'apparecchio; in tal caso occorre, oltre al piccolo trasmettitore, anche un ricevitore transistorizzato, benchè al classico auricolare si tende a sostituire un piccolo altoparlante allogato entro la custodia dell'apparecchio stesso. In fig. 7.6 viene dato lo schema di un trasmettitore che può venire impiegato anche per gli scopi suddetti; nella realizzazione meccanica si è preferito riportare il montaggio classico su telaio con bobina di grandi dimensioni, per facilitarne la costruzione e la sperimentazione da parte di chiunque; nulla vieta di disporre i vari componenti in altro modo, miniaturizzando il tutto onde meglio adattarlo al particolare uso che se ne deve fare.

Il trasmettitore in questione è a moltiplicazione di frequenza ed è modulato dal microfono direttamente sullo stadio finale; consta di due stadi ciascuno impiegante un transistor a contatto **p-n-p**. Il primo di questi è l'oscillatore pilota controllato dal quarzo **Q**, tagliato per una frequenza di 7,5 MHz; la lunghezza d'onda corrispondente è quindi di 40 m; il secondo transistor ha il proprio circuito risonante accordato sulla seconda armonica; ossia su 15 MHz; dall'antenna vengono così irradiate onde di 20 m.

La modulazione, ove si vuole un massimo di semplicità, può essere ridotta al solo microfono a carbone **M** che controlla così con la propria resistenza variabile, la corrente del collettore. L'antenna è accoppiata direttamente ad **L<sub>1</sub>**

con la possibilità di adattamento d'impedenza mediante spostamento del punto di attacco; entro certi limiti si possono pertanto accordare antenne di vario tipo ed anche assai più corte del classico quarto d'onda. L'alimentazione è data dalle piccole batterie a mercurio  $B_1$  e  $B_2$  la cui durata è lunghissima, dato il consumo irrisorio.

## APPENDICE

**Misure sui transistori.**

Il fattore di amplificazione di corrente  $\alpha$  può essere abbastanza agevolmente calcolato disponendo il transistoro con l'emissore a massa ed applicando una tensione  $V_1$  al suo ingresso come illustrato nella fig. 8.1-a). Misurando le correnti  $i$  della base ed  $i_2$  del collettore, oppure le tensioni  $V_2$  e  $V_1$  (noti che siano  $R_1$  e  $R_2$ ) mediante le formule indicate in figura si ricava il valore di  $\alpha$  o anche del rapporto  $\alpha/1-\alpha$ . In quest'ultimo caso va notato che la resistenza  $R_1$  deve essere comprensiva anche della resistenza interna del generatore di tensione ed in pratica questa può essere la sola resistenza presente; per lo stesso motivo  $R_2$  può essere la resistenza interna del voltmetro; solo usando voltmetri a valvola o ad altissima resistenza propria è necessario che  $R_2$  sia realmente rappresentata da un resistore. Il coefficiente  $\alpha$  che si ricava si riferisce quindi ai parametri adottati durante la misura. Per conoscere la vera amplificazione di corrente si devono impiegare valori di  $V_1$ ,  $R_1$  ed  $R_2$  identici a quelli con i quali il transistoro dovrà poi funzionare nel circuito definitivo.

Così ricavato il valore di  $\alpha$  si può procedere alla misura della resistenza  $R_c$  del collettore come indicato in figura 8.1 - b); collegando il transistoro sempre con l'emissore a massa e lasciando libera la base si applica una tensione  $V$  al collettore; nota che sia quest'ultima e la corrente  $i$  attraverso il collettore, dalle formule indicate si ricava immediatamente il valore di tale resistenza.

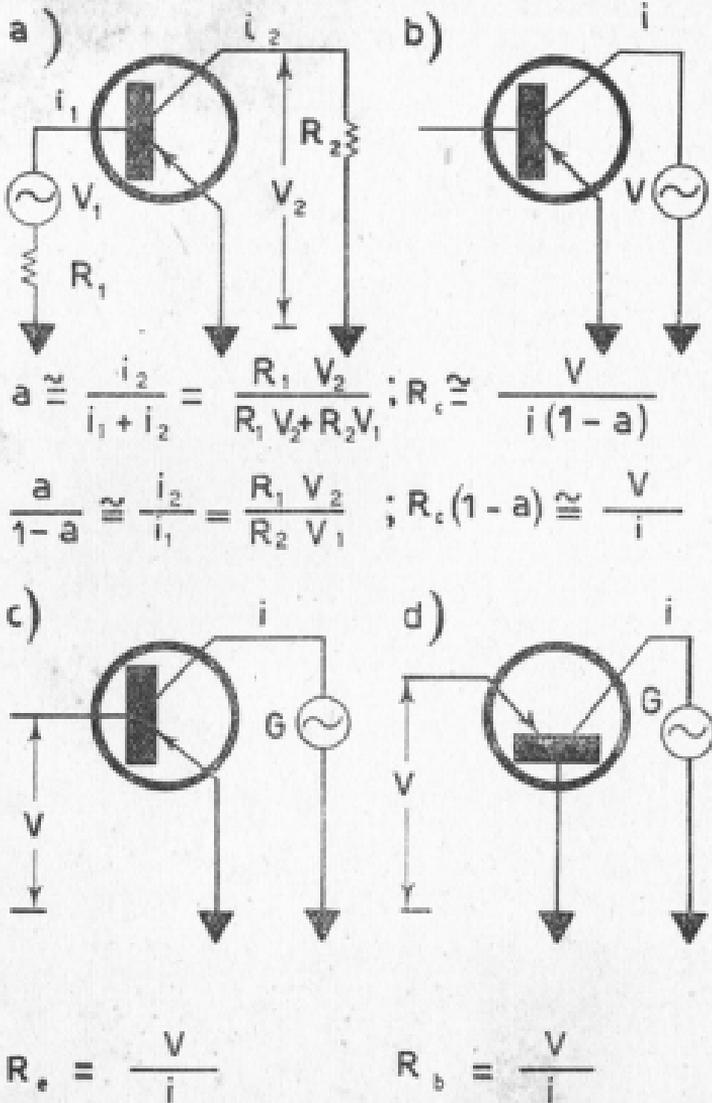


Fig. 8.1 - Misura dei parametri principali di un transistor.

In fig. 8.1. - c) è riportata la disposizione per la misura della resistenza  $R_e$  dell'emissore; applicando una tensione al collettore, mediante il generatore  $G$ , nel collettore circola una corrente  $i$ , mentre tra base e massa compare una tensione  $V$ ; il rapporto  $V/i$  dà appunto la resistenza  $R_e$  cercata. Da ultimo, in fig. 8.1 - d) è visibile la disposizione che consente la misura della resistenza  $R_b$  dell'emissore; il transistor in questo caso è collegato con la base a massa,  $G$  è il solito generatore di tensione inserito tra collettore e massa; per effetto di questo una corrente  $i$  circola nel circuito del collettore e ciò provoca la comparsa di una tensione  $V$  tra emittore e massa; il rapporto  $V/i$  dà in questo caso senz'altro il valore  $R_b$ .

### Provatransistori.

Come per i tubi elettronici sono stati creati degli appositi apparecchi, detti comunemente « provavalvole », così vengono ora progettati i primi « provatransistori » ossia degli strumenti particolarmente studiati per il controllo dell'efficienza e degli altri parametri dei transistori.

In fig. 8.2 è riportato un semplice provatransistori, detto di KRAMER dal nome del suo ideatore (vedasi Bibliografia). Esso consta di un commutatore  $S_1$  ad una via e due posizioni, un interruttore  $I$ , un resistore  $R$  ed un microamperometro  $S_2$ . Sono possibili due prove molto importanti nel caso dei transistori a giunzione sia di tipo  $p-n-p$  che  $n-p-n$ ; esse hanno per oggetto la misura della corrente  $I_{co}$  del collettore quando è nulla la corrente dell'emissore ed il rapporto  $I_{co}/I_a$ , ossia la corrente del collettore in assenza della corrente di base. La batteria  $B_1$  può essere

TR

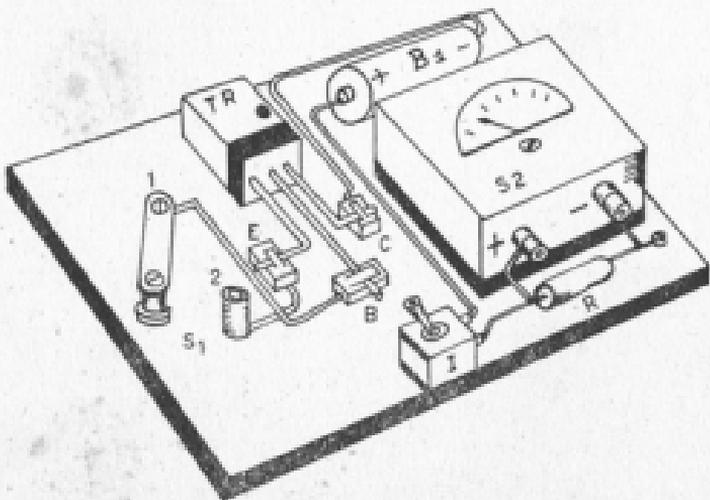
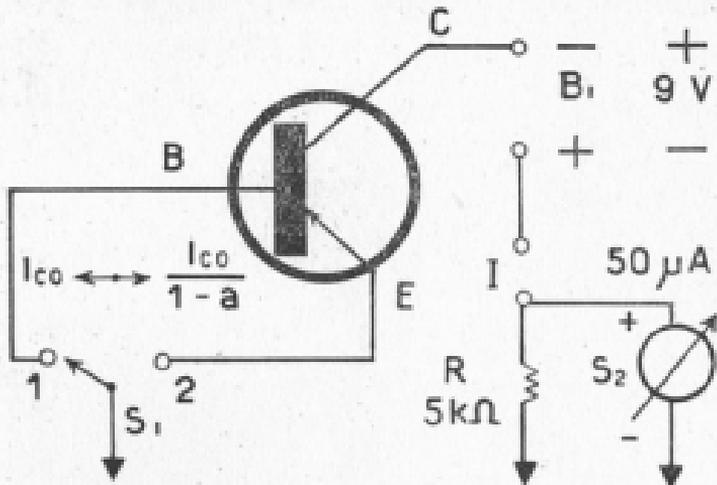


Fig. B.3 - Provatransistori tipo KRAMER.

collegata col polo negativo o con quello positivo al collettore a seconda del tipo del transistor in prova.

Dividendo il risultato della prima misura per quello della seconda si ricava il fattore  $1/1-a$  già precedentemente visto. Si supponga, ad esempio, di aver sottoposto a prova tre transistori (che contraddistingueremo con i numeri 1, 2 e 3) e di aver ottenuto i seguenti risultati:

Transistore N°	5000 Ico	5000 Ico/1-a	1/1-a
1	0,03	2,1	70
2	0,04	2,5	62
3	0,05	3,1	62

Da questi valori si conosce il grado di efficienza di ciascun transistor e inoltre si può trarre delle considerazioni immediate quali ad esempio che i transistori 2 e 3 possono essere usati fra loro in push-pull poichè hanno un identico guadagno, ma non così il n. 1 che differisce alquanto. Al contrario, quest'ultimo è adatto per essere impiegato in ambienti soggetti a forti sbalzi di temperatura dato che ha un basso valore di Ico e quindi causerà minori variazioni percentuali nel circuito in cui sarà inserito, poichè Ico tende a raddoppiare di valore per circa ogni 8 °C di aumento di temperatura. La realizzazione meccanica di questi prova-transistori non presenta alcuna difficoltà e nella disposizione di massima illustrata in fig. 8.2 si sono semplificate al massimo tutte le parti per accentuarne la chiarezza; una cura particolare richiedono tuttavia i morsetti di collegamento con il transistor in prova che devono assicurare un ottimo e sicuro contatto senza tuttavia danneggiare i terminali che vi vengono serrati.

**Caratteristiche grafiche.**

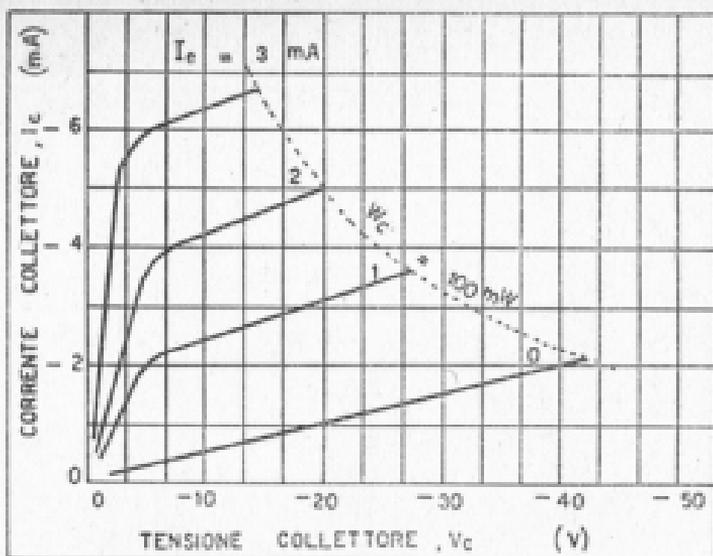


Fig. 8.3 - Caratteristiche del transistor a contatto PT-2A.

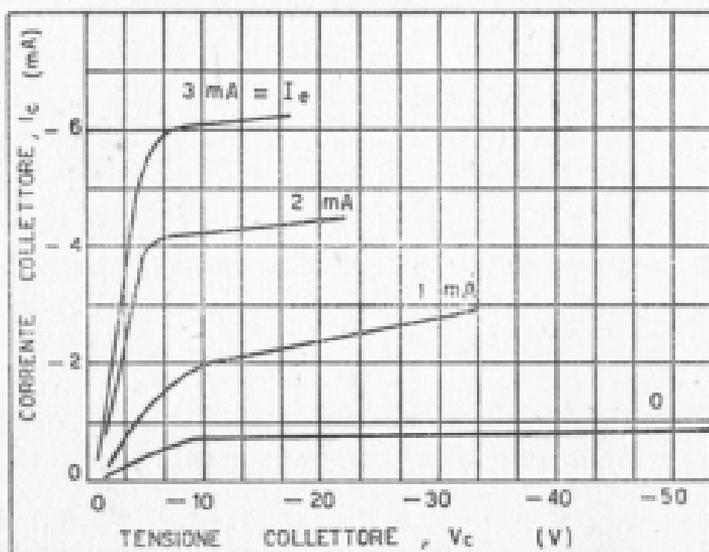


Fig. 8.4 - Caratteristiche del transistor a contatto PT-25.

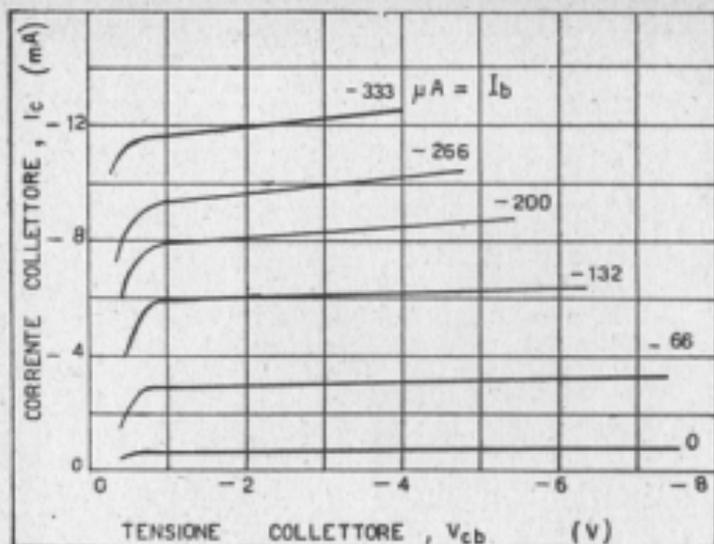


Fig. 8.5 - Caratteristiche del transistor a giunzione 2N36.

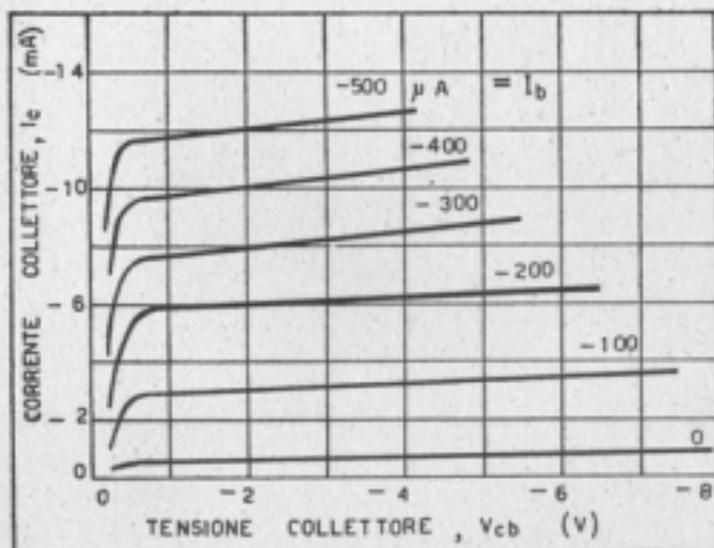


Fig. 8.6 - Caratteristiche del transistor a giunzione 2N37.

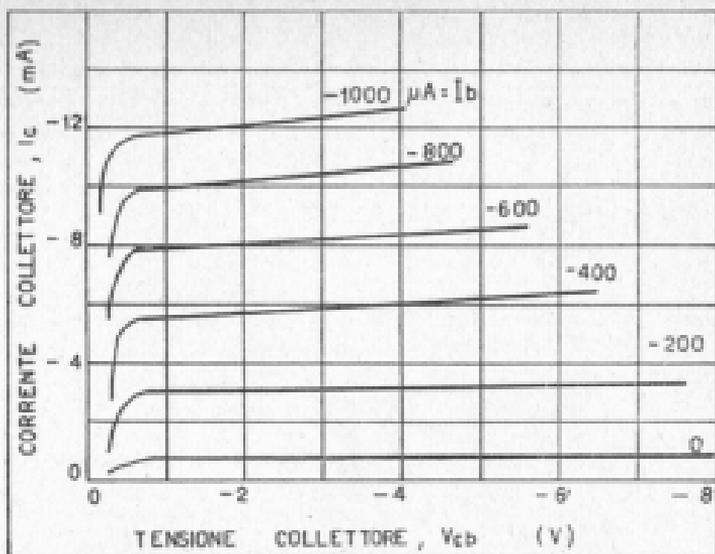


Fig. 8.7 - Caratteristiche del transistor a giunzione 2N38.

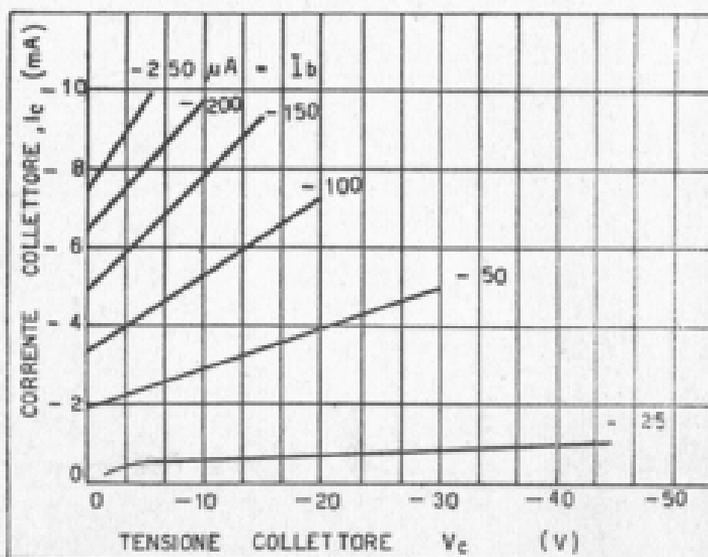


Fig. 8.8 - Caratteristiche del transistor a giunzione 2N43.

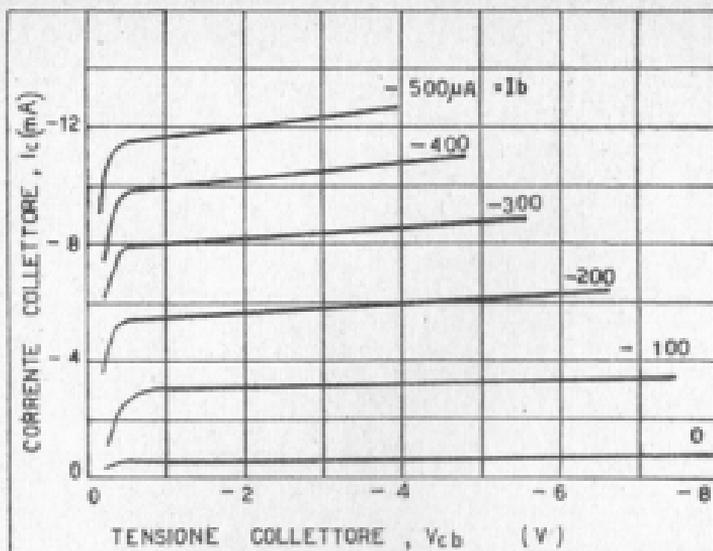


Fig. 8.9 - Caratteristiche del transistor a giunzione CK731.

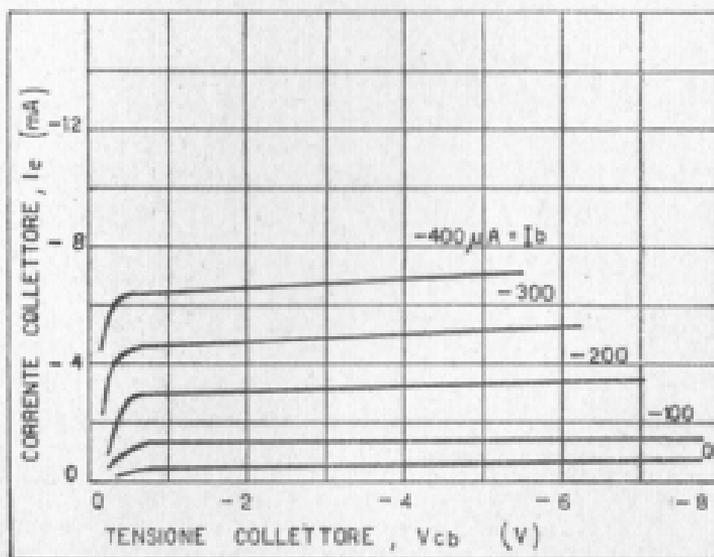


Fig. 8.10 - Caratteristiche del transistor a giunzione CK723.

### I transistori « p-n-i-p ».

I transistori di tipo convenzionale mal si prestano per essere impiegati nella costruzione di ricevitori supereterodina data la loro caratteristica di caricare fortemente i circuiti oscillanti e quindi di non permettere una sufficiente selettività specialmente in MF; tuttavia proprio per questa loro proprietà possono essere usati con profitto nei circuiti amplificatori a videofrequenza ove appunto è richiesta una minima selettività ed una banda passante molto estesa.

In quest'ultimo caso è però presente l'inconveniente che, date le sempre alte frequenze in gioco, l'amplificazione ottenibile per ciascun transistoro è assai ridotta; ciò rende necessario impiegarne fino a 20 ÷ 27 in cascata per avere una sensibilità dell'ordine di quella dei televisori con valvole.

Per ovviare a tale inconveniente sono stati studiati e sono ormai già in avanzata fase di realizzazione, da parte dei Bell Tell Labs., dei transistori di tipo **p-n-i-p** che in sede di prova hanno oscillato soddisfacentemente a frequenze di 440 MHz e, con qualche difficoltà, anche a 3.000 MHz.

Come amplificatori essi non presentano dei decrementi di rendimento in corrispondenza dei 200 MHz, ossia alle frequenze proprie delle onde televisive.

Questo importantissimo risultato ha permesso di superare uno dei maggiori ostacoli che impedivano la costruzione su scala industriale di televisori transistorizzati. Esso è stato raggiunto incorporando in un transistoro a giunzione di tipo solito dei sottilissimi strati di germanio puro tra una sola o entrambe le giunzioni di tipo **p-n-p** fino ad ottenere una configurazione del tipo **p-n-i-p** o **p-i-n-i-p**.

La lettera *i* sta ad indicare la presenza e la posizione

dello strato aggiuntivo che si comporta come uno strato di sbarramento o **barriera intrinseca**, ossia come una specie di sottilissimo strato isolante che allontanando fra loro le superfici delle giunzioni ne diminuisce grandemente la capacità propria come avverrebbe in un condensatore classico a cui si aumentasse la distanza intercorrente fra le armature.

Dato che gli strati intrinseci i sono di germanio puro e quindi oppongono una grandissima resistenza al passaggio della corrente elettrica, ne risulta che questi transistori, oltre alla bassa capacità presentano un'altra caratteristica singolare: sono infatti ad alta resistenza interna e per funzionare regolarmente richiedono delle tensioni ben più elevate di quelle dei comuni transistori a giunzione, raggiungendo quasi i valori in uso per l'alimentazione anodica dei tubi elettronici a riscaldamento diretto.



## BIBLIOGRAFIA

- R. L. BROCK : « Transistor flip-flop uses two frequencies », *Electr.*, 175 (June, 1954).
- J. A. DOREMUS : « Point-contact and junction transistors », *Radio Electr. Eng.*, (Aprile, 1952).
- A. FORD : « Bioelectric integrator uses two transistors », *Electr.*, 176 (May, 1954).
- D. W. GADE : « Feedback in junction transistor circuits », *Electr.*, 174 (July, 1954).
- L. E. GARNER, Jr. : « Transistor and their application in television-radio electronics », *Coyne El. Sch. Ed.*, (1953).
- L. E. GARNER, Jr. : « A transistor metronome », *Radio & Tel. News*, 50 (January, 1954).
- J. M. HUGHES : « Superregenerative transistor receiver », *Radio & Tel.N.*, 72 (March, 1954).
- N. H. KRAMER : « Tester for transistor selection », *Electr.*, 240 (June, 1954).
- R. E. LAFFERTY : « Transistor gun for TV », *Electr.*, 137 (May, 1954).
- R. E. McMAHON ; I. L. LEBOW ; R. H. BAKER : « Transistors convert sine waves to pulses », *Electr.*, 161 (May, 1954).

BIBLIOGRAFIA

- A. R. PEARLMAN: « **Transistor power supply for Geiger counters** », *Electr.*, 144 (August, 1954).
- A. H. SCHOOLEY: « **Transistor amplifiers reduce delay line attenuation** », *Electr.*, 181 (May, 1954).
- R. F. SHEA: « **Principles of transistor circuits** », Wiley & Sons, Inc. New York, (1953).
- W. SHOCKLEY: « **Imperfections in nearly perfect crystals** », Wiley Ed., (1953).
- H. J. TATE: « **Temperature-stabilized transistor amplifiers** », *Electr.*, 144 (June, 1954).
- D. E. THOMAS: « **Low-drain transistor audio oscillator** », *P.I.R.E.*, 144 (June, 1954).
- R. L. WALLACE, G. RAISBECK: « **Duality as a Guide in transistor circuit design** », *Bell Sys. Tech. J.* (April, 1951).

# INDICE TEMATICO

## CAPITOLO I

Pag.

9

Premessa - Cenno storico - I semiconduttori - I raddrizzatori - I transistori - Dati caratteristici - Effetto della temperatura sui transistori - I circuiti fondamentali: emissore, base e collettore a massa.

## CAPITOLO II

31

Amplificatori di bassa frequenza - Vari tipi di accoppiamento: resistenza-capacità, induttanza-capacità, diretto, a trasformatore - Amplificatori di potenza classe A, B, C - Amplificatori di alta frequenza - Amplificatori per televisione - Oscillatori a impedenza negativa e reazione positiva; controllo con cristalli piezoelettrici - Multivibratori.

## CAPITOLO III

45

Amplificatori con reazione negativa in serie ed in parallelo - Amplificatori in tandem semplice e in controfase - Amplificatori per corrente continua e compensazione degli

	Pag.
effetti della temperatura in amplificatori per corrente alternata; calcolo di circuiti stabilizzatori della corrente - Misura del fruscio.	
<b>CAPITOLO IV</b>	<b>57</b>
I tetrodi e i pentodi: transistori a quattro e cinque elettrodi; loro caratteristiche e prestazioni - I fototransistori: caratteristiche e principio di funzionamento - Componenti speciali per circuiti transistorizzati: trasformatori, resistori sinterizzati: condensatori elettrolitici al tantalio, circuiti stampati.	
<b>CAPITOLO V</b>	<b>65</b>
Caratteristiche dei diodi al germanio e al silicio - Caratteristiche dei transistori a contatto e a giunzione, triodi e tetrodi - Fototransistori - Tabella dei collegamenti.	
<b>CAPITOLO VI</b>	<b>85</b>
Amplificatori ad accoppiamento diretto; a resistenza e a capacità; a trasformatore - Amplificatori ad alto guadagno - Otofono per deboli di udito - Oscillatori - Avvisatore	

silenzioso per autovetture - Oscillatore per 50 MHz - Circuiti speciali - Calcolatrici elettroniche: analogiche e numeriche - Circuiti integratori e differenziatori - Circuito Eccles-Jordan o « flip-flop » - Dispositivi di sicurezza e allarme - Esposimetro transistorizzato - Misuratori del livello sonoro: fonometri e applausimetri - Survoltori statici transistorizzati.

**CAPITOLO VII**

119

Premessa - Dualizzazione dei circuiti - Formule di reciprocità - Radioricevitori da 1 mW a 3 W di potenza d'uscita - Selettività delle radio con transistori - Effetto della reazione - Trasmettitori - Microfoni trasmissenti.

**CAPITOLO VIII**

139

Misure sui transistori - Misura del coefficiente di amplificazione di corrente e delle resistenze elettrodiche - Provatransistori - Selezione dei transistori che devono marciare in push-pull - Caratteristiche grafiche dei transistori.

**BIBLIOGRAFIA**

151



***Richiedete al Vostro Libraio di fiducia  
il più grande successo dell'anno:***

**W. H. WILLIAMS**

# **COME S'ETERNA L'AMORE**

(How to get married)

Psicologia dell'amore e del rapporto sessuale - Il comportamento sessuale dei vari tipi di uomini e di donne - Gli stimoli erotici, fisici e psichici - Il Rapporto Kinsey - Le confessioni intime - Il soddisfacimento del desiderio - La fedeltà e la verginità - Il concepimento: le pratiche illecite e le pratiche lecite - Il matrimonio felice.

**MERECALLI**  
E D I T O R E

Prezzo **L. 950**



L. 1200