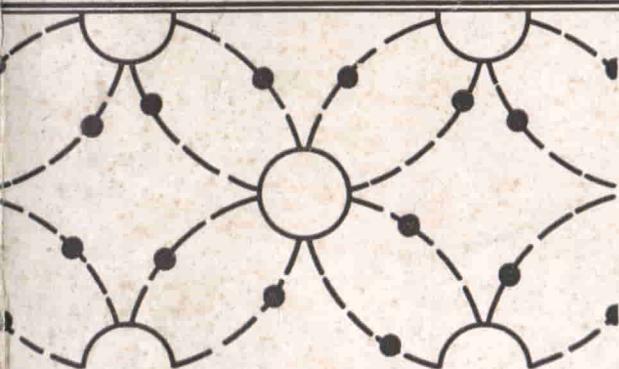


**G. KUHN**



**NUOVO  
MANUALE  
DEI  
TRANSISTORI**

**con introduzione agli altri dispositivi semiconduttori  
compresi i circuiti integrati**



*A mio fratello Paolo*

Nuovo manuale dei  
transistori



GUSTAVO KUHN

# Nuovo manuale dei transistori

con introduzione agli altri dispositivi  
semiconduttori, ivi compresi i circuiti integrati

PROPRIETÀ - APPLICAZIONI  
SCHEMI D'IMPIEGO

EDITRICE



MILANO



GUSTAVO KUHN

# Nuovo manuale dei transistori

con introduzione agli altri dispositivi  
semiconduttori, ivi compresi i circuiti integrati

PROPRIETÀ - APPLICAZIONI  
SCHEMI D'IMPIEGO

EDITRICE



MILANO

TUTTI I DIRITTI RISERVATI  
ALLA EDITRICE IL ROSTRO

©

## I N D I C E

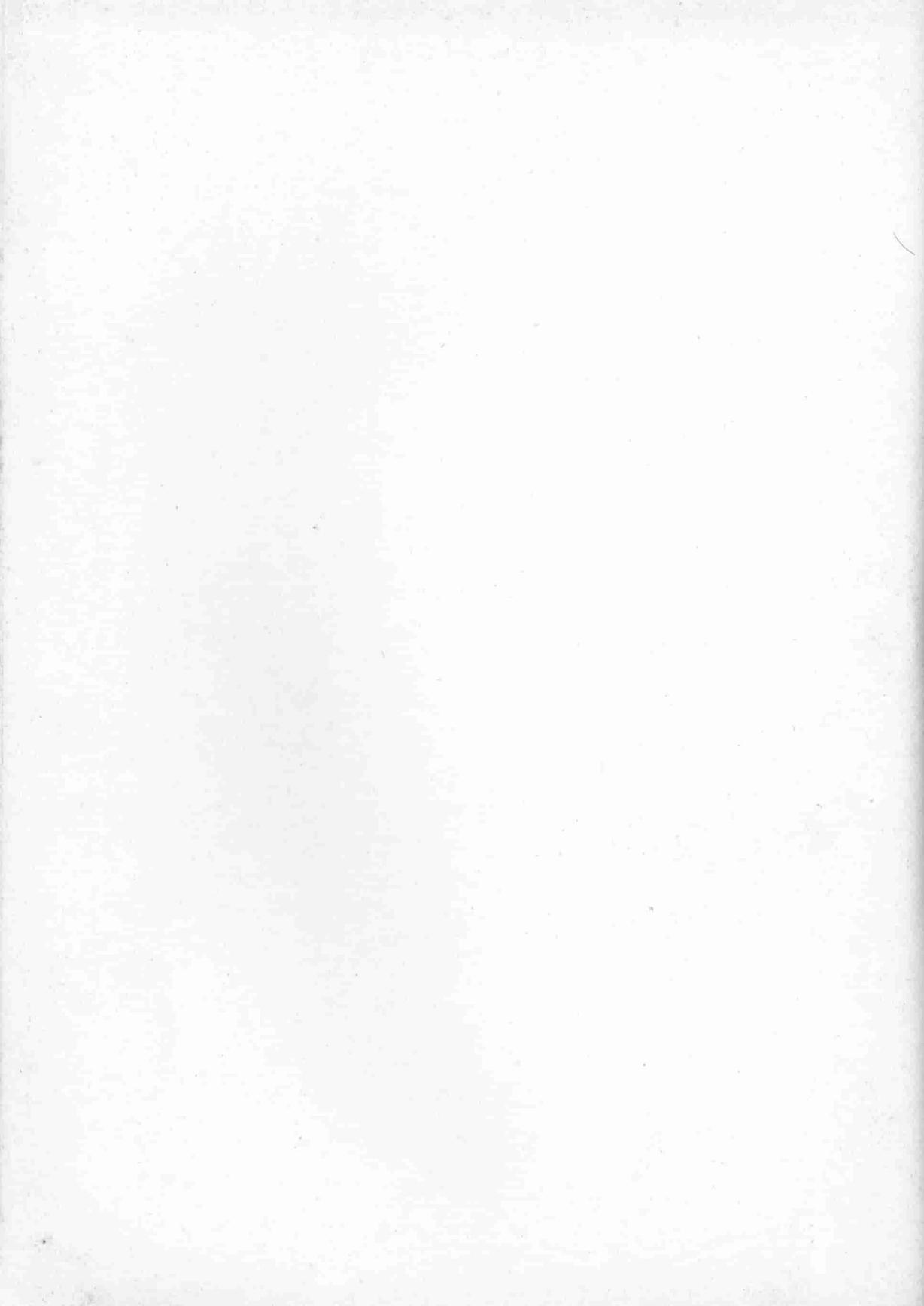
INTRODUZIONE . . . . .	pag.	1
Simboli usati nel testo . . . . .	»	3
CAPITOLO 1 - TEORIA FONDAMENTALE DEI SEMICON- DUTTORI . . . . .	»	5
1.1. - Generalità . . . . .	»	5
1.2. - Il fenomeno della semiconduzione . . . . .	»	6
1.3. - Il diodo a giunzione . . . . .	»	9
1.4. - Il transistor a giunzione . . . . .	»	10
1.5. - Livelli e bande di energia . . . . .	»	13
CAPITOLO 2 - TECNICHE COSTRUTTIVE . . . . .	»	18
2.1. - Transistori in lega . . . . .	»	18
2.2. - Transistori ad accrescimento progressivo . . . . .	»	19
2.3. - Transistori a diffusione . . . . .	»	19
2.4. - Transistori planari . . . . .	»	20
2.5. - Controlli e prove . . . . .	»	23
2.6. - Conclusione . . . . .	»	24
CAPITOLO 3 - SEMICONDUTTORI COMPOSTI . . . . .	»	25
3.1. - Generalità . . . . .	»	25
3.2. - Composti binari . . . . .	»	26
3.3. - Impieghi dei semiconduttori composti . . . . .	»	28
CAPITOLO 4 - DEFINIZIONE DEI PARAMETRI E DELLE CARATTERISTICHE . . . . .	»	30
4.1. - Generalità . . . . .	»	30
4.2. - Correnti di fuga . . . . .	»	30
4.3. - Valori limite . . . . .	»	31

4.4. - Curve caratteristiche . . . . .	»	32
4.5. - I parametri per piccoli segnali . . . . .	»	37
4.6. - Il sistema ibrido . . . . .	»	39
4.7. - Derivazione delle formule pratiche . . . . .	»	41
4.8. - Applicazione ai circuiti fondamentali . . . . .	»	45
CAPITOLO 5 - COMPORTAMENTO IN ALTA FREQUENZA . . . . .	»	49
5.1. - Circuiti equivalenti . . . . .	»	49
5.2. - Capacità interne . . . . .	»	49
5.3. - Tempo di transito . . . . .	»	51
5.4. - Oscillatori a transistori . . . . .	»	53
CAPITOLO 6 - CONSIDERAZIONI SUGLI EFFETTI TERMICI . . . . .	»	54
6.1. - Variazione della corrente di fuga con la temperatura . . . . .	»	54
6.2. - Deriva termica cumulativa . . . . .	»	54
6.3. - Temperatura e corrente di collettore . . . . .	»	56
6.4. - Stabilizzazione . . . . .	»	57
6.5. - Controreazione . . . . .	»	59
6.6. - Resistenze sensibili alla temperatura . . . . .	»	63
6.7. - I problemi del raffreddamento dei transistori di potenza . . . . .	»	67
CAPITOLO 7 - CIRCUITI . . . . .	»	75
7.1. - Generalità . . . . .	»	75
7.2. - Amplificazione a bassa frequenza . . . . .	»	75
7.3. - Circuiti ad alta fedeltà . . . . .	»	87
7.4. - Amplificatori ad alta frequenza . . . . .	»	99
7.4.1. - Amplificatori accordati . . . . .	»	101
7.4.2. - Amplificatori a larga banda (video) . . . . .	»	102
7.5. - Circuiti non-lineari . . . . .	»	103
7.5.1. - Modulatori . . . . .	»	103
7.5.2. - Mescolatori e convertitori . . . . .	»	104
7.5.3. - Rivelatori . . . . .	»	105
7.5.4. - Moltiplicatori di frequenza . . . . .	»	108
7.6. - Oscillatori sinusoidali . . . . .	»	109
7.7. - Transistori come interruttori . . . . .	»	116
7.8. - Circuiti digitali . . . . .	»	120
7.9. - Transistori in circuiti impulsivi . . . . .	»	127
7.10. - Circuiti di spazzamento . . . . .	»	135
7.11. - Invertitori (Convertitori) di corrente . . . . .	»	141
7.12. - Amplificatori per corrente continua a « chopper » . . . . .	»	147

CAPITOLO 8 - ALIMENTATORI . . . . .	» 152
8.1. - Alimentatori per carico costante . . . . .	» 152
8.2. - Alimentatori con batteria tampone . . . . .	» 152
8.3. - Alimentatori con filtraggio elettronico . . . . .	» 154
8.4. - Alimentatori stabilizzati . . . . .	» 155
8.5. - Stabilizzatori a commutazione . . . . .	» 162
8.6. - Regolatori di corrente . . . . .	» 166
CAPITOLO 9 - ALTRI DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI . . . . .	» 170
9.1. - Introduzione . . . . .	» 170
9.2. - Il transistor a effetto di campo (FET) . . . . .	» 170
9.3. - Il transistor MOS . . . . .	» 172
9.4. - Il transistor unigiunzione . . . . .	» 175
9.5. - Diodi e raddrizzatori . . . . .	» 176
9.6. - I diodi Zener, Varicap e Tunnel . . . . .	» 177
9.6.1. - Il diodo Zener . . . . .	» 177
9.6.2. - Il diodo a variazione di capacità (VARICAP e VARACTOR) . . . . .	» 181
9.6.3. - Il diodo Tunnel . . . . .	» 188
9.7. - Fotoelementi semiconduttori . . . . .	» 191
9.7.1. - La cellula fotoconduttiva . . . . .	» 191
9.7.2. - Il fotodiodo e il fototransistore . . . . .	» 192
9.7.3. - Il diodo fotovoltaico . . . . .	» 193
9.8. - Pile radioattive . . . . .	» 196
9.9. - Generatori di Hall . . . . .	» 197
9.10. - Modulatore di infrarosso . . . . .	» 199
9.11. - Il diodo fotoemissivo . . . . .	» 199
9.12. - Il Laser semiconduttore . . . . .	» 200
9.13. - Dispositivi a giunzioni multiple . . . . .	» 200
9.13.1. - Diodo multigiunzione. Strutture e caratteristiche . . . . .	» 200
9.13.2. - Il triodo multigiunzione o tiristore . . . . .	» 203
9.13.3. - Il TRIAC e il DIAC . . . . .	» 211
CAPITOLO 10 - ESEMPI DI APPLICAZIONI . . . . .	» 215
10.1. - Oscillofono per pratica di telegrafia . . . . .	» 215
10.2. - Amplificatore per protesi uditiva a 4 transistori . . . . .	» 216
10.3. - Piccolo amplificatore per giradischi . . . . .	» 217
10.4. - Preamplificatore ad alta fedeltà . . . . .	» 218
10.5. - Amplificatore finale ad alta fedeltà . . . . .	» 220
10.6. - Preamplificatore compensato per testina a riluttanza variabile . . . . .	» 221
10.7. - Amplificatore per cine sonoro 12 W . . . . .	» 223

10.8.	- Amplificatore a bassa frequenza per automobile . . .	» 223
10.9.	- Amplificatore 15 W (30 W) a transistori complementari . . .	» 224
10.10.	- Ricevitore a onde medie tascabile . . . . .	» 229
10.11.	- Ricevitore reflex a reazione . . . . .	» 230
10.12.	- Ricevitore supereterodina a onde medie . . . . .	» 232
10.13.	- Ricevitori alimentati dall'antenna . . . . .	» 232
10.14.	- Ricevitori alimentati dall'antenna . . . . .	» 232
10.15.	- Oscillatore per bassa frequenza . . . . .	» 234
10.16.	- Oscillatore a 50 kHz per magnetofono . . . . .	» 235
10.17.	- Oscillatore di potenza a 400 Hz . . . . .	» 236
10.18.	- Oscillatore a resistenza-capacità a ponte . . . . .	» 237
10.19.	- Oscillatore a rete di sfasamento . . . . .	» 238
10.20.	- Oscillatore con filtro a doppio T . . . . .	» 238
10.21.	- Metronomo . . . . .	» 240
10.22.	- Convertitore di corrente continua 0,5 W . . . . .	» 240
10.23.	- Convertitore di corrente continua 2 W . . . . .	» 241
10.24.	- Convertitore di corrente continua 30 W . . . . .	» 241
10.25.	- Termostato a regolazione continua . . . . .	» 242
10.26.	- Lampeggiatore . . . . .	» 243
10.27.	- Flash elettronico per fotografia . . . . .	» 244
10.28.	- Relé fotoelettrico . . . . .	» 245
10.29.	- Altro relé fotoelettrico . . . . .	» 245
10.30.	- Misuratori di radiazioni . . . . .	» 246
10.31.	- Misuratori di radiazioni . . . . .	» 246
10.32.	- Ponte di misura per resistenze e capacità . . . . .	» 248
10.33.	- Frequenzimetro a lettura diretta . . . . .	» 249
10.34.	- Trigger di Schmitt . . . . .	» 251
10.35.	- Multivibratore monostabile . . . . .	» 252
10.36.	- Multivibratore bistabile (flip-flop) . . . . .	» 253
10.37.	- Multivibratore libero . . . . .	» 253
10.38.	- Multivibratore libero con onda a fianchi ripidi . . . . .	» 254
10.39.	- Oscillatore bloccato . . . . .	» 255
10.40.	- Amplificatore per corrente continua . . . . .	» 255
10.41.	- Amplificatore modulato per corrente continua . . . . .	» 255
10.42.	- Magnetofono a nastro per ufficio . . . . .	» 258
10.43.	- Trasmettitore a onda persistente . . . . .	» 260
10.44.	- Modulatore per fonia e telegrafia a frequenza acustica . . . . .	» 263
10.45.	- Misuratori di uscita e di campo . . . . .	» 264
10.46.	- Grid-Dip, misuratore di frequenze di risonanza . . . . .	» 264
10.47.	- Suoneria elettronica . . . . .	» 266
10.48.	- Provatransistori . . . . .	» 268

10.49. - Amplificatore per sismografo . . . . .	» 269
10.50. - Amplificatore a transistori MOS . . . . .	» 274
CAPITOLO 11 - INTRODUZIONE AI CIRCUITI INTEGRATI	» 276
11.1. - Generalità . . . . .	» 276
11.2. - Microelettronica . . . . .	» 276
11.3. - Circuiti a strato sottile e spesso . . . . .	» 277
11.4. - Circuiti integrati monolitici al Silicio . . . . .	» 278
11.5. - I transistori MOS e i circuiti integrati monolitici . . . . .	» 282
11.6. - Progetto dei circuiti integrati monolitici . . . . .	» 282
11.7. - Grado di sicurezza dei circuiti integrati monolitici . . . . .	» 283
11.8. - Circuiti integrati logici . . . . .	» 284
11.9. - Circuiti integrati lineari . . . . .	» 287
11.10. - Cenni sull'integrazione su larga scala (LSI) . . . . .	» 289
APPENDICE 1 - Dimensioni unificate dei lamierini . . . . .	» 291
APPENDICE 2 - Tabella di conversione fra decibel e rapporti di correnti o tensioni . . . . .	» 292
APPENDICE 3 - Risposta in frequenza e stabilità degli amplificatori controeazionati . . . . .	» 294



## INTRODUZIONE

*Il termine "semiconduttore" denota un materiale solido che possiede una conduttività nettamente superiore a quella di un buon isolante, e pertanto molto inferiore a quella di un metallo.*

*Si possono distinguere più o meno nettamente tre periodi principali nella storia dei semiconduttori:*

- *durante il primo di essi, anteriore al 1931, si utilizzano certe sostanze che sono dei semiconduttori, nella costruzione dei raddrizzatori chiamati "a secco", per distinguerli da quelli elettrolitici. La manipolazione è essenzialmente empirica.*
- *il secondo periodo, dal 1931 al 1948, vede più approfondito lo studio delle leggi della materia allo stato solido. Durante la guerra si moltiplicano i lavori sperimentali e teorici sui diodi a secco. Con le frequenze sempre più elevate in gioco si pensa di ricorrere al rivelatore a cristallo, costituito da una punta metallica appoggiata su un cristallo semiconduttore. A questo tipo apparteneva anche il "detector" a galena, che si usava prima dell'avvento dei tubi elettronici.*

*Il materiale su cui cade infine la scelta è il Silicio. Si mette a punto il processo per la sua purificazione e si impara a migliorarne le caratteristiche aggiungendo piccolissime quantità di certe impurezze.*

*Parallelamente si incomincia ad usare anche il Germanio. I diodi ottenuti sono impiegati come rivelatori e mescolatori nella gamma delle onde centimetriche.*

- *il terzo periodo comincia nel 1948 con la presentazione presso i laboratori della Compagnia americana Bell di un dispositivo costituito da un cristallo di Germanio sul quale appoggiano due punte metalliche. Questo dispositivo possiede la capacità di amplificare, ed è denominato triodo a cristallo.*

*Quasi subito entra nell'uso comune il nome di transistore.*

*Partendo dalle sue prime applicazioni nel campo delle radio portatili, il transistore ha progressivamente guadagnato d'importanza portando una rivoluzione completa in quasi tutti i campi dell'elettronica, particolarmente in quello dei calcolatori.*

Oltre ai transistori, si sono sviluppati una grande quantità di dispositivi semiconduttori speciali, come diodi dalle più svariate e curiose caratteristiche, raddrizzatori controllati, fotocellule e altri ancora. Tutto ciò ha portato alla produzione dei circuiti integrati, in cui le funzioni di circuiti elettronici completi vengono realizzate in un minuscolo pezzo di materiale semiconduttore.

Raramente nella storia della tecnologia si è assistito alla concentrazione di tanti sforzi di ricerca e produzione riversati su un solo tipo di materiale.

Questo libro vorrei dedicarlo, soprattutto ai giovani che per qualunque motivo, o mescolanza di motivi: studio, lavoro o passione, si interessano all'elettronica.

Esso dovrebbe fornire la conoscenza di base della fisica dei materiali semiconduttori e della tecnologia associata, con considerazioni sulle applicazioni, in particolare dei transistori.

Il presente non è soltanto una ristampa del mio precedente "Manuale dei Transistori", ma ne costituisce l'edizione riveduta, corretta e ampliata, come suol dirsi. A questo proposito vorrei fare alcune precisazioni:

- specialmente nei capitoli centrali, sono sovente citati come esempi alcuni tipi di transistori che sono ora sorpassati: non per questo le descrizioni dei circuiti sono invalidate, in quanto lo scopo è di familiarizzare il metodo di analisi.
- volontarie o involontarie, alcune locuzioni fanno a pugni con il vocabolario o la sintassi. Di una vorrei scusarmi, ma anche giustificarmi: l'impiego di "resistenza" anziché di "resistore". La prima parola indica la proprietà elettrica, la seconda l'oggetto reale che si salda nel circuito, ma non penso che sia un delitto seguire l'uso comune, e inoltre trovo più facile dire "resistenza di emettitore" che "resistore di emettitore".

Senza voler proprio fare dell'autopubblicità, mi permetto di consigliare al lettore che avesse trovato questo libro ragionevolmente utile di dare anche un'occhiata al libro "Semiconduttori di commutazione" il quale sviluppa un po' di più alcuni argomenti che qui sono solo accennati, e che considero un complemento del presente.

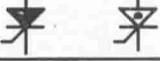
Voglio terminare esprimendo molta sincera riconoscenza a tutti gli amici, colleghi e appassionati, che mi hanno aiutato, come pure ai lettori che volessero farmi pervenire qualunque critica o suggerimento.

Gustavo Kuhn

## SIMBOLI USATI NEL TESTO

$\alpha$	guadagno di corrente fra emettitore e collettore (base comune).
$\alpha'$	guadagno di corrente fra base e collettore (emettitore comune).
$h_{11} \dots$ $h_{22}$	parametri ibridi per piccoli segnali nella connessione a base comune
$h'_{11} \dots$ $h'_{22}$	— idem — nella connessione a emettitore comune.
$h''_{11} \dots$ $h''_{22}$	— idem — nella connessione a collettore comune.
$I_{co}$	corrente di fuga base-collettore con emettitore senza collegamento, misurata alla temperatura $+ 25^\circ\text{C}$ .
$I'_{co}$	corrente di fuga emettitore-collettore con base senza collegamento a $+ 25^\circ\text{C}$ .
$I_{co}^t$ , $I_{co}'^t$	correnti di fuga misurate alle temperatura $t$ .
$f_a$	frequenza di taglio nella connessione a base comune (amplificazione a $-3$ dB sotto il valore in regime statico).
$f'_a$	— idem — nella connessione a emettitore comune.
$C_c$	capacità della giunzione base-collettore.
$k_g$	resistenza termica ( $^\circ\text{C}/\text{W}$ ovvero $^\circ\text{C}/\text{mW}$ ) fra la giunzione di collettore e l'involucro del transistor.
$k_i$	— idem — fra l'involucro e la base di montaggio.
$k_h$	— idem — fra la base e l'ambiente.
$k^*$	— idem — delle eventuali rondelle di mica per montaggio isolato.
$k_c$	— idem — di contatto fra involucro e rondelle di mica, e fra queste e la base di montaggio.
$T_g$	temperatura della giunzione di collettore.
$T_a$	temperatura ambiente.

SIMBOLI USATI NEL TESTO

TRANSISTORI	BIPOLARE P-N-P	
	BIPOLARE N-P-N	
	UNIPOLARE FET, canale N	
	UNIPOLARE FET, canale P	
	UNIPOLARE MOS, canale indotto N	
	UNIPOLARE MOS, canale indotto P	
	UNIPOLARE MOS, canale a svuotamento N	
	UNIPOLARE MOS, canale a svuotamento P	
	UNIGIUNZIONE	
Diodo o raddrizzatore		
Diodo Zener		
Diodo a variazione di capacità		
Diodo Tunnel		
Diodo a 4 strati		
Tiristore		
Triac		
Diac		

## CAPITOLO I

### TEORIA FONDAMENTALE DEI SEMICONDUTTORI

#### 1.1. — Generalità.

Si definisce usualmente conduttore un materiale la cui resistività è dell'ordine di qualche micro-ohm/cm. Isolanti viceversa sono dei materiali che presentano correntemente resistività di parecchie migliaia di mega-ohm/cm.

Nei semiconduttori si può misurare, in determinate condizioni, una resistività compresa fra questi limiti estremi, e le variazioni di essa in funzione della temperatura, delle impurità contenute, ecc. sono enormemente più accentuate che nel caso dei conduttori e degli isolanti.

In un qualsiasi elemento stabile, sono gli elettroni periferici di un atomo che determinano il fenomeno della conduzione elettrica; essi costituiscono anche le valenze chimiche dell'atomo.

(Vedasi la tabella I)

TABELLA I  
NUMERO DI ELETTRONI SITUATI SULL'ORBITA PERIFERICA  
DI UN ATOMO

1	2	3	4	5	6	7	8
Idrogeno							Elio
Litio	Berillio	Boro	Carbonio	Azoto	Ossigeno	Fluoro	Neon
Sodio	Magnesio	Alluminio	Silicio	Fosforo	Zolfo	Cloro	Argon
Potassio	Calcio						
Rame	Zinco	Gallio	Germanio	Arsenico	Selenio	Bromo	Krypton
Rubidio	Stronzio						
Argento	Cadmio	Indio	Stagno	Anti- monio	Tellurio	Iodio	Xenon
Cesio	Bario		Piombo	Bismuto			

Questi elettroni infatti sono i meno legati al nucleo, ed occorre una energia modesta per strapparli ad esso e farli migrare. Questi stessi elettroni periferici sono quelli che determinano le normali reazioni chimiche in cui può intervenire l'elemento a cui appartengono.

Gli elettroni più interni sono interessati soltanto quando entrano in gioco energie molto elevate, e possono dar luogo alle reazioni atomiche.

Il nucleo infine, costituito da particelle di differente natura, tenute assieme da legami ancora più energici, può venire disturbato solo con l'azione di energie ancora maggiori. Hanno luogo in questo caso le reazioni nucleari.

Riassumendo possiamo dire che esiste una fisica dei fenomeni chimici ed elettrici, che si manifestano con basse energie, una fisica atomica, delle medie ed alte energie, ed una fisica nucleare delle altissime energie.

## 1.2. — Il fenomeno della semiconduzione.

L'orbita esterna di un atomo di Germanio, il quale è tetravalente, contiene quattro elettroni, ed un cristallo costituito da parecchi atomi di Germanio assume la struttura indicata in fig. 1.1.

Nella rappresentazione si è fatta astrazione della presenza degli elettroni interni che non interessano il fenomeno della semiconduzione.

I quattro elettroni di ogni atomo formano dei legami covalenti con gli atomi adiacenti, e non esistono elettroni liberi.

Il Germanio puro si può quindi ritenere un conduttore molto scadente.

Se ad un pezzo di Germanio puro, delle dimensioni usualmente impiegate nei transistori, si applica alla temperatura ordinaria una tensione elettrica si stabilirà un flusso di corrente dell'ordine di alcuni milionesimi di ampère.

Questa corrente è dovuta agli elettroni strappati al loro legame covalente a causa dell'agitazione termica. Il valore della corrente cresce esponenzialmente con la temperatura.

Se ora introduciamo nel cristallo qualche atomo di un elemento che possenga cinque elettroni nell'orbita periferica, come ad esempio l'Antimonio o l'Arsenico, si forma una struttura che è rappresentata in fig. 1.2.

Ogni nuovo atomo, con quattro dei suoi elettroni esterni, prende esattamente il posto e le covalenze di un atomo di Germanio.

Il quinto elettrone resta sì legato al proprio nucleo, ma attraverso un legame molto più lasco dei legami covalenti degli altri elettroni. Un campo elettrico, anche moderato, è sufficiente a strapparli alle loro orbite completamente casuali ed a farli migrare verso la sorgente positiva del campo stesso. Il cristallo è diventato pertanto un conduttore più o meno buono, a seconda del grado di impurezza.

Questi atomi di elementi diversi dal Germanio sono usualmente chiamati "donatori" perché donano elettroni al cristallo, il quale però, sia ben chiaro, rimane sempre elettricamente neutro e fisicamente stabile. Infatti tutti gli elettroni

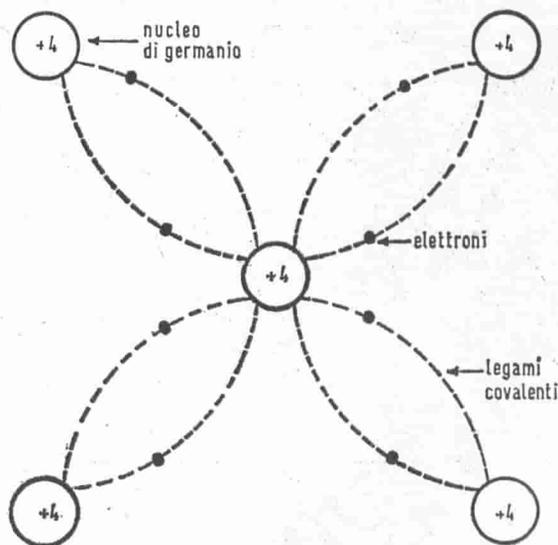


Fig. 1.1. - Struttura cristallina del Germanio.

supplementari sono trattenuti più o meno fortemente dai nuclei di un ugual numero di atomi pentavalenti da cui essi provengono. Il cristallo contenente dei donatori è conosciuto come di tipo  $n$ .

È possibile introdurre nel cristallo puro alcuni atomi trivalenti, i quali contengono tre elettroni nella loro orbita esterna, come l'Indio, il Gallio o l'Alluminio. Il cristallo assume allora la struttura indicata in fig. 1.3. dove si stabiliscono i legami covalenti, ma in alcuni di essi non c'è l'elettrone, ed esiste cioè un "buco", benché anche in questo caso l'insieme resti elettricamente neutro.

Sotto l'influenza di un campo elettrico ci saranno degli elettroni che dalla sorgente negativa salteranno dentro ai buchi che sono nelle loro immediate prossimità. E via via i buchi adiacenti cattureranno degli elettroni, senza tuttavia mai conservarli molto a lungo, in quanto i legami di covalenza sono molto deboli e d'altro canto non esistono legami con i nuclei, elettricamente già in equilibrio. Nel complesso, sotto l'influenza del campo elettrico, si manifesterà una corrente di buchi, diretta verso la sorgente negativa, in senso opposto cioè alla corrente elettronica vista nel caso precedente.

Gli atomi degli elementi trivalenti sono denominati "accoglitori", il cristallo con una deficienza di elettroni nel reticolo si chiama di tipo  $p$ , e presenta in grado più o meno alto la proprietà di condurre la corrente elettrica.

Per quanto concerne il circuito esterno, non è possibile fare una discriminazione fra corrente di elettroni e corrente di buchi. Questi due modi di conduzione

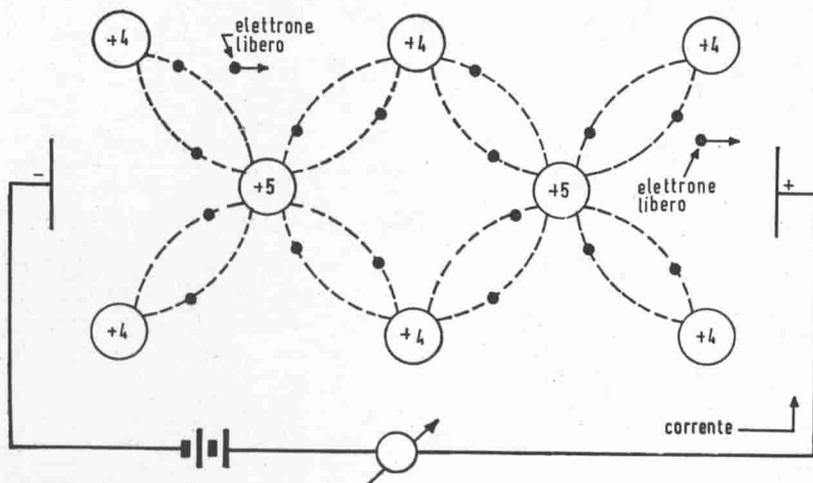


Fig. 1.2. - Struttura del Germanio di tipo *n*

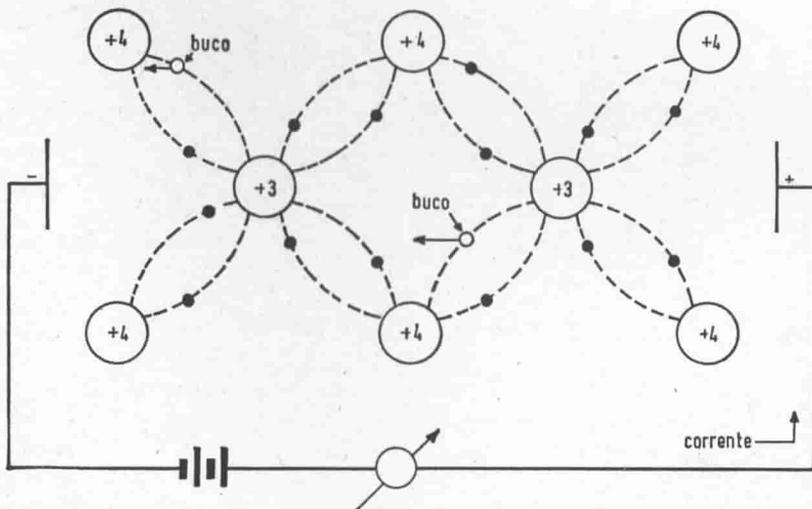


Fig. 1.3. - Struttura del Germanio di tipo *p*.

sono pertanto ben differenti, e sono di importanza capitale nella teoria dei transistori e dei raddrizzatori.

Sotto un campo elettrico del valore di 1 volt/cm, in un cristallo di Germanio contenente dei donatori, gli elettroni liberi si muovono con velocità dell'ordine di 3.600 cm/sec mentre in un cristallo con accoglitori i buchi progrediscono a velocità molto inferiore, dell'ordine di 1.700 cm/sec.

### 1.3. — Il diodo a giunzione.

Immaginiamo ora di preparare un cristallo di Germanio che in un certo piano cambi bruscamente dal tipo *n* al tipo *p* ed applichiamo una sorgente positiva alla regione *p* ed una sorgente negativa alla regione *n*. La situazione è indicata nella fig. 1.4.a. I buchi si muoveranno verso la destra, attraversando la giunzione, e gli elettroni faranno lo stesso muovendosi verso la sinistra. Esisterà cioè una conduzione elettrica, e, se variamo la tensione applicata otteniamo una curva come quella riportata in fig. 1.4.b.

La corrente nel circuito esterno è, in ogni istante, la somma della corrente elettronica e della corrente dei buchi nel cristallo.

Applichiamo ora la tensione nel senso opposto, come è indicato nella fig. 1.5a. Buchi ed elettroni muoveranno entrambi nel senso di allontanarsi dalla giunzione, fino a che il campo elettrico prodotto dal loro spostamento controbilancia il campo applicato.

In queste condizioni non fluisce praticamente alcuna corrente nel circuito esterno. La piccola corrente che può essere misurata in esso è causata da qualche coppia elettrone-buco generata dall'agitazione termica. La caratteristica tensione-

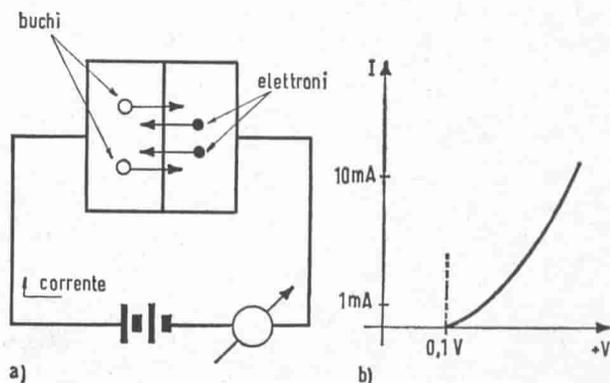


Fig. 1.4. - Giunzione polarizzata in senso diretto.

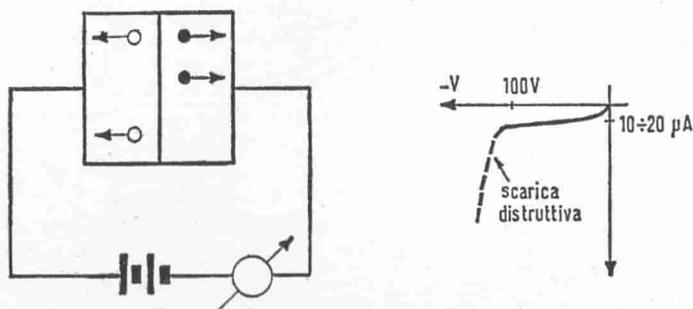


Fig. 1.5 - Giunzione polarizzata in senso inverso.

corrente della giunzione polarizzata in senso inverso ha l'andamento rappresentato nella fig. 1.5b. Si richiama l'attenzione del lettore sui differenti valori delle due scale. Occorre notare che la debole corrente inversa è essenzialmente indipendente dalla tensione applicata e varia invece fortemente con la temperatura. Ad un certo valore di tensione però, la corrente inversa aumenta bruscamente e si ha, salvo casi particolari la distruzione della giunzione.

#### 1.4. — Il transistor a giunzione.

Un transistor  $n-p-n$  è costituito da un cristallo di Germanio che comprende una zona di tipo  $n$ , seguita da una zona di tipo  $p$  e di nuovo da una zona di tipo  $n$ , come è indicato nella fig. 1.6.

Con le tensioni applicate come è indicato nella figura citata, una delle giunzioni  $n-p$  è polarizzata nel senso diretto, ed è denominata « giunzione dell'emettitore ». L'altra giunzione è polarizzata in senso inverso, ed è chiamata « giunzione del collettore ».

La porzione di cristallo di tipo  $p$ , chiamata « base » contiene un numero di atomi estranei, cioè trivalenti « accoglitori », relativamente basso rispetto al numero di atomi estranei, pentavalenti « donatori » della regione  $n$  di emettitore. Da ciò deriva che la corrente circolante fra base ed emettitore è prevalentemente dovuta allo spostamento di elettroni, e solo una piccola frazione è dovuta allo spostamento di buchi.

In considerazione delle polarità applicate e del valore delle tensioni (superiore quella del collettore in rapporto a quella di emettitore), la maggior parte degli elettroni che sono emessi verso la regione di base, si diffondono attraverso la giunzione del collettore e passano nel circuito esterno di esso.

In altre parole, la giunzione di emettitore è, nel nostro esempio, un diodo

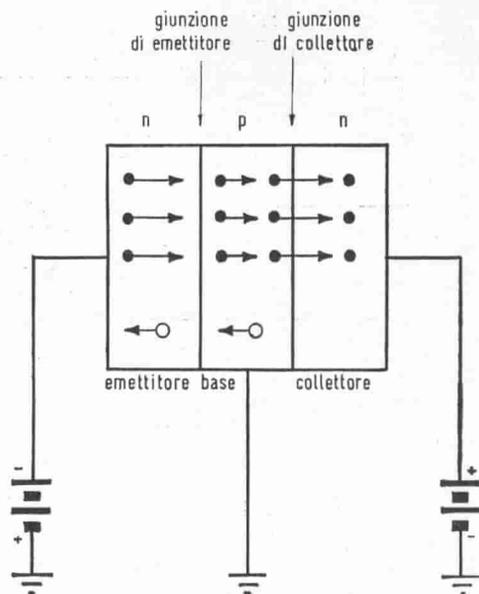


Fig. 1.6. - Transistore a doppia giunzione.

polarizzato in senso diretto. Attraverso la giunzione fluisce pertanto una corrente a causa appunto del segno della tensione applicata. Questa corrente ha due componenti: degli elettroni che provengono dalla regione  $n$  e che sono numerosi perché questa regione è (volutamente) fortemente caricata con atomi pentavalenti donatori; dei buchi che provengono dalla regione  $p$ , ma che sono pochini, in quanto questa regione non contiene molti atomi trivalenti accoglitrici.

Gli elettroni dunque si mettono in movimento nella regione  $n$  di sinistra, attraversano la giunzione (ma non per questo esauriscono la riserva di elettroni dell'emettitore, poiché essi sono rimpiazzati da elettroni forniti continuamente dalla batteria esterna) e si ritrovano nella regione centrale  $p$ . E qui gli elettroni hanno più di una scelta: alcuni di essi, trovando dei buchi, si ricombinano, ma sono poco numerosi; altri pochi chiudono diligentemente all'esterno il circuito del diodo, (è la corrente di base), ritornando direttamente alla batteria di emettitore; ma la grande maggioranza si accorge della novità: la regione  $n$  di destra, polarizzata in senso inverso. Essi sono pertanto irresistibilmente attirati dal potenziale positivo della batteria di destra, quella del collettore: infatti il potenziale che esiste al di là della giunzione di collettore ha sufficiente "sex-appeal" per far saltare la barriera della seconda giunzione alla maggior parte degli elettroni arrivati freschi freschi nella regione di base. Nei transistori circa il 95 ÷ 99% degli elet-

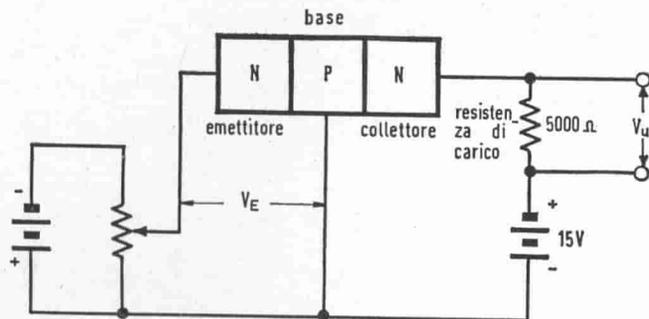


Fig. 1.7. - Il transistoro come amplificatore

troni non sa resistere a questo appello. Una volta che gli elettroni sono nella regione  $n$  di collettore, attraverso il terminale passano nella batteria di destra.

Un esempio numerico ci aiuterà a meglio comprendere perché un transistoro amplifica. Riferendoci alla Fig. 1.7. immaginiamo di regolare la tensione applicata alla giunzione di emettitore a 0,1V. Ammettiamo, con buona verosimiglianza, che la resistenza della giunzione di emettitore, polarizzata in senso diretto, sia di 50 ohm. La corrente di emettitore sarà dunque di 2 mA. Ammettiamo ancora che il 99% degli elettroni messi in movimento passi la giunzione di collettore.

99

La corrente di collettore perciò sarà pari a  $\frac{99}{100} \cdot 2 = 1,98$  mA. Questa cor-

100

rente fluirà verso la batteria di collettore attraverso la resistenza di carico di 5.000 ohm. La caduta di tensione ai capi di questa sarà di 9,9V, ciò che lascerà, essendo la batteria di collettore da 15V, una tensione di 5,1V disponibile per polarizzare la giunzione di collettore in senso inverso e attirare gli elettroni. Immaginiamo ora di variare la tensione di emettitore di 1mV: la corrispondente variazione della

1mV

corrente di emettitore sarà di  $\frac{1\text{mV}}{50\Omega} = 20\mu\text{A}$ .

50Ω

La corrente di collettore varierà, ricordando quanto detto prima, di 19,8μA. A causa di questa variazione la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico da 5.000 ohm cambierà di 99mV. Ne concluderemo che una variazione di 1mV applicata all'emettitore produce una variazione di 99mV ai capi del carico: il nostro transistoro e circuito annesso hanno un'amplificazione di tensione di 99 volte.

Vedremo in seguito come, essendo il transistoro un dispositivo a tre fili, sia possibile collegarlo nel circuito esterno in tre modi differenti, e tutti utili, con la possibilità di ottenere amplificazione di tensione, o amplificazione di corrente o tutte e due assieme.

Quanto abbiamo ora esaminato è di capitale importanza e rappresenta la spiegazione del potere amplificatore di un transistor. Cerchiamo di chiarire meglio il concetto.

Il rapporto fra la corrente nel circuito del collettore e quella nel circuito di emettitore è chiamato di norma " $\alpha$ ". Lo scopo è di rendere " $\alpha$ " più grande possibile, e ciò può essere raggiunto:

- a): riducendo al minimo indispensabile la percentuale degli atomi estranei, cioè gli "accoglitori" della regione  $p$  di base;
- b): rendendo questa regione più sottile possibile (valori dell'ordine di qualche centesimo di millimetro sono normali);
- c): eliminando nel Germanio, per quanto è possibile, ogni impurezza diversa da quella che determina la semiconduzione la quale provocherebbe la ricomposizione degli elettroni prima che essi abbiano attraversato la regione di base.

Nei transistori commerciali i valori di " $\alpha$ " compresi fra 0,95 e 0,99 sono correnti. Nessuna corrente (eccetto una debolissima corrente di fuga, dovuta all'agitazione termica) scorre nel circuito di collettore se non è introdotta una corrente nell'emettitore. Siccome è sufficiente fra base e emettitore una tensione molto ridotta, compresa fra 0,1 e 0,5 V, per fare nascere una corrente apprezzabile nell'emettitore, la potenza necessaria in ingresso è pure molto ridotta.

Quasi tutta questa corrente di emettitore fluisce nel circuito di collettore, in cui la tensione può essere elevata fino al limite compatibile con la sicurezza del cristallo. Essa è compresa tra pochi volt ed un centinaio di volt. Di conseguenza una potenza relativamente elevata può essere controllata in una resistenza di carico esterna, ed il guadagno effettivo di potenza del transistor (rapporto fra la potenza di uscita e la potenza di entrata) può essere facilmente dell'ordine di 1000 volte.

Si possono immaginare ed esistono con una diffusione almeno pari a quella del precedente, i transistori del tipo *pnp*. Il meccanismo del loro funzionamento è esattamente uguale a quello appena descritto, qualora si consideri un cristallo a tre regioni  $p$ ,  $n$  e  $p$ , si intenda invertita la polarità delle sorgenti di tensione e si sostituisca alla locuzione "corrente di elettroni" quella "corrente di buchi".

## 1.5. — Livelli e bande di energia

Vogliamo accennare anche ad un modello più raffinato che consente di rappresentare il fenomeno della conduzione nei semiconduttori.

Si immagini di isolare un singolo atomo di materia, vale a dire lo si ponga a grande distanza da qualunque altro atomo: ciascuno degli elettroni orbitanti attorno al nucleo avrà una determinata energia.

La quantità di energia di un qualunque elettrone, che si può chiamare livello energetico, è strettamente dipendente dalla sua orbita: più il diametro dell'orbita è grande, più il livello energetico è elevato.

Siccome tutti gli elettroni possono solo trovarsi distribuiti su determinate or-

bite, le quali sono funzione del tipo di atomo, un qualunque elettrone può solo possedere determinati livelli energetici, essendogli preclusi tutti i valori diversi. Questi ultimi si chiamano livelli proibiti, e a questi livelli non si potranno trovare elettroni.

Se ora immaginiamo di mettere insieme parecchi atomi, come essi si trovano per esempio in un cristallo semiconduttore, i livelli energetici permessi assumono valori leggermente differenti fra un atomo e l'altro a causa della prossimità degli atomi. L'insieme dei valori di energia permessi per ogni orbita elettronica diventano pertanto bande di energia permessa. Una banda di energia permessa è quindi l'insieme dei valori di energia che un dato elettrone può avere. All'infuori di queste bande non c'è valore di energia che può essere assunto da alcun elettrone: sono queste le bande ovvero zone proibite.

Le bande di energia permessa che sono particolarmente importanti nello studio dei semiconduttori sono quelle chiamate banda di valenza e banda di conduzione, (esse, per certi atomi, possono essere le uniche possibili se l'atomo ha pochi elettroni, oppure quelle relative agli elettroni più esterni, se l'atomo è molto complesso).

La banda di conduzione è situata a livelli di energia più alti che la banda di valenza (Fig. 1.8.). Le due bande sono separate da una zona di energie proibite.

Nel caso di un semiconduttore puro, (intrinseco), alla temperatura dello zero assoluto, tutti gli elettroni più esterni dei vari atomi si trovano nella banda di valenza. Se la temperatura viene aumentata, alcuni degli elettroni di valenza acquistano energia sufficiente per diventare elettroni liberi e quindi disponibili per la conduzione. Quando ciò accade, l'elettrone in questione attraversa la banda proibita.

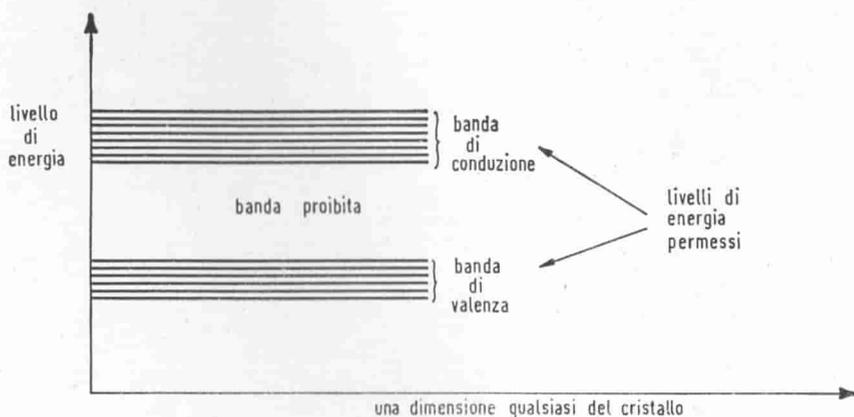


Fig. 1.8. - Rappresentazione delle bande di energia che interessano la conduzione in un semiconduttore.

bita e va nella banda di conduzione. Per questo fatto ci sarà una quantità maggiore o minore, a seconda della temperatura, di elettroni liberi nella banda di conduzione, e per ognuno di essi sarà rimasto un buco nella banda di valenza corrispondente.

L'ampiezza della banda proibita rappresenta la quantità di energia che un elettrone di valenza deve acquistare per rompere il suo legame covalente e diventare un elettrone libero.

La misura dell'energia è usualmente misurata in elettron-volt.

Un elettron-volt è l'ammontare dell'energia che un elettrone acquista mentre viaggia accelerando attraverso la differenza di potenziale di un volt.

Questa definizione non è molto intuitiva: si tratta comunque di una quantità piccolissima di energia. Per esempio le moderne macchine acceleratrici producono particelle a decine di miliardi di elettron-volt, i raggi cosmici sono particelle aventi energie di migliaia di miliardi di eV (abbreviazione di elettron-volt). Ma a queste energie non esistono più atomi, e legami atomici essendo completamente distrutti: siamo nel regno della particelle elementari.

Ritornando ai cristalli semiconduttori, nel caso del Silicio, per esempio, la banda proibita si estende per approssimativamente 1,1 eV; nel caso del Germanio per 0,7 eV. Ciò significa che occorre meno energia per rompere il legame covalente in un atomo di Germanio piuttosto che in uno di Silicio. Infatti la conduzione è più alta nel Germanio intrinseco che nel Silicio intrinseco. (Per questa ragione, come vedremo, la corrente di fuga, a pari temperatura, è più alta nel Germanio che nel Silicio).

Come abbiamo detto un semiconduttore intrinseco alla temperatura dello zero assoluto possiede una banda di valenza riempita e una banda di conduzione vuota, e si deve quindi comportare come un isolante, non è cioè in grado di condurre la corrente elettrica.

All'aumentare della temperatura, la banda di conduzione incomincia a riempirsi di elettroni liberi, mentre la banda di valenza si svuota: questa situazione permette la conduzione.

Se ora si immagina di aggiungere delle impurità di tipo  $n$ , il numero degli elettroni liberi nella banda di conduzione aumenta considerevolmente.

Se le impurità aggiunte sono di tipo  $p$ , è il numero di buchi nella banda di valenza che aumenta.

Ciò vale a dire che in un semiconduttore di tipo  $n$  la corrente elettrica è soprattutto trasportata da elettroni liberi nella banda di conduzione, e gli elettroni sono chiamati portatori maggioritari.

In un semiconduttore di tipo  $p$ , la maggior parte della corrente è trasportata da buchi che si trovano nella banda di valenza, ed in questo caso sono buchi i portatori maggioritari.

E per completare diremo che gli eventuali buchi, anche presenti ma scarsi, in un semiconduttore di tipo  $n$ , e i pochi elettroni liberi in un semiconduttore di tipo  $p$  sono chiamati portatori minoritari.

A titolo di conclusione diamo qui di seguito un dizionarietto dei termini usati.

— **Semiconduttore intrinseco**

Un semiconduttore puro le cui proprietà sono essenzialmente quelle del cristallo ideale.

— **Elettroni di valenza**

L'anello più esterno degli elettroni di un atomo che contribuiscono alla connessione fra atomi.

— **Banda di valenza**

La gamma di energie in cui sono comprese le energie degli elettroni di valenza che legano assieme gli atomi in un cristallo.

— **Banda di conduzione**

La gamma di energie in cui sono comprese, in un solido, le energie degli elettroni che possono muoversi liberamente.

— **Portatore di carica**

Un elettrone libero o un buco.

— **Elettrone libero**

Un elettrone che si trova nella banda di conduzione. Esso può essere un elettrone di valenza che ha acquistato abbastanza energia a causa dell'agitazione termica o il cui legame è rimasto insoddisfatto per la presenza di impurità di tipo *n*; o che per la presenza di un gradiente elettrico esterno è stato strappato alla banda di valenza.

— **Buco**

Un posto di parcheggio libero per un elettrone nella banda di valenza di un semiconduttore, creatosi quando un elettrone di valenza spezza il suo legame di valenza per qualcuna delle regioni viste sopra, e si solleva nella banda di conduzione, o quando ci sono legami covalenti insoddisfatti di impurità di tipo *p*.

— **Semiconduttore estrinseco**

Un semiconduttore le cui proprietà sono essenzialmente determinate dalle impurità aggiunte nel cristallo puro.

— **Donatori**

Atomi di impurità aggiunti nel cristallo, aventi un elettrone di valenza di troppo rispetto a quelli richiesti dagli atomi del cristallo per soddisfare i legami covalenti. L'elettrone eccedente è donato alla banda di conduzione.

— **Accoglitori**

Atomi di impurità, mancanti di un elettrone di valenza per soddisfare i legami covalenti degli atomi circostanti del cristallo. Questi atomi di impurità strappano un elettrone di un atomo vicino creando pertanto un buco.

— **Ricombinazione (o Ricomposizione)**

Il processo, generalmente indesiderato, per cui un elettrone libero riempie un buco. Questa azione elimina due portatori di carica: l'elettrone, che non è più libero e diventa di valenza, e il buco, che scompare.

— **Banda proibita**

La gamma di energia compresa fra il limite superiore della banda di valenza ed il limite inferiore della banda di conduzione.

— **Semiconduttore di tipo n**

Un semiconduttore estrinseco in cui i portatori maggioritari sono elettroni liberi.

— **Semiconduttore di tipo p**

Un semiconduttore estrinseco in cui i portatori maggioritari sono buchi.

## CAPITOLO II

### TECNICHE COSTRUTTIVE

#### 2.1. — Transistori in lega.

Un tipo diffuso di transistore a giunzione è quello  $p-n-p$  ottenuto per lega.

La costruzione avviene nel seguente modo. Una piastrina sottile di Germanio di tipo  $n$  viene montata sul suo supporto, e su ciascuna delle sue facce viene pressata una pastiglietta di Indio. Tutto l'insieme è quindi portato ad elevata temperatura in un forno ad atmosfera inerte, in modo che l'Indio fonda e faccia lega con il Germanio, formando uno strato  $p$  nel corpo stesso del Germanio su ciascun lato della piastrina originariamente tutta costituita dal Germanio  $n$ . La fig. 2.1. dà un'idea del transistore in lega, prima che venga incapsulato. Questo tipo di transistore presenta un guadagno di corrente elevato, e può essere realizzato per correnti fino a parecchi ampère.

Non è viceversa molto indicato per il funzionamento in alta frequenza, a causa della notevole capacità che viene a formarsi fra base e collettore.

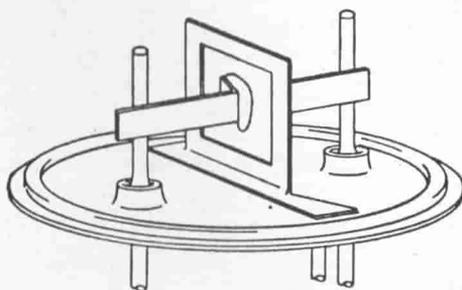


Fig. 2.1. - Transistore a lega fra Indio e Germanio (General Electric).

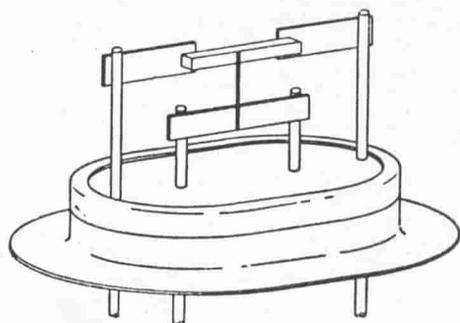


Fig. 2.2. - Transistore ad accrescimento progressivo (General Electric).

## 2.2. — Transistori ad accrescimento progressivo.

La produzione di questo transistore avviene con un procedimento totalmente differente da quello appena visto.

Da un bagno di Germanio fuso si estrae una barra di Germanio che solidifica progressivamente a mano a mano che esce dal metallo liquido. Per fissare le idee, l'operazione assomiglia alla fase di estrazione di una certa quantità di vetro, destinato alla soffiatura, dal crogiolo.

Il bagno di Germanio contiene determinate impurità che nella barra, usualmente del diametro di circa 1 cm e tirata fino a una lunghezza dell'ordine di 10 cm, danno luogo a zone di tipo  $p$  e di tipo  $n$  alternate. La formazione dell'una o dell'altra polarità dipende dalla temperatura e dalla velocità di estrazione.

Con un dosaggio appropriato di questi due fattori, si può ottenere una barra che si può considerare di Germanio di tipo  $n$  contenente da 10 a 15 sottili strati di tipo  $p$ . Con una sega circolare di diamante, dello spessore di circa 0,2 mm, si seziona la barra in pezzi delle dimensioni approssimative di  $0,3 \times 0,3 \times 3$  mmc, con il sottile strato  $p$  al centro e due lunghe regioni  $n$  da un lato e dall'altro.

Si possono ottenere da 7 a 10 mila simili pezzi da una barra di germanio. Ognuno di questi pezzi costituisce pertanto un transistore, che viene montato sul suo zoccolo com'è indicato nella fig. 2.2. I transistori di questo tipo presentano basse capacità di collettore e possiedono quindi buoni coefficienti di amplificazione per frequenze fino a parecchi megahertz. Si possono impiegare negli stadi a radio-frequenza dei ricevitori e nei circuiti impulsivi. Non sono in genere previsti per correnti molto elevate.

## 2.3. — Transistori a diffusione.

Questo processo parte da una sbarretta di Germanio  $n$  già delle dimensioni finali di circa  $0,3 \times 0,3 \times 3$  mmc.

Un'estremità di questa sbarretta è riscaldata fino a inizio della fusione, e quindi raffreddata molto rapidamente. Con un dosaggio accurato delle impurità nel materiale di partenza, al confine fra la porzione rimasta solida e quella fusa, si viene a formare un sottile strato  $p$ , mentre tutto il resto della sbarretta rimane di tipo  $n$ .

Il principio è ancora quello dell'accrescimento progressivo, soltanto che qui si agisce sul singolo elemento, destinato a costituire un transistor, anziché su un grosso lingotto di Germanio.

La fig. 2.3. rappresenta un transistor di questo tipo.

La preparazione per diffusione ha il vantaggio di permettere un controllo molto preciso dello spessore dello strato  $p$  di base, assicurando quindi la maggiore uniformità di caratteristiche. Con questo sistema vengono anche preparati i tetrodi a giunzione, che si ottengono prevedendo una seconda connessione esterna sullo strato di base.

Anche molti transistori al Silicio sono fabbricati con un procedimento analogo. Un grosso monocristallo di Silicio, convenientemente addizionato di impurità, è sezionato in migliaia di sbarrette. L'estremità di ogni sbarretta è quindi fusa e fatta raffreddare, provocando così una zona a tenore molto basso di impurità. Un successivo riscaldamento prolungato (ma senza fusione) in forno, provoca la diffusione delle impurità nel reticolo cristallino. Un tale sistema di diffusione allo stato solido permette l'ottenimento di regioni di base sottili fino a qualche micron. Dopo che gli elettrodi sono saldati sulla sbarretta ed il transistor è incapsulato, si procede ancora ad un invecchiamento di oltre 150 ore in un forno.

Tutto il processo permette una produzione molto uniforme ed assicura una buona utilizzazione dei costosi monocristalli di Silicio.

#### 2.4. — Transistori planari.

Questi transistori sono sempre ottenuti mediante diffusione: il nome "planari" viene dal fatto che le tre regioni di emettitore, di base e di collettore si trovano sulla medesima faccia della piastrina.

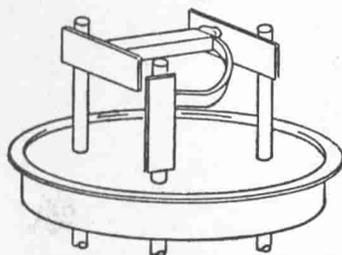


Fig. 2.3. - Transistore a diffusione (General Electric).

Il processo planare si vale della proprietà che presenta uno strato di ossido di Silicio depositato sulla superficie di un semiconduttore: esso impedisce la diffusione di atomi di impurità nel semiconduttore. Pertanto delle coperture a zona di ossido di Silicio (quarzo) possono essere impiegate sulla piastrina per controllare la formazione delle regioni di diffusione.

Questa fabbricazione richiede un numero considerevole di operazioni ma queste sono effettuate su interi dischi di monocristallo. Ogni disco contiene un grande numero di futuri transistori, che risultano formati simultaneamente di modo che il costo per transistore è economicamente basso.

Con questo sistema si possono realizzare ugualmente bene transistori al Silicio di tipo  $p-n-p$  e  $n-p-n$ .

Si è pure tentato di realizzare con un processo simile dei transistori planari al Germanio, facendo uso di ossido di Germanio come mascheratura: non si sono però ottenuti buoni risultati a causa di alcune proprietà indesiderabili dell'ossido di Germanio.

Coronato da successo è stato invece il procedimento di depositare ossido di Silicio sulla superficie del Germanio, usando speciali precauzioni. Questa tecnica si applica specialmente nella preparazione di transistori al Germanio per micro-onde, in cui si sfrutta il vantaggio del Germanio, che offre una più alta mobilità dei portatori di carica rispetto al Silicio.

Le operazioni fondamentali che, ripetute, portano alla realizzazione del transistore sono essenzialmente:

- ossidazione del semiconduttore a  $+ 1.000^{\circ}\text{C}$  con formazione di uno strato di ossido di  $0,1 \mu\text{m}$ .
- ricopertura dello strato di ossido con un'emulsione fotosensibile.
- esposizione a luce ultravioletta attraverso una maschera ottenuta fotograficamente riprodotte il disegno voluto della diffusione.
- sviluppo e lavaggio per allontanare l'emulsione non esposta.
- in queste aree anche l'ossido di Silicio è allontanato per immersione in acido fluoridrico.
- rimozione dell'emulsione esposta.
- diffusione delle impurità attraverso le "finestre" realizzate nell'ossido mediante le operazioni sopra descritte. Per trasformare Silicio di tipo  $n$  in Silicio di tipo  $p$  viene usato un composto di Boro, il tribromuro, allo stato di vapore, in atmosfera di azoto, a  $+ 850^{\circ}\text{C}$ . La diffusione è completata in forno a  $+ 1.150^{\circ}\text{C}$  per circa un'ora. Una profondità tipica di diffusione è  $2,5 \mu\text{m}$ . Per la diffusione di tipo  $n$  viene invece impiegato il Fosforo, sotto forma di ossicloruro, a  $+ 1.000^{\circ}\text{C}$ .
- queste varie operazioni sono ripetute per le diffusioni di base e di emettitore (Fig. 2.4.).
- l'operazione finale consiste nella preparazione delle aree di contatto metalizzate, ottenute vaporizzando Alluminio nei punti voluti della superficie. Il colle-

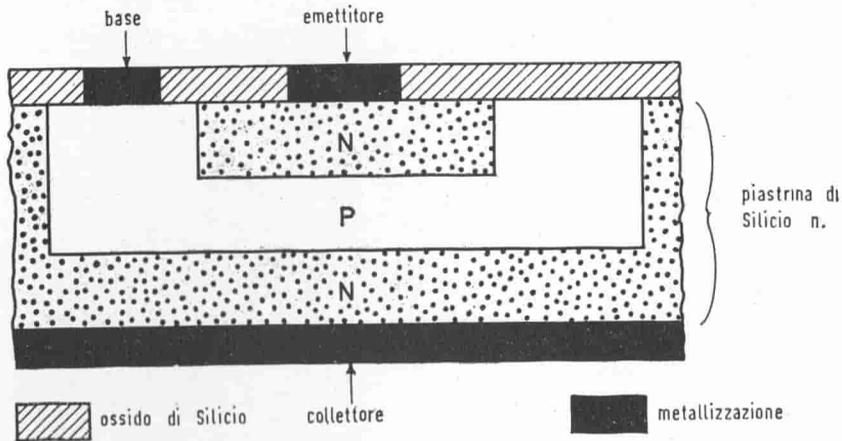


Fig. 2.4. - Transistore diffuso planare *n-p-n*.

gamento sarà effettuato per termo-compressione a  $+ 320^{\circ}\text{C}$  mediante un filo d'oro capillare.

I vantaggi di questo processo risiedono nella possibilità di realizzare spessori ridotti di base (anche meno di  $1\ \mu\text{m}$ ) e nella protezione delle giunzioni a mezzo dell'ossidazione finale della superficie, ciò che porta a valori molto bassi e stabili la corrente di fuga.

Un altro vantaggio è dovuto al fatto che lo stesso processo e lo stesso equipaggiamento, cambiando solo le maschere fotografiche, serve sia per fare parecchi transistori di piccola potenza su un disco, sia un numero minore di grande potenza. Uno svantaggio è invece costituito dal fatto che la corrente di collettore deve fluire dal basso della piastrina, che è saldata sul terminale di collettore, fino alle giunzioni di base ed emettitore, che sono sulla faccia superiore. Ciò origina una caduta di tensione indesiderata, sensibile soprattutto quando il transistor è chiamato a lavorare nella regione di saturazione. Un miglioramento sostanziale si è raggiunto con il procedimento chiamato epitassiale.

Questo procedimento permette di depositare uno strato sottile di semiconduttore sulla superficie di un altro. Partendo da un disco a bassa resistività, favorevole dal punto di vista della caduta di tensione, ma inadatto a ricevere le diffusioni di base ed emettitore, si riporta su di esso un sottile strato epitassiale di resistività più alta su cui è formato il transistor. I transistori realizzati in questo modo sono chiamati epitassiali planari.

A lato di questi processi ne esistono altri, che sono sovente mescolanze, e danno luogo ai transistori a "lega e diffusione", "mesa", "Germanio a base diffusa", e altri ancora.

## 2.5. — Controlli e prove.

Il controllo dei transistori a fabbricazione avvenuta deve dare l'assicurazione che essi sono conformi alle caratteristiche pubblicate.

Già durante la preparazione si fanno controlli intermediari di resistività e profondità di diffusione. Quando le aree di contatto sono depositate si provano tutti i transistori di un disco con speciali elettrodi, per qualche parametro, segnando gli elementi difettosi, che saranno scartati quando il disco sarà sezionato in singole piastrine.

Sul transistore finito si eseguono di solito misure senza lettura, del tipo "passa", "non passa", di un certo numero di parametri, scelti in modo che esista una grande probabilità, se essi sono conformi, che anche il funzionamento in tutto il campo di lavoro sarà soddisfacente. I parametri sotto osservazione sono generalmente una trentina, e, a seconda dei risultati, i transistori sono classificati in una dozzina di tipi differenti. Queste prove sono quasi sempre fatte mediante apparecchiature automatiche, che consentono il controllo di migliaia di transistori all'ora, eliminando la possibilità degli errori umani.

Fino a qui tutti i transistori prodotti sono controllati. Sulla base di alcuni campioni di ogni partita si fanno anche prove di ciclaggio della temperatura, dell'umidità e di vibrazione, dopo le quali i parametri elettrici sono di nuovo controllati. Solo se il risultato è soddisfacente, la partita sarà posta in commercio.

L'esperienza ha dimostrato che quando si verificano cambiamenti nei parametri di un transistore, essi avvengono principalmente durante le prime centinaia di ore di funzionamento e sono dovuti quasi sempre a piccole reazioni elettrochimiche alla superficie del transistore. Le tecniche attuali di fabbricazione tendono a ridurre al minimo questi cambiamenti, e l'ausilio più grande è fornito dalla protezione della superficie mediante ossido di Silicio.

Non esistono finora dati precisi sulla durata di vita di un transistore o un diodo impieganti dei semiconduttori, come il Germanio ed il Silicio.

Sembra comunque accertato che in un diodo ovvero in un transistore correttamente impiegato non esistano fenomeni di esaurimento neppure dopo un periodo di 100.000 ore di funzionamento. Alcuni sperimentatori indicano delle cifre superiori a quella citata. La pratica mostra che dopo qualche migliaio di ore, al massimo il 0,1% dei transistori risulta inefficiente, ma per lo più si tratta di difetti di costruzione.

È possibile osservare col tempo delle variazioni dei parametri caratterizzanti un transistore, come la corrente di fuga ovvero l'amplificazione di corrente. Queste variazioni si verificano però anche in transistori semplicemente immagazzinati. Si propende ora ad attribuirne la causa ad alterazioni della superficie esterna del cristallo, dovute ad agenti atmosferici. Infatti esse si riducono grandemente quando il cristallo è montato in un involucro ermeticamente chiuso, e meglio ancora se è immerso in grasso al silicene, o meglio ossidato.

La costanza delle caratteristiche nel tempo è molto desiderabile specialmente per le applicazioni industriali e militari. Un secondo nemico è costituito

dalla temperatura: fino a che il cristallo resta al disotto di una temperatura massima ben definita, si hanno variazioni dei parametri, ma esse sono reversibili e univoche nel tempo. Quando però il cristallo ha sorpassato un determinato limite di temperatura i parametri subiscono più forti variazioni in senso peggiorativo, e non riprendono più i valori precedenti sia pure discendendo con la temperatura a valori normali.

Sotto questo punto di vista i transistori ed i diodi sono molto più delicati dei tubi a vuoto nei riguardi dei sovraccarichi temporanei di potenza.

## 2.6. — Conclusione.

Germanio e Silicio sono i materiali finora usati. Essi devono venir preparati sotto forma di monocristalli ultraraffinati. Per esprimere la purezza richiesta sotto forma percentuale, occorrerebbe scrivere la cifra 99, seguita dalla virgola e da dieci volte la cifra nove.

Questo è possibile con impianti di purificazione speciali, in fabbriche ad atmosfera controllata.

Il problema è particolarmente difficile nel caso del Silicio, che reagisce anche con i crogioli di quarzo, e che contiene sovente del Boro, la cui separazione è ostacolata dalla sua affinità con il Silicio.

L'unica soluzione è data dalla raffinazione e cristallizzazione per zona progressiva. Una barra della lunghezza di  $20 \div 30$  cm e del diametro di circa  $2 \div 3$  cm di Silicio policristallino è montata verticalmente, e trattenuta per gli estremi.

Mediante alta frequenza applicata localmente, cominciando dal basso, si produce la fusione di una zona lunga soltanto qualche millimetro. Il Silicio fuso è trattenuto in posto dalla tensione superficiale. Spostando lentamente la sorgente di calore verso l'alto, la zona fusa segue il movimento trascinando con sé le impurità e lasciando dietro di sé del Silicio più puro che solidifica in forma monocristallina.

Ripetendo più volte il processo si raggiunge la purezza desiderata.

Il valore attuale del Silicio a questo stadio è di circa  $1,5 \div 2$  milioni di lire al chilogrammo.

Il monocristallo va quindi tagliato, prima in dischi e quindi in piastrine, riducendo naturalmente al minimo gli sprechi. A questo scopo vengono impiegate ruote di diamante, o ultrasuoni.

Il problema di realizzare le giunzioni fra materiale di tipo *n* e *p* è stato risolto in molti modi. L'introduzione di impurità volute nel singolo monocristallo di Germanio o di Silicio durante la formazione per estrazione dal crogiolo, ovvero per zona progressiva, è sempre più abbandonato perché è un sistema antieconomico che conduce ad una cattiva utilizzazione del grosso monocristallo.

Più favore incontrano invece i procedimenti che agiscono sul singolo elemento destinato a diventare un transistoro, realizzando le giunzioni per lega ovvero per diffusione.

## CAPITOLO III

### SEMICONDUTTORI COMPOSTI

#### 3.1. — Generalità.

Le prime osservazioni sui semiconduttori sono state fatte proprio su materiali composti: galena (solfuro di Piombo) e piriti (solfuro di Ferro), già circa un secolo fa. Nel 1920 nasceva il raddrizzatore ad ossido di Rame, e nel 1930 una versione migliorata facente uso di Selenio.

Quest'ultimo fu il primo semiconduttore elementare, cioè non composto, e circa venti anni passarono fino al giorno in cui Germanio e Silicio si affermarono nel campo dei raddrizzatori da dominatori, ed il transistor vide la luce.

Gli studi sui composti intermetallici hanno ripreso attualmente molta importanza in vista di nuove applicazioni dei semiconduttori nell'elettronica.

È bene riprendere, per la miglior comprensione di quanto segue, la Tabella I all'inizio del I Capitolo. Fra gli elementi che posseggono quattro elettroni di valenza conosciamo già il Germanio ed il Silicio.

Il Carbonio, che, come il Germanio ed il Silicio, cristallizza in forma di diamante, non può a rigore chiamarsi un semiconduttore ma piuttosto un isolante, a causa della grande ampiezza della sua banda proibita (7 eV). Anche lo Stagno appartiene allo stesso gruppo e cristallizza come il diamante, ma è praticamente un conduttore, a causa della sua ridottissima banda proibita (0,08 eV).

L'utilità di un materiale come semiconduttore dipende dall'ampiezza della banda proibita e dalla mobilità dei portatori di carica. Il numero dei portatori prodotti termicamente in un materiale ad una data temperatura è funzione dell'ampiezza della banda proibita. Più la banda è stretta, meno energia occorre per spostare un elettrone dalla banda di valenza a quella di conduzione.

In generale i dispositivi semiconduttori sono basati sulla presenza di portatori di carica più o meno numerosi prodotti dall'introduzione di impurità. Pertanto se il numero di portatori di carica intrinseci, prodotti termicamente, au-

menta eccessivamente, viene turbato il normale funzionamento del dispositivo. Ciò significa che un materiale a banda proibita stretta diventerà intrinseco a temperatura molto più bassa di un materiale a banda proibita più estesa. Ogni dispositivo semiconduttore possiede quindi una temperatura massima al disopra della quale non funziona più.

Quanto più estesa è la banda proibita, tanto più alta è la temperatura a cui può ancora funzionare, ammesso che esistano impurità capaci di produrre portatori di carica con tali estensioni di banda proibita.

È evidente che quando si estende la ricerca di un materiale idoneo a realizzare dei dispositivi semiconduttori, avente cioè valori convenienti sia di banda proibita che di mobilità, dal campo degli elementi semplici a quello dei composti, si aumenta notevolmente la scelta.

I composti presi finora in considerazione sono quelli formati da due o più elementi, generalmente tutti metalli. Un composto è una sostanza che contiene sempre gli stessi elementi in proporzione fissa. Per esempio l'acqua è un composto che contiene Idrogeno ed Ossigeno in un rapporto definito. Il suo simbolo chimico è  $H_2O$ , e significa che ci sono due atomi di Idrogeno per ogni atomo di Ossigeno.

Occorre distinguere fra composto e miscela. Una miscela è una sostanza contenente due o più elementi (o anche composti) ognuno dei quali mantiene la propria identità. Una miscela può contenere quantità variabili degli elementi di cui è composta. Per illustrare questo concetto diremo che il carburo di Silicio  $SiC$  è un composto, avente un atomo di Silicio per ogni atomo di Carbonio. Il Germanio invece non forma alcun composto con il Silicio. Se essi sono messi assieme formano una miscela, e le quantità relative di Germanio e di Silicio possono essere qualsiasi (soluzione solida). Anche l'insieme di Germanio, ovvero Silicio, con elementi di impurità introdotti in esso, costituisce una miscela (o soluzione solida quando è allo stato cristallino) in quanto gli elementi di impurità presenti possono variare in ampie proporzioni.

### 3.2. — Composti binari.

I composti formati di due elementi si chiamano composti binari. Nel campo dei semiconduttori sono particolarmente interessanti i composti binari in cui il numero medio di elettroni di valenza è di quattro per atomo. Per esempio l'Arsenico ha cinque elettroni di valenza (vedi Tabella I), e il Gallio ne ha tre.

Questi due elementi, fortunatamente, possono combinarsi per originare il composto chiamato arseniuro di Gallio  $GaAs$ , con un rapporto fisso di atomi di uno a uno.

Il risultato è appunto che, in media, l'arseniuro di Gallio ha quattro elettroni di valenza per atomo. Lo stesso accade per altri composti fra elementi del gruppo 3 e 5, o anche del gruppo 2 e 6, o del gruppo 1 e 7, purché i possibili composti siano del tipo con rapporto fra gli atomi di uno a uno.

La struttura cristallina di questi composti è simile a quella a diamante del Germanio e del Silicio con la differenza che nel reticolo gli atomi sono alternativamente dell'uno e dell'altro elemento. Manca però una vera simmetria del reticolo perché gli atomi collegati non hanno le stesse dimensioni. Questa struttura composta cristallina è del tipo sfalerite (o blenda).

I composti del gruppo 3 e 5, comprendono, oltre all'arseniuro di Gallio, il fosfuro di Indio, l'antimoniuro di Alluminio, l'antimoniuro di Gallio e l'antimoniuro di Indio. Alcuni di questi composti hanno proprietà elettriche vicine a quelle del Germanio e del Silicio, mentre altri hanno mostrato proprietà completamente differenti, specialmente per quanto riguarda l'estensione della banda proibita e la mobilità dei portatori di carica.

La trasformazione di questi semiconduttori composti da intrinseci a estrinseci di tipo  $n$  o di tipo  $p$  si fa in maniera analoga che nel caso dei semiconduttori elementari, scegliendo, nel caso di composti del gruppo 3 e 5, un elemento del gruppo 6 (ad esempio Zolfo o Tellurio) come donatore, o un elemento del gruppo 2 (quale lo Zinco) come accoglitore.

I composti semiconduttori, oltre ad essere usati da soli in determinate applicazioni, possono anche venire mescolati. Se la miscela è perfettamente uniforme ci troviamo dinanzi ad una soluzione solida, ed il materiale cristallizza secondo un reticolo ben definito. Questa proprietà può essere sfruttata per ottenere un materiale con una banda proibita di valore prefissato.

Supponiamo che un composto abbia una banda proibita di 0,3 eV; se si può realizzare una soluzione solida con un altro composto che ha una banda proibita per esempio di 1,2 eV si può ottenere un materiale, proporzionando accuratamente i due componenti, che presenta una banda proibita di qualsiasi valore compreso fra 0,3 e 1,2 eV.

Terminiamo questa esposizione facendo osservare che alcuni composti possono essere direttamente di tipo  $n$  o di tipo  $p$  senza alcuna addizione di impurità. Infatti se per esempio in un composto del gruppo 3 e 5 il rapporto degli atomi è tale che ci sono più atomi del gruppo 5 che del gruppo 3, esisteranno degli elettroni liberi in eccesso ed il materiale sarà di tipo  $n$ .

Se sono gli atomi del gruppo 3 in numero dominante, il materiale sarà invece di tipo  $p$ .

Qualche caratteristica di composti binari è riportata qui di seguito: il valore di energia indicato rappresenta l'ampiezza della banda proibita, e i numeri che seguono la mobilità elettronica e la mobilità dei buchi in cm/sec per volt/cm, cioè in cm<sup>2</sup>/volt-sec.

— Arseniuro di Gallio, 1,43 eV, 5.000, 300.

La banda proibita alta permette un funzionamento fino a + 450°C.

— Fosfuro di Indio, 1,25 eV, 4.000, 100.

Simile al precedente, meno adatto per le alte frequenze a causa delle mobilità inferiori.

— Antimoniuro di Indio, 0,2 eV, 100.000, 3.000.

Ottimo per altissime frequenze, ma il funzionamento è confinato alle basse temperature, molto al disotto dell'ambiente a causa della banda proibita ridotta.

- Antimoniuro di Alluminio, 1,52 eV, [bassa mobilità].  
Di difficile preparazione.
- Antimoniuro di Gallio, simile al precedente.
- Carburo di Silicio, 3 eV, meno di 100.  
Interessante esempio di composto del gruppo 4 e 4 (carborundum) usato da tempo come abrasivo, e al posto della "galena" nei ricevitori a "detector".  
Può lavorare a + 1.000°C, ma il suo impiego è limitato ai raddrizzatori.
- Solfuro di Zinco, 3,6 eV, [bassa mobilità].  
Ha la proprietà di emettere luce: fosforo per tubi catodici.
- Solfuro di Cadmio, interessante solo perché è molto fotosensibile.

Altri composti binari, come pure composti ternari e quaternari, possiedono proprietà molto promettenti, ma il loro impiego dipenderà dagli sviluppi di una tecnologia migliore per purificarli e cristallizzarli.

### 3.3. — Impieghi dei semiconduttori composti.

La varietà di proprietà dei composti semiconduttori ha prodotto una varietà di dispositivi che sarebbe difficile elencarli tutti. Daremo qui di seguito una lista dei più importanti per indicare l'estensione delle possibili applicazioni.

- Magnetoresistenze: il campo magnetico fa variare il valore ohmico. Tutti i semiconduttori hanno questa proprietà, ma l'antimoniuro di Indio è particolarmente sensibile.
- Termistori: resistenze a forte coefficiente negativo di temperatura, il più sovente realizzate con ossidi metallici.
- Varistori: resistenze non lineari, il cui valore decresce all'aumentare della tensione applicata, fatte di carburo di Silicio.
- Rivelatori di infrarosso: particolarmente sensibile l'antimoniuro di Indio, come pure il solfuro di Piombo.
- Convertitori termoelettrici: capaci di convertire direttamente il calore in energia elettrica, come il tellururo di Bismuto.
- Diodi: con i composti si fanno generalmente i diodi speciali, come: mescolatori per microonde, diodi tunnel e varactor, in particolare con l'arseniuro di Gallio.
- Transistori: ancora l'arseniuro di Gallio permette la realizzazione di transistori aventi un vasto campo di temperature di funzionamento.
- Diodi fotoemissivi: speciali diodi polarizzati in senso diretto, in cui l'energia liberata dalla ricombinazione dei portatori di carica è convertita in energia luminosa (fotoni). Poiché l'energia di ogni fotone è circa uguale all'ampiezza

della banda proibita, la luce emessa è essenzialmente monocromatica. (Arseniuro di Gallio).

- Laser semiconduttore: con certi valori di corrente e con una geometria opportuna del diodo, la luce emessa è coerente (Arseniuro di Gallio).
- Generatore di microonde: sfruttando l'effetto Gunn si possono produrre frequenze di decine di migliaia di MHz (Arseniuro di Gallio).

Come si può notare, l'arseniuro di Gallio è fra i semiconduttori composti quello che ha ricevuto più applicazioni.

## CAPITOLO IV

### DEFINIZIONI DEI PARAMETRI E DELLE CARATTERISTICHE

#### 4.1 — Generalità.

Molte sono le proprietà di un transistor che possono venir specificate.

Cercheremo qui di dare una visione di insieme del modo di comportarsi di questo piccolo ma complicato oggetto. Anzitutto sarà definito il significato di alcune grandezze caratteristiche e grandezze limite.

In seguito si procederà ad un esame più approfondito del comportamento elettrico del transistor, immaginando che esso sia posto a funzionare entro i limiti di tensione, corrente, frequenza e temperatura ammissibili.

#### 4.2. — Correnti di fuga.

Se ne definiscono in genere due, e costituiscono un dato molto importante del transistor, specialmente quando si prendono in esame:

- a) considerazioni di stabilità con la temperatura.
- b) applicazioni del transistor come interruttore.

$I_{\infty}$  indica generalmente la corrente che circola fra collettore e base, quando l'emettitore è lasciato senza collegamento e la giunzione base-collettore è polarizzata in senso inverso.

Per polarizzazione in senso inverso si intende una polarizzazione che fa circolare la corrente nella direzione ad elevata resistenza della giunzione.

$I'_{\infty}$  è la corrente di fuga che circola fra il collettore e l'emettitore, quando la base è senza collegamento.

Queste correnti sono poco dipendenti dalla tensione applicata, hanno valori molto prossimi che si aggirano, alla temperatura ambiente intorno a qualche  $\mu A$ , o frazioni di esso.

Solo nel caso di grossi transistori di potenza o di commutazione si può arrivare a qualche centinaio di  $\mu\text{A}$ .

Talvolta sui cataloghi è anche riportata la corrente di fuga  $I_{eo}$ : corrente di emettitore con la giunzione di emettitore polarizzata in senso inverso e la base collegata al collettore.

### 4.3. — Valori limite.

Fra i dati dei transistori compaiono sempre i valori limite delle tensioni e correnti applicabili ai vari elettrodi. Si specificano in generale separatamente i valori limite di tensione e corrente in regime statico, che corrispondono ai valori efficaci in regime sinusoidale, ed i valori massimi in regime sinusoidale od impulsivo. In questo ultimo caso viene anche specificata la frequenza minima ovvero il tempo massimo durante il quale il valore di picco può essere sopportato senza danni dal transistore.

Questi valori massimi di tensione e corrente non devono in linea normale esistere contemporaneamente sul transistore, e sono comunque validi soltanto se non è raggiunta la temperatura massima di funzionamento del cristallo.

Questa temperatura è un altro dato limite ben definito del transistore: nel capitolo VI sarà effettuato un esame più approfondito di questo argomento.

Per i transistori al Germanio la temperatura limite è compresa fra  $75^\circ\text{C}$  e  $95^\circ\text{C}$  per quelli al Silicio fra  $120^\circ\text{C}$  e  $150^\circ\text{C}$ . Al di là di questa temperatura il meccanismo della semiconduzione risulta profondamente modificato in maniera irreversibile, ovvero distrutto.

La dissipazione massima in un transistore non è invece un dato limite assoluto, perché essa dipende sia dalla temperatura ambiente che dal montaggio meccanico del transistore (forma e natura del telaio, ventilazione, ecc.).

Un dato importantissimo dei cataloghi a questo soggetto è invece la resistenza termica esistente fra la giunzione e l'involucro.

La resistenza termica si definisce come la differenza di temperatura fra la giunzione e l'involucro per unità di potenza dissipata nella giunzione. Essa si misura quindi in gradi centigradi per watt ovvero per milliwatt. Mediante questo dato, praticamente indipendente dalle variazioni della temperatura dell'ambiente, è possibile conoscere durante il funzionamento la temperatura della giunzione. Basterà infatti moltiplicare la resistenza termica per la dissipazione ed aggiungere questo valore alla temperatura misurata sull'involucro per conoscere la temperatura effettiva della giunzione, inaccessibile ad un termometro.

Valori indicativi della resistenza termica che indicheremo con  $k_g$  sono i seguenti:

transistori di potenza

in involucro metallico:  $k_g = 1 \div 3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

transistori in involucro

di resina o di vetro:  $k_g = 0,1 \div 10 \text{ } ^\circ\text{C/mW}$

Un ulteriore dato limite del transistor è la frequenza massima a cui esso può funzionare. Tratteremo questo problema un po' più in dettaglio nel capitolo V.

#### 4.4. — Curve caratteristiche.

Componenti elettronici abbastanza complicati, come le valvole ed i transistori, si lasciano descrivere, per quanto riguarda il loro comportamento elettrico, in un modo particolarmente semplice a mezzo di una serie di grafici, conosciuti sotto il nome di curve caratteristiche.

Queste curve spiegano come variano tensioni o correnti di un elettrodo quando si variano tensioni o correnti su un altro elettrodo.

Prendiamo ora in esame un tipico transistor a giunzione con tre elettrodi. Qualunque sia il circuito in cui lo porremo a lavorare, possiamo immaginare di riferire ogni misura ad uno dei tre elettrodi. Restano pertanto quattro grandezze di cui ci interessa conoscere la interdipendenza e precisamente tensione e corrente del secondo elettrodo, e tensione e corrente del terzo elettrodo.

Sono quindi necessari quattro grafici per descrivere completamente il funzionamento del transistor.

Un'altra serie di quattro grafici è necessaria quando, per lo stesso transistor, si vogliono esprimere le caratteristiche con riferimento ad un altro degli elettrodi.

Una visione assolutamente completa del transistor si avrebbe quindi con una serie di dodici grafici con curve caratteristiche, che corrisponderebbero ad opportune sezioni delle sei "superfici caratteristiche". Queste ultime sono una pura immaginazione matematica che sarebbe utile unicamente se fossimo abituati a disegni spaziali anziché piani.

In realtà questi dodici grafici sono sovrabbondanti ed in generale il costruttore di transistori ce ne fornisce solo una parte, che si applica benissimo ai bisogni

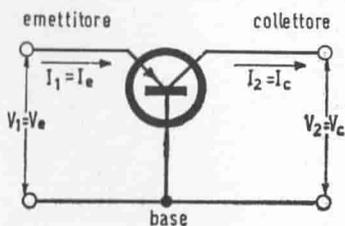


Fig. 4.1. - Nomenclatura delle grandezze.

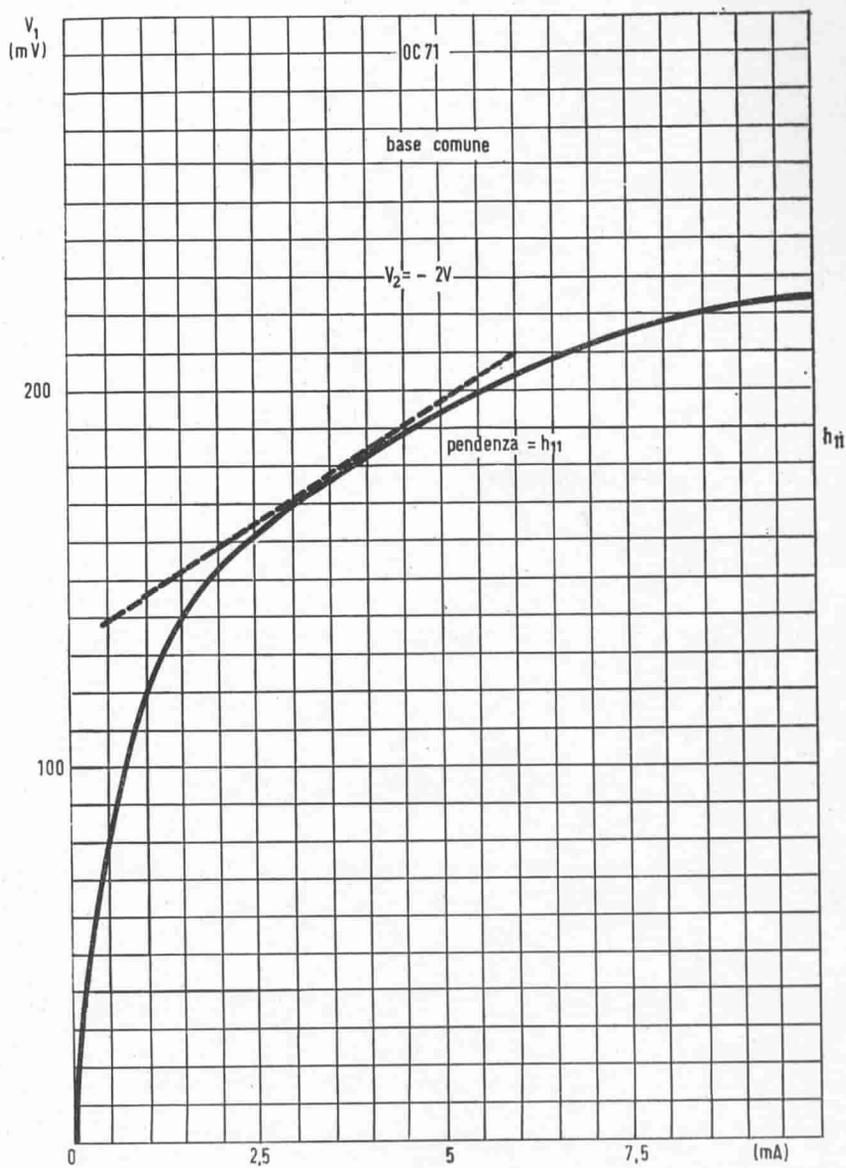


Fig. 4.2. - Caratteristica di ingresso.

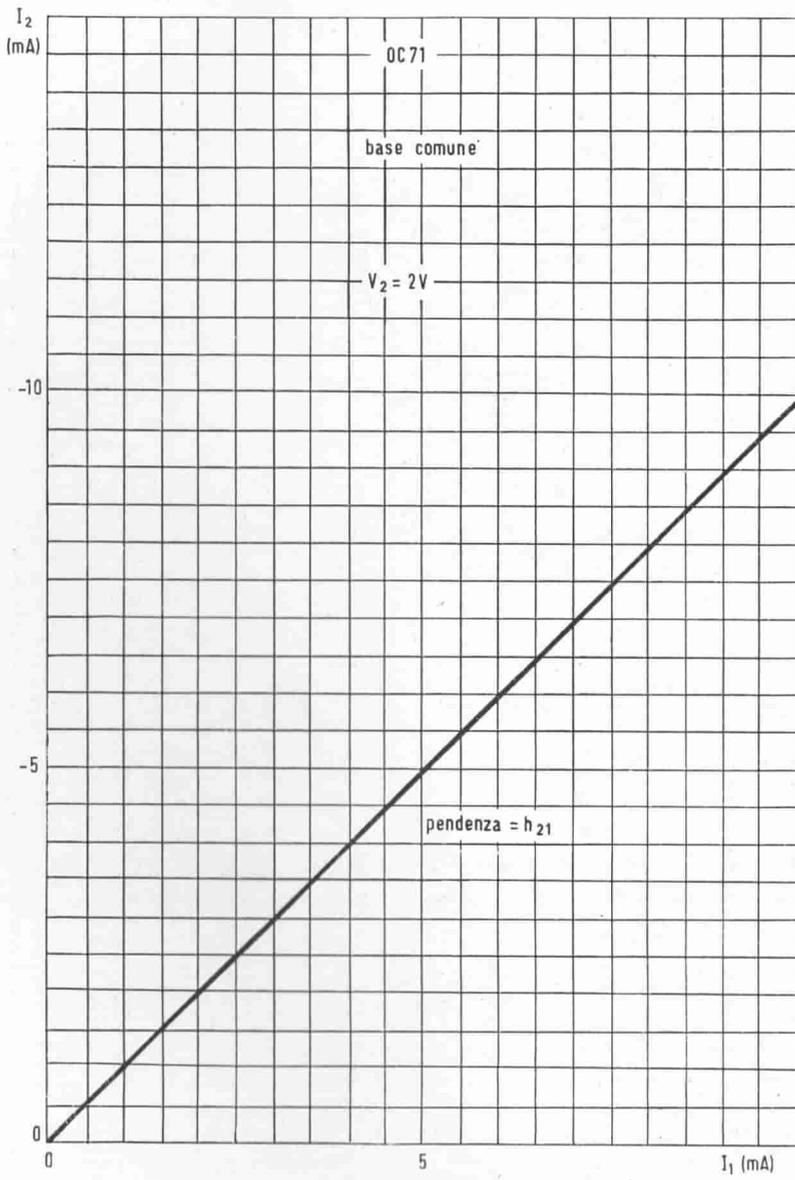


Fig. 4.3. - Caratteristica mutua delle correnti.

della calcolazione nei montaggi fondamentali con base comune ovvero con emettitore o collettore comune.

Nelle figg. 4.2., 4.3., 4.4., e 4.5. è indicata una serie di grafici relativi ad un transistor OC71 *p-n-p* nel montaggio a base comune (Fig. 4.1.).

La fig. 4.2. mostra quella che è conosciuta come “ caratteristica di ingresso ”, e riporta le variazioni della corrente di ingresso  $I_1$  in funzione della tensione di ingresso  $V_1$ , per una tensione di uscita  $V_2$  costante. Ricordiamo che nel montaggio a base comune l'emettitore è l'elettrodo d'ingresso ed il collettore l'elettrodo di uscita.

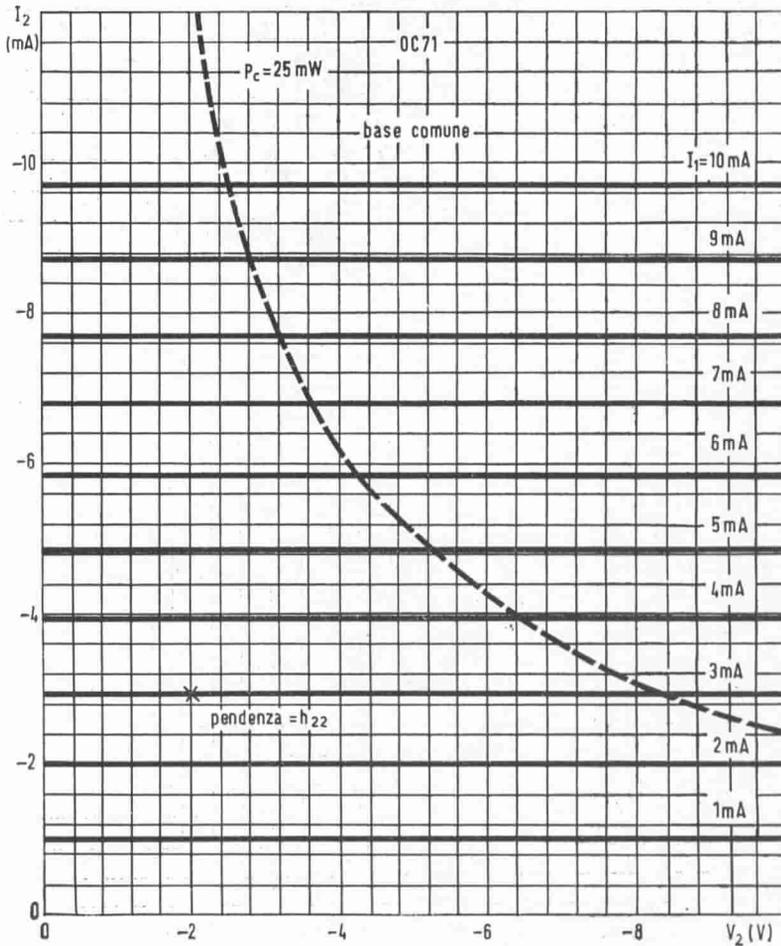


Fig. 4.4. - Caratteristica di uscita.

La fig. 4.3. è la “ caratteristica mutua ” ed indica le variazioni della corrente di uscita  $I_2$  in funzione della corrente di entrata  $I_1$ , per una tensione di uscita  $V_2$  costante.

La fig. 4.4. è la caratteristica più importante, la “ caratteristica di uscita ”, e mostra la correlazione fra la corrente di uscita  $I_2$  e la tensione di uscita  $V_2$  per una serie di valori fissi della corrente entrata  $I_1$ . In generale essa riporta anche la curva  $VI = \text{costante}$ , corrispondente alla dissipazione massima ammissibile di collettore.

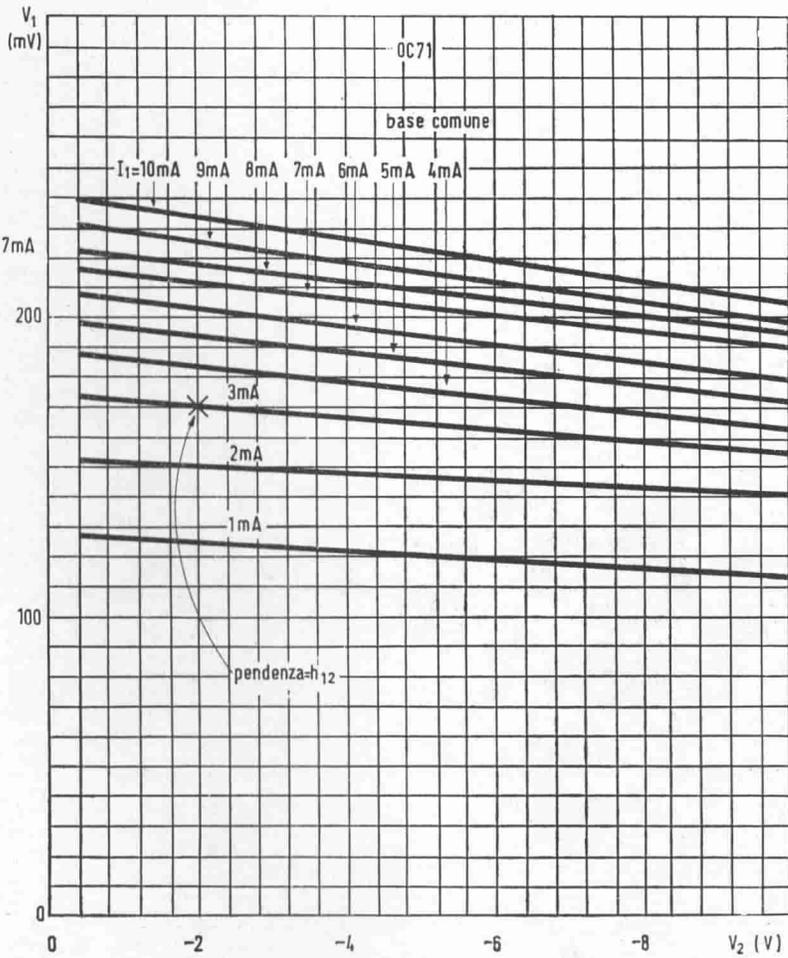


Fig. 4.5. - Caratteristica mutua delle tensioni.

La fig. 4.5. è la " caratteristica mutua " delle tensioni, che mette in evidenza le variazioni della tensione di entrata  $V_1$ , con le variazioni della tensione di uscita  $V_2$ , per una serie di valori fissi della corrente di entrata  $I_1$ .

Lo scopo fondamentale di questi grafici è quello di permettere al progettista di scegliere i valori delle tensioni e correnti continue di alimentazione per far funzionare correttamente il transistor.

Per esempio, se il transistor è chiamato a lavorare con una tensione di collettore di  $-2$  V ed una corrente di  $-3$  mA, (punto medio di lavoro), la fig. 4.3. indica la corrente di emettitore necessaria, e la fig. 4.2. la corrispondente tensione di emettitore.

Se ad esempio il punto di lavoro deve essere spostato ad un valore più elevato di tensione, la fig. 4.5. indica che non è richiesta alterazione della corrente di emettitore, ma che è necessaria una variazione della tensione di emettitore.

In secondo luogo l'impiego di questi grafici è necessario nel progetto di:

- stadi amplificatori di uscita a bassa frequenza,
- stadi in regime impulsivo,
- stadi di commutazione,

cioè in tutti quei casi in cui sono coinvolti segnali di grande ampiezza.

#### 4.5. — I parametri per piccoli segnali.

Esistono poi delle applicazioni in cui il segnale è piccolo in confronto con le tensioni e correnti continue di alimentazione. In questa condizione il punto di lavoro si sposta poco con le variazioni del segnale, e difficile sarebbe calcolare impedenze, amplificazioni ed altre grandezze dai grafici già visti con sufficiente approssimazione.

Inoltre, per queste piccole variazioni, la curva caratteristica nell'intorno del punto di lavoro, si può ritenere rettilinea e tangente alla curva reale.

Per questo il costruttore, oltre alle curve caratteristiche, ci fornisce i parametri per piccoli segnali, validi per un determinato punto di lavoro del transistor, e consigliato dal costruttore stesso. Con la conoscenza di questi parametri la calcolazione della maggior parte dei circuiti a transistori diventa estremamente facile.

Una difficoltà pertanto esiste: non tutti i costruttori hanno scelto un medesimo sistema per fornire questi parametri: essi possono infatti venir scelti in tanti modi. Si può cercare per esempio di esprimere questi parametri in modo che riflettano bene la struttura interna del transistor e si prestino ad essere facilmente misurati. Questo sistema è quello dei parametri " T ", e permette di disegnare un circuito equivalente molto intuitivo, (fig. 4.6.) ma ha il difetto di portare a calcolazioni circuitali alquanto complesse.

Un sistema speciale, proposto dalla Casa inglese Mullard, impiega cinque parametri in luogo dei quattro che sarebbero sufficienti, e porta a delle formule

di calcolo estremamente semplificate. Esso non ha avuto però una grande diffusione.

Esiste un terzo sistema che riduce il transistoro ad un quadripolo, cioè ad una scatola nera provvoluta di due morsetti di entrata e di due morsetti di uscita.

I parametri, cosiddetti " ibridi " che individuano il comportamento del quadripolo sono facilmente misurabili, ma fittizi, non rappresentano cioè in alcun modo la vera essenza del fenomeno che si svolge nel transistoro, né per esempio le

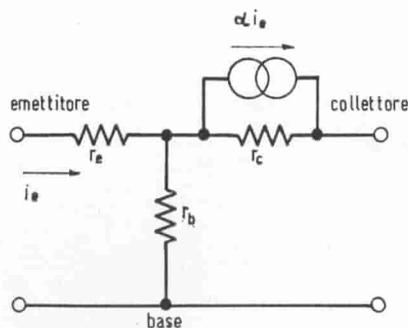


Fig. 4.6. - Circuito equivalente a « T » di un transistoro.

resistenze reali del cristallo semiconduttore. Ciò però non ha alcuna importanza per il progettista, che vede giustamente il transistoro come una scatola nera con un certo numero di terminali.

Ed è quindi su questo sistema, molto diffuso sia in America che in Europa, su cui ci soffermeremo per un esame più dettagliato.

Termineremo questo paragrafo mettendo in luce le generiche caratteristiche relative ai tre montaggi fondamentali in cui si può impiegare un transistoro a giunzione come amplificatore:

	Emettitore comune	Base comune	Collettore comune
Impedenza d'ingresso	alta	bassa	molto alta
Impedenza di uscita	media-alta	molto alta	bassa
Guadagno di corrente	alto	< 1	alto
Guadagno di tensione	alto	alto	< 1
Guadagno di potenza	massimo	alto	alto

#### 4.6. — Il sistema ibrido.

I parametri del sistema ibrido chiamati anche parametri  $h$  non sono altro che le pendenze delle quattro curve caratteristiche, relative ad un determinato montaggio, in corrispondenza del punto di lavoro nominale.

Prendiamo ad esempio il montaggio a base comune del transistor OC71, di cui sono state riportate le caratteristiche.

I parametri ibridi in queste condizioni sono definiti come segue (si fa uso di caratteri minuscoli per indicare piccoli incrementi o variazioni nelle tensioni o nelle correnti):

$$b_{11} = \frac{v_1}{i_1} = \text{pendenza della caratteristica di ingresso (fig. 4.2.), cioè l'impedenza di ingresso per tensione di uscita costante.}$$

$$b_{21} = \frac{i_2}{i_1} = \text{pendenza della caratteristica mutua (fig. 4.3.), cioè il guadagno di corrente per tensione di uscita costante.}$$

$$b_{22} = \frac{i_2}{v_2} = \text{pendenza della caratteristica di uscita (fig. 4.4.), cioè l'ammettenza di uscita per una corrente di entrata costante, in altre parole il reciproco dell'impedenza di uscita.}$$

$$b_{12} = \frac{v_1}{v_2} = \text{pendenza della caratteristica mutua delle tensioni (fig. 4.5.), cioè la reazione di tensione per una corrente di ingresso costante.}$$

Ora, in pratica, questi piccoli incrementi  $v_1$ ,  $i_1$ ,  $v_2$  ed  $i_2$  rappresentano l'ampiezza di piccoli segnali a corrente alternata.

La locuzione "tensione di uscita  $V_2$  costante" è equivalente a  $v_2 = 0$ , cioè uscita in corto circuito agli effetti della corrente alternata. Ciò può essere veramente realizzato per la misura del parametro corrispondente connettendo una grande capacità in parallelo sull'uscita.

Similmente "corrente di ingresso  $I_1$  costante" è come direi  $i_1 = 0$ , cioè ingresso in circuito aperto agli effetti della corrente alternata. Questa condizione si può realizzare in pratica portando la necessaria polarizzazione all'ingresso attraverso una resistenza elevata od una induttanza.

Sotto la luce di queste considerazioni, è più usuale veder definiti i parametri  $h$  come segue:

$b_{11}$  = impedenza di ingresso con uscita in corto circuito.

$b_{21}$  = guadagno di corrente con uscita in corto circuito.

$b_{22}$  = ammettenza di uscita con ingresso a circuito aperto.

$b_{12}$  = reazione di tensione con ingresso a circuito aperto.

È evidente che  $h_{11}$  sarà misurato in ohm,  $h_{22}$  in ohm reciproci (ovvero mho o micromho), e che  $h_{12}$  e  $h_{21}$ , quali rapporti di grandezze dello stesso genere, sono numeri puri.

A causa appunto di queste differenti dimensioni, i parametri  $h$  sono chiamati "ibridi".

Consideriamo ora lo schema della fig. 4.7. che rappresenta il transistoro ridotto ad un quadripolo, di cui immaginiamo di conoscere i parametri ibridi (fornitici dal costruttore). Tutte le tensioni e correnti indicate rappresentano le ampiezze dei piccoli segnali alternati in gioco, e si suppone che il transistoro sia portato a lavorare con opportune polarizzazioni continue al suo punto di lavoro nominale.

Vogliamo analizzare il suo comportamento.

Dalla definizione di  $h_{11}$ , il prodotto  $h_{11} i_1$  fornisce la tensione  $v_1$  richiesta all'ingresso per fare circolare una corrente  $i_1$  solo se l'uscita è in corto circuito.

In pratica invece esisterà una resistenza di carico  $R_L$  che svilupperà ai suoi

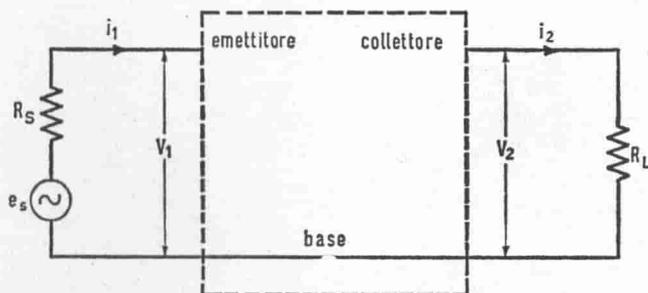


Fig. 4.7. - Transistore come quadripolo.

capi una tensione di uscita  $v_2$  dovuta alla corrente  $i_2$  (ricordiamo che stiamo parlando delle sole componenti alternative).

A causa della reazione di tensione, fenomeno intrinsecamente legato al funzionamento del transistoro, ed espresso da  $h_{12}$ , la tensione all'ingresso capace di far circolare la corrente  $i_1$ , va aumentata di una quantità pari al prodotto  $h_{12} v_2$ . Possiamo cioè scrivere:

$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2$$

Una simile considerazione vale per la corrente di uscita. Il termine  $h_{21} i_1$  dà la corrente di uscita solo nel caso di uscita in corto circuito, ed il termine  $h_{22} v_2$  è la correzione richiesta quando la tensione di uscita  $v_2$  non è nulla. Scriviamo quindi:

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2$$

Siamo riusciti così a scrivere due relazioni che collegano le quattro variabili del problema, cioè  $v_1$ ,  $i_1$ ,  $v_2$  ed  $i_2$ .

Ce ne mancano altre due per rendere completamente determinato il problema.

Per una resistenza di carico  $R_L$ , vale a dire una conduttanza di carico  $G_L$ ,  

$$= \frac{1}{R_L}$$
,  $v_2$  ed  $i_2$  sono collegate dalla semplice relazione:

$$v_2 = - i_2 R_L$$

ovvero

$$i_2 = - v_2 G_L$$

Il segno meno sta ad indicare che se la corrente va verso il negativo, la tensione va verso il positivo.

Se la sorgente del segnale, di tensione  $e_s$  e resistenza  $R_s$ , è ora considerata, possiamo scrivere l'ultima relazione che ci occorre fra  $v_1$  ed  $i_1$ :

$$v_1 = e_s - i_1 R_s$$

Come vedremo nel paragrafo seguente, le quattro equazioni ricavate permettono di calcolare le caratteristiche fondamentali di qualunque stadio di un amplificatore a bassa frequenza a transistor.

In base ai risultati si potrà decidere per il sistema di accoppiamento (a trasformare, a resistenza-capacità, o diretto) e per le caratteristiche dell'alimentazione.

Riassumiamo qui le quattro equazioni:

$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \quad [1]$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \quad [2]$$

$$i_2 = - v_2 G_L \quad [3]$$

$$v_1 = e_s - i_1 R_s \quad [4]$$

Nelle prime due sono coinvolti soltanto i parametri del transistor, mentre nelle altre due entrano in gioco solo i parametri del circuito esterno,  $G_L$  ed  $R_s$ . Nota:  $h_{21}$ , come si vede dai cataloghi, ha un valore negativo nel montaggio base comune, cioè la reazione di tensione dall'uscita all'entrata si presenta con una inversione di fase.

#### 4.7. — Derivazione delle formule pratiche.

Dalle quattro equazioni generali del quadripolo si possono ricavare le formule pratiche per calcolare tutte le grandezze che interessano il progettista.

Si richiama l'attenzione su due punti fondamentali:

- 1) per ogni transistor si possono ottenere dai cataloghi i valori dei quattro parametri ibridi relativi al montaggio base comune, dei quattro relativi

al montaggio emettitore comune ed eventualmente dei quattro per collettore comune.

Se il costruttore fornisce i valori dei parametri del circuito equivalente a "T", questi possono venir trasformati in parametri ibridi mediante le formule di passaggio riportate alla fine di questo capitolo.

La stessa tabella permette, noti i quattro parametri ibridi del montaggio base comune, di ricavare i parametri ibridi degli altri due montaggi.

Queste affermazioni sono facilmente comprensibili: il transistor è sempre fisicamente il medesimo. Pertanto tutti i parametri dei sistemi differenti, dei modi di utilizzazione differenti (base comune, emettitore comune, collettore comune), devono risultare legati da formule di trasformazione, ed è pertanto sufficiente conoscere in partenza solo quattro.

Tutti questi sistemi di parametri sono niente altro che un linguaggio differente per descrivere il transistor, la cui essenza è sempre la stessa.

Ci si può augurare soltanto che, a poco a poco, tutti i costruttori si orientino verso un unico sistema di espressione, ciò che più o meno è avvenuto nel caso dei tubi elettronici. I parametri normalmente usati per essi, cioè il coefficiente di amplificazione, la conduttanza mutua (ovvero pendenza) la resistenza interna, costituiscono esattamente un sistema "ibrido", ricavato dalle pendenze delle curve caratteristiche nel punto nominale di lavoro.

Questa è la ragione per cui nella presente trattazione abbiamo voluto mettere in evidenza il solo sistema dei parametri ibridi.

- 2) Le formule pratiche che seguono sono tutte derivate con semplici operazioni algebriche dalle quattro equazioni fondamentali. Esse sono valide per calcolare qualunque stadio amplificatore per piccoli segnali, vale a dire segnali la cui ampiezza è una modesta frazione delle correnti e tensioni di alimentazione.

Esse sono valide inoltre per qualunque tipo di montaggio, cioè base comune, emettitore comune e collettore comune, purché ogni volta si prendano i quattro parametri ibridi corrispondenti.

*Guadagno di corrente:*

Eliminando  $i_2$  fra le equazioni [2] e [3]

si ottiene: 
$$0 = h_{21} i_1 + v_2 (h_{22} + G_L)$$

ovvero 
$$v_2 = - i_1 \frac{h_{21}}{h_{22} + G_L} \quad [5]$$

Quindi, dalla [3]

$$i_2 = i_1 \frac{h_{21} G_L}{h_{22} + G_L} \quad [6]$$

Possiamo quindi scrivere l'espressione del guadagno effettivo di corrente:

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = b_{21} \frac{G_L}{b_{22} + G_L} \quad [7]$$

Appare da questa relazione come il guadagno effettivo aumenti e si avvicini tanto più a quello teorico, quanto più grande è la conduttanza di carico  $G_L$ , cioè più piccola la resistenza di carico  $R_L = \frac{1}{G_L}$ .

*Resistenza di ingresso:*

Sostituendo l'equazione [5] nella [1], si ha:

$$\begin{aligned} v_1 &= i_1 \left( b_{11} - b_{12} \frac{b_{21}}{b_{22} + G_L} \right) \\ &= i_1 \frac{b_{11} b_{22} - b_{12} b_{21} + b_{11} G_L}{b_{22} + G_L} \\ &= i_1 \frac{\Delta + b_{11} G_L}{b_{22} + G_L} \end{aligned} \quad [8]$$

dove  $\Delta = b_{11} b_{22} - b_{12} b_{21}$  rappresenta il determinante della matrice dei coefficienti delle equazioni del quadripolo [1] e [2].

La resistenza d'ingresso è quindi data da:

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{\Delta + b_{11} G_L}{b_{22} + G_L} \quad [9]$$

Come si vede anche la resistenza d'ingresso aumenta quando si aumenta la conduttanza di carico, cioè si diminuisce la resistenza di carico.

*Guadagno di tensione:*

Dalle equazioni [5] e [8]

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{b_{21}}{\Delta + b_{11} G_L} \quad [10]$$

Il guadagno di tensione aumenta invece all'aumentare della resistenza di carico.

*Guadagno di potenza:*

Dalle equazioni [7] e [10]

$$A_p = A_v A_i = \frac{b_{21}^2 G_L}{(\Delta + b_{11} G_L)(b_{22} + G_L)} \quad [11]$$

Il guadagno di potenza, come ci si poteva aspettare dal modo di comportarsi opposto dei guadagni di tensione e di corrente, presenta un massimo per una determinata resistenza di carico, di valore uguale alla resistenza di uscita del transistor.

*Resistenza di uscita:*

Questa resistenza può essere determinata nel modo più agevole dividendo la tensione di uscita in circuito aperto per la corrente di uscita in corto circuito.

Ricaviamo anzitutto l'espressione della corrente di ingresso:  
(Fig. 4.7.)

$$i_1 = \frac{e_s}{R_s + R_{in}} \quad [12]$$

Sostituendo alla resistenza di ingresso il suo valore:

$$i_1 = \frac{e_s}{R_s + \frac{\Delta + h_{11} G_L}{h_{22} + G_L}} \quad [13]$$

Se l'uscita è in circuito aperto  $G_L = 0$  dalle [5] e [13] si ottiene la tensione di uscita:

$$v_2 = \frac{e_s}{R_s + \frac{\Delta}{h_{22}}} \cdot \frac{h_{21}}{h_{22}} \quad [14]$$

Se l'uscita è in corto circuito, dalla fig. 4.7. e per le definizioni di  $h_{21}$  e  $h_{11}$ , si ottiene la corrente di uscita:

$$i_2 = \frac{e_s}{R_s + h_{11}} \cdot h_{21}$$

La resistenza di uscita è quindi ottenuta dividendo la [14] per la [15]:

$$R_u = \frac{v_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_s}{\Delta + h_{22} R_s} \quad [16]$$

La resistenza di uscita dipende pertanto dalla resistenza della sorgente del segnale di entrata.

Riassumendo:

— Resistenza di ingresso:

$$R_{in} = \frac{\Delta + h_{11} G_L}{h_{22} + G_L} \quad [17]$$

— Resistenza di uscita:

$$R_u = \frac{b_{11} + R_s}{\Delta + b_{22} R_s} \quad [18]$$

— Guadagno di corrente:

$$A_i = b_{21} \cdot \frac{G_L}{b_{22} + G_L} \quad [19]$$

— Guadagno di tensione:

$$A_v = - \frac{b_{21}}{\Delta + b_{11} G_L} \quad [20]$$

— Guadagno di potenza:

$$A_p = \frac{b_{21}^2 G_L}{(b_{22} + G_L) (\Delta + b_{11} G_L)} \quad [21]$$

In cui:

$$\Delta = b_{11} b_{22} - b_{12} b_{21}$$

$$G_L = \text{conduttanza di carico} = \frac{1}{R_L}$$

$$R_s = \text{resistenza della sorgente del segnale.}$$

#### 4.8. — Applicazione ai circuiti fondamentali.

Come abbiamo accennato, le formule appena trovate sono universali, ed i parametri in esse contenuti dipendono da quale circuito fondamentale è stato scelto.

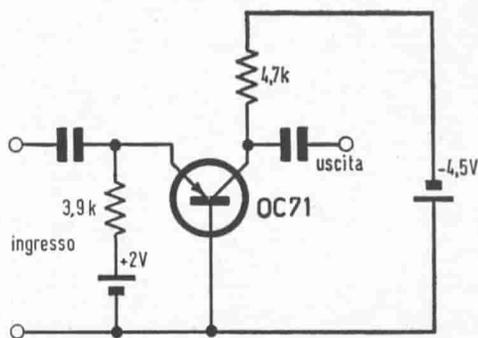


Fig. 4.8. - Stadio amplificatore a base comune.

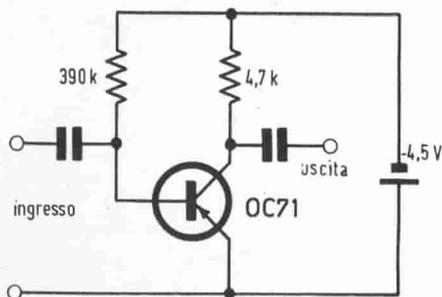


Fig. 4.9. - Stadio amplificatore a emettitore comune.

— *Base comune.* La fig. 4.8. indica un tipico circuito con base comune. Il punto di lavoro corrisponde ad una tensione base-collettore di circa 2V ed a una corrente di collettore di circa 0,5 mA.

I valori  $b_{11}$ ,  $b_{21}$ ,  $b_{22}$ ,  $b_{12}$  possono essere ottenuti dal catalogo ed inseriti direttamente nelle formule da [17] a [21] per calcolare il comportamento del circuito.

— *Emettitore comune.* (fig. 4.9.) Il punto di lavoro corrisponde ad una tensione emettitore-collettore di circa 2V, e ad una corrente di collettore di circa 0,5 mA.

Anche i valori dei parametri  $b$  per il circuito emettitore comune sono normalmente dati dai cataloghi, e per distinguerli dai precedenti sono generalmente contrassegnati da un indice:

$$b'_{11} \quad b'_{21} \quad b'_{22} \quad e \quad b'_{12}$$

Ci sembra inutile ripetere che questi parametri sono differenti da quelli del circuito base comune, e che, sostituiti nelle formule da [17] a [21] portano a risultati totalmente differenti.

— *Collettore comune.* (Fig. 4.10.) Il punto di lavoro è sempre all'incirca uguale, ma il collettore è a massa agli effetti del segnale a corrente alternata, e l'uscita è presa sull'emettitore.

Questo circuito può essere paragonato a quello dell'inseguitore catodico, con tubo a vuoto, ed è caratterizzato da alta impedenza d'ingresso e bassa impedenza di uscita.

I valori dei parametri  $b$  per questo circuito contrassegnati con doppio indice non sono generalmente forniti dal costruttore, ma è possibile derivarli dai precedenti, come è indicato dalla seguente tabella. In essa sono fornite anche le formule di passaggio con i parametri di tipo T:

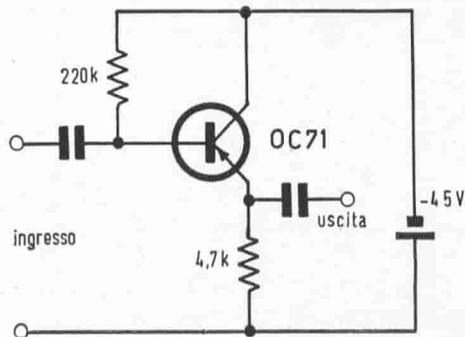


Fig. 4.10. - Stadio amplificatore a collettore comune.

BASE COMUNE

$$h_{11} = r_e + (1 - \alpha) r_b = r_e + \frac{r_b}{1 + \alpha'}$$

$$-h_{21} = \alpha = \frac{\alpha'}{1 + \alpha'}$$

$$h_{22} = \frac{1}{r_c}$$

$$h_{12} = \frac{r_b}{r_c}$$

EMETTITORE COMUNE

$$b'_{11} = (1 + \alpha') h_{11}$$

$$b'_{21} = \alpha'$$

$$b'_{22} = (1 + \alpha') h_{22}$$

$$b'_{12} = b'_{22} r_e$$

COLLETTORE COMUNE

$$b''_{11} = b'_{11}$$

$$b''_{21} = 1 + b'_{21}$$

$$b''_{22} = b'_{22}$$

$$b''_{12} = \frac{1}{1 + b'_{12}}$$

Le formule di passaggio sono valide soltanto se si fa riferimento sempre al medesimo punto di lavoro nominale.

Per orientare il lettore, diamo nella tabella che chiude questo paragrafo i valori dei parametri  $b$  nei tre sistemi di montaggio per un transistor OC 71, operante ad una tensione di collettore  $V_c = -2V$  con una corrente di collettore  $I_c = 0,5 \text{ mA}$ .

OC 71	$V_c = -2V$ $I_c = -0,5 \text{ mA}$	BASE COMUNE	EMETTITORE COMUNE	COLLETTORE COMUNE
Impedenza di ingresso ( $\Omega$ ) con uscita in corto circuito		$b_{11} = 17$	$b'_{11} = 800$	$b''_{11} = 800$
Guadagno di corrente con uscita in corto circuito		$b_{21} = -0,979$	$b'_{21} = 47$	$b''_{21} = -48$
Ammettenza di uscita ( $\mu\Omega^{-1}$ ) con ingresso a circuito aperto		$b_{22} = 1,6$	$b'_{22} = 80$	$b''_{22} = 80$
Reazione di tensione con ingresso a circuito aperto		$b_{12} = 8 \cdot 10^{-4}$	$b'_{12} = 5,4 \cdot 10^{-4}$	$b''_{12} = 0,999$
Determinante dei coefficienti delle equazioni del quadripolo		$\Delta = 8 \cdot 10^{-4}$	$\Delta' = 0,04$	$\Delta'' = 48$

Sia ben chiaro che in qualunque sistema siano espressi i parametri, è sufficiente che essi siano in numero di quattro per individuare completamente il comportamento di un transistor; essi devono essere accompagnati dall'indicazione del punto di lavoro a cui sono riferiti; per un medesimo sistema esistono tre serie di quattro parametri che sono completamente diversi ma legati da relazioni determinate nel caso del montaggio a base comune, del montaggio ad emettitore comune, e del montaggio a collettore comune.

Quest'ultimo fatto è facilmente comprensibile, perché, come abbiamo visto, lo stesso transistor si comporta in maniera totalmente diversa, per quanto riguarda impedenze, amplificazione, ecc., a seconda del tipo di montaggio.

Qualche costruttore fornisce anche grafici della variazione dei parametri per piccoli segnali quando si lavori con tensioni e correnti di alimentazione differenti da quelle nominali, e talvolta in funzione della variazione di temperatura.

## CAPITOLO V

### COMPORTAMENTO IN ALTA FREQUENZA

#### 5.1. — Circuiti equivalenti.

Nel caso di amplificatori per frequenze superiori alle frequenze audio, non è più possibile servirsi unicamente dei parametri per piccoli segnali che abbiamo impiegato nelle formule pratiche per esprimere i guadagni e le impedenze.

Nella trattazione del capitolo IV era stato ammesso che il transistoro rispondeva istantaneamente alle variazioni di tensione e di corrente impresse, e non si era tenuto conto delle capacità interne.

Con la definizione dei parametri  $h$  si è giunti alla rappresentazione del transistoro secondo il circuito equivalente di fig. 5.1.

Questo circuito equivalente è pertanto utilizzabile per piccoli segnali e per regime statico, ovvero per frequenze basse e moderate.

Quando si aumenta la frequenza del segnale, si raggiunge ad un dato momento il punto in cui le capacità interne del transistoro non possono più essere trascurate, ed il tempo associato con la diffusione dei portatori di cariche diventa importante.

Anche i transistori quindi sono soggetti a limitazioni nel campo delle alte frequenze, esattamente come avviene per i tubi a vuoto, ed in conseguenza di questo fatto occorre modificare il circuito equivalente.

#### 5.2. — Capacità interne.

La capacità rappresentata dalla giunzione di collettore può essere introdotta nel circuito equivalente come un condensatore  $C_c$  in parallelo alla conduttanza di uscita  $h_{22}$  (fig. 5.2.).

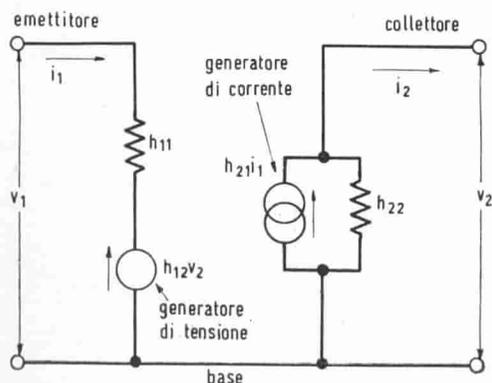


Fig. 5.1. - Circuito equivalente per bassa frequenza.

Per piccoli transistori questa capacità è dell'ordine di  $5 \div 10$  pF nei tipi ottenuti dal monocristallo a strati alterni *n-p*, e di 20 pF nei tipi a giunzione riportata per lega, (in inglese rispettivamente "grown junction" e "fused junction").

Questa capacità non è però rigorosamente costante, ed il suo valore decresce all'aumentare della tensione di collettore.

Anche la giunzione di emettitore presenta una capacità dello stesso ordine di grandezza: ma essa può venire ignorata perché in funzionamento normale risulta in parallelo con una resistenza molto bassa.

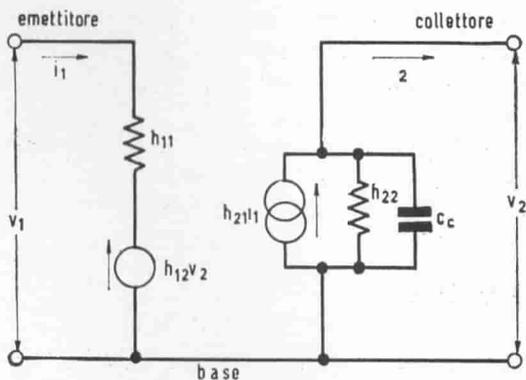


Fig. 5.2. - Circuito equivalente per alta frequenza.

### 5.3. — Tempo di transito.

Ai portatori di cariche occorre un tempo finito per diffondersi attraverso la base.

Questa situazione all'interno del transistor impedisce che variazioni a frequenza elevata siano seguite nella stessa maniera in cui lo sono variazioni della stessa ampiezza, ma a bassa frequenza.

Praticamente a frequenze elevate, una notevole porzione dei portatori di cariche emessi verso la base non arriva in tempo a raggiungere la giunzione di collettore prima che la polarità del segnale applicato si inverta.

Da questo fatto risulta che numerosi portatori di cariche restano intrappolati a lungo nel materiale di base, con conseguente notevole aumento delle perdite per ricombinazione.

Il risultato è che il guadagno di corrente  $h_{21}$  diminuisce ed acquista un ritardo di fase.

Ciò comporta la stessa conseguenza per il coefficiente di reazione di tensione  $h_{12}$  e per la conduttanza di uscita  $h_{22}$ , i quali diminuiscono in ampiezza e risultano affetti da un ritardo di fase.

Così i parametri che in bassa frequenza potevano considerarsi come grandezze scalari, in alta frequenza vanno riguardati come vettori, portanti cioè una informazione di ampiezza ed una informazione di fase.

La situazione è analoga a quella che si verifica in un tubo a vuoto quando il tempo di transito degli elettroni non è trascurabile confrontato con la durata di un ciclo del segnale.

Nei transistori il fenomeno è già pronunciato a frequenze più basse che nei tubi a vuoto, a causa delle velocità normalmente molto più basse dei portatori di cariche (elettroni liberi e buchi).

La frequenza alla quale l'ampiezza del guadagno di corrente  $h_{21}$  e il 70,7% dell'ampiezza in regime statico o di bassa frequenza è chiamata "frequenza di taglio" (in inglese "alpha cutoff frequency") e indicata generalmente sui cataloghi con  $f$  munito di indice « a » oppure «  $\alpha$  ».

Alla frequenza di taglio, per la quasi totalità dei transistori a giunzione, il ritardo di fase è prossimo a  $58^\circ$ .

È di ausilio notare il fatto che per frequenze superiori anche parecchie volte ad  $f_a$ , il guadagno di corrente varia nella stessa maniera in cui si comporta la risposta di un amplificatore a resistenza-capacità che presenti una frequenza uguale ad  $f_a$  per i punti al 70,7%. Si può pertanto ricorrere alle curve universali di amplificazione per lo studio del transistor in alta frequenza.

La frequenza di taglio aumenta quando si diminuisce lo spessore della base, ed è invece praticamente indipendente dalle polarizzazioni e dal punto di lavoro scelto.

Valori caratteristici di  $f_a$  per piccoli transistori a giunzione sono compresi fra 0,5 e 3 MHz.

La variazione con la frequenza del coefficiente di reazione  $b_{12}$  è più o meno esattamente la stessa di quella osservata per il guadagno di corrente  $b_{21}$ .

Una relazione matematica che fornisce il modo di variare del guadagno di corrente con la frequenza è la seguente:

$$\frac{b_{21}}{H_{21}} \approx \frac{1 - j 0,214 \frac{f}{f_a}}{1 + j 1,04 \frac{f}{f_a}}$$

in cui:

$b_{21}$  = guadagno di corrente vero alla frequenza considerata.

$H_{21}$  = guadagno di corrente in regime statico ovvero in bassa frequenza.

$f$  = frequenza considerata

$f_a$  = frequenze di taglio

e  $j$  è il simbolo dell'operatore immaginario  $\sqrt{-1}$ .

La relazione permette di calcolare la variazione in ampiezza e fase di  $b_{21}$ , ed è valida per una frequenza massima intorno a  $0,6 f_a$ .

Alle alte frequenze la conduttanza di uscita  $b_{22}$  diventa una ammettenza la quale è funzione del rapporto  $\frac{f}{f_a}$

Essa può venir considerata come una conduttanza in parallelo con una capacità.

Entrambe conduttanza e capacità sono variabili con la frequenza, secondo una legge esprimibile da:

$$\frac{y}{H_{22}} = \frac{g}{H_{22}} + j \frac{\omega C}{H_{22}} = \left( \frac{1 - b_{21}^2}{1 - H_{21}^2} \right) \left( 1 + j 1,04 \frac{f}{f_a} \right)$$

in cui:

$y$  = ammettenza di uscita alla frequenza  $f$

$g$  = componente conduttiva dell'ammettenza  $y$

$\omega C$  = componente reattiva dell'ammettenza  $y$

$H_{22}$  = conduttanza di uscita in regime statico o a bassa frequenza

$b_{21}$  = guadagno di corrente alla frequenza  $f$

$H_{21}$  = guadagno di corrente in regime statico o a bassa frequenza

$f$  = frequenza considerata

$f_a$  = frequenza di taglio

La capacità  $C$  componente dell'ammettenza di uscita è distinta dalla capacità  $C_c$  della giunzione di collettore considerata nel paragrafo precedente, e, a differenza di quest'ultima, è per quanto abbiamo visto dipendente dalla frequenza. Essa è però in generale molto più piccola di  $C_c$ .

Il circuito equivalente di fig. 5.2. è pertanto valevole anche per frequenze elevate qualora si considerino tutti i parametri  $b$  (ad eccezione di  $b_{11}$ ) variabili con la frequenza secondo le leggi che sono state enunciate, e tenendo conto di  $C_c$ .

I calcoli coinvolti non sono molto semplici: quando non siano richieste approssimazioni molto spinte e la frequenza non superi circa  $0,5f_a$ , risultati soddisfacenti si ottengono servendosi del circuito equivalente di fig. 5.2., considerando costanti e pari ai valori in bassa frequenza i quattro parametri  $b$ , tenendo soltanto conto della capacità di collettore  $C_c$ .

Terminiamo notando ancora che la frequenza di taglio, cioè la frequenza alla quale il guadagno di corrente si riduce al 70,7% è notevolmente diversa nel caso del montaggio a base comune e nel caso del montaggio a emettitore comune.

A titolo orientativo si può ritenere che sussista la relazione:

$$\frac{f_a}{f'_a} \approx \frac{b'_{21}}{b_{21}}$$

in cui le grandezze senza indice si riferiscono al montaggio con base comune, quelle con indice al montaggio con emettitore comune, ed i guadagni di corrente sono quelli in regime statico o di bassa frequenza.

Come si vede il montaggio con base comune è nettamente più favorevole per quanto riguarda la frequenza più alta utilizzabile.

#### 5.4. — Oscillatori a transistori.

Il transistoro, essendo dotato della proprietà di amplificare, può essere usato in circuiti di oscillatori.

A somiglianza di quanto avviene nel caso dei tubi a vuoto, il funzionamento del transistoro come oscillatore può essere ottenuto anche molto al di sopra della frequenza di taglio. È sufficiente infatti un guadagno molto ridotto purché superiore a 1 per mantenere le oscillazioni.

La frequenza massima di oscillazione può arrivare a valori pari a  $3 \div 4$  volte la frequenza di taglio.

## CAPITOLO VI

### CONSIDERAZIONI SUGLI EFFETTI TERMICI

#### 6.1. — Variazione della corrente di fuga con la temperatura.

Quando si sviluppa un progetto nel quale si ha a che fare con i transistori, non è possibile lasciare fuori dal gioco l'effetto della temperatura.

La corrente di fuga  $I_{co}$  (§4.2. - Cap. IV) varia infatti sensibilmente al variare della temperatura del cristallo, secondo la legge

$$I_{co}^t = I_{coA} \cdot e^{B(T_g - T_a)} \quad [1]$$

in cui  $I_{coA}$  è il valore della corrente di fuga per una temperatura ambiente  $T_a = 25^\circ\text{C}$ , il coefficiente  $B$  ha un valore determinato sperimentalmente per il Germanio di  $0.07^\circ\text{C}^{-1}$  e  $T_g$  è la temperatura del cristallo, con corrente di fuga  $I_{co}^t$  alla temperatura  $T_g$ .

Un rapido calcolo mostra che la corrente di fuga, dell'ordine generalmente di qualche  $\mu\text{A}$ , si raddoppia per ogni innalzamento di temperatura di circa  $10^\circ\text{C}$  artificialmente provocato, fino a che si rimane al disotto della massima temperatura ammissibile del cristallo. Oltre questo limite essa aumenta ancora più rapidamente a causa dell'alterazione del reticolo cristallino.

Come già abbiamo visto questa corrente inversa o di fuga è causata dall'agitazione termica la cui energia è sufficiente a liberare un certo numero di coppie elettrone-buco.

Il numero statistico delle coppie libere è precisamente una funzione della temperatura secondo la legge che abbiamo enunciata all'inizio di questo paragrafo, e non dipende strettamente dalla tensione applicata.

Le stesse considerazioni si applicano alla corrente di fuga  $I'_{co}$ .

#### 6.2. — Deriva termica cumulativa.

Immaginiamo che un transistoro sia posto a funzionare come amplificatore nel montaggio ad emettitore comune. I componenti del circuito siano dimensiona-

ti in modo da portare il transistoro in un punto di lavoro corretto, in cui i valori massimi di tensione, corrente e temperatura del cristallo non siano sorpassati.

Dimostreremo ora come questa condizione non è sufficiente ad assicurare la stabilità dello stadio e che esiste il pericolo della distruzione del transistoro anche se la temperatura ambiente oscilla fra limiti moderati.

Nel transistoro, oltre alla corrente normale di lavoro, circolerà anche la piccola corrente  $I'_{co}$  dovuta all'agitazione termica, e di valore dipendente dalla temperatura  $T_g$  della giunzione.

All'aumentare della temperatura, la corrente di fuga aumenta, e questa variazione è vista dal transistoro come una variazione della corrente di ingresso, e quindi amplificata. La corrente totale di collettore aumenta perciò di un fattore ben maggiore, e precisamente pari all'amplificazione effettiva di corrente dello stadio.

Il punto di lavoro si sposta verso una corrente di collettore più alta.

Come prima conseguenza specialmente nel caso di resistenze di carico elevate possono manifestarsi delle distorsioni del segnale in uscita. Se la resistenza di carico è induttiva e presenta una bassa resistenza ohmica come nel caso di accoppiamento a trasformatore, l'aumento della corrente di collettore non è limitato.

Si può quindi verificare un forte sovraccarico ed anche la distruzione del transistoro per eccesso di temperatura nel cristallo.

L'analisi di questo fenomeno è molto semplice.

Un aumento di temperatura produce un aumento della corrente di collettore, e per conseguenza un aumento della dissipazione nel transistoro.

L'aumentata dissipazione provoca quindi un ulteriore incremento della temperatura all'interno del cristallo.

Se questo secondo incremento di temperatura è più grande di quello che iniziò il processo, allora il transistoro è instabile e si sposterà dal suo punto di lavoro fino nella zona di saturazione, ovvero si autodistruggerà, anche per un moderato aumento della temperatura ambiente, ben al disotto del limite di sicurezza.

Il tempo impiegato in questo processo è dipendente dalla costante di tempo

termica del transistoro stesso, che è compresa in genere fra  $\frac{1}{100}$  di secondo (pic-

coli transistori ed  $\frac{1}{10}$  di sec (transistori di potenza). Sono soggetti a questo peri-

colo specialmente i transistori di potenza, che lavorano in genere con carichi a bassa componente ohmica e hanno dissipazioni importanti in un piccolo volume.

Vediamo ora di mettere in formule quanto abbiamo finito di esporre.

La condizione di instabilità può essere facilmente scritta come segue:

$$dI_c \cdot V_c \cdot k_t > dT_g \quad [2]$$

in cui:

$dI_c$  è l'incremento in ampere della corrente di collettore causata da un incre-

mento  $dT_g$  in gradi centigradi della temperatura del cristallo.

$V_c$  la tensione in volt esistente fra collettore ed emettitore.

$k_t$  la resistenza termica totale in gradi centigradi per watt esistente fra la giunzione e l'ambiente. (vedi Cap. VI - § 7)

Richiamiamo l'attenzione sul fatto che  $k_t$  non è la sola resistenza termica  $k_g$  fra giunzione ed involucro fornita dai cataloghi (vedi § 3 - Cap. IV), ma la risultante della resistenza termica  $k_g$  in serie con la resistenza termica fra involucro e ambiente, che è generalmente più importante della precedente.

La [2] può essere riscritta:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \cdot V_c \cdot k_t > 1 \quad [3]$$

in cui  $\frac{dI_c}{dT_g}$  rappresenta la derivata della corrente di collettore rispetto alla temperatura.

Il limite di funzionamento stabile è dato pertanto da:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \cdot V_c \cdot k_t = 1 \quad [4]$$

È consuetudine però di introdurre un fattore di sicurezza pari almeno a 2 quando si lavora con la giunzione ad una temperatura prossima alla temperatura massima ammissibile; quindi:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \cdot V_c \cdot k_t \leq \frac{1}{2} \quad [5]$$

rappresenta una condizione che deve essere rispettata per la stabilità dello stadio amplificatore.

### 6.3. — Temperatura e corrente di collettore.

La formula [1] all'inizio di questo capitolo ci fornisce la legge di variazione di  $I_{co}$ , ovvero  $I'_{co}$  con la temperatura, che possiamo riscrivere in forma più maneggevole e sufficientemente approssimata:

$$\frac{dI'_{co}}{dT_g} = B \cdot I'^t_{co} \quad [6]$$

Per il Germanio:

$$\frac{dI'_{co}}{dT_g} = 0,07 \cdot I'^t_{co} \quad [7]$$

in cui  $I'_{co}$  è la corrente di fuga alla temperatura effettiva della giunzione.

La corrente di collettore normale varierà, per quanto abbiamo visto, di:

$$\frac{dI_c}{dT_g} = A_i \frac{dI'_{co}}{dT_g} = 0,07 \cdot A_i \cdot I'_{co} \quad [8]$$

in cui  $A_i$  rappresenta l'amplificazione di corrente dello stadio.

Facciamo un esempio pratico, immaginando di usare un transistoro di potenza OC16.

La corrente di fuga  $I'_{co}$  alla temperatura ambiente di  $+ 25^\circ\text{C}$  indicata dai cataloghi è dell'ordine di  $100 \mu\text{A}$ .

Se decidiamo, per un buon sfruttamento del transistoro, di farlo lavorare ad una temperatura della giunzione prossima a quella massima ammissibile di  $90^\circ\text{C}$ , la corrente di fuga  $I'_{co}$  durante il funzionamento salirà (per la formula [1]) a circa  $10 \text{ mA}$ .

Questo valore è normale per un transistoro di potenza del tipo OC16, paragonandolo al valore della corrente media al punto di lavoro, che si aggirerà sui  $500 \text{ mA}$ .

Con un'amplificazione media di corrente  $A_i$  di 30 volte, facilmente ottenibile, la [8] ci fornisce:

$$\frac{dI_c}{dT_g} = 0,07 \cdot 30 \cdot 10 = 21 \text{ mA}/^\circ\text{C}$$

Immaginando di aver ottenuto una resistenza termica di  $6^\circ\text{C}/\text{W}$ , valore realizzabile in pratica con un giudiziooso dimensionamento e ponendo di lavorare con  $12 \text{ V}$  fra collettore ed emettitore, la [5] ci dà:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \cdot V_c \cdot k_t = 21 \cdot 10^{-3} \cdot 12 \cdot 6 \approx 1,5$$

Lo stadio lavora cioè in condizioni nettamente instabili ed il transistoro si trova in grave pericolo di deriva termica cumulativa.

Si deve pertanto ricorrere a qualche sistema di stabilizzazione.

#### 6.4. — Stabilizzazione.

Come si vede dall'esame della [5], tralasciando il fattore  $V_c$  che dipende soprattutto da considerazioni elettriche, abbiamo due vie da seguire per il miglioramento della stabilità:

- a) cercare di rendere più piccole possibili le variazioni della corrente di collettore dovute alle variazioni della temperatura, e
- b) ridurre al massimo la resistenza termica totale fra giunzione ed ambiente.

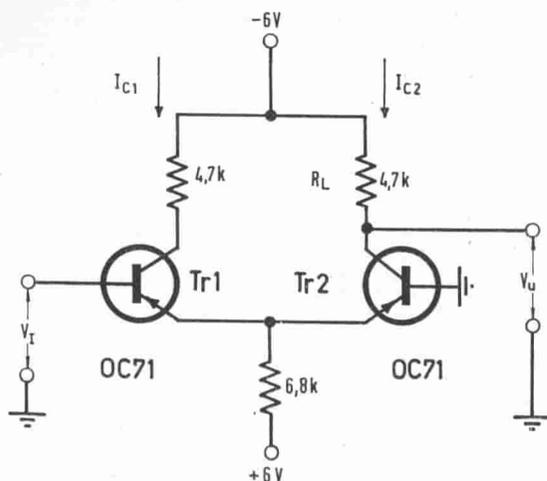


Fig. 6.1. - Stadio amplificatore differenziale.

Il punto *a*) riveste molta importanza sia nel caso di piccoli transistori che di transistori di potenza. Non si tratta infatti di mettersi unicamente al sicuro nei riguardi della deriva termica cumulativa, ma si tratta anzitutto di evitare che il punto di lavoro si sposti con la temperatura, provocando variazioni inammissibili dell'amplificazione e del tasso di distorsione.

Le esigenze della stabilizzazione sono molto varie da un caso all'altro. In un amplificatore a bassa frequenza con accoppiamento a resistenza-capacità o a trasformatore è sufficiente prevedere una stabilizzazione studiata per ogni singolo stadio separatamente. In amplificatori ad accoppiamento diretto, (amplificatori per segnali lentamente variabili, quali si trovano in circuiti di regolazione, di misura, ad esempio della temperatura con coppie termoelettriche, di servo meccanismi e di macchine calcolatrici analogiche) il problema è invece molto più complicato.

La deriva del primo stadio infatti è vista dal resto dell'amplificatore come un segnale in ingresso e quindi amplificata.

Se non si prendono accorgimenti adeguati, variazioni anche modeste di temperatura saturano completamente l'amplificatore in un senso o nell'altro. Non è in generale sufficiente ricorrere ad un montaggio termostatico, perchè sovente la variazione di temperatura del cristallo non è solo provocata da variazioni di temperatura ambiente, ma anche da variazioni di ampiezza dei segnali lentamente variabili, che provocano dissipazioni variabili nei transistori.

Il problema è ricondotto quasi sempre alla stabilizzazione molto accurata dello stadio d'ingresso. Talvolta si ottengono buoni risultati cercando di compensare fra loro le derivate dei vari transistori. Uno stadio differenziale (fig. 6.1.) è un

esempio di stabilizzazione reciproca di due transistori, purché essi siano montati molto vicini uno all'altro, di modo che non possa manifestarsi una sensibile differenza di temperatura fra essi.

La deriva di temperatura risultante all'uscita è in questo caso pari alla differenza delle derivate dei due transistori.

Con transistori selezionati è possibile guadagnare un fattore 10 sulla deriva di uno stadio semplice, per temperature comprese fra + 20°C e + 50°C.

### 6.5. — Controreazione.

Specialmente nella stabilizzazione di un singolo stadio la reazione negativa in corrente continua è un valido ausilio.

Studiamo come essa può venire applicata nel caso di uno stadio amplificatore con accoppiamento a resistenza-capacità, ad emettitore comune.

Se si polarizza la base attraverso una resistenza  $R_b$  inserita fra base e collettore (fig. 6.2.) si ottiene una riduzione delle variazioni della corrente di collettore con la temperatura.

Se la corrente di collettore tende ad esempio ad aumentare a causa della temperatura, la tensione sul collettore diviene meno negativa.

Diminuisce quindi la corrente di polarizzazione che scorre in  $R_b \rightarrow$  base  $\rightarrow$  emettitore, ciò che ha per effetto di diminuire la corrente di collettore.

Indichiamo con  $K_1$  il rapporto fra la variazione della corrente di collettore

nel circuito di fig. 6.2. per una determinata variazione di temperatura, e la variazione della corrente di collettore che si avrebbe per la stessa differenza di temperatura nel caso che non esistesse la correzione, e che ci è data dalla formula [8].

Si può dimostrare che per il circuito di fig. 6.2. è:

$$K_1 = \frac{1}{1 + A_i \frac{R_L}{R_b}} \quad [9]$$

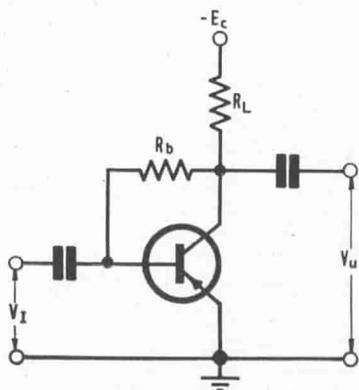


Fig. 6.2. - Stadio amplificatore con controreazione fra base e collettore.

$K_1$  diventa pertanto più piccolo, cioè il comportamento con la temperatura tanto migliore, quanto maggiori sono l'amplificazione di corrente  $A_i$  e la resistenza di carico  $R_L$ , e più piccola la resistenza di polarizzazione  $R_b$ . È evidente comunque che

$R_L$  e  $R_b$  non si possono scegliere a piacere, in quanto si deve portare il transistoro a lavorare in un punto favorevole delle sue caratteristiche.

Essendo  $A_i$  in generale limitato a  $10 \div 60$  volte, si può dire che un circuito di questo genere è efficace solo se si dispone di una tensione di alimentazione abbastanza elevata che permette di scegliere un valore elevato per  $R_L$ .

La formula [8] diventa quindi nel caso della fig. 6.2.

$$\frac{dI_c}{dT_g} = 0.07 \cdot A_i \cdot K_1 \cdot I_{c0} \quad [10]$$

Un altro circuito che introduce una stabilizzazione notevole anche nel caso in cui  $R_L$  possieda un basso valore ohmico (stadi di uscita) è riportato in fig. 6.3.

La tensione di base è fissa e determinata da un divisore di tensione costituito da  $R_1$  ed  $R_2$ , ed una resistenza  $R_e$  è inserita nel circuito di emettitore.

Se ora la corrente di collettore tende ad aumentare, si ha pure un aumento della tensione dell'emettitore a causa dell'aumentata caduta di tensione ai capi di  $R_e$ . Diminuisce pertanto il potenziale fra base (potenziale costante) ed emettitore, a cui segue una riduzione della corrente di collettore.

La capacità in parallelo su  $R_e$  ha lo stesso scopo di un condensatore catodico in uno stadio a valvola. Se essa manca, ovvero è in parallelo su una porzione soltanto di  $R_e$ , viene introdotta una reazione negativa anche per il segnale variabile.

In questo caso diminuisce l'amplificazione ma aumentano sia l'impedenza di ingresso che quella di uscita.

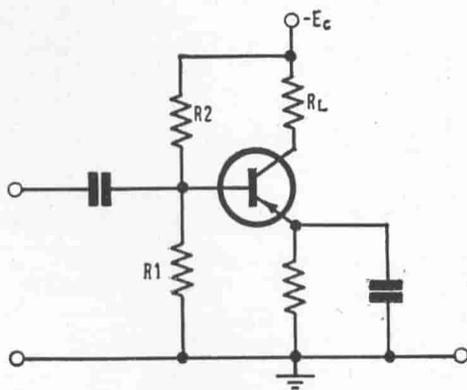


Fig. 6.3. - Stadio amplificatore con divisore di tensione nella base.

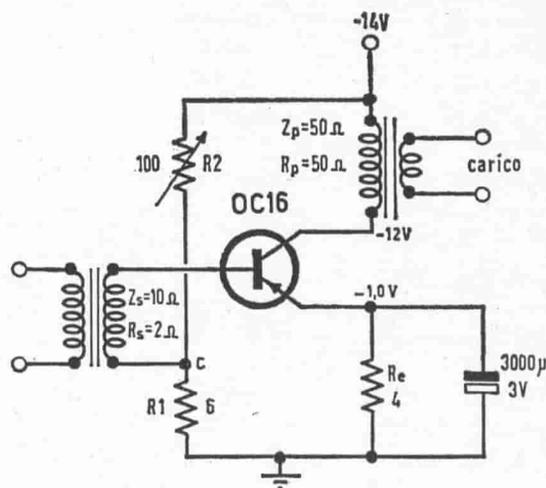


Fig. 6.4. - Stadio amplificatore in classe A stabilizzato.

Il fattore di stabilizzazione definito più sopra diventa:

$$K_2 \approx \frac{1}{1 + A_i \left( \frac{R_c}{R_t + b'_{11}} \right)} \quad [11]$$

in cui:

$$R_t = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$b_{11}$  = resistenza di ingresso del transistor con emettitore comune.

Si può osservare che la miglior stabilizzazione è ottenuta con bassi valori di  $R_t$ , cioè di  $R_1$  ed  $R_2$ , e grandi valori di  $R_c$ .

È interessante notare che al limite, per  $R_t = 0$ , si giunge allo stadio con base comune, che è intrinsecamente stabile agli effetti della variazione di temperatura.

La formula [8], per il circuito di fig. 6.3. si può quindi scrivere:

$$\frac{dI_c}{dT_g} = 0.07 \cdot A_i \cdot K_2 \cdot I'_{co} \quad [12]$$

Riprendiamo ora in esame il caso del transistor OC16 di cui si è parlato al paragrafo precedente. Il pilotaggio sia effettuato per trasformatore (fig. 6.4.).

La resistenza variabile  $R$  è regolata in modo che circoli una corrente continua di collettore di 250 mA. La resistenza  $R_c$  è scelta di valore tale da non provocare una caduta di tensione maggiore del  $5 \div 10\%$  della tensione di alimentazione disponibile. Questo è un criterio economico di cui si può non tenere conto negli stadi di debole potenza.

Il partitore  $R_1 - R_2$  è dimensionato in modo da assorbire fra 10 e 20 volte la corrente di polarizzazione consumata dalla base, che nel caso attuale è dell'ordine di 10 mA.

L'amplificazione dello stadio è  $A_i \approx 30$ .

Al punto di lavoro considerato si ha  $b'_{11} \approx 5 \Omega$ .

Si era trovato, nel circuito non stabilizzato:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \approx 21 \text{ mA}/^\circ\text{C}$$

Calcoliamo ora il fattore di stabilizzazione  $K_2$  del circuito stabilizzato; servendoci della [11]:

$$K_2 \approx \frac{1}{1 + A_i \left( \frac{R_c}{R_t + b'_{11}} \right)} \approx \frac{1}{1 + 30 \frac{4}{7,5 + 5}} \approx 0,1$$

La deriva di collettore diventa dunque:

$$\left( \frac{dI_c}{dT_g} \right)_{\text{STAB}} = K_2 \cdot \frac{dI_c}{dT_g} \approx 0,1 \cdot 21 = 2,1 \text{ mA}/^\circ\text{C}$$

Verifichiamo infine il criterio di stabilità nei confronti della deriva termica cumulativa per mezzo della [5]:

$$\left( \frac{dI_c}{dT_g} \right)_{\text{STAB}} \cdot V_c \cdot k_t = 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot 11 \cdot 6 \approx 0,14 < \frac{1}{2}$$

Il circuito risulta pertanto inerentemente stabile.

La reazione negativa non si manifesta per il segnale in quanto in condensatore di emettitore presenta una reattanza di soli  $0,13\Omega$  a 400 Hz e cortocircuita praticamente la resistenza di emettitore  $R_c$ .

L'amplificazione, e quindi il rendimento dello stadio, possono ancora essere sensibilmente aumentati connettendo il condensatore fra l'emettitore ed il punto C anziché fra l'emettitore e la massa. In questo caso è l'armatura positiva che va collegata all'emettitore.

## 6.6. — Resistenze sensibili alla temperatura.

La compensazione può anche essere ottenuta usando come elemento del circuito una resistenza sensibile alla temperatura.

Fra i differenti tipi di esse trovano applicazione:

- a) tipi speciali di resistori ceramici.
- b) termistori.
- c) diodi a giunzione.

Una proprietà caratteristica di tutti questi elementi è un forte coefficiente negativo di temperatura, compreso generalmente fra 2 e 8% per grado centigrado.

La fig. 6.5. mostra uno stadio amplificatore che fa uso di una resistenza  $R_{T(-)}$  a coefficiente negativo di temperatura per la compensazione. L'emettitore è collegato a massa attraverso  $R_e$  ed alla sorgente negativa attraverso il termistore  $R_{T(-)}$ .

Senza il termistore e resistenza di emettitore la corrente di emettitore aumenterebbe quando la temperatura del transistor si innalza.

Se invece, nel circuito della fig. 6.5, si riscalda il termistore, la corrente di emettitore diminuisce, per la variazione della polarizzazione dell'emettitore stesso.

Pertanto, in questo circuito, la variazione di temperatura globale ha due effetti opposti sulla corrente di emettitore.

Scegliendo opportunamente la caratteristica di temperatura di  $R_{T(-)}$  (che può essere costituita dal termistore in serie od in parallelo ad una resistenza normale, per ottenere il coefficiente voluto) e la resistenza  $R_e$ , si può fare in modo che i due effetti si cancellino a vicenda e che pertanto la corrente di emettitore rimanga praticamente costante per un intervallo molto esteso di temperature.

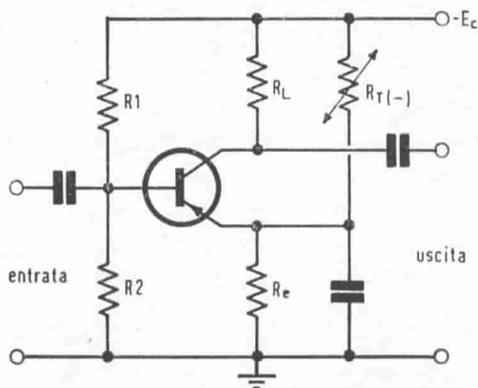


Fig. 6.5. - Stadio compensato con resistenza  $R_{T(-)}$  a coefficiente negativo di temperatura.

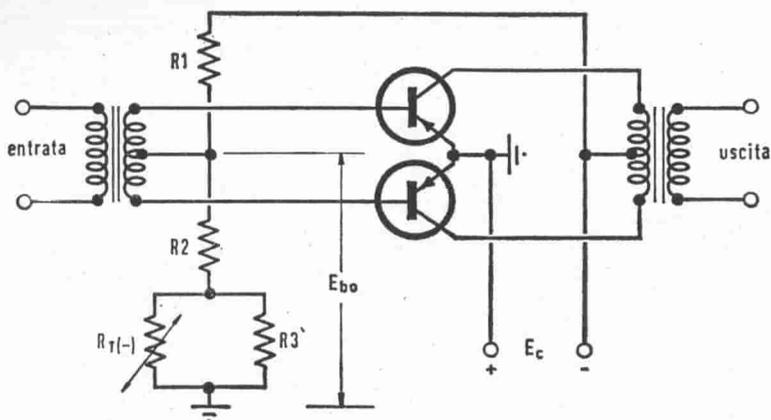


Fig. 6.6. - Stadio finale in controfase con polarizzazione di base compensata a termistore.

Uno dei vantaggi di questo circuito è che la rete di compensazione non interferisce con il comportamento dello stadio nei confronti del segnale, in quanto essa è collegata solo fra punti che sono a potenziale a massa nei confronti del segnale stesso.

Questo sistema di compensazione lascia inoltre la più grande scelta del sistema di polarizzazione della base: si può ad esempio fare il partitore  $R_1 R_2$  di valore anche elevato, con guadagno dell'amplificazione e nel valore della resistenza d'ingresso, pur raggiungendo un alto grado di stabilizzazione.

Considerazioni che possono fare indugiare nell'adozione della compensazione a termistore sono quelle dovute alla stabilità nel tempo del termistore ed alla differente capacità termica del termistore e del transistor, per cui la stabilizzazione potrebbe non essere mantenuta per un lungo periodo, o per variazioni brusche di temperatura.

Un'altra disposizione circuitale è riportata in fig. 6.6

Il termistore è qui inserito nel partitore che fornisce la polarizzazione alle basi di uno stadio finale in controfase.

Avevamo visto al paragrafo precedente che uno dei sistemi di stabilizzazione consisteva nel polarizzare la base attraverso un partitore che manteneva un potenziale quasi fisso di polarizzazione.

Inserendo una resistenza in serie all'emettitore, si otteneva la stabilizzazione grazie alla caduta di tensione variabile ai capi di essa, che faceva variare la effettiva tensione di polarizzazione fra base ed emettitore.

Nel caso della fig. 6.6. gli emettitori sono invece ad un potenziale fisso (massa) ed il partitore che alimenta le basi contiene un termistore che ne varia il rapporto

in funzione della temperatura nel senso di mantenere costante la corrente di emettitore.

Come criteri di dimensionamento valgono i seguenti:

La corrente normale nel partitore  $I_d$  si fissa ad un valore circa pari alla corrente massima di base (corrente di base a segnale massimo)  $I_{bM}$ :

$$I_d \approx I_{bM}$$

Pertanto si può scrivere, se  $E_{bo}$  è la tensione di base richiesta a segnale zero (in condizioni di riposo):

$$R_1 = \frac{E_o - E_{bo}}{I_d}$$

Il termistore va scelto in modo che, alla temperatura ambiente, presenti una resistenza  $R_{t(o)}$  all'incirca uguale alla resistenza d'ingresso dello stadio (nel caso presente metà della resistenza di ingresso di un transistor). Esso va inoltre dimensionato in modo tale che non si scaldi apprezzabilmente a causa della corrente un po' inferiore ad  $I_d$  che vi circola.

Chiamiamo  $Kt$  il coefficiente (negativo) di temperatura del termistore a  $+ 25^\circ\text{C}$ , e

$$\delta = \left[ \frac{\Delta V_{be}}{\Delta t} \right]_{I_{e=\text{cost}}}$$

la variazione relativa della tensione base-emettitore al variare della temperatura per mantenere costante la corrente di emettitore, pure a  $+ 25^\circ\text{C}$ .

Questo nuovo parametro del transistor (ed in generale di ogni giunzione semiconduttrice) ha un valore più o meno fisso, e dipende solo dalla natura del cristallo semiconduttore:

$$\begin{aligned} \text{per il Germanio: } \delta &\approx 2 \text{ mV}/^\circ\text{C} \\ \text{per il Silicio: } \delta &\approx 1,8 \text{ mV}/^\circ\text{C} \end{aligned}$$

È necessaria una resistenza  $R_3$  in parallelo al termistore per attuarne le variazioni di resistenza che, con le posizioni fatte sarebbero eccessive e darebbero luogo ad una sovra-compensazione.

Il valore della resistenza equalizzatrice  $R_3$  per una corretta compensazione è dato dalla formula empirica:

$$R_3 = \frac{1}{\sqrt{\frac{0,9 \cdot Kt \cdot I_d}{R_{t(o)} \cdot \delta}} - \frac{1}{R_{t(o)}}}$$

Resta da determinare il valore della resistenza  $R_2$  per portare al valore necessario la polarizzazione in condizioni di riposo.

Come è facile verificare si può scrivere:

$$R_2 \approx \frac{E_{bo}}{I_d} - \frac{R_{t(+)} \cdot R_3}{R_{t(+)} + R_3}$$

In pratica  $R_2$  sarà costituita da una resistenza semifissa per regolare al valore esatto la corrente di collettore in condizioni di riposo.

Valori reali, consigliati dalla Telefunken, per un controfase di OC 604, atto a fornire una potenza di uscita di circa 640 mW con una tensione di alimentazione di 6,5 V sono i seguenti:

$$\begin{aligned} R_1 &= 1,2 \text{ k}\Omega; \\ R_2 &= 5 \text{ }\Omega, \text{ variabile}; \\ R_3 &= 50 \text{ }\Omega; \\ R_{t(-)} &= 50\Omega \text{ a } + 25^\circ\text{C con } K_t = -3,8\%/^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

Abbiamo finora parlato dell'uso di resistenze a coefficiente negativo di temperatura, costituite in generale da impasti a base di carbone.

È però possibile studiare dei circuiti di stabilizzazione impieganti resistenze ad alto coefficiente positivo di temperatura, quali ad esempio resistenze in Rame o Nichel. I coefficienti di temperatura per alcuni metalli sono approssimativamente i seguenti:

Rame	0,4 %/°C
Tungsteno	0,45%/°C
Nichel	0,47%/°C

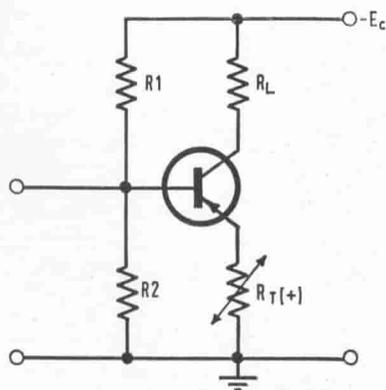


Fig. 6.7. - Compensazione con una resistenza a coefficiente positivo di temperatura.

Ferro	0,56%/°C
Tophet (80 Ni + 20 Cr)	5 %/°C

Un vantaggio nei confronti dei termistori è la maggiore costanza del valore di queste resistenze metalliche nel tempo.

Una resistenza a coefficiente positivo può per esempio essere inserita al posto della normale resistenza nel circuito di emettitore, quando si usi il sistema di stabilizzazione con partitore sulla base e resistenza in serie all'emettitore (fig. 6.7.).

Il miglioramento della stabilizzazione è rimarchevole, specialmente nel caso dei transistori di potenza.

Ricordiamo il meccanismo della stabilizzazione nel circuito con base alimentata a tensione quasi fissa: un aumento della temperatura fa aumentare la corrente di collettore e quindi di emettitore. Aumenta quindi la caduta di tensione della resistenza di emettitore che supponiamo a coefficiente di temperatura zero e diminuisce la tensione effettiva fra base ed emettitore. Ciò provoca un effetto contrario sulla corrente di collettore, che tende ad essere riportata al valore originario.

È chiaro che con questo sistema la compensazione non potrà mai essere completa.

Se però la resistenza di emettitore ha un coefficiente positivo di temperatura, si può anche arrivare ad una sovracompensazione.

Infatti l'aumento di temperatura, che provocherebbe un aumento della corrente di collettore, fa innalzare il valore della resistenza di emettitore, e quindi la caduta di tensione ai capi di essa.

Si ha per conseguenza una diminuzione della corrente di collettore, più importante che nel caso precedente.

Se, per esempio, nello stadio finale in classe A con OC16 illustrato nella fig. 6.4., si sostituisce alla resistenza convenzionale di  $4\Omega$  in serie all'emettitore una resistenza costituita da filo di rame che presenti la stessa resistenza alla temperatura di  $+25^\circ\text{C}$ , si ottengono questi risultati:

	Con resistenza di rame	Con resistenza convenzionale
$I_c (45^\circ\text{C}) - I_c (25^\circ\text{C})$	$- 3 \text{ mA}^*)$	42 mA
$I_c (60^\circ\text{C}) - I_c (25^\circ\text{C})$	5 mA	73,5 mA

\*) sovracompensazione.

## 6.7. — I problemi del raffreddamento dei transistori di potenza

Abbiamo visto nei paragrafi precedenti quanto sia insidioso il pericolo della deriva termica cumulativa, specialmente nel caso dei transistori di potenza.

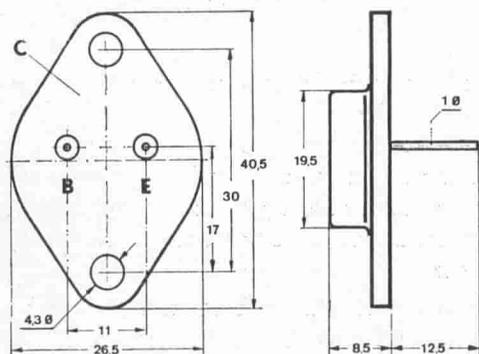


Fig. 6.8. - Transistore di potenza OC16 della seconda serie.

Abbiamo pure parlato della resistenza termica fra il transistore e l'ambiente, ed in questo paragrafo estenderemo un po' l'esame di questo lato del problema. (vedi Cap. IV - § 3)

Il progetto del sistema di raffreddamento dipende molto dal particolare circuito in cui il transistore è impiegato.

Nella trattazione che segue faremo uso dei seguenti simboli, che verranno via via più chiaramente specificati:

- $k_g$  = resistenza termica fra giunzione ed involucro del transistore.
- $k_i$  = resistenza termica fra involucro e la base (telaio, o simile) su cui è montato il transistore.
- $k_h$  = resistenza termica fra la base e l'ambiente.
- $k_w$  = resistenza termica delle rondelle di mica, eventualmente impiegate per l'isolamento elettrico del transistore.
- $k_c$  = resistenza di contatto fra transistore, rondelle e base.

Per servirci di un esempio pratico, consideriamo nuovamente un transistore del tipo OC16, illustrato in fig. 6.8.

Se un OC16 è montato direttamente, senza rondelle di mica, su un telaio di superficie infinita e di conducibilità termica infinita e non suscettibile quindi di assumere una temperatura superiore a quella dell'ambiente, l'aumento della temperatura della giunzione di collettore rispetto all'ambiente è dato, per ogni watt di dissipazione da  $k_g = 1^\circ\text{C}/\text{W}$ , quando si assuma che esista un contatto perfetto fra l'involucro ed il telaio.

Questa grandezza è un dato caratteristico di ogni transistore e viene generalmente indicato sui cataloghi.

Essa è stata chiamata "resistenza termica" del transistore, perché, quanto più essa è bassa tanto meglio è trasmesso all'involucro il calore generato nel cristallo

dalla dissipazione ivi presente, e quindi tanto minore è la sovratemperatura assunta dal cristallo rispetto all'involucro.

Scopo del costruttore di transistori è quindi il realizzare resistenze termiche più basse possibili, onde aumentare la potenza massima dissipabile e per conseguenza la potenza massima maneggiabile del transistor.

Un esempio è dato dal transistor OC16: nella sua prima versione (fig. 6.9.) la resistenza termica era di  $1,8^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , mentre in quella successiva essa era stata abbassata, come è stato detto, a  $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

Prima di proseguire l'esame del sistema di raffreddamento vogliamo ancora attirare l'attenzione del lettore sul fatto che il valore della dissipazione massima sopportabile da un transistor indicato sul catalogo deve servire unicamente in un calcolo di prima approssimazione, e che sempre va verificato se il montaggio meccanico che si prevede di realizzare permette realmente di dissipare quella potenza. Riassumendo, il costruttore ha fatto di tutto per abbassare il valore della resistenza termica fino all'involucro: di qui in poi è compito del progettista di studiare la migliore soluzione per trasferire il calore dall'involucro all'ambiente.

In molte applicazioni il telaio o la piastra di raffreddamento risulteranno determinate da un compromesso fra l'ingombro e la dissipazione di collettore.

In un radoricevitore specialmente se per autoradio, per esempio, si sarà costretti a usare un telaio delle dimensioni strettamente necessarie, mentre in varie applicazioni industriali, dove è richiesta la massima dissipazione di collettore, la forma, il peso ed il costo della piastra di raffreddamento non rappresenteranno un ostacolo.

Esaminiamo ora il montaggio del transistor. Quando ne esiste la possibilità, conviene fissare direttamente il transistor al telaio.

Per il fatto che il collettore è elettricamente collegato all'involucro può talvolta essere necessario di isolare elettricamente il transistor dal resto del circuito.

Ciò può essere realizzato sia isolando il transistor dal telaio, come in fig. 6.8., sia montando direttamente il transistor su una piastra di raffreddamento ed isolando questa del telaio.

La fig. 6.10. indica la distribuzione della temperatura dalla giunzione di collettore all'ambiente di un transistor OC16.

Per incominciare, possiamo scrivere l'uguaglianza:

$$T_g - T_i = k_g \cdot p_c \quad [1]$$

che ci fornisce la differenza di temperatura fra giunzione e involucro, dove  $p_c$  è la potenza dissipata nel collettore; le varie resistenze termiche sono note ovvero calcolabili, come vedremo in seguito, e le temperature massime della giunzione e dell'ambiente sono dei dati fissi.

Cerchiamo quindi in funzione di esse quale è la potenza dissipabile che il transistor può tollerare.

Con espressione analoga alla formula [1], sarà:

$$T_g - T_a = (k_g + k_i + k_h) \cdot p_c \quad [2]$$

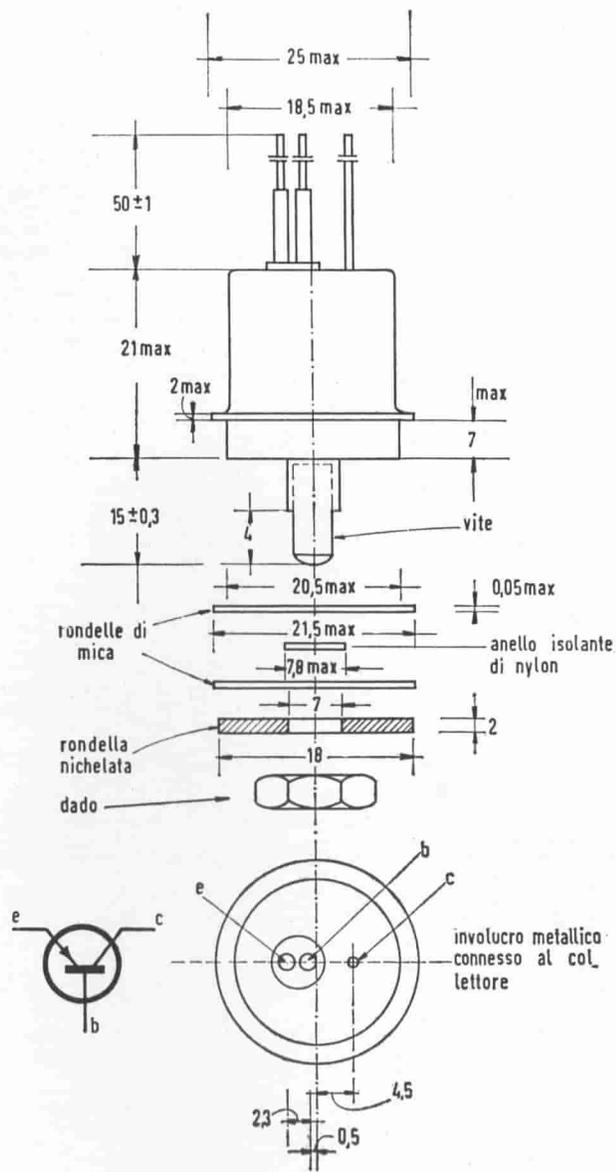


Fig. 6.9. - Transistore di potenza OC 16 della prima serie.

nel caso di montaggio diretto e:

$$T_g - T_a = (k_g + k_i + k_w + k_c + k_h) \cdot p_c \quad [3]$$

nel caso di montaggio con rondelle di mica.

Da cui:

$$p_{cmax} = \frac{T_g - T_{a\ max}}{k_g + k_i + k_h} \quad [4]$$

nel caso del montaggio diretto e:

$$p_{cmax} = \frac{T_g - T_{a\ max}}{k_g + k_i + k_w + k_c + k_h} \quad [5]$$

nel caso del montaggio isolato.

Per il transistor OC16 si ha:

$$\begin{aligned} k_g &= 1 \text{ } ^\circ\text{C/W} \\ k_i &= 0,3 \text{ } ^\circ\text{C/W} \\ k_w + k_c &= 0,4 \text{ } ^\circ\text{C/W} \end{aligned}$$

$k_h$  dipende dalle condizioni di raffreddamento, come dimensioni, forma e posizione della piastra di base, e costituisce in genere la frazione più elevata della resistenza termica totale.

Sul valore di questa resistenza valgono le considerazioni pratiche che seguono.

Anzitutto il transistor può essere montato con o senza le rondelle isolanti di mica.

In entrambi i casi bisogna aver cura che le superfici a contatto siano piane: togliere ad esempio ogni sbavatura del foro per la vite di fissaggio, evitare ammaccature, ecc.

Talvolta si consiglia anche l'uso di sottili rondelle di piombo per migliorare il contatto, ma il vantaggio è minimo se le superfici principali sono sufficientemente piane.

Il miglior materiale per la piastra di raffreddamento o per il telaio è il rame, grazie alla sua elevata conducibilità termica.

I dati che seguono, comunicati dalla Mullard, sono relativi invece all'alluminio ed all'acciaio dolce, materiali più comunemente usati per i telai.

La tabella 6.1. fornisce vari risultati ottenuti sperimentalmente dalla Casa sopra citata: essi rappresentano una utile guida nel dimensionamento del telaio.

Dall'esame della tabella si può constatare che a parità di area e spessore l'alluminio presenta una efficienza maggiore dell'acciaio dolce.

*Acciaio dolce.* La conducibilità è piuttosto bassa, di modo che non si ha un grande vantaggio usando ampie superfici, con gli spessori usualmente impiegati dell'ordine di 1 mm.

Acciaio e ferro possono trovare impiego soddisfacente nel caso di dissipazioni ridotte e basse temperature ambiente.

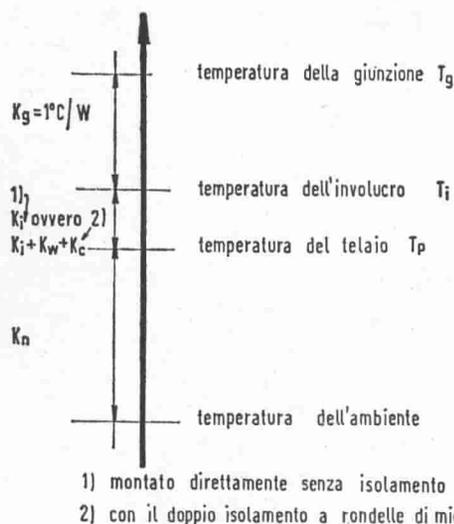


Fig. 6.10. - OC16 e distribuzione delle temperature.

*Alluminio.* Esso possiede una conducibilità molto alta, che permette di raggiungere valori molto bassi della resistenza termica  $k_h$  con l'uso di grandi superfici.

L'alluminio è normalmente usato in spessore compreso fra 1 e 1,5 mm.

Un leggero guadagno si ha quando si porti lo spessore a 3 mm.

Questo vantaggio è più pronunciato nel caso di grandi aree, o quando la piastra ha una forma allungata, o quando il transistor non è montato nel centro.

La dispersione del calore nell'ambiente avviene principalmente per convezione (circolazione dell'aria per effetto termosifone) ed in minor grado per irraggiamento. Per il primo modo è più conveniente il montaggio verticale, e per guadagnare spazio è ammissibile piegare una piastra piana ad angolo ovvero in forma di camino.

L'irraggiamento è favorito dall'annerimento della superficie della piastra. L'annerimento può essere ottenuto con una verniciatura molto sottile alla nitrocellulosa.

La dispersione per irraggiamento non è comunque molto importante per le temperature della giunzione attualmente ammissibili.

Essa potrà divenire la forma dominante di dispersione nel caso di semiconduttori ad elevata temperatura di lavoro.

I dati della tabella sono relativi a piastre di raffreddamento poste in aria calma e lontane da altre sorgenti di calore.

In casi particolarmente gravosi di dissipazione elevata o di rigide limitazioni d'ingombro resta la possibilità di impiegare il raffreddamento ad aria forzata.

Si può pure prevedere l'immersione delle piastre in olio, mantenuto in circolazione naturale o forzata. La tecnica è analoga a quella dei trasformatori con raffreddamento ad olio.

Una ulteriore soluzione è costituita dall'uso di piastre in rame, su cui sono saldate serpentine pure in rame, a circolazione di acqua. In questo caso è da temersi la condensazione dell'umidità dell'ambiente, che può provocare corrosioni.

Quando un determinato arrangiamento di piastra o sistema raffreddante è progettato e costruito, occorre sempre, prima che sia decisa la sua adozione, che la effettiva resistenza termica di essa sia accuratamente misurata nelle reali condizioni di lavoro.

Ciò può essere facilmente effettuato, note la dissipazione effettiva, le altre resistenze termiche e la temperatura ambiente, misurando la temperatura dell'involucro del transistor.

Dalla fig. 6.10. è facile ricavare:

$$T_i - T_a = k_i + k_w + k_c + k_h) \cdot p_c \quad [6]$$

TABELLA 6.I. PIASTRE DI RAFFREDDAMENTO

Area [cm]	Finitura	Posizione	Dissipazione [W]	Resistenza termica $k_h$ [°C/W]
<b>ACCIAIO DOLCE (1 mm)</b>				
20 × 20	Lucido	Orizzontale o Verticale	6	4,3
<b>ALLUMINIO (3 mm)</b>				
18 × 18	Lucido	Orizzontale	10	2,8
18 × 18	»	Verticale	10	2,5
18 × 18	Nero opaco	Orizzontale	13	1,8
18 × 18	»	Verticale	13	1,8
<b>ALLUMINIO (1,5 mm)</b>				
9 × 20	Lucido	Orizzontale	6	4,5
9 × 20	»	Verticale	6	4,5
9 × 20	Nero opaco	Orizzontale	10	3
9 × 20	»	Verticale	10	3
18 × 18	Lucido	Orizzontale	10	3,1
18 × 18	»	Verticale	10	2,8
18 × 18	Nero opaco	Orizzontale	12	2,2
18 × 18	»	Verticale	12	2,2
30 × 30	Lucido	Orizzontale	13	2,2
30 × 30	»	Verticale	13	2
30 × 30	Nero opaco	Orizzontale	15	1,5
30 × 30	»	Verticale	15	1,5

nel caso più generale (rondelle di mica), da cui:

$$k_h = \frac{T_i - T_a}{p_c} - (k_i + k_w + k_c) \quad [7]$$

Il valore in tal modo calcolato della effettiva resistenza termica  $k_h$  fra la piastra e l'ambiente, posto nella [4] ovvero nella [5], deve condurre ad un valore  $p_{c \max}$  ragionevolmente superiore alla dissipazione reale  $p_c$ .

## CAPITOLO VII

### CIRCUITI

#### 7.1. — Generalità.

I circuiti che impiegano i transistori hanno ora applicazioni così estese e talvolta così speciali che un esame completo non sarebbe qui possibile.

Faremo pertanto del nostro meglio per dare alcuni esempi che servano a suscitare l'interesse nel lettore per questi dispositivi e lo guidino nei suoi lavori di progetto.

Un campo in cui i transistori entrano ben giustificati è quello delle telecomunicazioni. Un transistorore può svolgere le funzioni di amplificatore, di oscillatore e di rivelatore; i limiti di frequenza e di potenza si estendono rapidamente con l'apparire di nuovi tipi.

In radio portatili, in registratori magnetici autonomi, i transistori rappresentano la migliore soluzione dal punto di vista dell'ingombro e del rendimento.

Dove però più svariate sono le applicazioni è nel campo dell'elettronica applicata alle strumentazioni di misura e di calcolo, ai servomeccanismi, ai dispositivi di regolazione, sia a gradini che continui, ai sistemi di controllo.

Sovente è possibile trovare una soluzione mediante l'impiego di circuiti digitali, piuttosto che lineari (o analogici); in tal modo si allevia notevolmente il problema posto dalla maggiore insidia alla precisione e alla riproducibilità di una apparecchiatura a transistori: la variazione di temperatura.

#### 7.2. — Amplificazione a bassa frequenza.

I transistori sono dispositivi che si prestano molto bene per l'amplificazione delle frequenze acustiche. Anche con basse tensioni di alimentazione si possono ottenere degli stadi finali di alta efficienza ed alta potenza di uscita. È facile in generale mantenere le distorsioni entro limiti molto ridotti, ed in montaggi ben

dimensionati la sicurezza di funzionamento è migliore che nel caso dei tubi a vuoto.

La scelta del tipo di transistor si effettua tenendo presenti i valori massimi della dissipazione, della tensione di collettore e della corrente di collettore.

Quando si passa a determinare il punto di lavoro e la resistenza di carico, occorre tener presente che, nel caso dei transistori, a partire dal primo stadio fino allo stadio finale, si deve sempre considerare lo stadio singolo come amplificatore di potenza.

In uno stadio ad emettitore comune la corrente di collettore può essere considerata in funzione sia della corrente base-emettitore che della tensione base-emettitore.

A seconda che la sorgente del segnale possieda resistenza interna elevata o ridotta, il pilotaggio del transistor sarà meglio rappresentato dalla prima o dalla seconda caratteristica.

In conseguenza della curvatura della caratteristica di entrata e della ineguale spaziatura della famiglia di curve della caratteristica di uscita (vedi Cap. IV) esiste per ogni transistor e per un determinato punto di lavoro un valore ottimo che deve avere la resistenza della sorgente per ridurre al minimo la distorsione di non linearità.

Nel caso di amplificatori a più stadi si cercherà quindi di approssimare questa resistenza ottima con la resistenza di uscita dello stadio che precede.

L'analisi delle caratteristiche mostra che nel caso di stadi finali in contropase in classe B od A-B- si ha convenienza a lavorare lungo una curva  $I_c = f(V_{be})$ , cioè con bassa resistenza della sorgente del segnale. La questione sarà analizzata un po' più in dettaglio poco oltre.

Quando si tratta di uno stadio finale singolo in classe A, la resistenza ottima di pilotaggio dipende dal valore della corrente di collettore in assenza di segnale, e pertanto dalla potenza di uscita che si vuol ricavare. Con corrente di riposo ridotta rispetto alla corrente massima ammissibile, la minima distorsione è ottenuta con elevata resistenza della sorgente del segnale. Con corrente di riposo elevata è preferibile invece una bassa resistenza del circuito di pilotaggio.

Come abbiamo già detto il transistor, a differenza di un tubo a vuoto, è essenzialmente un amplificatore di potenza, con un guadagno ben determinato. Nel caso quindi di stadi finali di potenza elevata si deve porre molta attenzione nell'adattamento dell'impedenza di uscita dello stadio pilota e dell'impedenza d'entrata dello stadio finale, onde evitare inutili sprechi di potenza.

Di regola questo adattamento per la massima potenza trasferita non è facilmente realizzabile, perché è in contrasto con le precedenti considerazioni sulla minima distorsione.

Si è allora costretti a ricorrere ad uno stadio pilota di potenza alquanto superiore a quella strettamente necessaria: essendo l'impedenza di uscita di questo stadio generalmente maggiore dell'impedenza ottima per la minima distorsione, si usa talvolta caricare l'uscita dello stadio pilota con una resistenza supple-

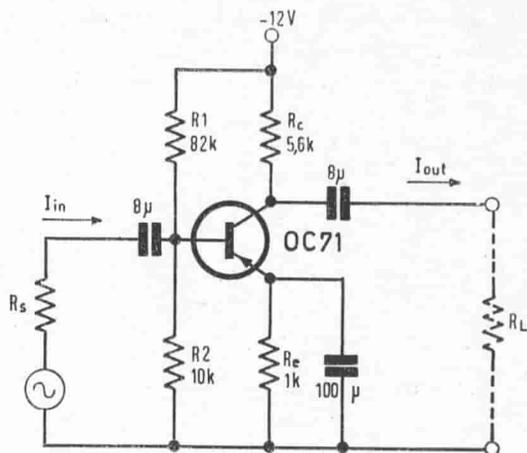


Fig. 7.1. - Stadio amplificatore di bassa frequenza.

mentare. (Un esempio è dato dallo schema 10.7. del Capitolo X).

Ciò comporta un doppio vantaggio: l'abbassamento dell'impedenza di uscita dello stadio pilota, ed una maggiore costanza del carico totale di quest'ultimo al variare dell'ampiezza del segnale.

In stadi di potenza infatti la resistenza di ingresso diminuisce notevolmente con segnali di grande ampiezza.

#### A) - SINGOLO STADIO AMPLIFICATORE A BASSO LIVELLO.

La fig. 7.1. mostra uno stadio amplificatore con emettitore comune tipico che impiega un transistor *p-n-p* del tipo OC71.

Il divisore di tensione  $R_1$ - $R_2$ , in congiunzione con la resistenza di emettitore  $R_e$ , assicurano una buona stabilizzazione del punto di lavoro per temperature ambiente che si estendono fra  $+ 10^\circ$  e  $+ 45^\circ\text{C}$ .

Per la corrente di collettore si è scelto il valore di 1 mA, affinché lo stadio lavori nella regione in cui il guadagno di corrente è prossimo al valore massimo e la non-linearità delle caratteristiche del transistor è più ridotta.

Dalle curve si deducono il valore della tensione e corrente di polarizzazione, ed in funzione di queste si determinano per tentativi con il calcolo  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_c$  per ottenere il grado di stabilizzazione richiesto (vedi Capitolo VI).

La resistenza di collettore  $R_c$  si determina in funzione della corrente di lavoro scelta e della tensione di alimentazione, in modo da lasciare fra collettore ed emettitore una tensione superiore alla " tensione di saturazione " del transistor (fig. 7.2.), anche in condizione di corrente di collettore massima.

Con le formule del capitolo IV è possibile calcolare le grandezze caratteristiche dello stadio: possiamo ritenere validi i parametri dell'OC71 riportati in tabella anche per questo punto di lavoro:

$$\text{Resistenza di ingresso} = \frac{\Delta' + b'_{11} G_L}{b'_{22} + G_L} \approx 710 \Omega$$

$$\text{Resistenza di uscita} = \frac{b'_{11} + R_s}{\Delta' + b'_{22} R_s} \approx 13 \text{ k}\Omega$$

in cui, trascurando ogni carico esterno,  $G_L = \frac{1}{R_c} = 1.79 \cdot 10^{-4} \Omega^{-1}$

ed  $R_s =$  resistenza della sorgente del segnale, immaginata di valore compreso tra la resistenza di ingresso dello stadio e venti volte circa il suo valore.

È facile controllare infatti che la resistenza di uscita varia ben poco al variare della resistenza della sorgente del segnale. Il valore di questa si ripercuote prin-

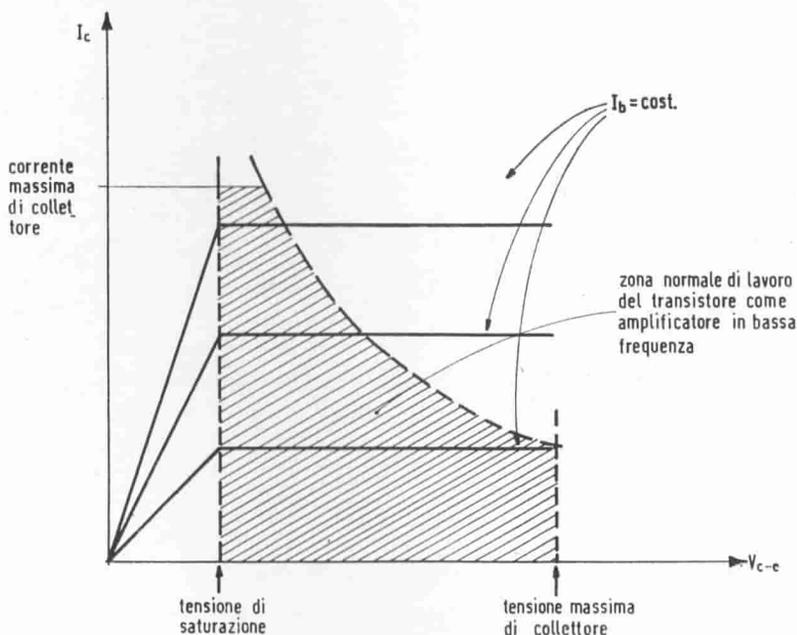


Fig. 7.2. - Caratteristiche  $I_c = f(V_{ce})$  idealizzate di un transistor.

principalmente sul rendimento dell'accoppiamento d'ingresso, che è massimo se la resistenza della sorgente è uguale alla resistenza di ingresso dello stadio, e sulla distorsione, come è stato detto più sopra.

L'amplificazione di tensione risulta:

$$\frac{b'_{21}}{\Delta' + b'_{11} G_L} \approx 257$$

Questa è ben inteso la amplificazione di tensione che si può ottenere dallo stadio della fig. 7.1. a vuoto, quando cioè  $R_L = \infty$ .

Se invece  $R_L$  ha un valore finito, l'amplificazione di tensione è inferiore, ed il suo valore è calcolabile (sempre con la stessa formula appena scritta) quando al posto della conduttanza  $G_L$  si ponga il valore della conduttanza risultante da  $R_c$  ed  $R_L$  in parallelo.

Le stesse considerazioni valgono per la resistenza di ingresso, la quale aumenta quando diminuisce la resistenza di carico. Analogamente si possono calcolare i guadagni di corrente e di potenza.

Come abbiamo già detto la sola grandezza che non varia apprezzabilmente al variare dei parametri del circuito è la resistenza di uscita dello stadio.

Per aumentare i guadagni, sia di tensione che di corrente, occorre fare più grande possibile il rapporto  $R_c/R_L$ . Ciò equivale a dire, qualora  $R_L$  sia imposta, di fare  $R_c$  più grande possibile.  $R_c$  può essere aumentata se si riduce il valore della corrente di riposo, cioè se si aumenta la resistenza  $R_e$ .

Ma diminuendo la corrente, se da un lato si aumenta l'amplificazione, d'altro

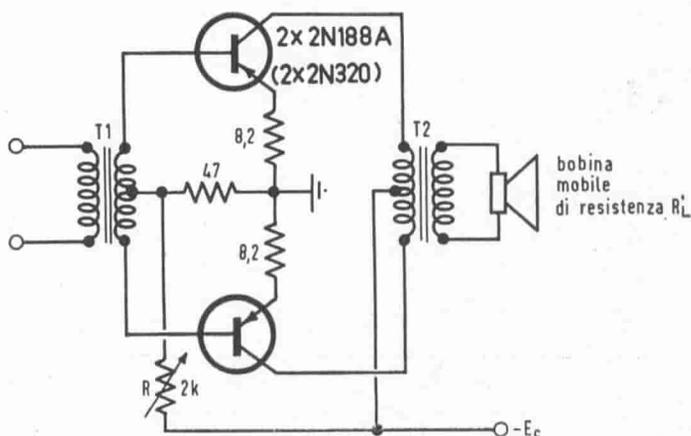


Fig. 7.3. - Stadio finale controfase in classe B.

lato si diminuisce l'ampiezza massima di segnale, per una data distorsione, che si può ottenere all'uscita.

Questi ragionamenti devono essere tenuti presenti dal progettista che desidera concentrarsi al massimo su una caratteristica ad esclusione di tutte le altre.

La corrente non può essere diminuita eccessivamente, perché l'amplificazione di corrente  $h'_{21}$  cade rapidamente, al di sotto di un determinato valore della corrente stessa. Questo valore è, per l'OC 71, circa 0,3 mA.

#### B) STADIO IN CONTROFASE CLASSE B

Quasi sempre è specificata la potenza di uscita che si vuole ottenere, e da questo dato incomincia d'abitudine lo svolgimento del progetto dell'amplificatore. La fig. 7.3., riporta lo schema di uno stadio tipico in classe B per una potenza di uscita di circa 750 mW.

Il divisore di tensione formato dalla resistenza  $R$  e dalla resistenza di  $47 \Omega$  fornisce ai transistori una polarizzazione leggermente superiore a quella di interdizione, allo scopo di prevenire una distorsione inaccettabile con piccoli segnali all'ingresso.

Normalmente è sufficiente polarizzare con circa 0,1 V, in modo da far circolare una corrente di collettore pari a qualche per cento della corrente massima (nell'esempio citato circa 1,5 mA per i due transistori).

Le resistenze nel circuito di emettitore stabilizzano i transistori, proteggendoli dalla deriva termica cumulativa (vedi Cap. VI) ed al tempo stesso compensano parzialmente alcune differenze fra i due transistori, riducendo il tasso di distorsione per 2<sup>a</sup> armonica.

Notiamo a questo proposito che la distorsione per 2<sup>a</sup> armonica è praticamente proporzionale alla differenza  $h'_{21I} - h'_{21II}$  delle amplificazioni di corrente dei

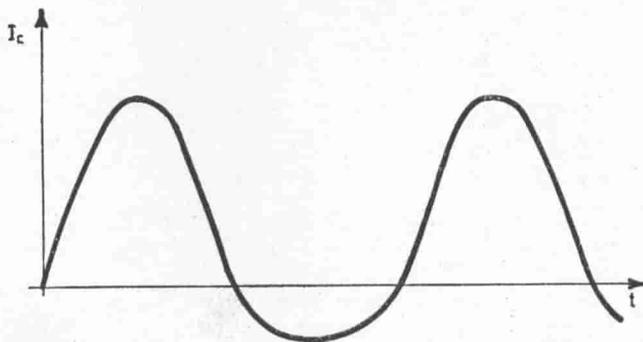


Fig. 7.4. - Distorsione della corrente di collettore dovuta alla caratteristica esponenziale di entrata.

due transistori. Questa distorsione diminuisce al diminuire della resistenza della sorgente. Infatti l'impedenza d'entrata è proporzionale a  $b'_{21} + 1$ , e pertanto il transistore a più forte guadagno presenta la più grande impedenza di entrata. Si produce quindi una compensazione, in quanto il transistore a più forte guadagno riceve una corrente di pilotaggio inferiore a quella dell'altro transistore.

La compensazione è evidentemente massima nel caso di pilotaggio a tensione costante (resistenza della sorgente nulla).

Ma d'altronde si verifica anche (in qualsiasi transistore) una distorsione di 3<sup>a</sup> armonica, nel caso di pilotaggio con segnali ampi, dovuta alla caratteristica esponenziale di entrata.

L'entrata infatti non è altro che un diodo formato dalla giunzione base-emettitore. A una tensione sinusoidale all'ingresso corrisponde pertanto una corrente di collettore deformata per 3<sup>a</sup> armonica, come è indicato in fig. 7.4.

Per attenuare questa distorsione conviene quindi aumentare la resistenza della sorgente del segnale, in modo da diminuire l'importanza della componente non lineare dell'impedenza totale del circuito di entrata, ed effettuare un pilotaggio a corrente costante (resistenza della sorgente =  $\infty$ ).

Come si vede la 2<sup>a</sup> armonica, dovuta alla differenza fra i due transistori, e

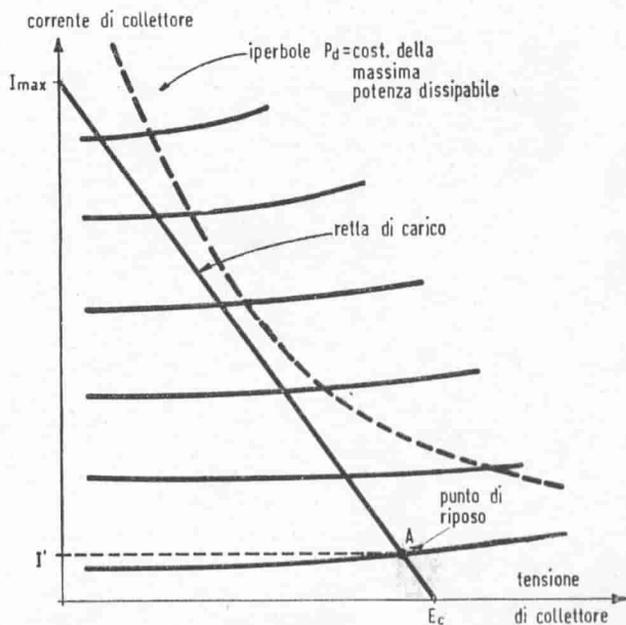


Fig. 7.5. - Caratteristiche statiche di un amplificatore in classe B.

la 3<sup>a</sup> armonica, dovuta alla caratteristica di entrata variano in senso inverso in funzione della resistenza della sorgente: esiste pertanto un valore ottimo di quest'ultima che corrisponde ad un minimo del tasso globale di distorsione.

Questo valore è diverso da caso a caso, dato che non si possono prevedere a priori le differenze di due transistori, e si determina in genere sperimentalmente: il suo valore è compreso fra qualche centinaio e qualche migliaio di ohm per transistori di media e piccola potenza.

La fig. 7.5. illustra una famiglia di caratteristiche di uscita, con la retta di carico. *A* rappresenta il punto di lavoro in assenza di segnale.

Se  $E_c$  è la tensione continua di alimentazione, la tensione di ciascuno dei collettori passa, durante il pilotaggio massimo, da zero al valore  $2E_c$ . Infatti ciascun collettore, a causa dell'accoppiamento fra le due metà del primario del trasformatore di uscita, riceve l'oscillazione dell'altro durante il mezzo periodo di non conduzione.

La corrente di collettore in ognuno dei transistori, passa dal valore molto ridotto della corrente  $I'$  allo stato di riposo, alla corrente  $I_{max}$ , determinata dalla resistenza di carico durante il semiciclo di conduzione. In regime sinusoidale la potenza massima di uscita globale dello stadio risulta pertanto, immaginando un pilotaggio completo ma non tale da generare fenomeni di limitazione, e passando ai valori efficaci:

$$P_u = \frac{E_c}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{max} - I'}{\sqrt{2}} = \frac{E_c (I_{max} - I')}{2}$$

Riassumendo: sulla caratteristica di uscita del tipo di transistoro scelto si traccia la retta di carico che è determinata nel modo seguente (fig. 7.5.):

a) Sull'asse delle tensioni essa interseca questa al valore  $E_c$  della tensione di alimentazione. Quest'ultima va scelta in modo che non superi metà della tensione di punta sopportata dal transistoro.

b) Nell'asse delle correnti la retta passa per il valore  $I_{max}$  corrente massima sopportata dal transistoro.

c) Occorre verificare che la retta di carico non tagli (al massimo sia tangente) all'iperbole che rappresenta la massima potenza dissipabile nel transistoro, tenuto conto del sistema di raffreddamento.

Se ciò non avviene si deve diminuire convenientemente  $E_c$ , ovvero  $I_{max}$ , o entrambi.

La resistenza di carico, per un transistoro, è quindi definita, ed il suo valore è:

$$R_L = \frac{E_c}{I_{max}}$$

La resistenza  $R_{c-c}$  in controfase (cioè fra collettore e collettore) presentata dal trasformatore di uscita ai due collettori deve essere, come è noto, a causa del-

l'accoppiamento delle due metà del primario, pari a quattro volte la resistenza  $R_L$  per un transistor d'anzì trovata.

Infatti il rapporto di spire fra metà primario e l'intero primario è ovviamente  $\frac{1}{2}$ ; quindi il rapporto fra l'impedenza di metà primario e quella complessiva pri-

$$\text{maria è } \left(\frac{1}{2}\right)^2 = \frac{1}{4}.$$

Se pertanto la bobina mobile collegata al secondario ha la resistenza  $R'_L$ , il rapporto di trasformazione fra l'intero primario ed il secondario risulta:

$$\frac{n_1}{n_2} = 2 \sqrt{\frac{E_c/I_{\max}}{R'_L}}$$

La potenza di uscita può essere espressa anche in funzione della resistenza di carico:

$$P_o = \frac{1}{2} R_L I_{\max}^2 = \frac{1}{8} R_{c-c} I_{\max}^2$$

Specialmente nel caso di piccole potenze (2N188A, 2N320, OC72 ecc.) l'impedenza di carico che si determina sulle caratteristiche è talmente bassa, che si può considerare essenzialmente un corto circuito quando la si paragoni all'impedenza di uscita del transistor.

In piccoli amplificatori in classe B, se si progetta lo stadio come indicato, per la massima potenza di uscita, non si realizza il massimo guadagno di potenza dello stadio, ma solo il massimo guadagno di corrente.

La corrente massima di pilotaggio  $I_i$  in questo caso vale con buona approssimazione:

$$I_i = \frac{I_{\max}}{b'_{21}}$$

La resistenza esterna d'ingresso, fra base e base, sia  $R_{b-b}$ . Essa, come è stato detto, dipende dalle esigenze della linearità ed in generale essa pure non rappresenta il miglior adattamento alla resistenza interna di ingresso.

La potenza necessaria in ingresso è quindi definita da:

$$P_i = \frac{1}{8} I_i^2 R_{b-b}$$

e il guadagno di potenza dello stadio risulta:

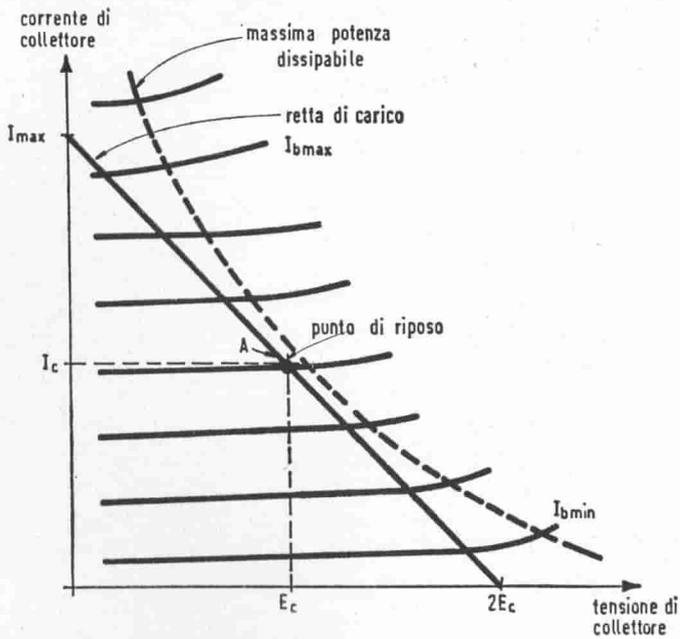


Fig. 7.6. - Caratteristiche statiche di un amplificatore in classe A.

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{I_{\max}^2 R_{c-c}}{I_i^2 R_{b-b}}$$

ovvero

$$A_p = (b'_{21})^2 \frac{R_{c-c}}{R_{b-b}}$$

Ancora alcune parole sul rendimento dello stadio in classe B.

Se si trascura la corrente di riposo  $I'$  (classe B pura), in regime sinusoidale, la sorgente di alimentazione deve fornire una corrente media

$$I_o = \frac{I_{\max}}{\pi} \text{ per collettore,}$$

ed una potenza media (per i due transistori)

$$P_{AL} = 2E_c I_o = \frac{2E_c I_{\max}}{\pi}$$

Il rendimento dello stadio è quindi

$$\eta = \frac{P_o}{P_{AL}} = \frac{E_c I_{max}}{2 E_c I_{max}} = \frac{\pi}{4} = 78\%.$$

Questo è il rendimento teorico massimo di un controfase in classe B, anche nel caso di tubi a vuoto.

Il rendimento pratico è inferiore a causa della corrente di riposo  $I'$  e del rendimento del trasformatore di uscita.

Ciò nonostante si sono costruiti amplificatori di grande potenza in classe B a transistori con rendimento del 75%.

C) STADIO FINALE O PILOTA IN CLASSE "A" A EMETTITORE COMUNE.

Come nel caso di un tubo elettronico, si traccia la retta di carico in modo

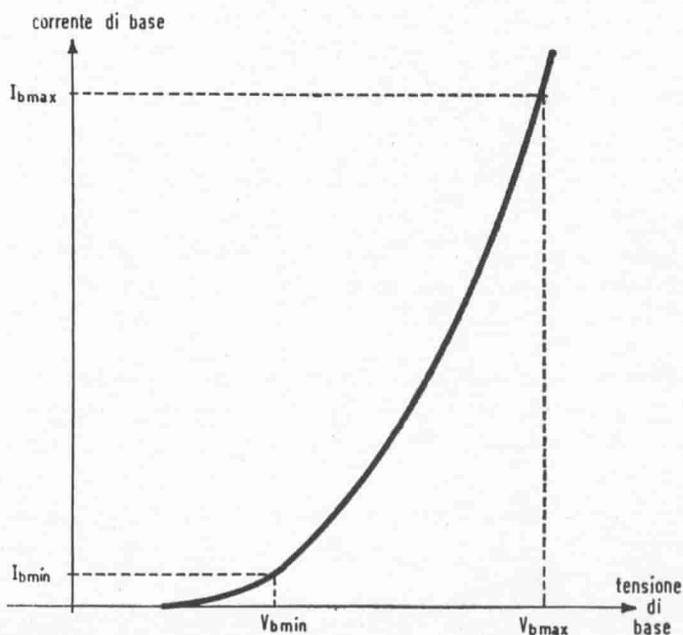


Fig. 7.7. - Caratteristiche di entrata di un amplificatore in classe A.

che essa non tagli l'iperbole della massima potenza dissipabile. La tensione di collettore a riposo sia  $E_c$  inferiore o al massimo uguale a metà della tensione di punta ammissibile per il transistor, e la tensione di alimentazione sia  $2E_c$ .

La retta di carico si traccia come è indicato nella fig. 7.6., tenendo presenti le tre limitazioni della potenza, corrente e tensione massima.

Il punto di lavoro in assenza di segnale è quindi scelto in modo che il segnale di uscita possa oscillare simmetricamente nella direzione positiva e negativa: alla tensione  $E_c$  di riposo corrisponde la corrente  $I_c$  di riposo, pari a  $1/2 I_{\max}$ .

La massima potenza di uscita, senza distorsioni dovute a saturazione od interdizione, in regime sinusoidale, è approssimativamente data da:

$$P_o = \frac{E_c I_c}{2}$$

trascurando la piccola corrente di fuga  $I_{co}$ .

La resistenza di carico corrispondente alla massima potenza di uscita da:

$$R_L = \frac{E_c}{I_c}$$

La potenza media fornita dalla sorgente di alimentazione al transistor è pari a:

$$P_{AL} = E_c I_c$$

ed il rendimento teorico massimo dello stadio:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{AL}} = 50\%$$

In pratica con i transistori è agevole arrivare a rendimenti del 45%.

Se il carico è rappresentato da una bobina mobile di resistenza  $R'_L$ , accoppiata mediante un trasformatore, il rapporto di trasformazione di quest'ultimo è determinato da

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{E_c/I_c}{R'_L}}$$

Anche in questo caso la resistenza di carico è molto piccola paragonata alla resistenza di uscita di collettore, e pertanto il guadagno di corrente del transistor è massimo e prossimo a  $h'_{21}$ .

La potenza di pilotaggio necessaria si ottiene rilevando sulle caratteristiche di uscita le correnti  $I_{b \min}$  e  $I_{b \max}$  di base necessarie per la piena escursione della corrente di uscita.

In base a questi valori, sulla caratteristica di entrata del transistor, riportata idealizzata in fig. 7.7., si leggono i corrispondenti valori  $V_{b \text{ min}}$  e  $V_{b \text{ max}}$  della tensione di base.

La potenza necessaria all'entrata è così determinata:

$$P_i = \frac{(V_{b \text{ max}} - V_{b \text{ min}}) \cdot (I_{b \text{ max}} - I_{b \text{ min}})}{8}$$

Il guadagno di potenza fra base e collettore risulta quindi

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = 4 \frac{E_c \cdot I_c}{(V_{b \text{ max}} - V_{b \text{ min}}) \cdot (I_{b \text{ max}} - I_{b \text{ min}})}$$

La potenza effettiva necessaria per il pilotaggio è di fatto maggiore di  $P_i$ . La caratteristica di entrata, come si vede dalla fig. 7.7., è estremamente alineare, ed è evidente che un pilotaggio a impedenza paragonabile all'impedenza d'entrata, cioè a tensione quasi costante, si avrebbe una corrente di entrata e quindi una corrente di uscita con una distorsione inammissibile.

È necessario ricorrere ad una sorgente ad impedenza elevata rispetto all'impedenza di ingresso dello stadio: il forzato disadattamento che ne deriva abbassa il guadagno di potenza totale, e domanda una maggiore tensione di pilotaggio.

In effetti lo stadio a emettitore comune ha la possibilità di realizzare un più elevato guadagno di potenza di uno stadio a base comune, benché la potenza di uscita a pari distorsione sia inferiore per il primo.

Si usa però quasi sempre la reazione negativa che riduce la distorsione alla massima potenza di uscita e si dà la preferenza, salvo poche eccezioni, allo stadio a emettitore comune, che rispetto agli altri due montaggi presenta un guadagno di potenza più elevato. Oltre a tutte le considerazioni esposte, nel dimensionamento degli amplificatori di potenza in classe A e B, come pure degli stadi preamplificatori si terranno presenti le questioni relative alla stabilizzazione del punto di lavoro e alla protezione dal pericolo della deriva termica cumulativa, come è stato accennato nel Cap. VI.

### 7.3. — Circuiti ad alta fedeltà.

I transistori sono un elemento ideale per i circuiti ad alta fedeltà, soprattutto in quanto non presentano problemi relativi al ronzio derivante dai filamenti come nel caso dei tubi a vuoto.

Essi sono inoltre essenzialmente dei dispositivi a bassa impedenza, dello stesso ordine di quella dei pick-up magnetici e degli altoparlanti, ed i problemi di accoppiamento sono pertanto molto semplificati.

Resta il problema della distorsione, specialmente di alinearità delle caratteristiche, ma in circuiti ad alta fedeltà si fa sempre uso di reazione negativa per eliminare questo inconveniente.

a) - *Preamplificatore.*

La fig. 7.8. riproduce lo schema della prima sezione di un amplificatore ad alta fedeltà (vedi Esempi di applicazioni, schema n.10.6.).

Ai capi della resistenza di emettitore  $R_2$  del 2° stadio si ottiene una tensione proporzionale alla corrente di uscita.

Mediante una rete  $R_1 C$  è ricondotto all'entrata un segnale proporzionale alla corrente di uscita.

Se la capacità  $C$  è molto grande, la risposta globale dei due stadi è molto piatta ed il guadagno è determinato praticamente solo dal rapporto  $R_1/R_2$  (l'impedenza d'ingresso del 1° stadio è molto bassa paragonata a  $R_1$ ).

Se la capacità è ridotta, la corrente di controreazione dipende dalla frequenza istantanea del segnale, ed è possibile ottenere una esaltazione delle frequenze basse.

Con i valori indicati sullo schema si ha una esatta compensazione della curva di risposta del pick-up a riluttanza variabile della General Electric.

In un preamplificatore a tubi elettronici, la tensione di controreazione è generalmente ricavata dalla placca del 2° stadio e applicata ad una resistenza inserita nel catodo del 1° stadio.

Questo metodo non è consigliabile per un amplificatore a transistori, poiché una reazione negativa di tensione tende a controllare la " tensione " applica-

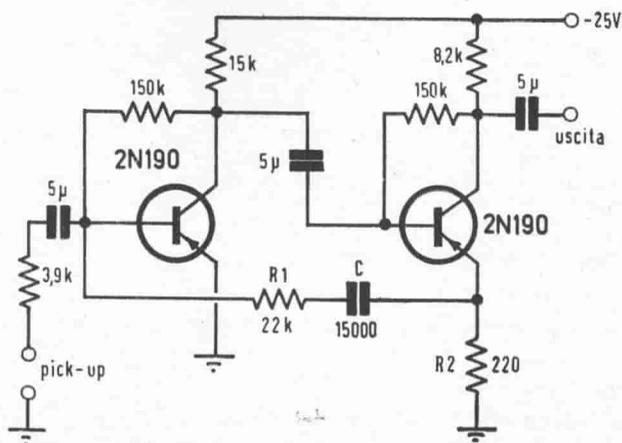


Fig. 7.8. - Preamplificatore compensato per pick-up a riluttanza variabile General Electric.

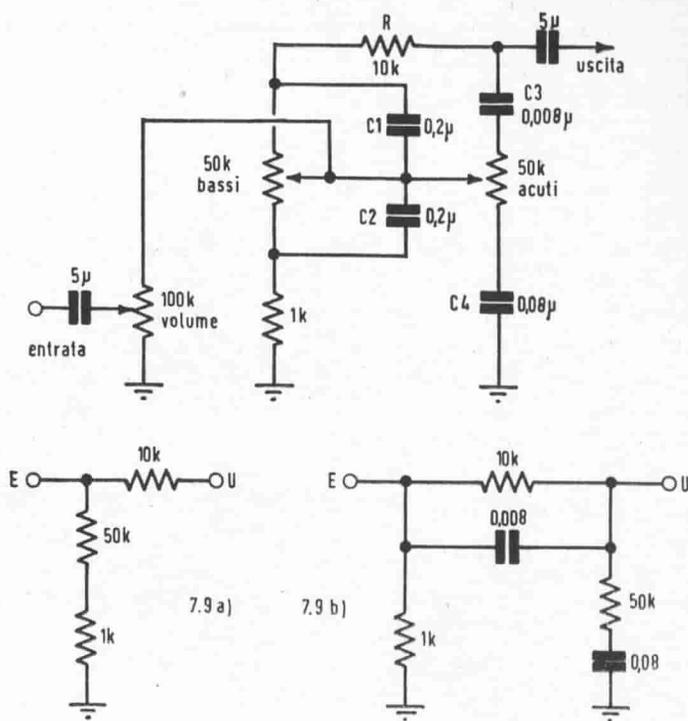


Fig. 7.9. - Controllo di volume e di tono, e circuiti equivalenti.

ta allo stadio seguente, mentre nel caso di transistori è piuttosto desiderabile controllare la " corrente " entrante nello stadio seguente.

b) - controllo di tono.

I circuiti del controllo di tono sono differenti nei montaggi a transistori da quelli classici, a causa delle basse impedenze in gioco.

Un controllo soddisfacente dei toni alti e bassi e del volume è riportato in fig. 7.9.

L'azione di questo circuito è più facilmente comprensibile se lo si considera come una rete a controllo di corrente piuttosto che a controllo di tensione.

La corrente di ingresso va sul controllo di volume, ed una parte di essa è fugata a massa.

Il rimanente di essa va al cursore del potenziometro dei bassi.

Il circuito equivalente per le basse frequenze, con il cursore del potenzi-

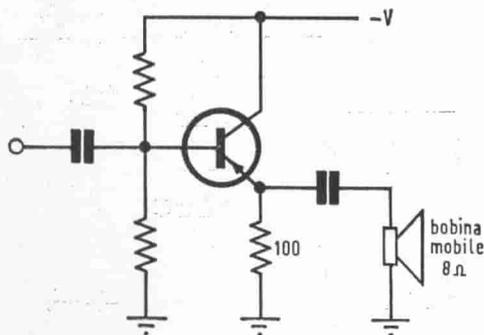


Fig. 7.10 - Stadio finale a collettore comune.

metro dei bassi verso l'alto (massima esaltazione dei bassi) è illustrato in fig. 7.9. (A). Il condensatore  $C_1$  è cortocircuitato ed il condensatore  $C_2$  presenta una reattanza elevata. La corrente a bassa frequenza si trasferisce quindi per la massima parte all'uscita.

Con il cursore in basso, l'attenuazione è massima per le basse frequenze e minore per le alte, a causa di  $C_1$ .

La fig. 7.9. (B) riporta il circuito equivalente per le alte frequenze, con il cursore del potenziometro degli acuti verso l'alto (massima esaltazione degli acuti). La resistenza  $R$  è cortocircuitata da  $C_2$ , e la corrente a frequenza elevata passa quasi totalmente all'uscita.

Quando il cursore è in basso, gli acuti sono attenuati, a causa di  $C_2$  verso massa.

### c) - Stadi di uscita.

L'avvento dei transistori in alta fedeltà ha dato impulso allo studio degli amplificatori finali senza trasformatore.

Il circuito con collettore comune in particolare offre le possibilità più interessanti dato che esso possiede una bassa distorsione inerente ed una bassa impedenza di uscita.

La fig. 7.10. mostra uno stadio finale a collettore comune. L'altoparlante è collegato attraverso un condensatore alla resistenza di emettitore, di valore sufficientemente elevato in modo che praticamente tutta la corrente di segnale fluisca nel carico.

La soluzione non è però molto pratica: se la corrente media di collettore è ad esempio di 1A, si ha uno spreco enorme di potenza nella resistenza di emettitore. Questa potrebbe essere sostituita da una bobina di arresto, ma le dimensioni di essa, anche solo di 1H a 1A sarebbero proibitive.

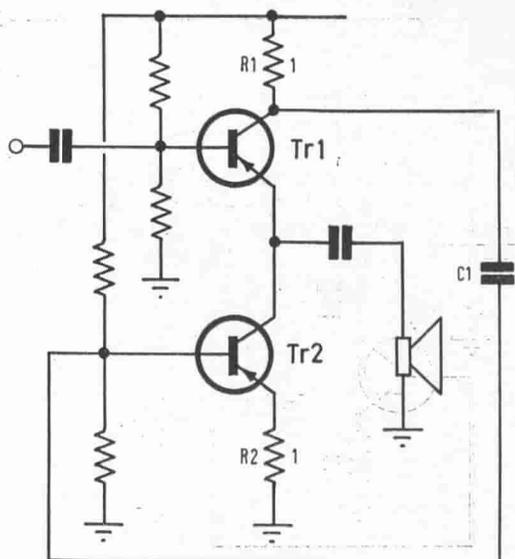


Fig. 7.11 - Montaggio in controfase senza trasformatore di uscita.

Usando invece un secondo transistor inserito al posto della resistenza da  $100 \Omega$ , come in fig. 7.11., si giunge ad un circuito in controfase ad autoinversione e a bassa impedenza di uscita.

Sul collettore di  $Tr_1$ , a causa della resistenza  $R_1$ , si manifesta un piccolo segnale proporzionale alla corrente che circola in  $Tr_1$ . Esso è accoppiato a mezzo di  $C_1$  alla base di  $Tr_2$  ed appare quindi (all'incirca con la stessa ampiezza) ai capi di  $R_2$ .

Ciò significa che la corrente circolante in  $Tr_2$  è esattamente uguale a quella che fluisce in  $Tr_1$ , ma sfasata rispetto a questa di  $180^\circ$ .

Quando per esempio  $Tr_1$  è in piena conduzione,  $Tr_2$  è quasi all'interdizione, e l'altoparlante è percorso da quasi tutta la corrente del semiperiodo. Quando invece  $Tr_1$  è quasi all'interdizione,  $Tr_2$  è fortemente conduttore e distoglie gran parte della piccola corrente residua dall'altoparlante.

Il circuito di fig. 7.11. presenta però alcuni svantaggi. Il primo di essi è costituito dal fatto che per una adeguata stabilità termica occorre prevedere un valore abbastanza più elevato di  $1 \Omega$  per  $R_2$ , e per conseguenza anche per  $R_1 = R_2$ . Ciò comporta una maggiore dissipazione della potenza di alimentazione e la necessità di aumentare la tensione di alimentazione.

Un secondo svantaggio è che un'eventuale ronzio presente nell'alimentazione

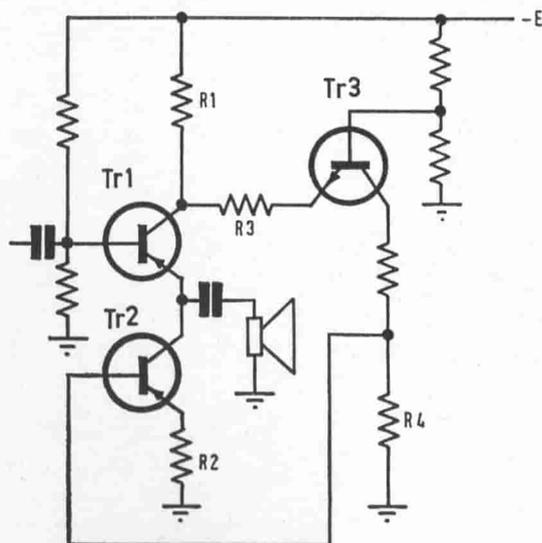


Fig. 7.12. - Montaggio in controfase ad autoinversione.

è accoppiato interamente attraverso  $C_1$  sulla base di  $Tr_2$ , e appare quindi ai capi del carico.

Questi inconvenienti possono essere superati con la disposizione della fig. 7.12.

Il transistor  $Tr_3$  è montato con base comune, ed accoppia, senza inversione di fase, il segnale che appare ai capi di  $R_1$  alla base di  $Tr_2$ .

Ogni ronzio sarà applicato contemporaneamente alla base e all'emettitore di  $Tr_3$ , e resterà quindi senza effetto sulla corrente applicata a  $Tr_2$ .

Inoltre ogni variazione della tensione continua media che appare sul collettore di  $Tr_1$  è amplificata ed accoppiata alla base di  $Tr_2$  in maniera da ricondurre la corrente nei due transistori di potenza al loro valore originale.

La stabilità dell'intero circuito nei riguardi della temperatura è pertanto uguale a quella di un transistor in base comune, benchè i due transistori di potenza non siano montati in questa maniera.

Dato che i transistori di potenza al Silicio sono disponibili in entrambe le versioni p-n-p e n-p-n., si può progettare uno stadio di uscita a simmetria complementare che unisce i vantaggi dell'amplificatore convenzionale in controfase a quelli dell'accoppiamento senza trasformatore. La configurazione a doppio in-seguitore di emettitore (collettore comune) è la più conveniente, perchè semplifica il pilotaggio (le tensioni a riposo delle due basi sono prossime) ed è la

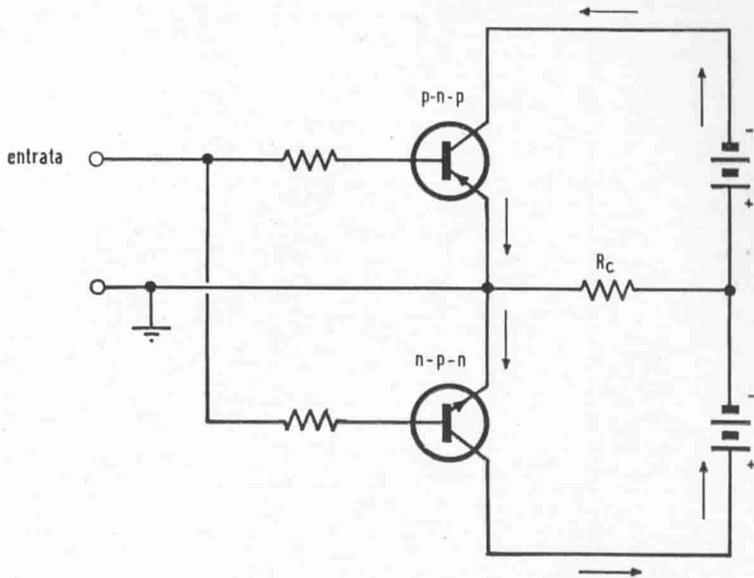


Fig. 7.13. - Circuito fondamentale a simmetria complementare.

meno influenzata da differenze nei parametri dei transistori. Lo schema fondamentale è riportato in fig. 7.13.: il segnale di pilotaggio comune è spartito dalla combinazione p-n-p/n-p-n per fornire una vera uscita in controfase: infatti la eventuale corrente di riposo dello stadio finale si chiude fra collettore ed emettitore dei due transistori senza interessare il carico. Questo circuito si può realizzare quando: a) si prendono provvedimenti per stabilizzare tutti i punti di lavoro dell'amplificatore, mediante reazione negativa e compensazioni di temperatura; b) si dispone di una alimentazione a doppia polarità.

La variante di fig. 7.14. permette uno sbilanciamento un po' maggiore del circuito senza che una componente continua attraversi l'altoparlante, nonché l'uso di un'alimentazione singola, grazie all'accoppiamento a condensatore del carico. Dal valore di capacità dipende la risposta a bassa frequenza. Il diodo,  $D_1$ , con la sua caduta di tensione diretta, fornisce una tensione interbase a  $T_1$  e  $T_2$  sufficiente a far circolare una corrente di riposo per ridurre la distorsione all'incrocio (classe AB). Inoltre, con la temperatura, la variazione della tensione diretta  $D_1$  compensa la variazione delle tensioni base-emittore di  $T_1$  e  $T_2$ , tendendo a mantenere costante la corrente di riposo.

A questo punto vogliamo menzionare un arrangiamento particolare di due transistori che si comporta come un singolo transistor con guadagno di corrente all'incirca pari al prodotto dei guadagni di corrente dei due transistori: si tratta

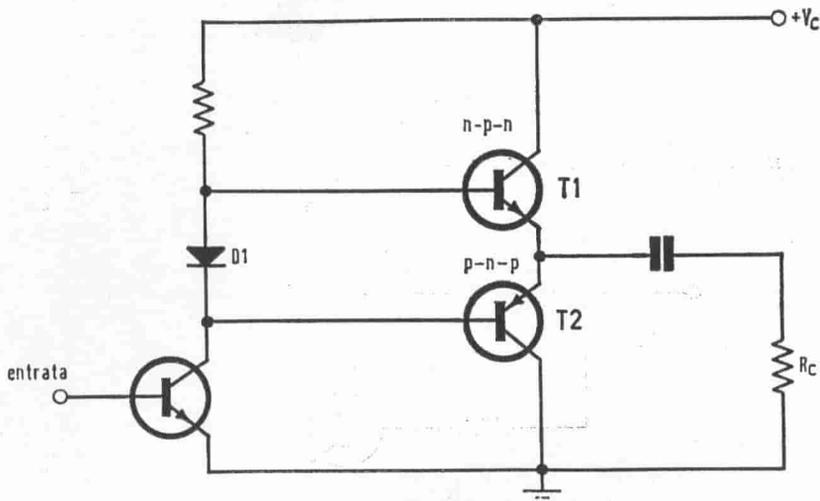


Fig. 7.14. - Circuito complementare ad alimentazione unica.

del collegamento Darlington. Esso è particolarmente interessante quando si accoppia un transistor a bassa corrente e alto guadagno a un transistor di potenza. La fig. 7.15. illustra due casi di questo collegamento (che possiede anche altre varianti). Si noti come le polarità del transistor equivalente risultante sono quelle di  $T_1$ , e come  $T_2$  può essere considerato un generatore di corrente ausiliario che spalleggia  $T_1$ . Si può anche interpretare il collegamento come un amplificatore costituito da due transistori a emettitore comune in cascata con 100 % di reazione negativa.

Questo collegamento è molto impiegato negli stadi di uscita, al posto dei singoli transistori complementari visti prima, a causa della sua semplicità e della piccola potenza richiesta al pilotaggio.

Occorre osservare che il transistor di potenza al Silicio di tipo p-n-p risulta in genere più costoso di uno di tipo n-p-n delle stesse caratteristiche, a causa della più grande difficoltà di controllare la diffusione di base nel tipo p-n-p. Se si vuole evitare l'uso di transistori complementari per questo motivo, esiste la possibilità di realizzare uno stadio quasi-complementare con due transistori uguali, entrambi di tipo n-p-n. Questa configurazione riscuote molto favore, specialmente nel caso di potenze di uscita elevate ( $25 \div 50 \text{ W}$ ). Esaminando lo schema di principio (fig. 7.16.) si può osservare che il circuito è ancora una variante del Darlington.

In fig. 7.17. è riportato lo schema completo di un amplificatore complementare da 10 W delle seguenti caratteristiche:

Banda passante (— 3db):  $4 \text{ Hz} \div 400 \text{ kHz}$

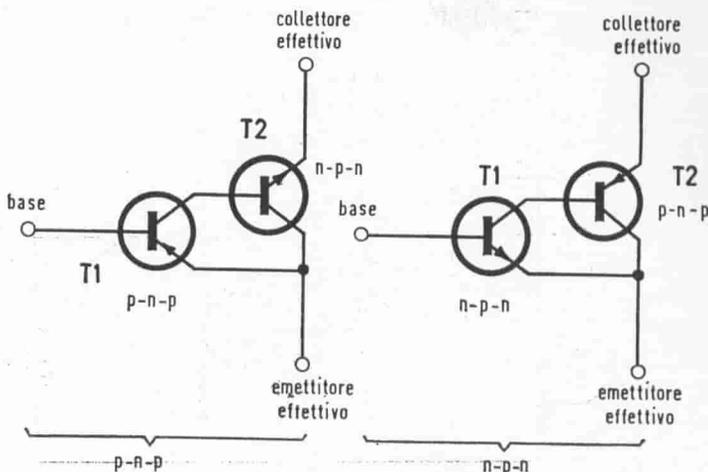


Fig. 7.15. - Connessioni Darlington.

Distorsione totale	(20 Hz ÷ 20 kHz):	< 1 %
Impedenza d'entrata	(20 Hz ÷ 20 kHz):	10 kΩ
Impedenza d'uscita	(20 Hz ÷ 20 kHz):	0,5 ÷ 0,25 Ω
Sfasamento	(20 Hz):	16°
	(20 kHz):	4°

I punti interessanti sono: a) il pilotaggio in corrente di  $T_5$  e  $T_6$  attraverso  $T_3$  montato in base comune: ciò diminuisce la distorsione d'incrocio.  $T_4$  è aggiunto come generatore di corrente per mantenere elevate l'impedenza della sorgente di pilotaggio; b) lo spazio base-emettitore di tre transistori al Germanio,  $T_9$ ,  $T_{10}$  e  $T_{11}$ , collegati tra le basi di  $T_5$  e  $T_6$  forniscono una pre-polarizzazione sufficiente a fare circolare una corrente di riposo circa 15 mA in  $T_7$  e  $T_8$ . La resistenza  $R_{BB}$  (500 ÷ 1.000 Ω) va aggiustata in conseguenza. La compensazione di temperatura è assicurata dalla quasi perfetta equivalenza nella deriva di tre giunzioni al Germanio e due al Silicio ( $T_5$  e  $T_6$ , base-emettitore); c) a causa della reazione negativa introdotta da  $R_5$ ,  $R_4$  e  $C_2$  il guadagno in corrente alternata vale:

$$A = \frac{R_4 + R_5}{R_4} = 22$$

mentre il guadagno in corrente continua è unitario. Quest'ultimo produce una stabilità molto buona della tensione di uscita a riposo, tanto che si può eliminare il condensatore di accoppiamento dell'altoparlante.

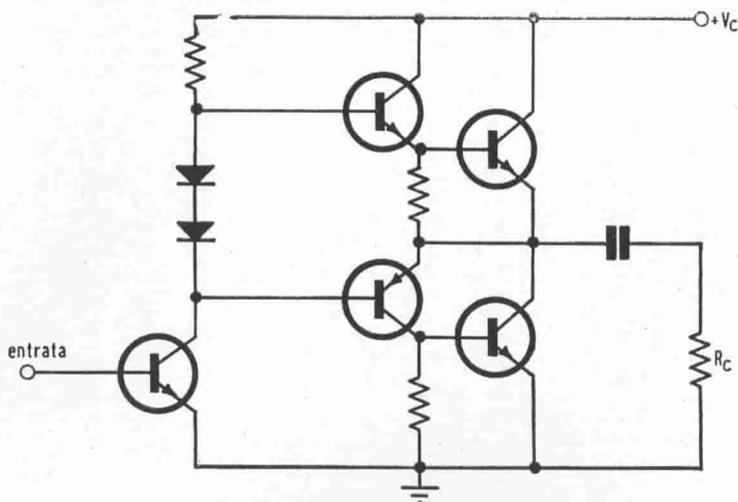


Fig. 7.16. - Circuito quasi-complementare.

Un altro amplificatore, quasi-complementare, da 15 W di uscita, è illustrato in fig. 7.18. ed ha le seguenti caratteristiche:

Banda passante (— 0,5 db):	20 Hz ÷ 20 kHz
Distorsione totale (20 Hz ÷ 20 kHz):	< 1%
Impedenza d'entrata:	200 kΩ
Impedenza d'uscita:	0,3 Ω

Lo stadio di uscita quasi-complementare è costituito da quattro transistori uguali (T5, T6, T7, T8), a due a due in parallelo. I quattro fusibili F1, F2, F3, F4 sono da 0,5 A ed equivalgono ad una resistenza da 1 Ω circa: il loro scopo è di contribuire a stabilizzare il punto di lavoro, a spartire ugualmente la corrente e di proteggere i transistori da sovraccarichi. Il diodo D3 compensa la variazione con la temperatura della corrente di fuga di collettore di T3. Il potenziometro R2 permette di spartire ugualmente (a riposo) la tensione di alimentazione sulle due metà dello stadio finale. È interessante notare la reazione positiva introdotta da C3, che aumenta artificialmente la resistenza R6 di un grande fattore, il che contribuisce, con la alta impedenza di collettore di T2, a fornire un pilotaggio di corrente a T3 e T4: e inoltre, durante grandi escursioni del segnale, questa reazione positiva evita i fenomeni di limitazione di T4, T7 e T8, per insufficienza di pilotaggio.

Vediamo un po' ora, insieme, il problema dell'alta fedeltà da un punto di vista più generale. Possiamo dire che un amplificatore, per fornire una riproduzione definita ad alta fedeltà, con un sistema adeguato di altoparlanti, dovrebbe presen-

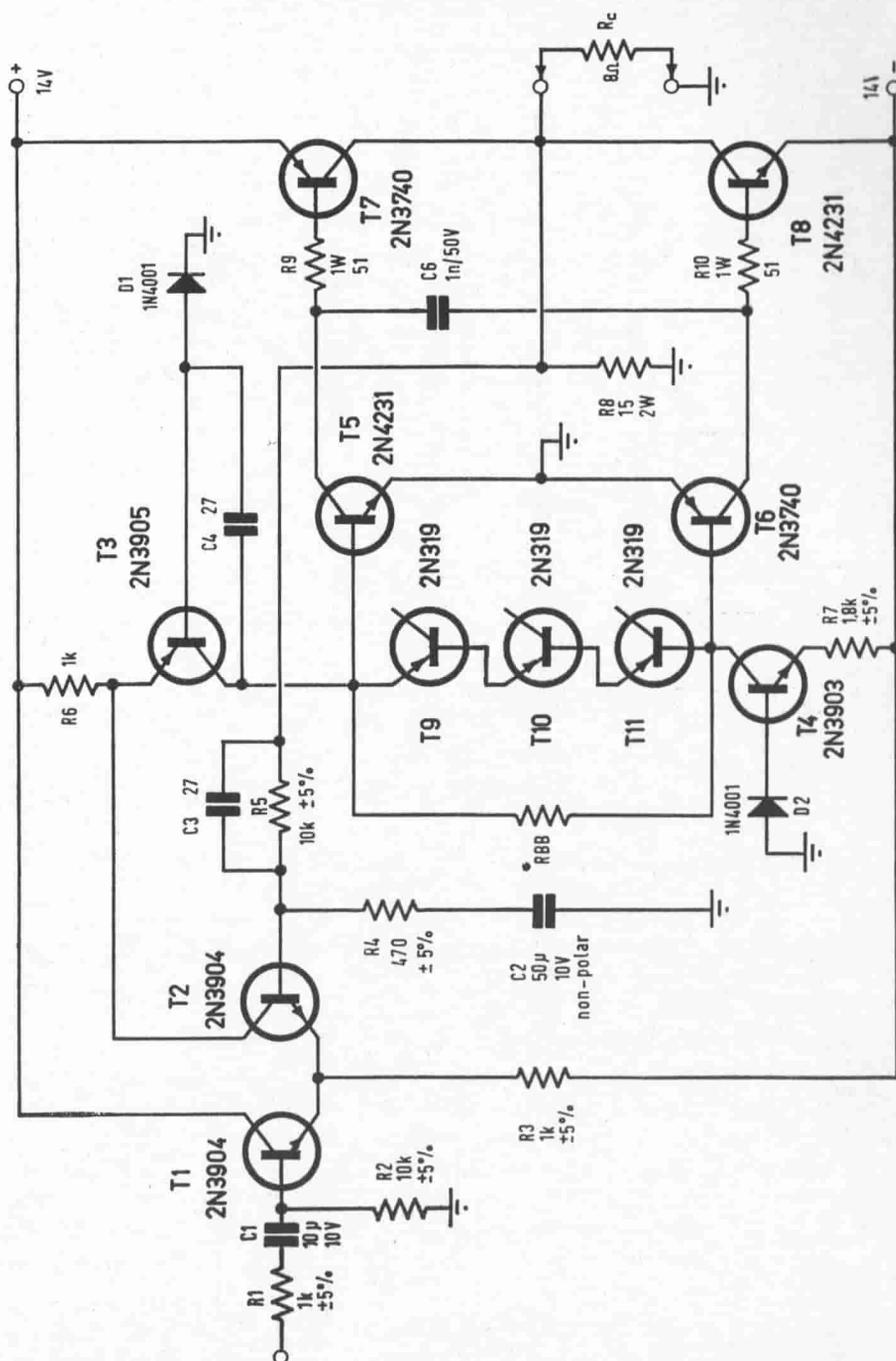


Fig. 7.17. - Amplificatore complementare 10 W.

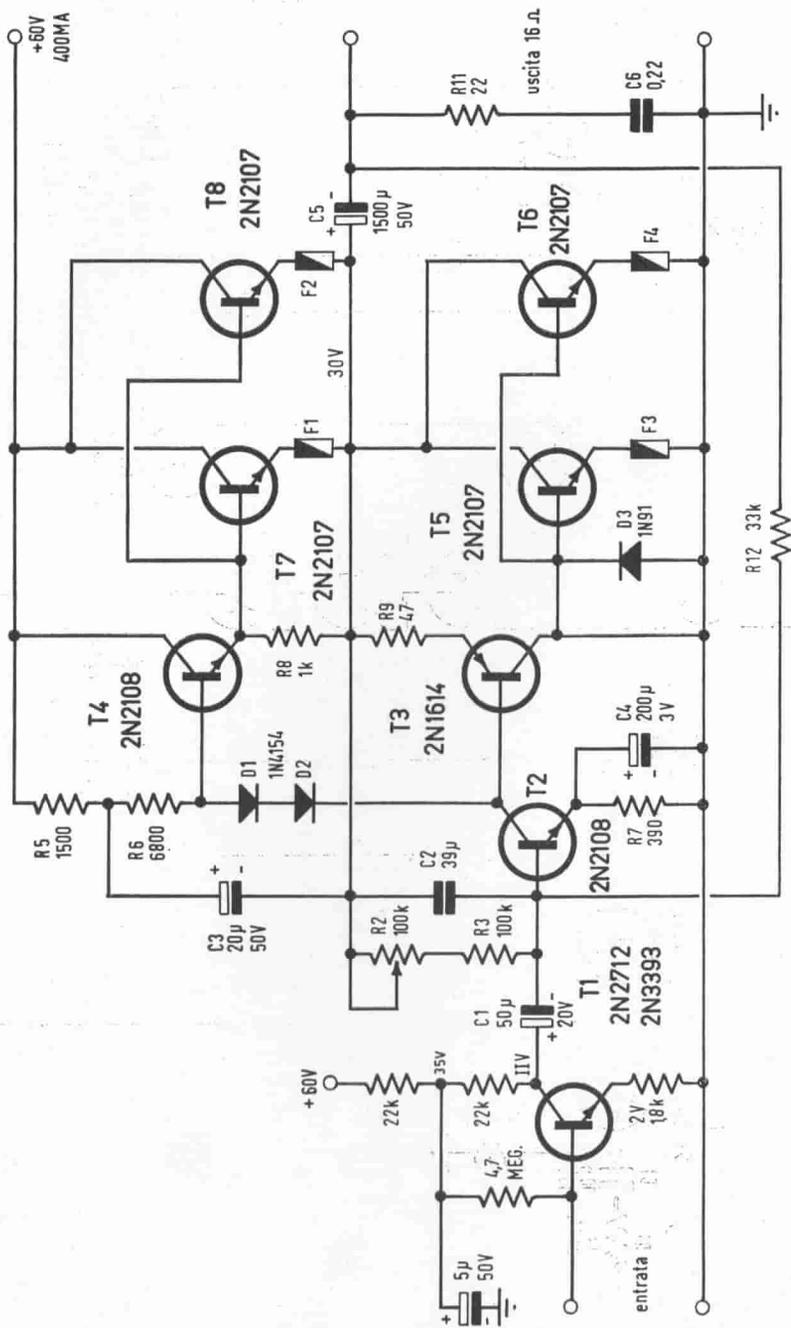


Fig. 7.18. - Amplificatore quasi-complementare 15 W.

tare una risposta di frequenza che non varia di più di 1db da una frequenza ben inferiore alla più bassa da riprodurre fino ad una frequenza nettamente più alta della massima frequenza udibile. La distorsione totale di un amplificatore comprende, essenzialmente, la distorsione armonica e la distorsione di intermodulazione. La distorsione armonica è la causa di una modifica nel carattere dei toni individuali, perché introduce delle armoniche che non erano originariamente previste. Per la riproduzione ad alta fedeltà la distorsione armonica (espressa in percentuale della potenza d'uscita) non dovrebbe superare lo 0,5% alla potenza media di ascolto.

La distorsione di intermodulazione è un cambiamento della forma d'onda di un tono individuale per effetto dell'interazione con un altro tono presente allo stesso tempo nel programma. Questo tipo di distorsione è molto insidioso, perché non solo altera il carattere di un tono, ma produce anche dei segnali spuri a frequenze uguali alla somma e alla differenza delle frequenze interagenti. Ai livelli normali di ascolto, la distorsione d'intermodulazione dovrebbe essere inferiore al 2%. Di solito, un amplificatore con bassa distorsione di intermodulazione, presenta bassissima distorsione armonica.

La potenza massima che un amplificatore ad alta fedeltà deve produrre dipende da molti fattori, fra cui le caratteristiche acustiche dell'ambiente in cui è montato, il rendimento del sistema di altoparlanti e il livello desiderato di audizione. Il livello di rumore, insieme con la massima potenza di uscita determinano la "dinamica" dell'amplificatore, cioè la differenza (normalmente espressa in decibel) fra il suono più forte e quello più leggero che esso può riprodurre. Attualmente, nella trasmissione e nella registrazione, la massima dinamica che si può riscontrare in un programma raggiunge circa 60 db. Perciò il livello di rumore di un amplificatore ad alta fedeltà dovrebbe essere almeno 60 db al disotto del livello normale di ascolto.

#### **7.4. — Amplificatori ad alta frequenza.**

Come abbiamo già visto, il comportamento del transistor in alta frequenza è molto più complicato di quello in bassa frequenza. L'uso, nel progetto, di circuiti equivalenti non è sempre molto agevole per la difficoltà di rappresentare il transistor tridimensionale mediante un modello teorico monodimensionale.

Se si ripiega sulle varie formule di correzione, ci si accorge che troppo sovente esse mancano dell'accuratezza necessaria. Un terzo sistema consiste nel fare direttamente delle misure in alta frequenza sul transistor in esame, ed impiegare i risultati come guida nel progetto: ed è così, in generale, che si ottengono i migliori risultati.

La complicazione più grande del transistor in alta frequenza proviene dalla sua natura non-unilaterale, cioè dalla presenza della retroazione interna fra uscita e entrata, che altera le impedenze apparenti di entrata e di uscita e può portare a instabilità.

Il guadagno di potenza in un transistor che lavora in alta frequenza è massimo quando l'impedenza della sorgente è il coniugato dell'impedenza d'ingresso, e l'impedenza del carico è il coniugato dell'impedenza di uscita: sotto queste condizioni il massimo di potenza disponibile dalla sorgente passa nel transistor, ed il massimo della potenza utile è applicata al carico.

Sovente si fa uso di reazione esterna per agire contro gli effetti della reazione interna, con lo scopo di aumentare il guadagno e la stabilità. Se la reazione esterna abolisce gli effetti sia resistivi che reattivi della reazione interna, si dice che l'amplificatore è unilaterizzato. Se la reazione esterna cancella solo la componente reattiva, l'amplificatore è considerato neutralizzato.

Un amplificatore, che sia unilaterizzato, neutralizzato, o no, è potenzialmente instabile se esistono valori di terminazioni passive capaci di farlo oscillare. In generale le configurazioni a base comune e a collettore comune sono potenzialmente instabili in una più larga gamma di frequenze che la configurazione a emettitore comune. Precauzioni particolari occorrono quando l'amplificatore possiede un circuito di controllo automatico di sensibilità, nel caso che questo controlli la corrente di emettitore, da cui dipende molto l'instabilità potenziale. Tutto ciò porta a concludere che non è detto che si raggiunga una più grande stabilità diminuendo il guadagno, per esempio caricando maggiormente l'amplificatore.

Un altro fenomeno da considerare (e non solo negli amplificatori ad alta frequenza) è il rumore di fondo, chiamato anche soffio nelle applicazioni radio, introdotto dal transistor. Esso può essere molto variabile a seconda del tipo di transistor, ma in generale esso è all'incirca costante da basse frequenze fino a una frequenza dell'ordine di

$$f = \sqrt{1/\alpha} \cdot f_a$$

dopo di che esso aumenta proporzionalmente a  $f^2$  (20 db per decade) per frequenze più elevate. Si può constatare che per ogni valore di impedenza di sorgente, e a una data frequenza, esiste un valore ottimo della corrente di emettitore che minimizza il rumore: questo valore è generalmente molto basso per piccoli transistori (una frazione di milliampere). La configurazione a emettitore comune ha il vantaggio che, operando a correnti basse, ma a cui l'amplificazione di corrente del transistor è ancora sostanziale, l'impedenza di sorgente richiesta per minimizzare il rumore è molto prossima a quella richiesta per realizzare il massimo guadagno di potenza.

Due parole ancora sul controllo automatico di sensibilità impiegato per evitare limitazioni in caso di segnale di ampiezza molto variabile; esso può essere realizzato negli amplificatori a transistori con i seguenti sistemi:

- controllando il punto di lavoro;
- controllando elementi esterni all'amplificatore che agiscono come un attenuatore;
- combinando i due sistemi precedenti.

Il metodo più impiegato è il primo. La sensibilità può essere ridotta diminuendo la corrente di emettitore o la tensione di collettore: questo ultimo me-

todo non è molto usato in alta frequenza in quanto, riducendo la tensione di collettore, si aumenta la capacità della zona di svuotamento della giunzione di collettore, abbassando la frequenza massima di lavoro. Cambiando la corrente di emettitore si variano le impedenze d'ingresso e di uscita, cosicché l'effetto di controllo di guadagno è ottenuto specialmente per disadattamento dello stadio. Per limitare le distorsioni occorre che gli stadi controllati funzionino a basso livello di segnale.

#### 7.4.1. — Amplificatori accordati.

In radiofrequenza e media frequenza la banda passante di frequenze da amplificare è generalmente solo una piccola frazione della frequenza centrale. Gli amplificatori accordati sono usati in queste applicazioni, per selezionare la banda desiderata e sopprimere tutte le frequenze indesiderate. La selettività è ottenuta usando risuonatori come elementi di accoppiamento: in genere essi sono a due avvolgimenti, di cui uno solo o entrambi sono accordati.

Sovente il primario o il secondario, o tutti e due, hanno una presa intermedia per limitare gli effetti delle variazioni delle capacità del transistor o per realizzare l'adattamento delle impedenze. Questi risultati si possono anche ottenere con una presa capacitiva, suddividendo cioè il condensatore di accordo in due parti in serie.

Un circuito tipico di stadio amplificatore a frequenza intermedia è raffigurato in fig. 7.19. La corrente di collettore è determinata da un divisore di tensione sulla base ed una resistenza abbastanza elevata nell'emettitore.

Entrata ed uscita sono accoppiate a trasformatore accordato. Impedenze di

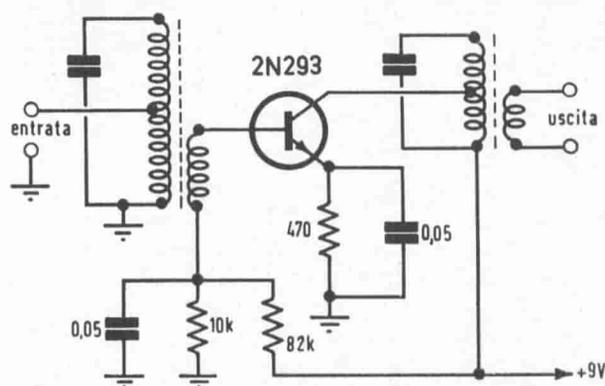


Fig. 7.19 - Stadio amplificatore a frequenza intermedia.

entrata ed uscita del transistor si calcolano con l'aiuto dei parametri per piccoli segnali, come indicato nel capitolo IV, ed in base ad esse si determinano i trasformatori di accoppiamento.

Il condensatori da 0,05  $\mu\text{F}$  prevengono l'innescio che potrebbe verificarsi a causa della resistenza interna di emettitore.

Con un transistor *n-p-n* ottenuto per "accrescimento progressivo" come il tipo 2N293, non è necessario usare la neutralizzazione per ottenere un amplificatore a frequenza intermedia stabile.

Usando invece un transistor *p-n-p* ottenuto per "lega" come i tipi OC44 e OC45, è necessario usare la neutralizzazione per avere un amplificatore stabile.

Il condensatore di neutralizzazione dipende dal valore della capacità di collettore del transistor, e va in genere riaggiustato qualora si sostituisca il transistor.

Il guadagno di un amplificatore a frequenza intermedia diminuisce quando si abbassa la corrente di emettitore.

Questa proprietà può essere usata per l'introduzione del controllo automatico di volume. Un esempio è fornito nel Cap. X.

#### **7.4.2. — Amplificatori a larga banda (Video).**

Nella tecnica televisiva, come pure negli amplificatori di deflessione per oscilloscopi e nei voltmetri elettronici per corrente alternata, è necessario progettare circuiti a transistori che amplificano segnali che si estendono da alcuni hertz a decine di megahertz, con il minimo di distorsione di ampiezza e di fase.

Per raggiungere questo scopo si sono sviluppate le tecniche di compensazione. Se la frequenza massima da amplificare è situata già nella zona in cui il guadagno in corrente del transistor cade (generalmente con una pendenza dell'ordine di 20 db per decade, un po' diversa a seconda della tecnica costruttiva del transistor) si potrà aumentare la banda passante riducendo le pretese nell'amplificazione desiderata.

Gli adattamenti d'impedenza sono difficili da realizzare in quanto i trasformatori a larga banda sono di costruzione poco pratica.

Questo spiega il fatto che sovente gli amplificatori a videofrequenza sono composti di molti stadi con considerevole disadattamento d'impedenza. La configurazione a emettitore comune è generalmente la più favorevole. Se il carico è rappresentato da una impedenza elevata, la capacità di uscita può essere un fattore limitativo della banda passante ottenibile. L'uso di induttori di compensazione, sia in serie con la resistenza di carico (compensazione parallelo) sia in serie fra l'uscita di uno stadio e l'entrata del successivo (compensazione serie) può sostanzialmente combattere l'effetto delle capacità di entrata e uscita.

Un altro metodo di attaccare il problema è di ridurre l'amplificazione a bassa frequenza a un valore prossimo a quello dell'amplificazione ad alta fre-

quenza; ciò si può realizzare in due modi: si possono progettare gli accoppiamenti fra stadi con la risposta di frequenza opportuna, oppure si può diminuire il guadagno a bassa frequenza mediante una controreazione selettiva, che diminuisce di entità all'aumentare della frequenza.

La banda passante di un amplificatore a videofrequenza è fortemente influenzata dalla variazione dei valori dei componenti con la temperatura, dalla variazione dei parametri dei transistori a seconda dell'escursione del segnale, dalla variazione delle capacità parassite quando si spostano i fili di collegamento (ecco il vantaggio del circuito stampato). E durante le misure occorre pensare all'errore prodotto dalla connessione dei puntali.

## 7.5. — Circuiti non lineari.

Con questa locuzione intendiamo riunire i circuiti conosciuti come modulatori, mescolatori, convertitori, rivelatori e simili. Tutti questi circuiti hanno in comune la caratteristica di funzionare grazie alla non-linearità di uno o più componenti, benché le tensioni o correnti di entrata e di uscita siano essenzialmente sinusoidali. Non includeremo pertanto in questa categoria i circuiti del tipo multivibratore, che tratteremo a parte.

### 7.5.1. — Modulatori.

Un modulatore può definirsi un dispositivo che varia una qualche proprietà di una oscillazione ad alta frequenza in dipendenza dell'ampiezza di una oscillazione a bassa frequenza.

La modulazione di frequenza si può ottenere con l'impiego di un diodo a variazione di capacità, che varia la frequenza di risonanza di un circuito accordato. È anche possibile usare un transistor, sfruttando l'effetto Miller per lo stesso scopo.

L'effetto Miller consiste in questo: un transistor presenta una capacità fittizia alla base che è equivalente alla capacità della giunzione di emettitore addizionata della capacità della giunzione di collettore (più una eventuale capacità fisica collegata esternamente fra collettore e base) moltiplicata per il guadagno di tensione dello stadio:

$$C_{eq} = C_{b-c} + A_v (C_{c-b} + C_{ext})$$

Se il guadagno di tensione  $A_v$  è variato modulando il punto di lavoro dello stadio, la capacità equivalente sulla base risulterà pure modulata, e se essa fa parte della capacità di accordo di un circuito risonante, ne consegue una modulazione di frequenza.

Per quanto riguarda la modulazione di ampiezza si devono distinguere due casi: modulazione ad alto rendimento, come è richiesta per esempio nel caso di trasmettitori, e modulazione non di potenza. Quest'ultimo caso si può più o

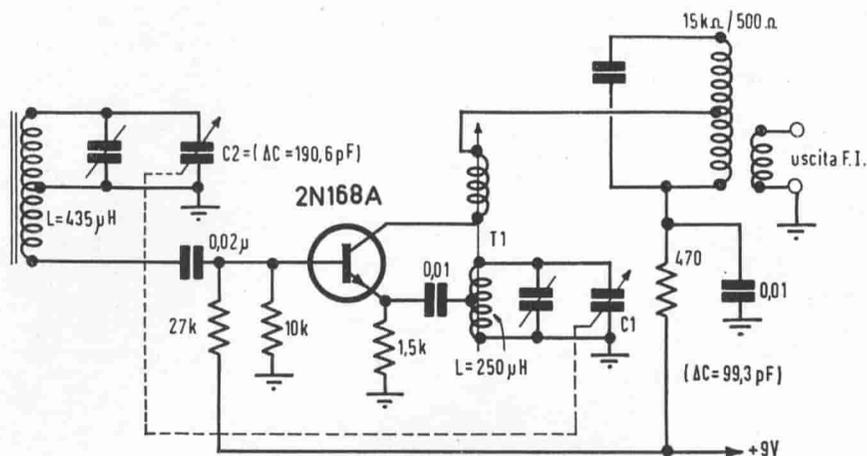


Fig. 7.20. - Stadio convertitore per ricevitore supereterodina.

meno ricondurre al caso del controllo automatico di sensibilità visto al paragrafo precedente, in cui il guadagno di uno stadio, e quindi la sua uscita, si può variare modulando la sua corrente di emettitore: per la maggior parte dei piccoli transistori la corrente di emettitore può essere modulata fra circa 0,1 a parecchi milliamperere senza apprezzabile distorsione di involuppo. La modulazione ad alto rendimento è impiegata in congiunzione con amplificatori in classe C: come nel caso dei tubi a vuoto in cui si varia l'alimentazione anodica, qui si varia l'alimentazione di collettore. Si può ottenere una ottima linearità anche con il 100% di modulazione perché i transistori hanno tensioni di saturazione di collettore molto basse, e il rendimento dell'amplificatore in classe C può essere molto elevato.

Se il trasmettitore ha parecchi stadi amplificatori in classe C in cascata che seguono l'oscillatore, si ha vantaggio a modulare tutti gli stadi, ad eccezione dell'oscillatore. Generalmente l'adattamento fra l'amplificatore a bassa frequenza (di solito in classe B pura) del modulatore ed il trasmettitore si effettua a trasformatore, il cui nucleo ha un traferro sufficiente per non saturare a causa della componente continua degli stadi modulati.

### 7.5.2. — Mescolatori e convertitori.

Questi circuiti sono generalmente impiegati per traslare un segnale ad alta frequenza ad una frequenza più bassa, a cui è più facile ottenere guadagno e selettività. Si può usare un solo transistore che agisce sia da oscillatore locale (eterodina) che da mescolatore.

Un circuito tipico è riportato in fig. 7.20.

Il trasformatore  $T_1$  accoppia emettitore e collettore con fase opportuna per causare l'oscillazione. Il condensatore  $C_1$  accorda uno degli avvolgimenti in modo che la frequenza di oscillazione sia costantemente superiore di 455 kHz alla frequenza di accordo del circuito di entrata, sintonizzato da  $C_2$ .

Il segnale di ingresso, adattato all'impedenza del transistor, è iniettato sulla base.

I due segnali, di ingresso e locale, sono mescolati e amplificati, e la frequenza di battimento a 455kHz è selezionata dal trasformatore a frequenza intermedia nel circuito di collettore e trasferita allo stadio seguente.

Per il migliore rendimento la corrente di collettore deve essere di  $0,6 \div 0,8$  mA e l'ampiezza dell'oscillazione locale, fra emettitore e massa di  $0,15 \div 0,25$  V.

Benché interessante dal punto di vista dell'economia, questo sistema non è scevro da inconvenienti. Infatti il massimo segnale applicabile è limitato dall'impossibilità di fare largo uso del controllo automatico di sensibilità: se questo fosse applicato in pieno, l'oscillatore potrebbe disinnescare quando si riduce l'amplificazione o, ancora peggio, potrebbe variare di frequenza in dipendenza della tensione di controllo. La neutralizzazione non è necessaria perché il circuito di collettore è accordato su una frequenza diversa da quella d'ingresso. Se si usa un transistor separato come oscillatore, conviene applicare la tensione dell'oscillatore locale fra emettitore e massa, mentre l'alta frequenza in ingresso è applicata fra base e massa.

Le due frequenze, quella del segnale in arrivo,  $f_1$ , e quella generata localmente,  $f_2$ , sono « eterodinate » nel transistor come mescolatore grazie alla sua non-linearità, e la corrente di collettore contiene, oltre a  $f_1$  e a  $f_2$  anche il loro battimento  $f_1 + f_2$  e  $f_1 - f_2$ . Il circuito di uscita è provvisto di un risuonatore che è accordato in modo da selezionare solo una frequenza di battimento, in particolare quella che corrisponde alla differenza fra la frequenza del segnale e la frequenza dell'oscillatore, che è denominata frequenza intermedia, e che è mantenuta costante variando la frequenza dell'oscillatore per i vari valori della frequenza in arrivo.

### 7.5.3. — Rivelatori.

Il rivelatore è impiegato per estrarre da un'onda modulata il segnale di modulazione. Teoricamente, nel caso di modulazione di ampiezza, è sufficiente un dispositivo a non-linearità di tipo quadratico, seguito da un filtro che elimina la portante. Purtroppo però si generano armoniche della frequenza di modulazione. Il diodo è l'elemento non lineare normalmente impiegato per la rivelazione, talvolta sostituito da un transistor, che può essere considerato un diodo rivelatore seguito da un amplificatore: quest'ultimo arrangemento non è così van-

taggiato come sembra in quanto, per un buon rendimento di rivelazione, il diodo deve lavorare nella porzione più non-lineare della sua caratteristica, cioè a correnti molto basse, dell'ordine di 50 microampere. Se questa è dunque la corrente di emettitore, la porzione amplificatrice del transistoro viene ad avere un punto di lavoro molto sfavorevole, a meno che il suo  $\alpha$  sia ancora sostanziale a così basse correnti di emettitore. Per contro, un vantaggio del rivelatore a transistoro è costituito dal fatto che si dispone di un segnale amplificato anche per produrre il controllo automatico di sensibilità.

In generale si preferisce usare il Germanio, ma se è necessario usare il Silicio per questioni di temperatura, si può polarizzare il diodo giusto al disotto dell'inizio della conduzione per diminuire la distorsione con segnali deboli. Il filtro all'uscita del rivelatore è normalmente costituito da un gruppo RC in parallelo, la cui costante di tempo è lunga per la frequenza dell'onda portante, e corta invece per la massima frequenza di modulazione.

Un esempio di rivelatore a transistoro è riportato in fig. 7.21.

Nel caso di modulazione di frequenza, il rivelatore assume una maggiore complessità, e si chiama discriminatore. Esso si basa generalmente sulla proprietà di un trasformatore avente primario e secondario accordati sulla stessa

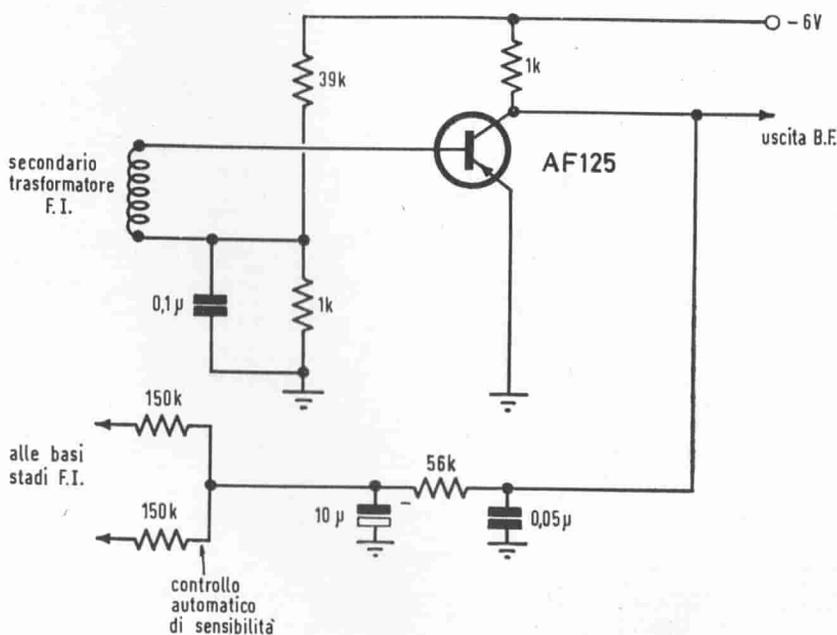


Fig. 7.21. - Rivelatore a transistoro.

frequenza (che corrisponde alla frequenza della portante in assenza di modulazione) e cioè che la tensione sul secondario è sfasata di  $90^\circ$  rispetto a quella sul primario, alla risonanza, e che lo sfasamento cambia in più e in meno quando la frequenza applicata si scosta in più e in meno dalla frequenza di risonanza. Se si pongono in serie il primario ( $E_p$ ) ed il secondario ( $E_s$ ), si ottiene una tensione risultante  $E$ , somma vettoriale delle due precedenti, di frequenza uguale, istante per istante, alla frequenza della portante in arrivo, e di ampiezza modulata in conformità alla modulazione di frequenza presente sulla portante (Fig. 7.22.).

Non resta quindi che applicare sulla risultante i principi della rivelazione di modulazione d'ampiezza già visti.

In realtà le cose sono un po' più complicate per il desiderio di avere tensione di uscita nulla in assenza di modulazione, e per evitare il più possibile che il discriminatore sia anche sensibile ad una modulazione di ampiezza eventualmente presente (disturbi, evanescenza) sull'onda in arrivo. I due tipi fondamentali di discriminatori sono il discriminatore di fase bilanciato (Fig. 7.23.) e il rivelatore a rapporto (Fig. 7.24.).

Il primo ha una configurazione in contofase (uscita nulla in assenza di modulazione), mentre il secondo è a diodi invertiti, a una semionda, e, oltre a uscita nulla in assenza di modulazione grazie alla costante di tempo  $R_1, R_2, C_3$  lunga rispetto alla più bassa frequenza di modulazione, è praticamente insensibile ad una eventuale modulazione di ampiezza presente sul segnale d'ingresso. Quest'ultimo è il circuito più comunemente impiegato.

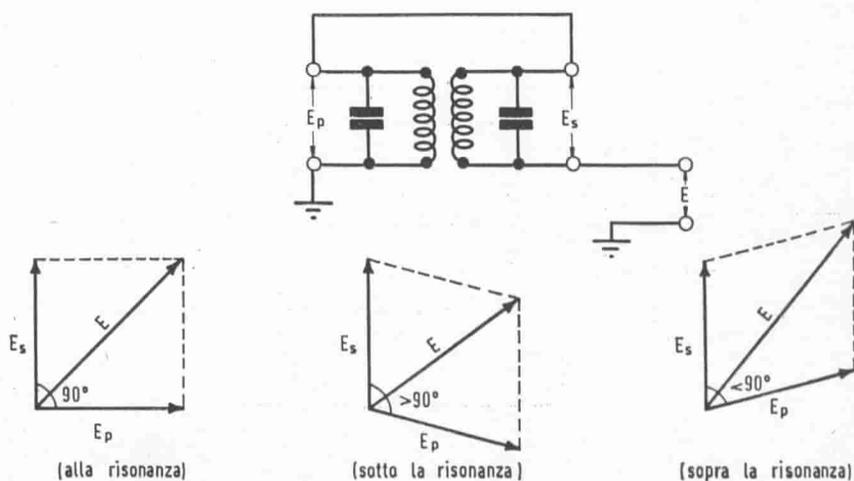


Fig. 7.22. - Principio del discriminatore di frequenza.

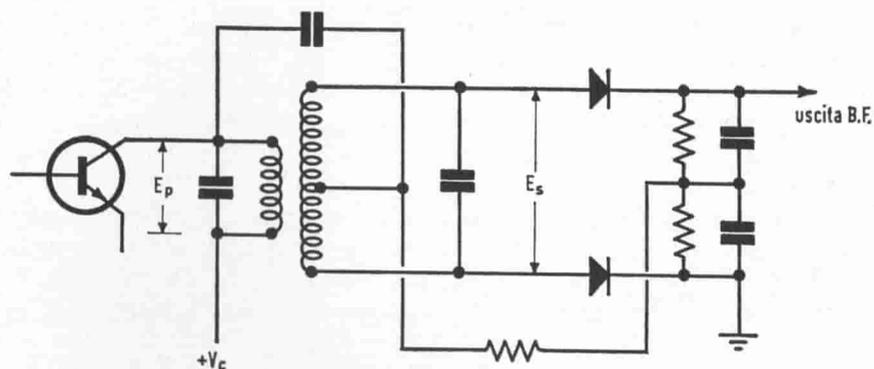


Fig. 7.23. - Discriminatore di fase bilanciato.

#### 7.5.4. — Moltiplicatori di frequenza.

Il moltiplicatore di frequenza consiste normalmente di un amplificatore in classe C la cui uscita è accordata ad una frequenza multipla della frequenza d'ingresso. Siccome il contenuto armonico della corrente di collettore varia al variare dell'angolo di conduzione, quest'ultimo va scelto in funzione del fattore di moltiplicazione. L'angolo ottimo espresso in gradi, è dato da  $180^\circ$  diviso per il numero d'ordine dell'armonica: per esempio, per un duplicatore,  $90^\circ$  è l'angolo ottimo.

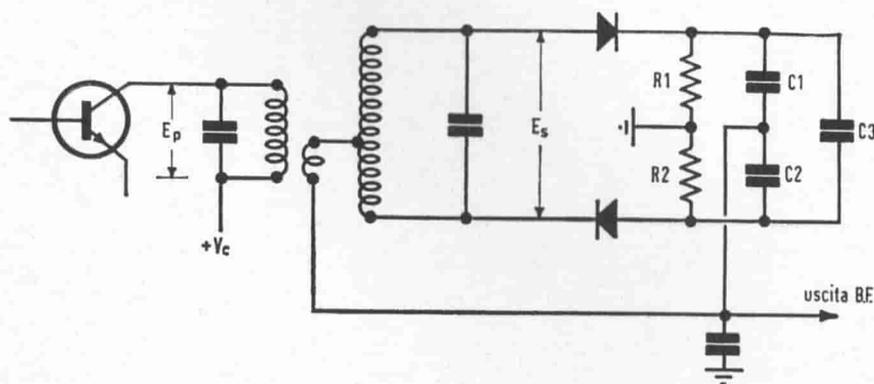


Fig. 7.24. - Rivelatore a rapporto.

Il rendimento diminuisce all'aumentare del fattore di moltiplicazione, ed è dato, approssimativamente, da 100 diviso per il numero d'ordine dell'armonica. Sfortunatamente il guadagno di corrente diminuisce sia con la corrente che con la frequenza, rendendo problematico il raggiungimento dell'angolo di conduzione ottimo alle frequenze più alte. Questi effetti sono difficili da calcolare, ed è preferibile fare delle misure sperimentali. Se si immagina di pilotare la base e di sviluppare la polarizzazione per autorettificazione con una certa costante di tempo, si può variare l'angolo di conduzione variando l'ampiezza del pilotaggio e cambiando il valore della costante di tempo.

L'uso di stadi in controfase è vantaggioso per l'ottenimento di armoniche dispari, mentre per ottenere le armoniche pari è molto efficiente un curioso stadio a due transistori chiamato in inglese « push-push »: le basi sono eccitate in controfase, mentre i collettori sono collegati insieme, come se fossero in parallelo: il rendimento può essere molto elevato nel caso di un duplicatore, perché nell'uscita c'è un impulso della corrente di collettore per ogni ciclo della frequenza prodotta, esattamente come nel caso di un amplificatore semplice per la frequenza fondamentale.

In tutti i moltiplicatori la configurazione che dà i migliori risultati è quella a emettitore comune. Il funzionamento stabile, esente da risonanze spurie o da salti discontinui nella potenza d'uscita, dipende molto da come è portato a massa l'emettitore: è importante che il collegamento offra la minima impedenza perciò esso dev'essere corto e largo.

## 7.6. — Oscillatori sinusoidali.

La caratteristica di un transistoro di amplificare un segnale, rende possibile il suo uso in circuiti oscillatori.

E, come del resto avviene nel caso dei tubi a vuoto, un transistoro può oscillare normalmente a frequenze molto più alte di quelle in cui esso è ancora impiegabile come amplificatore.

Di regola si ottengono rendimenti accettabili fino a tre volte la frequenza di taglio caratteristica del transistoro.

Il termine oscillatori sinusoidali o, talvolta, oscillatori armonici, si applica a quella categoria di oscillatori la cui tensione di uscita è sensibilmente sinusoidale. In questi circuiti si usa sovente un gruppo risonante L-C per determinare la frequenza. In certi casi è questo gruppo che fa sì che l'uscita sia sinusoidale, anche quando tensioni e correnti nel transistoro amplificatore sono fortemente distorte.

Fondamentalmente un oscillatore di questo tipo si compone di:

- un amplificatore, che fornisce guadagno di potenza;
- un circuito risonante, che determina la frequenza;
- una rete di reazione, che mantiene le oscillazioni riapplicando all'ingresso dell'amplificatore una frazione del segnale all'uscita.

Affinché un tale insieme si comporti come un oscillatore stabile (frequenza e ampiezza costanti) il guadagno totale deve essere unitario. Ciò significa che il guadagno di potenza introdotto nel sistema dall'amplificatore compensa esattamente le perdite del circuito risonante, più la potenza sottratta a quest'ultimo da un eventuale carico all'uscita, più le perdite (attenuazione) del circuito di reazione. Se il guadagno del sistema è maggiore di uno, l'ampiezza del segnale all'uscita aumenterà fino al punto in cui il guadagno totale del sistema si riduce a uno per effetto della limitazione (saturazione) che interviene, in genere nell'amplificatore, quando il livello del segnale sorpassa determinati limiti. Naturalmente se il guadagno totale è inferiore a uno, il sistema non oscilla.

Inoltre lo sfasamento totale lungo la catena chiusa: amplificatore-risuonatore-reazione, deve essere zero. Se lo sfasamento non è zero, la frequenza di oscillazione cambierà in modo da portare lo sfasamento totale a zero.

Ciò spiega perché la frequenza prodotta può non essere esattamente la frequenza del risuonatore, e in particolare rende conto del fatto che, anche in un oscillatore a cristallo, si può variare entro certi limiti la frequenza con l'aggiunta di un piccolo condensatore variabile di sfasamento.

Queste due condizioni che abbiamo esaminato, e cioè: guadagno unitario di potenza, e sfasamento nullo, rappresentano le cosiddette « condizioni di Barkhausen » per l'oscillazione.

Gli oscillatori di tipo a reazione sono dunque caratterizzati dalla presenza di un circuito che preleva una parte dell'energia presente all'uscita e la riapplica all'ingresso dell'amplificatore.

La fig. 7.25. illustra vari circuiti che usano un gruppo L-C (o un cristallo) come risuonatore per determinare la frequenza d'oscillazione. Naturalmente tutti i circuiti possono essere realizzati sia con transistori  $p-n-p$  che  $n-p-n$ , purché si inverta il segno delle tensioni di alimentazione.

In fig. 7.25. (a) è rappresentato l'oscillatore Hartley a due avvolgimenti: il circuito risonante è nel collettore, e l'avvolgimento di reazione inietta una parte dell'energia, con fase opportuna, nell'emettitore. Il rapporto di trasformazione è in discesa poiché l'impedenza d'ingresso dell'emettitore è bassa paragonata a quella di collettore.

La fig. 7.25. (b) rappresenta sempre un oscillatore Hartley, ma ad un solo avvolgimento con presa intermedia (autotrasformatore). Il condensatore sull'emettitore è semplicemente di blocco per la tensione continua.

In fig. 7.25.(c) è riportato l'oscillatore Colpitts: esso è simile al precedente, salvo che la reazione è ottenuta sul lato capacitivo del risuonatore, suddividendo in due parti in serie il condensatore: in tal modo non occorre realizzare una presa intermedia sull'induttore. Il risultato è uguale, e, proporzionando correttamente C1 e C2, si realizza l'adattamento di impedenza desiderato.

Con la modifica di fig. 7.25. (d) si ottiene l'oscillatore Clapp. In esso la frequenza di risonanza è determinata in prevalenza dai valori di L e C, ed in minor misura dai valori di C1 e C2, il cui rapporto determina il grado di reazione e

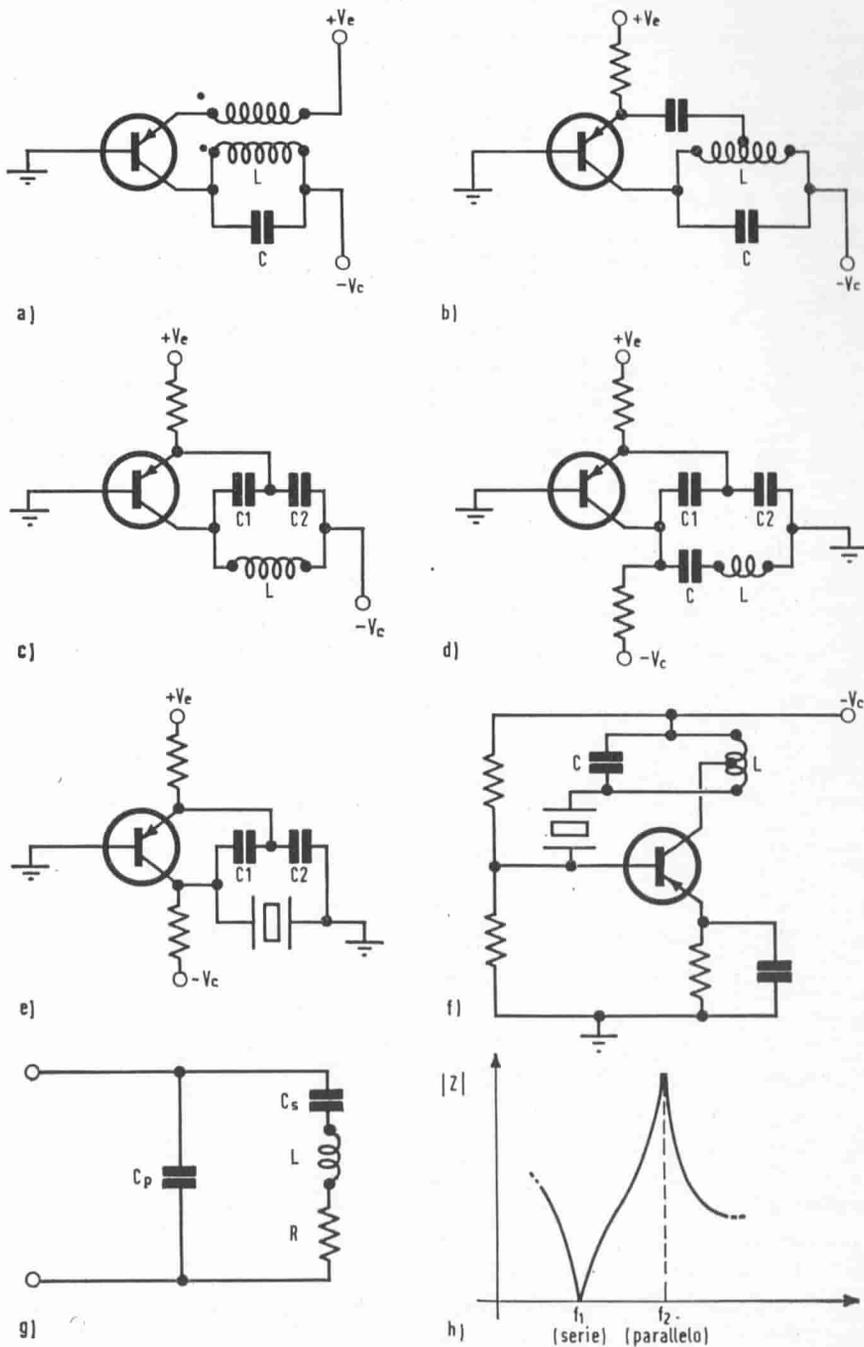


Fig. 7.25. - Vari tipi di oscillatori sinusoidali.

l'adattamento d'impedenza. Questo oscillatore è caratterizzato da una grande stabilità di frequenza, anche in presenza di variazioni di carico sul circuito risonante.

In fig. 7.25. (e) è illustrato l'oscillatore Pierce, a cristallo, molto noto, con le sue varianti, a causa della sua semplicità e del basso numero di componenti impiegati. La frequenza è determinata dal cristallo, e per questo fatto può essere estremamente stabile.

Sovente, e specialmente nelle telecomunicazioni, può essere desiderabile operare un cristallo sulle sue armoniche superiori; la fig. 7.25. (f) indica un circuito destinato a questo scopo. Il risonatore L-C è accordato su una frequenza multipla di quella del cristallo. Una presa intermedia sull'induttore fornisce la reazione con la fase corretta e l'adattamento d'impedenza: la presa si trova in generale fra  $1/3$  e  $1/2$  dell'induttore, a partire dal collettore. Ci sono cristalli previsti specialmente per risonare sulla loro 3<sup>a</sup> armonica, i quali funzionano ancora correttamente alla 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> armonica (solitamente il rendimento è migliore sulle armoniche dispari).

Vorremmo qui aprire una parentesi per chiarire il modo di funzionare come risonatore di un cristallo. Consideriamo anzitutto il circuito equivalente di un cristallo (è lo stesso che si tratti di un cristallo naturale di quarzo ovvero di un cristallo artificiale di tipo ceramico, come il titanato di Bario, ecc.) in fig. 7.25. (g): il condensatore  $C_s$ , l'induttore  $L$  e la resistenza  $R$  rappresentano elettricamente il cristallo e cioè, rispettivamente, la sua elasticità, la sua inerzia e le sue perdite (queste ultime dovute all'attrito fra le sue molecole). È chiaro che il cristallo sarà tanto migliore quando più piccolo è  $R$ . Il condensatore  $C_p$  rappresenta la capacità esistente fra gli elettrodi del cristallo. Ci si può quindi agevolmente rendere conto che il cristallo possiede due frequenze di risonanza, in genere vicine fra loro: una frequenza (la più bassa) è la frequenza di risonanza-serie fra  $L$  e  $C_s$ , e l'impedenza corrispondente è la più bassa; questa frequenza è determinata unicamente dalle caratteristiche meccaniche del cristallo, ed è la più stabile che si può ottenere da esso. Ad una frequenza leggermente più alta si verifica una risonanza-parallelo dovuta a  $L$ ,  $C_s$  e  $C_p$ , più le possibili capacità aggiuntive o parassite esterne, in parallelo su  $C_p$ . L'impedenza fig. 7.25. (h) corrispondente è la massima; la frequenza non è più determinata unicamente dal cristallo, ma in una certa misura anche dai componenti esterni, e quindi meno stabile. Il modo parallelo di risonanza è per esempio sfruttato nell'oscillatore di Pierce di fig. 7.25. (e). La risonanza serie è impiegata invece nell'oscillatore di fig. 7.25. (f), che naturalmente può anche funzionare sulla frequenza fondamentale del cristallo. In questo circuito il cristallo è utilizzato come elemento di reazione positiva selettiva: a frequenze superiori e inferiori alla frequenza di risonanza-serie l'impedenza del cristallo aumenta e la reazione positiva è pertanto ridotta. Le oscillazioni sono pertanto ostacolate a frequenze diverse dalla frequenza di risonanza-serie intrinseca del cristallo. I vari "tagli" del cristallo secondo assi diversi, in

fluenzano unicamente la deriva della frequenza con la temperatura e non il modo di operazione.

Concludiamo l'esame di questi oscillatori armonici a risuonatore con alcune considerazioni sulla stabilità di frequenza, che è la più difficile da ottenere. I fattori che più direttamente la influenzano sono:

- la variazione di fase del risuonatore (costituito sia da veri  $L$  e  $C$ , sia da un cristallo) in funzione della frequenza, che chiameremo  $\phi(f)_{\text{ris}}$ ;
- la variazione di fase dell'amplificatore in funzione di effetti esterni, quali la non-linearità di alcuni parametri, la temperatura, il punto di lavoro, ecc., che chiameremo  $\phi(e)_{\text{amp}}$ .

Per la migliore stabilità di frequenza occorre che sia  $\Delta \phi(f)_{\text{ris}}/\Delta f$  il più grande possibile, e, al contrario,  $\Delta \phi(e)_{\text{amp}}/\Delta e$  il più piccolo possibile. Ciò il risuonatore deve essere molto selettivo, avere pertanto un fattore di merito  $Q = \omega L/R$  più alto possibile (deve cioè essere costituito da componenti di buona qualità, e deve essere poco caricato), e l'amplificatore invece deve essere il più aperiodico possibile, il che equivale a dire a sfasamento costante su una larga banda, con frequenza massima ben superiore a quella di lavoro. Ciò naturalmente non impedisce di realizzare un oscillatore di frequenza tale che è al limite di quella a cui il transistor può giusto fornire un po' di guadagno: ma in questo caso saremo lontani dalle migliori condizioni di stabilità di frequenza. Come pure, per migliorare quest'ultima, eviteremo di caricare direttamente un oscillatore ben progettato, ma interporremo fra questo e il carico uno o più stadi di amplificazione e separazione.

Esiste un'altra categoria di oscillatori armonici, facenti uso di reazione esterna, che producono un'uscita sinusoidale, ma che sono sprovvisti del gruppo  $L-C$ . Si tratta degli oscillatori a rete di sfasamento. In generale questi oscillatori sono caratterizzati dall'aver una stabilità di frequenza e una forma d'onda meno buone di quelle degli oscillatori  $L-C$ , ma sono più facilmente realizzabili nelle gamme audio e ultrasonica, e si prestano meglio a coprire gamme molto estese.

In fig. 7.26. è riportato lo schema di un oscillatore a sfasamento. La rete è composta di tre sezioni in serie ( $C_1R_1$ ,  $C_2R_2$ ,  $C_3R_3$ ) ognuna delle quali introduce una rotazione di fase di  $60^\circ$  alla frequenza di oscillazione. La rete è collegata fra collettore e base di uno stadio amplificatore ad emettitore comune, il quale presenta uno sfasamento di  $180^\circ$  fra entrata ed uscita. In tal modo lo sfasamento totale è nullo:  $3 \cdot 60^\circ + 180^\circ = 360^\circ$ .

Siccome la reattanza capacitiva della rete aumenta o diminuisce a frequenze diverse da quella di oscillazione, lo sfasamento nullo si verifica ad una sola frequenza, data da:

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{6} \pi RC}$$

in cui:  $C = C_1 = C_2 = C_3$   
 $R = R_1 = R_2 = R_3$

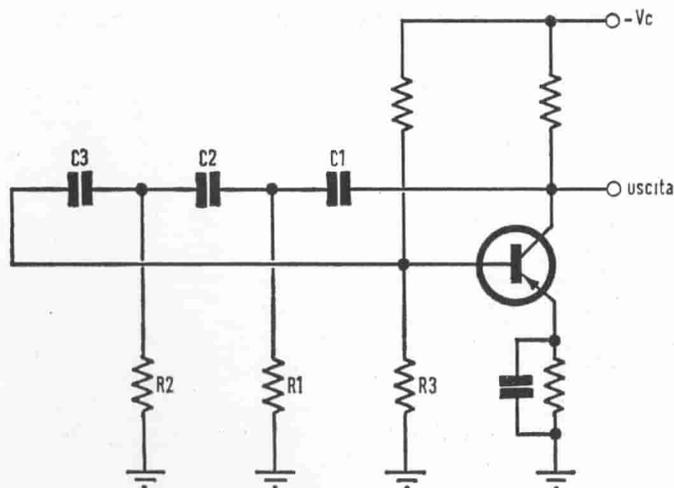


Fig. 7.26. - Oscillatore a rete di sfasamento.

Con buoni componenti e scegliendo opportunamente il punto di lavoro dello stadio amplificatore (occorre inoltre che la reattanza di  $C$  alla frequenza di lavoro sia molto maggiore dell'impedenza d'ingresso dello stadio; in altre parole pilotaggio di corrente) la stabilità di frequenza può essere del  $\pm 0,2\%$  per variazioni della tensione di alimentazione del  $\pm 25\%$ . Per contro la stabilità è cattiva al variare del carico. Facendo contemporaneamente variabili i tre  $C$  o i tre  $R$  si può coprire una gamma estesa. Almeno tre sezioni sono necessarie nella rete per ridurre le attenuazioni a pari sfasamento. L'impiego di un numero più grande di sezioni a più piccolo sfasamento individuale contribuisce a migliorare la stabilità.

Altri esempi di oscillatori di questo tipo sono l'oscillatore a ponte di Wien (uno schema è riportato alla figura 10.18. negli esempi di applicazioni) e l'oscillatore con filtro a doppio-T (fig. 10.20. - ibidem -).

Un altro tipo di oscillatore, la cui uscita però è tutt'altro che sinusoidale, è l'oscillatore bloccato. Esso è sovente impiegato come generatore di impulsi in circuiti digitali e, per la sua facilità ad essere sincronizzato, come generatore di spazzamento nei televisori.

Il suo circuito di base è illustrato in fig. 7.27. Quando si applica la tensione di alimentazione la corrente di collettore incomincia a crescere, percorrendo l'avvolgimento 3-4 del trasformatore  $T$ . La tensione indotta nell'avvolgimento 1-2 è accoppiata come una reazione positiva alla base, ed ha per effetto di accelerare la salita della corrente di collettore, saturando il transistor. Questa ten-

sione sparisce quando, o la corrente di collettore raggiunge un valore tale da saturare l'eventuale nucleo magnetico del trasformatore, o l'induttanza di 3-4 accetta sufficiente corrente da togliere il transistoro dalla saturazione (prevale l'effetto che si verifica per primo, a seconda delle caratteristiche del trasformatore e del transistoro). Al momento che ciò avviene si estingue l'energico pilotaggio di base dovuto alla reazione, e il transistoro incomincia a condurre meno. Sull'avvolgimento 1-2 pertanto si induce una tensione di segno opposto, che accelera il processo d'interdizione fino al bloccaggio completo del transistoro.

L'uscita è pertanto un impulso che si può assimilare ad una singola semionda molto distorta (in fine dei conti l'oscillatore bloccato può essere considerato un oscillatore Hartley a due avvolgimenti, in cui la  $L$  e la  $C$  sono l'induttanza e la capacità dispersa del trasformatore, e in cui il guadagno è molto maggiore di uno: si ricordi a questo proposito quanto detto all'inizio di questo paragrafo).

La durata dell'impulso è principalmente determinata dalle caratteristiche dell'avvolgimento 1-2 e dal rapporto di trasformazione.

Il transistoro, dopo la produzione dell'impulso, resta all'interdizione fino a che il condensatore  $C$  si è scaricato attraverso la resistenza  $R$ . Il tempo fra gli impulsi è quindi determinato dalla costante di tempo  $RC$ . Questo tempo può essere diminuito mediante l'applicazione di impulsi (positivi nell'esempio di fig. 7.27.) di sincronizzazione sulla base. Un oscillatore bloccato che oscilla liberamente può quindi essere sincronizzato, purché gli impulsi sincronizzanti abbiano una frequenza maggiore dell'oscillazione libera. Se la resistenza  $R$  è ritornata alla terra, il circuito non oscilla più spontaneamente (frequenza zero), e può essere messo in

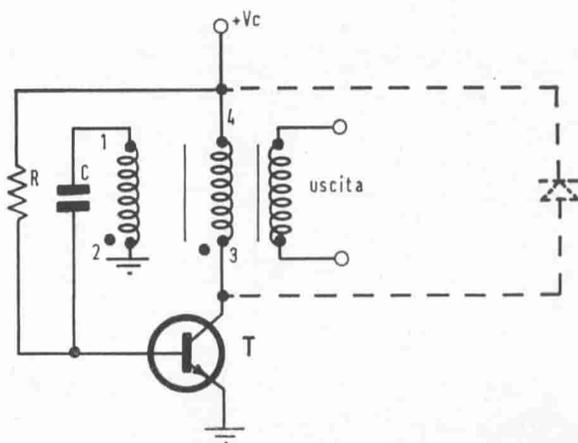


Fig. 7.27. - Oscillatore bloccato.

funzione da impulsi di frequenza qualsiasi, agendo quindi da ripetitore o formatore d'impulso.

È consigliabile, per evitare sovratensioni sul transistoro al momento della transizione da conduzione a interdizione, di collegare un diodo in parallelo sull'avvolgimento di collettore.

In pratica si usa per il trasformatore un rapporto in discesa fra collettore e base di circa 5:1. Aumentando questo rapporto si diminuisce la durata dell'impulso.

## 7.7. — Transistori come interruttori.

Un interruttore è caratterizzato da una resistenza molto elevata quando è in posizione di "aperto" e da una resistenza molto bassa quando è in posizione di "chiuso".

Queste proprietà sono anche possedute da un transistoro: esso può pertanto venire usato come interruttore, specialmente in quei casi in cui è domandata una rapidità di azione molto maggiore di quella di un interruttore meccanico. L'interruttore a transistoro non ha infatti parti meccaniche in movimento, e la pressione del dito su un bottone o una levetta è qui sostituita da una ridotta potenza elettrica applicata fra base ed emettitore.

Come un qualunque interruttore anche un transistoro possiede un valore massimo ammissibile per la corrente che lo attraversa quando è "chiuso" ed un valore massimo ammissibile per la tensione che esiste ai suoi capi quando è "aperto".

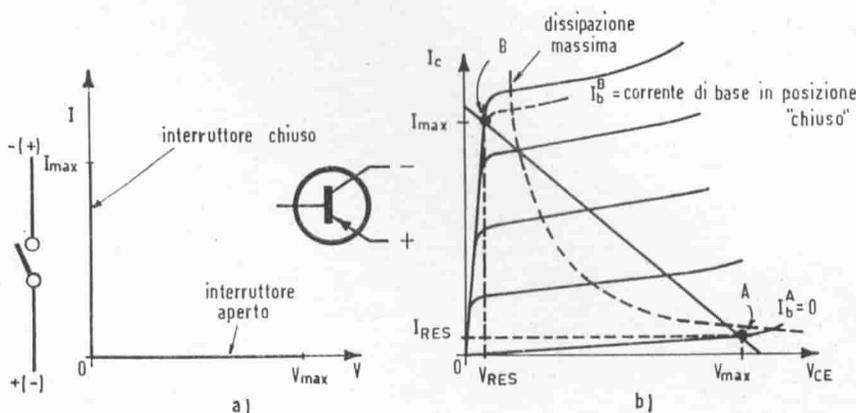


Fig. 7.28 - Interruttore a) e transistoro b).

La fig. 7.28. a) riporta la caratteristica di un interruttore meccanico, e la fig. 7.28. b) quella di un transistor usato come interruttore.

Il punto di lavoro *A* (corrente di base  $I_b = 0$ ) corrisponde alla posizione di "aperto": il transistor presenta una elevatissima resistenza, e sottoposto alla tensione massima, lascia scorrere soltanto una piccola corrente residua  $I_{res}$  che è pari a:

$$I_{res} = \frac{I_{co}}{1 - h_{21}}$$

Dato però che  $1 - h_{21}$  è molto più basso dell'unità,  $I_{res}$  è pari a molte volte  $I_{co}$ . Si può migliorare il funzionamento, avvicinando maggiormente il punto *A* all'asse delle tensioni polarizzando la base in senso inverso con una tensione maggiore di 0,2 V. In tali condizioni la corrente inversa di base è dell'ordine del microampere, e la corrente residua diviene  $I_{res} \approx I_{co}$ .

Quando il transistor è "chiuso", la caduta di tensione fra collettore ed emettitore deve essere la minima. Il punto *B* rappresenta questa condizione di funzionamento con il transistor al punto di minima resistenza. La base è polarizzata con una corrente diretta notevolmente elevata, e fra collettore ed emettitore resta una piccola tensione residua  $V_{res}$ , che è dell'ordine delle decine di millivolt.

Per ottenere questa bassa resistenza è importante che il punto *B* giaccia sotto il ginocchio delle curve caratteristiche.

Per un dato carico da interrompere (il carico determina la retta *A-B*) occorre

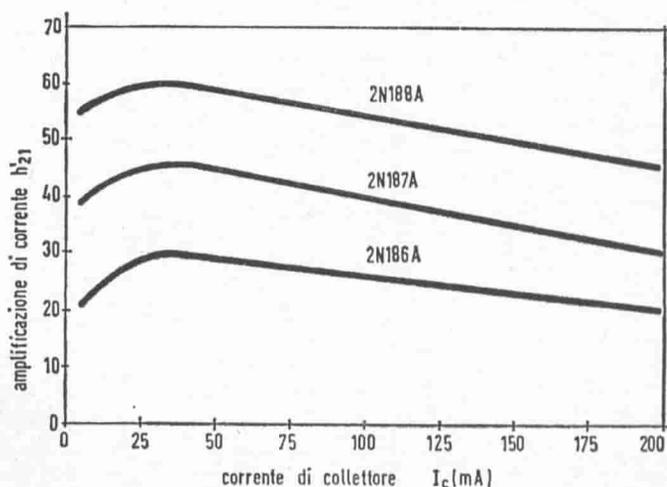


Fig. 7.29 - Variazione del guadagno di corrente in funzione della corrente di collettore.

cioè assicurarsi che si fornisca sufficientemente corrente di base  $I_b$  affinché questa condizione sia rispettata.

È altresì importante che entrambi i punti  $A$  e  $B$  giacciono al disotto dell'iperbole della massima dissipazione ammissibile.

È invece tollerabile che la retta  $A-B$ , lungo la quale si sposta il punto di lavoro per passare da  $A$  a  $B$  e viceversa, tagli l'iperbole della massima dissipazione, purché la commutazione sia molto rapida: un transistor previsto per una dissipazione massima di 150 mW può infatti tollerare una dissipazione di punta di circa 1 W per alcuni microsecondi.

Nel calcolare la corrente  $I_b^B$  necessaria per raggiungere il punto  $B$  occorre conoscere come varia l'amplificazione di corrente  $h'_{21}$  al variare della corrente di collettore  $I_c$ . I fabbricanti forniscono per i transistori di commutazione curve come quelle di fig. 7.29.

Da esse si può ricavare il valore di  $h'_{21}$  alla corrente di collettore massima e quindi calcolare la minima corrente di base necessaria:

$$I_{b\min}^B = \frac{I_{c\max}}{h'_{21}}$$

Generalmente si fa in modo di avere a disposizione una  $I_b^B$  uguale a circa due o tre volte  $I_{b\min}^B$  così calcolata, per tenere conto delle variazioni di  $h_{21}$  con la temperatura e l'invecchiamento.

Carichi induttivi provocano dei transienti molto pericolosi per il transistor. Essi possono essere evitati connettendo un diodo ai capi del carico induttivo, come indicato in fig. 7.30., per assorbire la sovratensione di apertura.

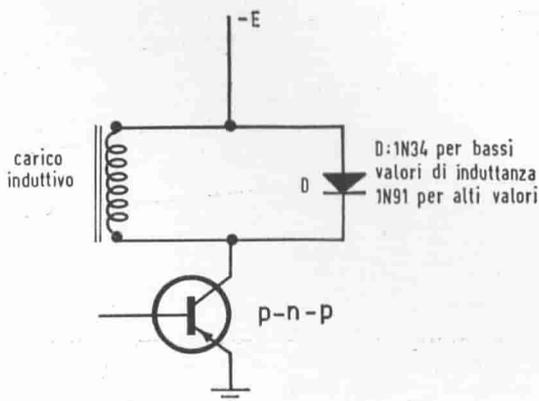


Fig. 7.30 - Diodo usato per la protezione del transistor di commutazione.

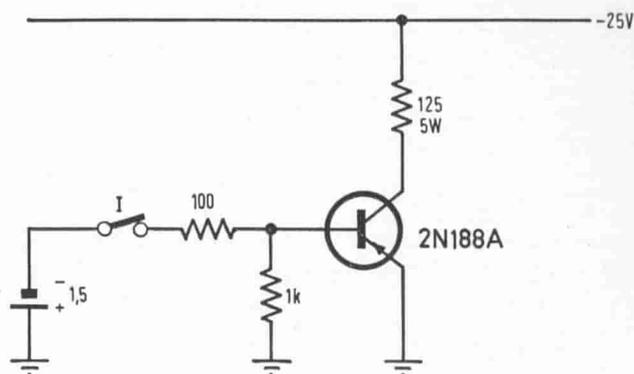


Fig. 7.31 - Interruttore transistorizzato per carico non induttivo.

È evidente che il senso di connessione del diodo si inverte nel caso di un transistor *n-p-n*.

Un circuito di commutazione tipico è indicato nella fig. 7.31.

Si suppone che si debba controllare una corrente di 200 mA in un circuito a 25 V, vale a dire una potenza di 5W.

L'interruttore *I* di comando può essere costituito dai contatti di un relé sensibile, ovvero di un elemento termostatico, che non possono essere percorsi direttamente dalla corrente di 200 mA. Il circuito impiega un transistor del tipo 2N188A. Non esiste polarizzazione inversa nella posizione di "aperto", ma la resistenza di 1 kΩ fra base ed emettitore riduce notevolmente la corrente di fuga in questa posizione.

I valori misurati delle differenti grandezze sono i seguenti:

$I_c$	= 80 $\mu$ A	(interruttore aperto)
$I_c$	= 0,2 A	(interruttore chiuso)
$I_i$	= 10 mA	attraverso l'interruttore <i>I</i>
$V_{cc}$	= 0,19 V	(interruttore chiuso)
$V_{be}$	= 0,48 V	(interruttore chiuso)
$P_i$	= potenza d'ingresso = 15 mW	
$P_u$	= potenza d'uscita = 5 W	

Il transistor di potenza 2N3055, un tipo di produzione corrente, si presta come transistor di commutazione. In condizioni ottime di montaggio (prevenzione da sovratensioni e raffreddamento) esso può erogare una potenza di circa 1,5 kW in circuito a 100 V, effettuando la commutazione in un tempo dell'ordine della decina di microsecondi.

## 7.8. — Circuiti digitali.

Il transistor impiegato come interruttore, che abbiamo visto nel paragrafo precedente, è un caso particolare di amplificatore, caratterizzato dal potersi solo trovare in uno di due possibili stati stabili, ossia piena conduzione, oppure zero conduzione (interdizione), il passaggio fra i quali essendo uno stato transitorio di cui non si utilizza l'esistenza.

Oltre alle applicazioni di potenza, esiste un grande numero di circuiti che fanno uso di transistori (o altri dispositivi semiconduttori) come interruttori: tutti cadono in una classe di circuiti attraverso i quali l'informazione passa nella forma « digitale », piuttosto che in quella che abbiamo studiato fino ad ora, e che si chiama « analogica ».

In particolare ciò significa che l'informazione è contenuta in uno stato, o più sovente in un gruppo di stati, i quali sono talvolta rappresentati dai numeri del sistema numerico binario.

Nei circuiti elettronici che contengono e trasmettono l'informazione sotto forma digitale (o « numerica », come anche si dice), è sufficiente che esistano due soli stati di funzionamento: perciò anche se si manifestano alcune differenze, o variazioni, di tensione, o di corrente, nell'uno o nell'altro dei due stati, si può fare in modo di ignorarle, discriminando soltanto fra grandi variazioni, riducendo pertanto enormemente la possibilità di errori. Con l'impiego di molti circuiti elettronici di questo tipo, l'informazione può essere rappresentata ed elaborata a velocità molto alta e con un grado di accuratezza elevato. Il vantaggio si paga con la necessità di avere un sistema a componenti molto più numerosi che un corrispondente sistema facente uso delle tecniche analogiche. Per contro, in un sistema analogico, l'accuratezza che si può raggiungere è limitata a quella dei livelli di tensione o corrente di un particolare circuito.

Benchè un calcolatore digitale, un contatore elettronico, uno strumento digitale possono essere formati da un insieme estremamente complesso di circuiti, questi ultimi, in effetto, si possono dividere in pochi tipi fondamentali, la complessità provenendo unicamente dal loro grande numero e dalle interconnessioni. In altre parole, sono piuttosto le interconnessioni che descrivono il sistema, e non tanto i dettagli dei singoli circuiti. Per questa ragione si è sviluppato un modo di rappresentazione estremamente simbolico, in confronto con gli schemi elettrici convenzionali, oltre l'uso esteso di un'algebra piuttosto particolare.

Forse il lettore sarà interessato da qualche richiamo di aritmetica. I sistemi numerici primitivi erano molto imprecisi e, impiegando un segno per ogni unità, non si prestavano a esprimere grandi quantità. In seguito si svilupparono sistemi molto più progrediti, come quello romano, ma sempre molto difficili da manipolare quando si trattava di fare operazioni aritmetiche anche molto elementari. Forse l'avvento del sistema numerico arabo, ovvero decimale, portò veramente l'aritmetica nella vita di tutti i giorni, rendendo facili le comuni operazioni. E questo è il sistema che ancora oggi tutti noi usiamo.

Il sistema decimale fa uso di dieci simboli, rappresentanti le quantità da zero a 9. Altri numeri sono costruiti assegnando valori differenti (o peso differente) ai dieci simboli a seconda della loro posizione rispetto alla virgola. Ogni posizione, in un numero decimale, ha un valore che è 10 volte il valore della posizione adiacente sulla destra. Cioè ogni peso posizionale è un multiplo di 10, e può essere rappresentato da 10 elevato ad una determinata potenza: unità, decine ( $10^1$ ), centinaia ( $10^2$ ), come pure decimi ( $10^{-1}$ ), centesimi ( $10^{-2}$ ), ecc.

La fig. 7.32. rappresenta lo scheletro di un qualsiasi numero decimale. Il simbolo posto in una qualunque posizione indica quanti multipli della corrispondente potenza di 10 sono contenuti nella quantità totale rappresentata dall'intero numero. A questo momento occorre dire che 10 non è un numero magico: nessuna ragione impone la scelta di dieci simboli differenti. Sarebbe perfettamente possibile di inventarne dodici, oppure otto, o anche solo due. C'è una sola restrizione: è necessario cambiare il peso delle varie posizioni, in modo che esso rappresenti le varie potenze del numero di simboli differenti scelto.

A questa condizione, per quanto riguarda il modo di fare le operazioni, le regole, le proprietà algebriche, un sistema vale un altro. La fig. 7.33. indica lo scheletro di un sistema numerico qualsiasi, con generica radice  $R$ . (Ricordiamo, per inciso, che qualsiasi numero elevato alla potenza zero, ad eccezione dello zero, vale una unità).

Soffermiamoci un momento sul sistema numerico che ha per radice due, cioè il sistema binario, che, fra tutti, ha l'importanza maggiore nell'elettronica digitale, in quanto due simboli sono esattamente quanto ci vuole per individuare i due stati di un interruttore. Lo scheletro di un numero binario è quello rappresentato in fig. 7.33. quando a  $R$  si sostituisce 2. I due simboli scelti sono lo zero e l'uno. Il modo di fare le operazioni nel sistema binario è identico al modo usato con il sistema decimale. Per esempio  $0 + 0 = 0$ , e  $0 + 1 = 1$ . Evidentemente, siccome manca un simbolo per indicare due unità,  $1 + 1 = 0$  e riporto 1. Cioè il concetto di decine, centinaia, ecc. è sostituito da quello di paia, quartine, ecc. Siccome ci sono solo due simboli, le regole risultano molto più semplici che nel caso delle stesse operazioni svolte nel sistema decimale. Per esempio, nel caso della moltiplicazione, la tavola pitagorica si riduce a:

$0 \times 0 = 0$		0	1
$0 \times 1 = 0$	cioè:	0	0
$1 \times 0 = 0$		0	0
$1 \times 1 = 1$		1	1

La conversione di una quantità da binario in decimale e viceversa non presenta alcuna difficoltà. Per esempio il numero binario

1 0 1 1 0 1

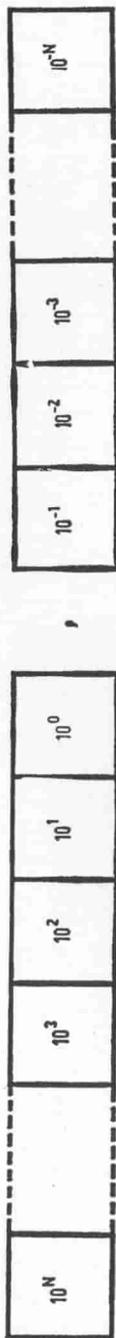


Fig. 7.32. - Scheletro di un numero decimale.

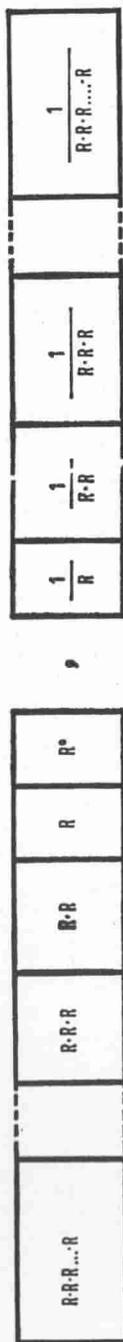


Fig. 7.33. - Scheletro di un numero con generica radice R.

è composto (a partire da sinistra) di una « trentaduina » ( $2^5$ ), di zero « sedicine » ( $2^4$ ), di una « ottina » ( $2^3$ ), di una « quattrina » ( $2^2$ ) da zero « paia » e infine da una unità. Quindi il numero decimale corrispondente vale:

$$1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = \\ = 32 \qquad + 8 \qquad + 4 \qquad + 1 \qquad = 45$$

Similmente:

$$1 \ 0 \ 1 \ 0 = 8 + 2 = 10$$

La conversione di un numero decimale in binario si fa applicando il processo inverso. Per esempio, dato il numero decimale 45, si comincia a sottrarre ad esso la potenza di due più elevata che ci entra, che è  $2^5 = 32$ , ottenendo per resto 13. L'operazione si ripete fino ad ottenere per resto zero:

$$\begin{array}{r} 45 - 32 = 13 \\ 13 - 8 = 5 \\ 5 - 4 = 1 \\ 1 - 1 = 0 \end{array}$$

Il numero decimale 45 è cioè scomponibile nella somma di una « trentaduina », una « ottina », una « quattrina » e una unità, ossia, in binario:

$$1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1$$

L'unica noia con le quantità espresse nel sistema binario, è che esse portano rapidamente a scrivere lunghe serie di zero e di uno. Per ovviare a questo inconveniente gli specialisti dei sistemi digitali hanno sovente ricorso, per fare i calcoli, ad un altro sistema, chiamato « octal », avente per radice 8, e che fa quindi uso di otto simboli discreti, che sono 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 e 7. Naturalmente i pesi posizionali nel sistema octal sono potenze di 8 (unità, « ottine », « sessantaquattre », ecc.). La conversione binaria-octal può essere effettuata con estrema facilità, essendo la radice 8 la terza potenza della radice 2. Ciò produce una correlazione diretta fra i successivi gruppi di tre cifre in un numero binario e le singole cifre in un numero octal. Per esempio il numero binario

$$1 \ 0 \ 0 \ 0$$

è rappresentato da 8 nel sistema decimale, ma da 10 nel sistema octal.

Le operazioni aritmetiche e la lunghezza dei numeri in octal risultano assai simili a quelle in decimale.

E' naturalmente molto importante, quando si usano vari sistemi, di non fare confusioni, indicando per esempio la radice del sistema in forma di indice vicino al numero. Così  $777_8$  vuol dire che 777 è da considerare un numero octal, che, se fosse scritto in decimale, equivarrebbe a  $511_{10}$ .

Infatti, come si potrebbe rispondere giusto alla domanda: « quanto fa due più due? » non sapendo in che sistema si ragiona:

$$\begin{array}{l} 2 + 2 = ? \quad (\text{in binario la domanda non ha senso}) \\ 2 + 2 = 11 \quad (\text{in ternario, radice } 3) \\ 2 + 2 = 10 \quad (\text{in quaternario, radice } 4) \end{array}$$

$2 + 2 = 4$  (in sistemi con radice 5 o superiore dunque anche octal, decimale, ecc.)

L'uso del sistema binario ha portato in auge un'algebra inventata nel 1847 dal matematico inglese Boole (algebra booleana). Lo scopo di questa algebra era di introdurre una notazione semplificata della logica matematica, già fondata secoli prima da Aristotele. Il sistema di Aristotele conteneva soltanto proposizioni da considerare o completamente vere o completamente false, ma giammai parzialmente vere, o parzialmente false. E similmente l'algebra booleana è basata su funzioni caratterizzate unicamente da due stati. Così, dopo tanti anni passati nel dimenticatoio, l'algebra booleana è considerata oggi il miglior mezzo per trattare problemi facendo uso di qualunque funzione o elemento avente due soli possibili stati di esistenza. Se essa è applicata all'aritmetica binaria, i due stati sono 0 e 1; discutendo di interruttori, i due valori sono aperto e chiuso. (vedi fig. 7.34).

Le funzioni che si creano raggruppando elementi binari possono essere svariate. Ne esamineremo insieme qualcuna per chiarire il concetto. Se mettiamo insieme due interruttori, A e B, collegandoli in parallelo, abbiamo creato un circuito logico, rappresentabile da una funzione « o ». Infatti se A è chiuso, « o » B è chiuso, l'insieme del circuito, che chiameremo Q, è chiuso. Ciò può essere messo in equazione scrivendo:

$$A + B = Q$$

che si legge: A o B uguale a Q. E siccome le combinazioni possibili di A e B sono quattro, possiamo scrivere la "tavola della verità" del nostro circuito logico come segue:

$$\begin{array}{r} A + B = Q \\ \hline 0 + 0 = 0 \\ 0 + 1 = 1 \\ 1 + 0 = 1 \\ 1 + 1 = 1^* \end{array}$$

Se aggiungiamo un terzo interruttore C in parallelo ai primi due, diventa palese che la funzione "o" può essere estesa a tre, come pure a qualunque numero di variabili. Non solo, ma ispezionando il circuito, si può constatare che la legge commutativa e associativa sono valide per la funzione "o". Infatti:

$$A + B = B + A$$

---

\* Attenzione qui di non lasciarsi trarre in inganno pensando alle regole dell'addizione binaria: la somma di 1 più 1, in binario, è uguale a zero, con riporto di 1, cioè un paio. Nell'algebra booleana, che è puramente della logica astratta, si fa uso del segno "+" per indicare il concetto disgiuntivo "o", e non l'usuale "più" dell'aritmetica ordinaria. L'ultima linea della tavola della verità va pertanto letta: se A è chiuso o B è chiuso, l'insieme Q è chiuso. Oppure, più in generale: l'affermazione Q è vera se: o l'affermazione A è vera, o l'affermazione B è vera, o se entrambe le affermazioni A e B sono vere. Similmente, nell'esempio che segue, si ponga mente che il segno "." non rappresenta la moltiplicazione, ma il concetto congiuntivo "e". Pertanto  $A \cdot B = Q$  significa: l'affermazione Q è vera se le affermazioni A e B sono contemporaneamente vere. Un po' di pratica è sufficiente per evitare le confusioni e riconoscere se si ha a che fare con concetti logici o con operazioni aritmetiche.

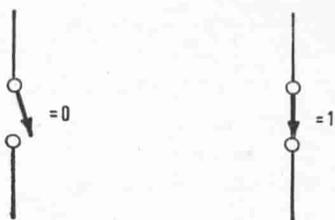


Fig. 7.34. - Analogia fra aritmetica binaria e interruttore.

$$(A + B) + C = A + (B + C) = A + B + C$$

Se ora immaginiamo di porre due o più interruttori (che possiamo anche chiamare “porte”) in serie, il risultato è una funzione (o una “porta”) di tipo “e”. Infatti, nel caso di due variabili, o interruttori, l'insieme risulterà chiuso (cioè trasmetterà l'informazione) solo se A è chiuso “e” B è chiuso:

$$A \cdot B = Q$$

che si legge: A e B uguale a Q.

La tavola della verità prende la forma:

$$\begin{array}{r} A \cdot B = Q \\ \hline 0 \cdot 0 = 0 \\ 0 \cdot 1 = 0 \\ 1 \cdot 0 = 0 \\ 1 \cdot 1 = 1 \end{array}$$

Anche per la funzione “e” sono valide la legge commutativa e associativa:

$$A \cdot B = B \cdot A$$

$$A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) \cdot C = A \cdot B \cdot C$$

Siccome poi 0 e 1 sono i soli due possibili valori che possiamo avere, ne deriva che la mancanza di 0 (che si scrive anche “non 0” o “ $\bar{0}$ ”) deve valere 1, e viceversa “non 1” cioè “ $\bar{1}$ ”, corrisponde a 0. Cioè, nell'algebra booleana, la negazione corrisponde ad un'inversione: se una certa funzione logica non è uguale a zero, essa è obbligatoriamente uguale a uno, e viceversa. La funzione “no” è dunque realizzabile in pratica mediante un circuito invertitore (per esempio un transistor funzionante come interruttore in connessione a emettitore comune). Abbiamo visto che la negazione si esprime mettendo una barra orizzontale al di sopra del simbolo.

Altre funzioni di uso corrente sono la “non o”, la “non e” che sono ottenute facendo seguire a circuiti “o” e “e” un invertitore, e la “o esclusivo”.

Uno dei problemi fondamentali nel progetto di sistemi digitali è di arrivare ad ottenere il minimo numero di circuiti per sintetizzare una data funzione: di qui

la grande importanza dello studio delle identità e dei metodi di semplificazione, per la conoscenza dei quali rimandiamo il lettore alle opere specializzate.

Se i soli circuiti logici di cui disponessimo fossero le "porte" viste sopra, non potremmo ancora costruire i calcolatori digitali. Ci occorrono per esempio delle memorie (si pensi al "riporto" che occorre memorizzare per effettuare delle semplici addizioni). Un elemento di memoria è quindi un circuito il cui stato attuale o presente dipende da quanto si è verificato nel passato. Per esempio un circuito multivibratore bistabile risponde a questo criterio.

Anche certi materiali magnetici sono frequentemente usati come elementi di memoria, in quanto la direzione della magnetizzazione presente è determinata dalla direzione di una corrente che è passata in precedenza attraverso una spira. Se in qualche applicazione è sufficiente una memoria di corta durata, si fa uso di semplici linee di ritardo. Anche un semplice relé elettromeccanico come il tele-ruttore, purché provvisto di un contatto di mantenimento, è un elemento di memoria.

Mettendo insieme parecchi elementi di memoria, e collegandoli in una certa maniera, si possono ottenere configurazioni in cui gli stati dei vari elementi rappresentano, nel sistema binario, un numero equivalente al numero di impulsi elettrici applicati in precedenza all'ingresso: un insieme di questo genere prende il nome di contatore. Sempre appartenenti alla categoria dei contatori sono alcuni

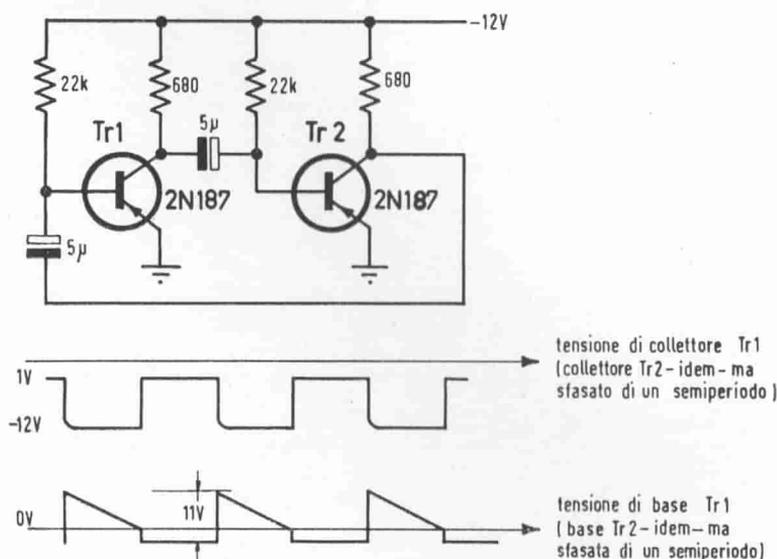


Fig. 7.35 - Multivibratore a transistori con forme d'onda idealizzate.

arrangiamenti particolari, come i contatori ad anello o registri di memoria.

La maggior parte dei circuiti fondamentali usati nella costruzione dei calcolatori fa impiego di circuiti integrati digitali, particolarmente ben indicati quando si fa un uso ripetitivo dello stesso circuito, e si ricercano dimensioni più ridotte possibili e sicurezza di funzionamento elevata. Per questa ragione non ci dilungheremo ad esaminare in dettaglio come i vari circuiti logici potrebbero venir realizzati con l'impiego di elementi discreti, quali i transistori e gli altri dispositivi semiconduttori.

Ritorniamo ancora sull'argomento nel Capitolo XI, dedicato ai circuiti integrati.

Un'ultima parola sulla velocità di processo dell'informazione. Con la disponibilità di circuiti sempre più rapidi (in particolare i circuiti integrati, a causa della lunghezza molto ridotta dei collegamenti) il fattore che determina la velocità di un sistema complesso è il ritardo nella propagazione dei segnali lungo le interconnessioni, oltre naturalmente quello introdotto dalla scelta di una configurazione dei circuiti piuttosto che un'altra (per esempio i contatori con stadi pilotati in parallelo sono più rapidi che quelli con stadi pilotati in serie). Si può dire che ritardi totali caratteristici possono essere compresi fra qualche microsecondo e meno di 10 nanosecondi.

## 7.9. — Transistori in circuiti impulsivi.

Circuiti contatori, bistabili o multivibratori, per applicazioni in calcolatrici elettroniche, radar e televisione possono essere realizzati con transistori.

Tutti questi circuiti sono caratterizzati dalla presenza di una reazione positiva, che rende la forma d'onda, all'uscita indipendente da quella all'entrata, e accuratamente determinabile in sede di progetto.

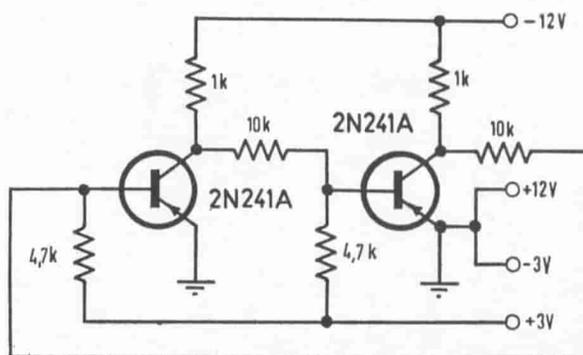


Fig. 7.36 - Circuito bistabile.

Applicando per esempio la reazione positiva ad un circuito di commutazione, è possibile assicurarsi che il transistore attraversi la regione di transizione rapidamente, anche se la tensione di controllo all'ingresso ha una variazione molto lenta.

Una varietà enorme di questi circuiti è stata sviluppata. Noi prenderemo qui in esame alcuni dei più significativi, rimandando per gli altri alla documentazione specializzata.

Il circuito di fig. 7.35 rappresenta la versione transistorizzata di un multivibratore classico, del tipo Eccles-Jordan.

Si tratta essenzialmente di un amplificatore convenzionale a due stadi, con l'uscita connessa all'entrata per avere la reazione positiva. Questo circuito oscilla spontaneamente producendo onde quadre sui collettori e denti di sega sulle basi. Non esistono elementi di stabilizzazione in quanto non risultano necessari quando il transistor funziona in due stati di " tutto " o " niente " solamente.

Essi possono venire previsti, se si vuole ottenere l'intercambiabilità dei transistori ovvero il funzionamento costante, entro un vasto campo di temperatura.

Per avere un innesco sicuro delle oscillazioni le resistenze di base devono fornire una corrente  $I_b$  di polarizzazione tale che la tensione di collettore non cada al disotto di 1 V, perché l'amplificazione nella regione di saturazione è molto ridotta.

Con i valori indicati nel circuito la frequenza libera è assai bassa: circa 4 Hz. Altri esempi sono riportati nel Cap. X.

Se i due stadi amplificatori sono accoppiati fra loro in corrente continua (cioè senza condensatore di accoppiamento), il circuito diventa bistabile: esso possiede cioè due stati di funzionamento ognuno dei quali può essere mantenuto indefinitamente (fig. 7.36.).

In ciascuno dei due stati possibili uno dei transistori è in piena conduzione

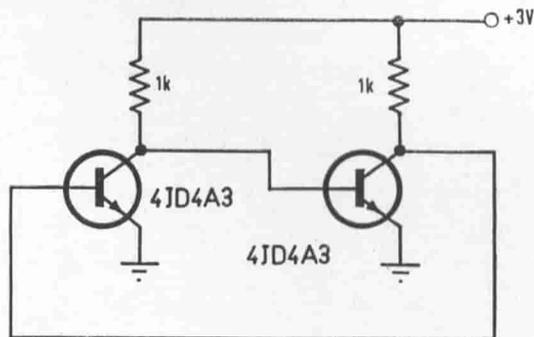


Fig. 7.37 - Circuito bistabile semplificato.

e l'altro è interdetto. La commutazione da uno stato all'altro può essere ottenuta mediante un impulso negativo sulla base del transistor interdetto ovvero positivo sulla base di quello in conduzione.

Una variazione semplificata di questo circuito è riportata in fig. 7.37. Per questo scopo esistono dei transistori speciali, quali il tipo General Electric 4JD1A68 al germanio, e 4JD4A3 al silicio.

Il funzionamento è facilmente comprensibile, riferendosi alla fig. 7.19. del paragrafo precedente. Se uno dei transistori è interdetto, l'altro si trova al punto *B*. Con una corrente di collettore di circa 2,9 mA, la tensione di collettore è inferiore a 100 mV. Questa tensione, applicata alla base del transistor supposto interdetto è insufficiente a far circolare una corrente di base apprezzabile, ed il transistor resta all'interdizione.

La tensione di base del transistor in conduzione è invece di circa — 0,3 V usando transistori al germanio e di circa — 0,7 V usando transistori al silicio.

Il circuito usa in definitiva due transistori e due resistenze uguali. Con correnti normali ( $2 \div 3$  mA) il circuito con transistori al germanio è stabile fino a + 40°C e quello con transistori al silicio fino a + 125°C.

I circuiti bistabili, chiamati anche “flip-flop” sono gli elementi principali di determinati tipi di contatori, calcolatrici elettroniche, specialmente quando è usato il sistema binario di informazione.

In uno stadio amplificatore a transistor con base comune, le tensioni di collettore ed emettitore sono in fase fra loro, cosicché una reazione fra collettore ed emettitore è positiva. È però evidentemente impossibile ottenere questa reazione positiva collegando direttamente fra loro collettore ed emettitore, a causa del disadattamento delle impedenze e dei livelli di tensione.

Ma la fig. 7.38. mostra una soluzione possibile applicata al transistor  $T_{r1}$ .

Il transistor  $T_{r2}$  può essere considerato uno stadio a collettore comune che riduce l'impedenza di collettore di  $T_{r1}$  senza sfasamenti al valore appropriato per comandare l'emettitore.

A seconda del circuito collegato alla base d'ingresso  $T_{r1}$  e della sua polarizzazione, questo circuito può funzionare come multivibratore ad oscillazione libera ovvero sincronizzata, oppure come flip-flop.

Esso è la versione transistorizzata del multivibratore con tubi a vuoto ad accoppiamento catodico.

Una particolarità interessante è costituita dal fatto che il collettore di  $T_{r2}$  non partecipa al fenomeno della commutazione.

Questo è pertanto l'elettrodo più indicato per inserirvi una resistenza di carico per l'estrazione o l'utilizzazione del segnale, senza turbare in alcun modo il funzionamento.

Il circuito basilare di fig. 7.38. è suscettibile di moltissime variazioni, e vale la pena di esaminare a titolo di esempio il dimensionamento.

Riferendoci sempre allo schema di fig. 7.38., assumiamo che le due posizioni di funzionamento corrispondono a una tensione zero (prima posizione) e una

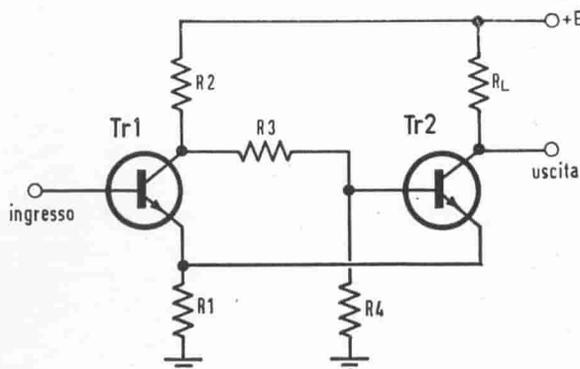


Fig. 7.38 - Schema di principio di un circuito a due condizioni di funzionamento con accoppiamento di emettitore.

tensione circa uguale a  $E$  (seconda posizione) applicata al carico  $R_L$ . Con la scelta di  $E$  prossima alla tensione massima ammissibile per i due transistori, si può ritenere che nella seconda posizione  $0,9 \cdot E$  volt possano essere applicati al carico e  $0,1 \cdot E$  volt rimangono disponibili per il transistore  $Tr_2$  ed  $R_1$  senza che  $Tr_2$  lavori nella zona di saturazione.

Il progetto si svolge come qui appreso indicato:

- 1) Si scelgono  $R_L$  ed  $E$
- 2) Si calcola  $I_{c2}$ :

$$I_{c2} \approx \frac{0,9 \cdot E}{R_L}$$

- 3) Si determina il tipo di transistore (che sarà impiegato sia per  $Tr_1$  che per  $Tr_2$ ) in modo che sopporti la tensione  $E$  e la corrente  $I_{c2}$ .

- 4) Si sceglie  $R_1 \approx \frac{1}{10} R_L$

- 5) Si sceglie  $R_2 > R_L$ , di regola  $R_2 = 2R_L$

- 6) Si calcola la tensione di base  $V_{b2}$  di  $Tr_2$ , che per piccoli transistori si può ritenere pari alla tensione di emettitore più  $0,5$  V.

$$V_{e2} \approx R_1 I_{c2}$$

$$V_{b2} \approx R_1 I_{c2} + 0,5$$

- 7) Si rileva l'amplificazione di corrente  $b'_{21}$  del transistore dalle caratteristiche, in corrispondenza di  $I_{c2}$

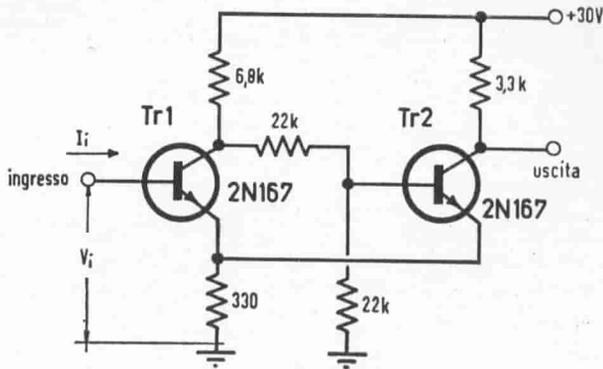


Fig. 7.39 - Schema reale di un circuito del tipo di fig. 7.38.

- 8) Si calcola la corrente di base  $I_{b2}$  di  $Tr_2$

$$I_{b2} = \frac{I_{c2}}{b'_{21}}$$

- 9) Si permetta, per una buona stabilizzazione con il variare della temperatura, che una corrente uguale a  $I_{b2}$  scorra in  $R_4$ ; quindi

$$R_4 = \frac{V_{b2}}{I_{b2}} = \frac{(R_1 I_{c2} + 0,5)}{I_{c2}} b'_{21}$$

ovvero:

$$R_4 = \frac{R_L}{10} b'_{21} \text{ se } 0,5 \text{ è trascurabile di fronte a } R_1 I_{c2}$$

- 10) Mentre  $Tr_1$  è all'interdizione,  $R_2$  ed  $R_3$  in serie devono fornire la corrente che scorre in  $R_4$  più la corrente di base per  $Tr_2$  in conduzione, cioè, per le posizioni fatte una corrente  $2I_{b2}$ . Approssimativamente possiamo scrivere (trascurando i 0,5 V fra base ed emettitore):

$$R_2 + R_3 = \frac{R_L \cdot b'_{21}}{2}$$

- 11)  $R_2$  era già stato scelto,  $R_3$  può essere determinato:

$$R_3 = \frac{R_L \cdot b'_{21}}{2} - R_2$$

- 12) Verificare che  $R_3$  sia maggiore o al massimo uguale a  $R_4$  per assicurare la stabilità quando  $Tr_2$  è all'interdizione. Se questa condizione non è soddisfatta, si decresce il valore di  $R_2$  e si ripete la procedura di calcolo dal numero 5).
- 13) Verificare che non sia mai superata la massima dissipazione in  $Tr_1$ ; la peggiore condizione è raggiunta quando, applicando un segnale lentamente variabile alla base di  $Tr_1$ , la corrente di collettore di  $Tr_1$  è tale che metà tensione di alimentazione è applicata a  $R_2$  e metà a  $Tr_1$ . Trascurando  $R_1$  (a vantaggio della sicurezza) deve essere:

$$\frac{\left( \begin{array}{c} 1 \\ -E \\ 2 \end{array} \right)^2}{R_2} = \frac{E^2}{4R_2} < p_c$$

in cui  $p_c$  è la dissipazione massima ammissibile per  $Tr_1$ .

Un circuito tipico, calcolato con il procedimento riportato, è quello di fig. 7.39., e la caratteristica di entrata quella di fig. 7.40.

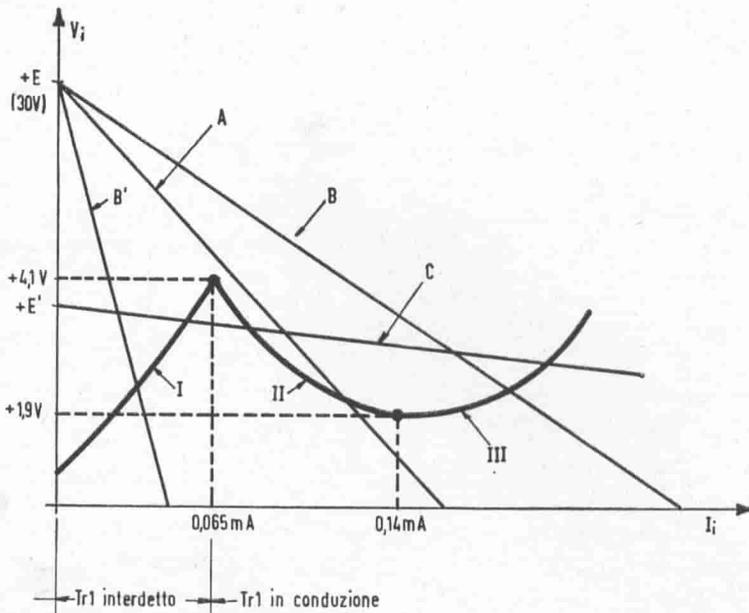


Fig. 7.40 - Caratteristica di ingresso orientativa del circuito di fig. 7.39.

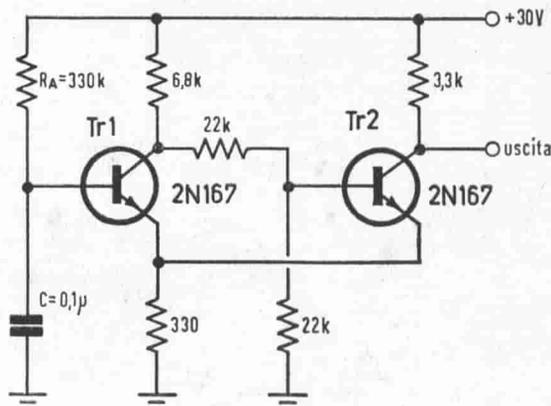


Fig. 7.41 - Generatore di onde quadre a 300 Hz.

A seconda dell'impedenza connessa all'ingresso, il circuito può essere un oscillatore a onda quadra, ovvero un multivibratore monostabile, ovvero un flip-flop.

Per ottenere delle oscillazioni libere, la retta rappresentante l'impedenza esterna connessa alla base di  $Tr_1$  deve intersecare la caratteristica di entrata unicamente nella regione a resistenza negativa (II), come per esempio la retta *A* della fig. 7.40. — Si giunge per esempio al circuito di fig. 7.41, che genera onde quadre alla frequenza di circa 300 Hz.  $R_A$  e  $C$  determinano la frequenza di oscillazione.

Una resistenza esterna d'ingresso più bassa, come quella rappresentata dalla retta *B* sulla fig. 7.40, che interseca la caratteristica nella regione III solamente permette una sola condizione stabile di funzionamento del circuito, con  $Tr_1$  sempre in conduzione.

Se un circuito simile a quello della fig. 7.42. è realizzato, un impulso negativo all'ingresso interdice  $Tr_1$  per una durata dipendente dalla costante di tempo  $R_B \cdot C$ , dopo di che il circuito ritorna nella condizione monostabile originaria.

Con i valori indicati sullo schema, il secondo stato è occupato per circa 9 msec qualunque sia la durata dell'impulso di commutazione purché maggiore di circa 10  $\mu$ sec e minore di 9 msec.

Un circuito monostabile dello stesso tipo può essere realizzato anche con una resistenza  $B'$  di ingresso più alta che nel caso *A*: essa interseca la caratteristica nella regione I solamente, permettendo una sola condizione stabile, con  $Tr_1$  sempre all'interdizione. Impulsi di commutazione positivi provocheranno il temporaneo cambiamento di stato come visto più sopra.

Se infine la resistenza d'ingresso è più bassa ancora che in tutti i casi precedenti, e ritornata ad una tensione intermedia fra la massima e la minima tensione corrispondenti alla regione II anziché alla tensione *E* come nei casi precedenti,

quale per esempio la resistenza  $C$  sulla fig. 7.40., si ottiene un circuito con due stati stabili di funzionamento (flip-flop).

Un impulso positivo (fig. 7.43.) pone in conduzione  $Tr_1$ , il quale vi resta fino all'arrivo di un impulso negativo che lo riporta all'interdizione.

Gli impulsi possono avere qualunque spaziatura nel tempo: da pochi microsecondi fino ad un tempo lunghissimo qualsiasi.

La resistenza esterna  $R_C$  in questo schema è rappresentata da

$$R_c = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}$$

e la tensione alla quale è ritornata

$$E' = E \frac{R_5}{R_5 + R_6}$$

Il transistor unigiunzione, presenta da solo una caratteristica di ingresso simile a quella della fig. 7.40.

È quindi possibile, con un transistor unigiunzione, realizzare circuiti ad oscillazione libera, ovvero monostabili o bistabili.

Un circuito ad oscillazione libera del tipo di fig. 7.41. può essere facilmente sincronizzato, per generare sub-armoniche (divisore di frequenza). Si iniettano sulla base di  $Tr_1$  gli impulsi sincronizzanti, e si regola il rapporto di divisione, che è bene non superi 5 : 1, variando la costante di tempo  $R_A \cdot C$ .

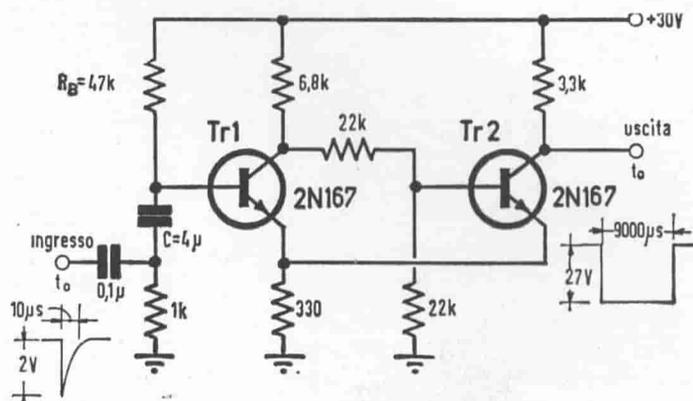


Fig. 7.42 - Circuito monostabile.

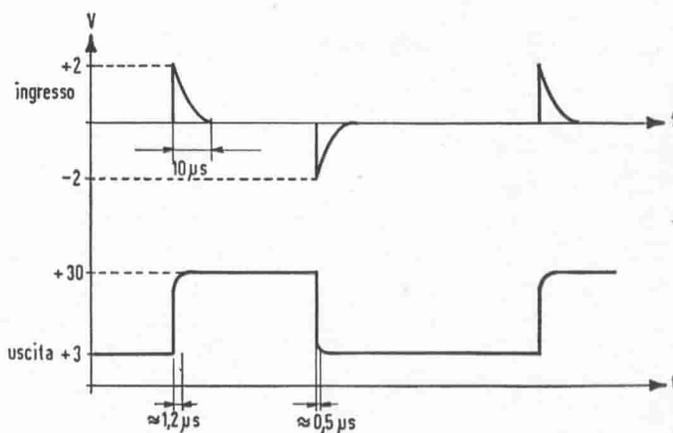
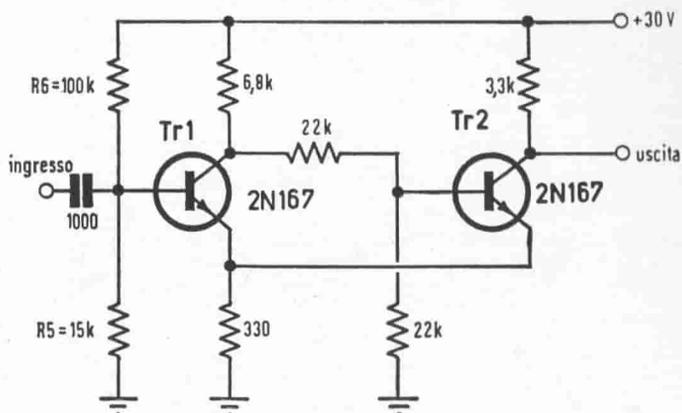


Fig. 7.43 - Circuito bistabile (flip-flop).

## 7.10 — Circuiti di spazzamento.

Quando si desidera osservare come un fenomeno periodico varia in funzione del tempo sullo schermo di un oscilloscopio, è necessario applicare alle placche di deflessione orizzontale di quest'ultimo una tensione a variazione lineare nel tempo della forma:

$$e(t) = kt$$

Questa tensione si chiama tensione di spazzamento, e sovente, a causa della sua forma ripetitiva, tensione a denti di sega.

I circuiti che producono delle tensioni a variazione lineare nel tempo sono anche utilizzati nella tecnica televisiva e radar, oltre che in molte altre applicazioni, che comprendono la generazione di intervalli di tempo, la conversione analogico-digitale, ecc.

Questi circuiti cadono nella categoria detta degli oscillatori a rilassamento, e sono fondamentalmente costituiti dal circuito che fabbrica la tensione a variazione lineare nel tempo e dal circuito interruttore che provoca il ritorno a zero ad ogni ciclo.

L'oscillatore a rilassamento più semplice può essere realizzato con un transistor unigiunzione (vedi Cap. IX) come in fig. 7.44.

Inizialmente, applicando la tensione  $V$ , il condensatore  $C1$  è scarico, l'emettitore è polarizzato in senso inverso e pertanto non in stato di condurre. A mano che  $C1$  si carica attraverso la resistenza  $R1$ , la tensione sull'emettitore cresce esponenzialmente, tendendo alla tensione  $V$ . Quando la tensione su  $E$  raggiunge la tensione di commutazione (parametro caratteristico di ogni unigiunzione; è il rapporto fra la tensione di commutazione e la tensione fra le basi:  $V_c = \eta V$ ) l'emettitore diventa polarizzato in senso diretto e la resistenza dinamica fra l'emettitore e la base-uno cade a un valore molto basso. Il condensatore  $C1$  pertanto si scarica attraverso l'emettitore e, quando la tensione su questo è scesa al disotto della tensione  $V_{E(\min)}$  capace di mantenere la conduzione, l'emettitore smette di condurre ed il ciclo si ripete. Mentre la tensione di commutazione è una certa frazione ( $\eta = 0,5 \div 0,8$ ) della tensione interbase, la tensione  $V_{E(\min)}$  ne è pratica-

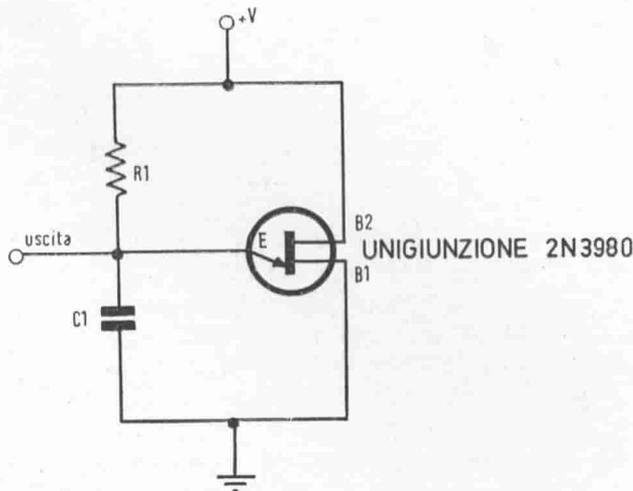


Fig. 7.44. - Oscillatore a rilassamento.

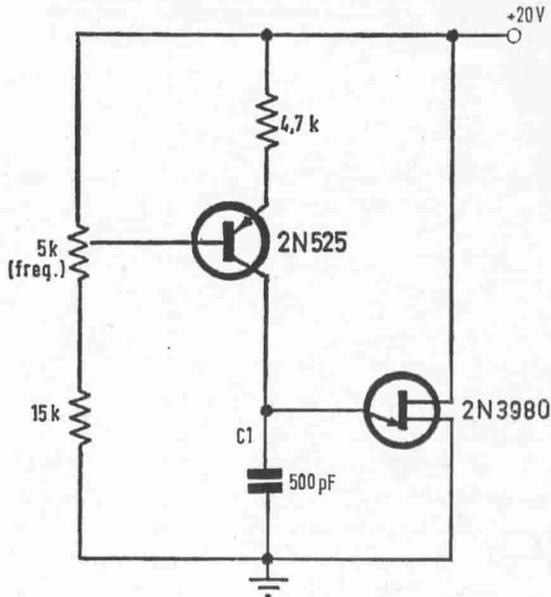


Fig. 7.45. - Generatore di spazzamento linearizzato.

mente indipendente e vale pochi volt. La frequenza è approssimativamente data da:

$$f = \frac{1}{R1 C1 \ln \left( \frac{1}{1 - \eta} \right)}$$

È evidente che la tensione in uscita non è lineare, ma piuttosto un segmento di esponenziale. Conviene che  $\eta$  sia il più basso possibile: con ciò si può sperare di ridurre al 10% lo scostamento del segnale dalla forma d'onda lineare, usando solo la parte iniziale dell'esponenziale di carica.

Sappiamo che, attraverso una resistenza, un condensatore si carica, a partire da una tensione costante, secondo una legge esponenziale.

Abbiamo un mezzo per linearizzare l'andamento della tensione ai capi di un condensatore, suggerito dall'esame dell'equazione fondamentale del condensatore:

$$C \cdot \Delta e = I \Delta t$$

cioè, se carichiamo (o scarichiamo) un condensatore di capacità  $C$  mediante una

corrente  $I$  costante, la tensione avrà un andamento esattamente lineare nel tempo; infatti:

$$\frac{\Delta e}{\Delta t} = \frac{de}{dt} = \frac{I}{C} = \text{costante}$$

Per ottenere la carica a corrente costante abbiamo due mezzi principali a disposizione: realizzare un generatore di corrente, oppure, con qualche artificio, mantenere durante la carica la tensione ai capi di  $R1$  costante, cosicchè la corrente che la percorre è costante.

Il primo principio è applicato nei due esempi di fig. 7.45. e fig. 7.46. Nel primo si sfrutta la elevata resistenza di collettore (generatore di corrente) di un transistor montato come inseguitore di emettitore: la corrente di carica vale approssimativamente la tensione presente sulla base, divisa per il valore della resistenza di emettitore. Nel secondo ci si serve della resistenza elevata di uscita di un transistor a effetto di campo, montato come inseguitore di sorgente: qui è la tensione di base che è fissa, e si varia la resistenza di autopolarizzazione della sorgente. Entrambi i circuiti possono fornire un dente di sega sensibilmente lineare fino a 100 kHz circa.

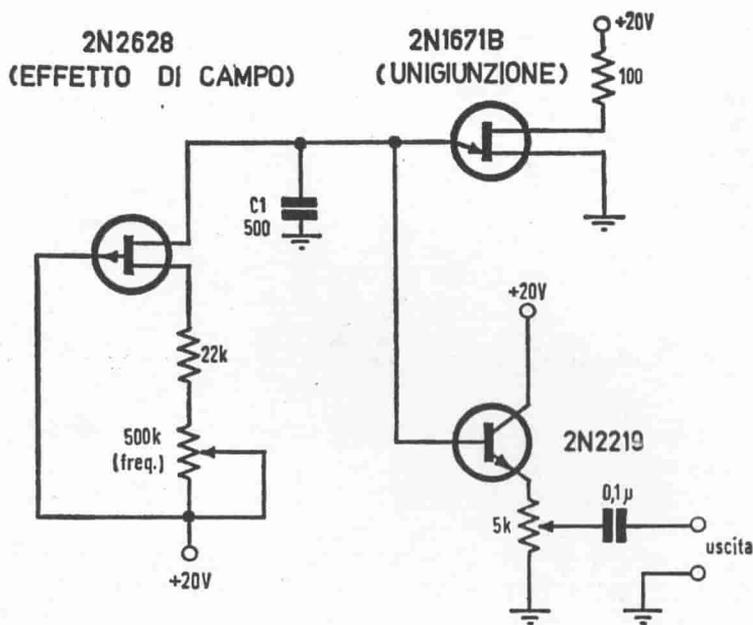


Fig. 7.46. - Altro generatore di spazzamento linearizzato.

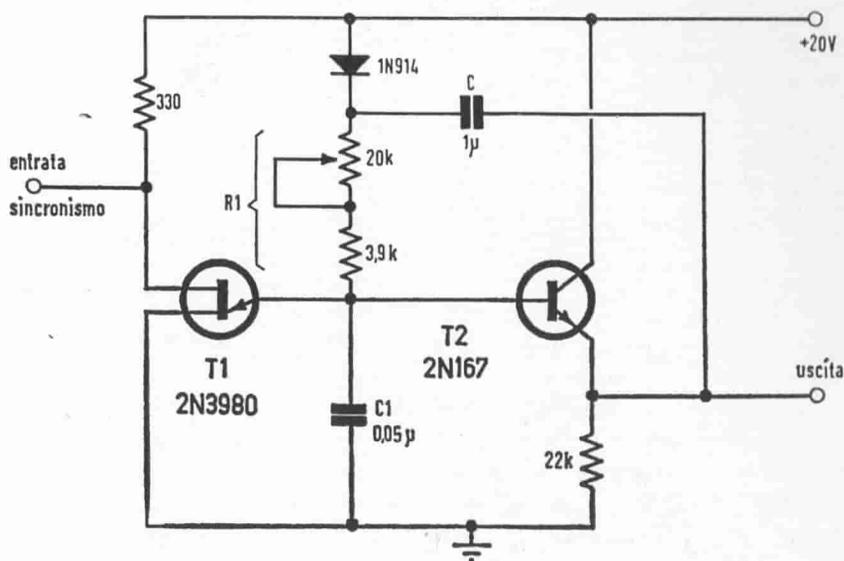


Fig. - 7.47. - Generatore di spazzamento a "bootstrap".

Il secondo principio è attuabile mediante, una particolare reazione positiva, che prende in inglese il colorito nome di "bootstrap", cioè lacci da scarpe, per dire che uno può sollevarsi da terra tirando sulle proprie stringhe. Se il lettore ci prova, in caso di successo, può ritenersi veramente abile. I due circuiti di fig. 7.47. e fig. 7.48. invece ci riescono agevolmente. Nel primo un transistor, montato in inseguitore di emettitore, fornisce un segnale di uscita a bassa impedenza, e lo riapplica allo stesso tempo attraverso un condensatore  $C$  (a causa del differente livello di tensione) a monte della resistenza di carica  $R1$ , in modo che ai capi di quest'ultima è mantenuta una tensione praticamente costante. È solo necessario che la costante di tempo  $R1 \cdot C$  sia molto più lunga del periodo più basso che si intende generare. Il diodo ha lo scopo di sconnettere l'alimentazione quando la tensione a monte di  $R1$  supera il valore della tensione di alimentazione.

Il secondo circuito è un po' più elaborato: l'inseguitore di emettitore mantiene costante la tensione ai capi di  $R1$  mediante il diodo Zener da circa 6 V. Il transistor  $T3$  ha il doppio scopo di mantenere approssimativamente costante la corrente nel diodo Zener e assistere  $T2$  quando deve fornire più corrente al carico.

Menzioniamo infine un altro metodo che può essere impiegato per ottenere una rampa lineare, e che deriva direttamente da un caso di amplificatore operazionale: il circuito integratore.

Lo schema di principio è riportato in fig. 7.49. Questo circuito prende an-

che il nome di integratore di Miller. Il guadagno in tensione  $A$  dell'amplificatore deve essere elevato e negativo (amplificatore con inversione di fase). L'impedenza d'ingresso deve essere molto alta, e quella di uscita la più bassa possibile. Se  $V_I$  è la tensione all'ingresso, si può dimostrare che la tensione  $V_u$  all'uscita è pari a:

$$V_u = - \frac{1}{RC} \int_0^t V_I dt = - \frac{V_I}{RC} t$$

cioè una funzione lineare del tempo, almeno fino al punto in cui l'amplificatore incomincia a saturare. L'interruttore schematizza il dispositivo per il ritorno a zero.

Un integratore a effetto Miller semplificato può anche essere realizzato con un solo transistor, come è indicato in fig. 7.50. — Un'analisi più dettagliata mostrerebbe che la tensione di uscita di un integratore di Miller è un dente di sega perfetto solo se l'amplificazione  $A$  è infinita, come pure l'impedenza d'ingresso, e che l'impedenza di uscita è zero. Nei casi pratici (sia con amplificatore operazionale che con un solo transistor) la tensione di uscita è sempre una esponenziale, ma di cui si vede solo la primissima parte, molto simile a una retta, perché è come se un condensatore fittizio di capacità pari a circa  $A$  volte la sua reale capacità  $C$

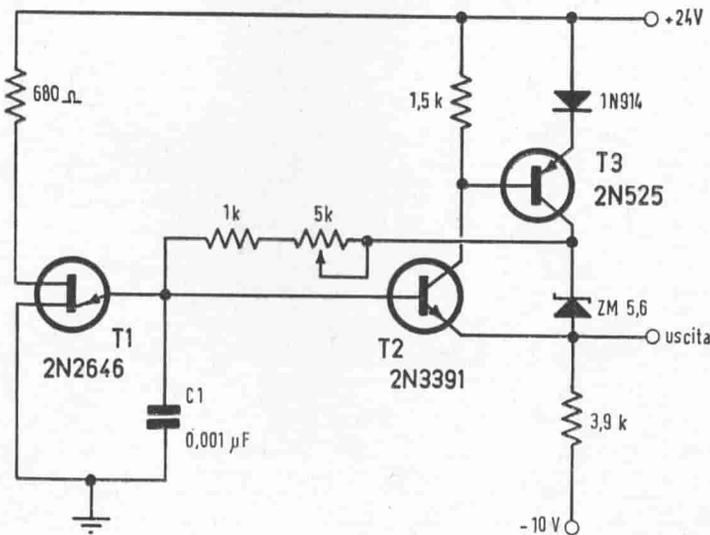


Fig. 7.48. - Altro generatore di spazzamento a "bootstrap".

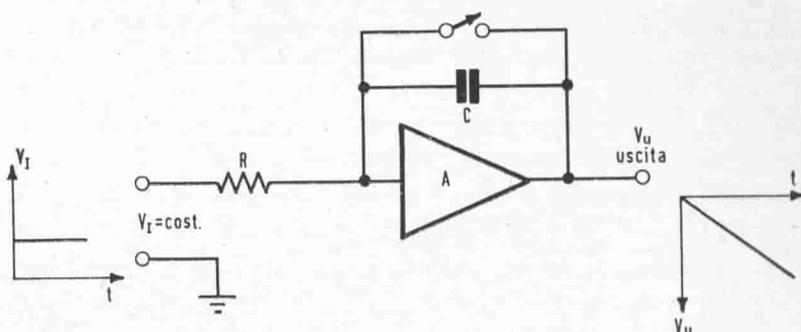


Fig. 7.49. - Integratore di Miller.

si caricasse attraverso a  $R$  da una ipotetica sorgente avente una tensione pari ad  $A$  volte la reale tensione applicata.

## 7.11 — Invertitori (convertitori) di corrente.

Sempre più diffusi sono gli invertitori (o convertitori) a transistori per l'alimentazione a mezzo di batterie a bassa tensione di apparecchiature elettroniche con tubi a vuoto, o comunque funzionanti a tensione abbastanza elevata.

In questi invertitori i transistori sostengono il ruolo di vibratori elettromeccanici.

Qui di seguito si esaminerà un po' in dettaglio questa applicazione.

### A) Invertitori a un transistore.

Sono in genere riservati per piccole potenze.

Il transistore funziona essenzialmente come un generatore di onda quadra in generale non simmetrica (fig. 7. 51.)

L'onda quadra alimenta il primario di un trasformatore elevatore, e la più grande tensione secondaria viene raddrizzata e filtrata. A seconda di come è collegato il diodo raddrizzatore (nel caso del raddrizzamento di una semionda) si ricava energia dalla semionda  $\tau_1$  in cui il transistore è in piena conduzione, ovvero dalla semionda  $\tau_2$  in cui il transistore è all'interdizione.

È anche possibile effettuare il raddrizzamento delle due semionde con 4 diodi collegati a ponte, ovvero con 2 diodi collegati come duplicatori di tensione, ma questo sistema non presenta particolari vantaggi per rendimento e resistenza interna di uscita.

Normalmente, specie per ottenere altre tensioni, si raddrizza la semionda  $\tau_2$ . Il transistore cioè, durante il semiperiodo di conduzione  $\tau_1$  carica magnetica-

mente il trasformatore, il quale si scarica attraverso il diodo durante il periodo di interdizione  $\tau_2$ , con un impulso di tensione di ampiezza elevata, proporzionale all'induttanza del trasformatore.

Quanto più alta è pertanto la frequenza di interruzione, tanto minore deve essere il rapporto di trasformazione a pari tensioni di ingresso (batteria) e uscita.

Ed inoltre a frequenza elevata diminuisce l'ingombro del trasformatore. Per frequenze dell'ordine di 1 kHz e più, si fa uso di nuclei di ferrite.

Nella calcolazione di un invertitore di questo tipo (fig. 7.52.), sono dati in generale la tensione della batteria  $V_{batt}$ , la tensione di uscita  $V_a$  e la corrente di uscita  $I_a$ .

Il valore di picco della corrente di collettore è dato da:

$$i_c = \frac{2V_a I_a}{\eta - V_{batt}} \cdot \frac{\tau}{\tau_1} \quad [1]$$

Il rendimento di questi circuiti è prossimo in generale a  $\eta = 0,6$ .

Si fissa il rapporto  $\frac{\tau}{\tau_1}$  fra  $\frac{1}{2}$  e  $\frac{9}{10}$ .

Calcolato  $i_c$  si può scegliere il tipo di transistor. (— si sceglie per avvicinare  $i_c$  al valore  $I_{c \max}$  di un transistor commerciale.

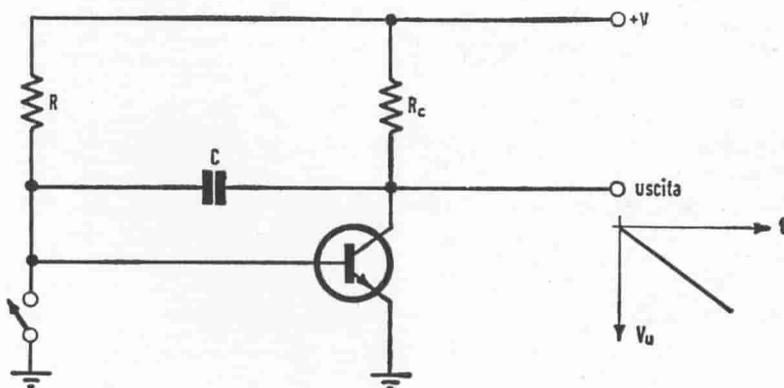


Fig. 7.50. - Generatore di spazzamento a effetto di Miller.

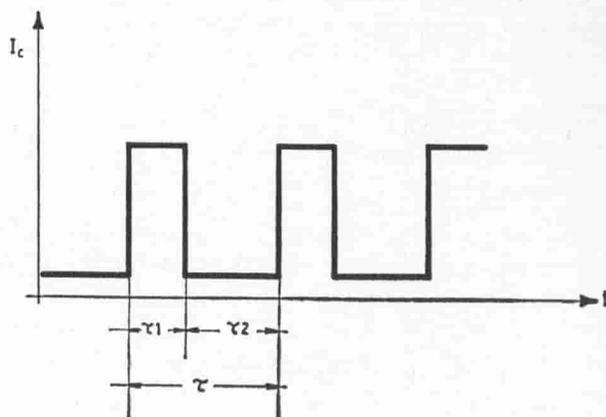


Fig. 7.51 - Invertitore a un transistor: corrente di collettore.

L'induttanza primaria del trasformatore è determinata da:

$$L_1 = \frac{V_1}{i_c} \cdot \frac{\tau_1}{\tau} \cdot \frac{1}{f} = \frac{V_1}{i_c} \cdot \tau_1 \quad [2]$$

in cui  $f = \frac{1}{\tau}$  è la frequenza di lavoro.

Ricordiamo che nella scelta della frequenza e pertanto di  $\tau$ , va tenuta presente la frequenza di taglio del transistor.

$V_1$  è la tensione di alimentazione  $V_{batt}$  diminuita della caduta di tensione ohmica  $V_r$  nel primario del trasformatore e della tensione minima  $V_{res}$  fra collettore ed emettitore, pari entrambe in generale a qualche decina di millivolt:

$$V_1 = V_{batt} - V_r - V_{res}$$

Per i nuclei in ferrite, a tazza o a mantello, è in generale dato dal costruttore il numero di spire necessario per realizzare 1 mH, che è chiamato generalmente  $a$ .

Dalla conoscenza di questo parametro è facile calcolare il numero di spire necessaria mediante la:

$$W_1 = a \sqrt{L_1} \quad (L_1 \text{ in mH})$$

Per i nuclei in lamierino o ferrite, nel caso che non sia conosciuto  $a$ , il numero di spire può venir determinato nel modo seguente:

$$W_1 = \frac{\tau_1}{\tau} \cdot \frac{V_1}{q \cdot f \cdot B} \cdot 10^8 \quad [3]$$

in cui  $q$  è la sezione in  $\text{cm}^2$  del nucleo fissata empiricamente:

$$q \text{ (cm}^2\text{)} = \sqrt{V_a \cdot I_a} \quad [4]$$

essendo  $V_a$  ed  $I_a$  espresse rispettivamente in volt e ampere. Per esigenze costruttive si possono scegliere valori di  $q$  maggiori di quelli determinati dalla formula [4].

$B$  rappresenta l'induzione massima nel nucleo, un pò inferiore a quella di saturazione. Per buoni lamierini è in genere  $B = 10.000$  gauss, per le ferriti  $B \approx 2.300$  gauss (Il valore esatto di questo parametro deve essere rilevato dai cataloghi dei nuclei).

Il rapporto di reazione, che permette di determinare il numero di spire dell'avvolgimento di reazione è dato da:

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{V_1}{I_b \cdot R_b + V_{be}} = \frac{V_1}{2V_{be}} \quad [5]$$

$I_b$  e  $V_{be}$  sono rispettivamente la corrente e la tensione di base, per la corrente  $i_c$  di collettore, ricavate:  $I_b$  sulla caratteristica di uscita, in corrispondenza del ginocchio corrispondente a  $V_{res}$ ; e  $V_{be}$  dalla caratteristica di entrata, in corrispondenza di  $I_b$ .

$R_b$  è la resistenza esterna di base ed essa va scelta in modo che sia all'incirca

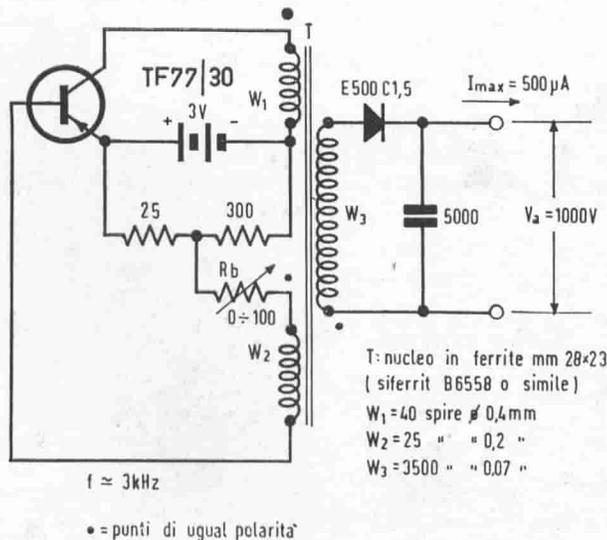
$$V_{be} = I_b R_b.$$


Fig. 7.52 - Invertitore a un transistor: schema tipico.

La resistenza esterna di base sarà ritornata ad una debole tensione negativa rispetto all'emettitore, ottenuta mediante un divisore sulla batteria, di valore non critico, purché la porzione di resistenza verso l'emettitore sia piuttosto piccola rispetto a  $R_b$ . Lo scopo di mantenere una debole corrente nel transistor anche quando non si trova ancora in regime oscillatorio è quello, consigliato dall'esperienza, di favorire l'innescò delle oscillazioni all'atto del collegamento della batteria.

Il numero di spire del secondario si determina in funzione dell'ampiezza dell'impulso di tensione  $V_1$  sul primario durante il tempo  $\tau_2$

$$\frac{W_3}{W_1} = \frac{V_a}{V_1} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1} \quad [6]$$

Un punto da tenere presente è che la somma  $V_1 + V_{batt} \approx 2V_{batt}$  sia al massimo uguale alla tensione massima collettore-emettitore sopportabile dal transistor.

Un'applicazione caratteristica di un invertitore di questo tipo è l'alimentazione di un tubo contatore di Geiger-Müller, ovvero di un tubo catodico per televisore portatile.

Nel caso in cui si raddrizzi la semionda durante la quale il transistor è in conduzione il numero secondario di spire, qualunque siano  $\tau_1$  e  $\tau_2$ , è determinato da:

$$\frac{W_3}{W_1} = \frac{V_a}{V_1} \quad [7]$$

Esso risulta pertanto almeno doppio che nel caso precedente. In compenso la tensione di uscita è più costante al variare del carico. Uno svantaggio è però che la sovratensione durante il semiperiodo di interdizione può essere molto maggiore di  $V_1 + V_{batt}$ , a causa del fattore di merito più elevato dell'avvolgimento non più smorzato dal carico costituito dal raddrizzatore durante questo semiperiodo.

Questo inconveniente può essere eliminato collegando un condensatore in parallelo sul secondario. La capacità di quest'ultimo dev'essere determinata sperimentalmente, osservando all'oscillografo la sovratensione primaria, al valore che rende questa sovratensione un po' inferiore alla tensione massima sopportabile dal transistor.

Se la capacità è troppo elevata, il funzionamento dell'invertitore si avvicina a quello di un generatore sinusoidale, ed il rendimento si abbassa.

Nel caso di invertitore a raddrizzamento del semiperiodo di conduzione il progetto segue la stessa traccia più sopra illustrata.

Il migliore rapporto  $\frac{\tau_1}{\tau}$  si aggira in questo caso su  $\frac{2}{3}$ .

B) *Invertitori a due transistori.*

Le caratteristiche di un invertitore a due transistori in controfase si avvicinano a quelle di un invertitore semplice con raddrizzamento del semiperiodo di conduzione.

La tensione è cioè abbastanza costante al variare del carico ed il suo impiego è specialmente diffuso nel campo delle tensioni medie (200 ÷ 500 V) e potenze anche rilevanti.

La corrente massima per collettore ammonta a:

$$i_c = \frac{I_a \cdot V_a}{\eta \cdot V_{BATT}} \quad [8]$$

e l'induttanza primaria necessaria si calcola mediante la:

$$L_1 = \frac{V_1}{4 \cdot i_c \cdot f} \quad [9]$$

Il rapporto  $\frac{\tau_1}{\tau}$  è in questo caso  $\frac{1}{2}$ .

Per determinare il numero di spire si fa uso della formula generale dei trasformatori:

$$V = 4 \cdot B \cdot f \cdot q \cdot W \cdot 10^{-8}$$

B e q sono determinati con gli stessi criteri visti prima.

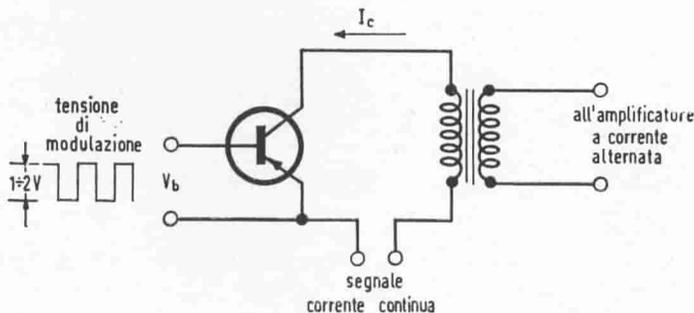


Fig. 7.53 - Interruttore a un transistore.

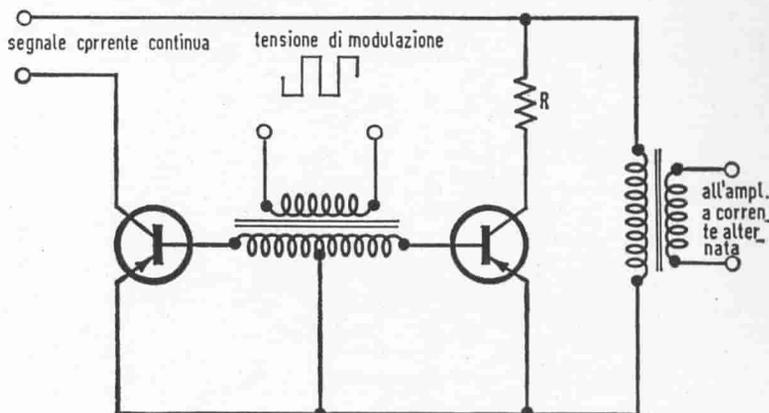


Fig. 7.54 - Interruttore a due transistori.

Per la valutazione del rapporto di reazione vale la [5] e per il rapporto di spire fra primario e secondario la [6].

La tensione massima che deve portare il transistor è circa uguale a  $2 V_{bat}$ .

Il raddrizzamento va effettuato per le due semionde con quattro diodi collegati a ponte, ovvero con due diodi e la presa intermedia sul secondario.

## 7.12 — Amplificatori per corrente continua a « chopper ».

La corrente di fuga  $I_{co}$  in un transistor è, come abbiamo visto molto ridotta. Ma essa circola anche nella base, che generalmente è l'elettrodo di comando.

Questa corrente pertanto, che è altamente sensibile alla temperatura fa sì che non si possano ottenere buoni risultati dal transistor nell'amplificazione di piccole tensioni o correnti continue.

Tuttavia dei semiconduttori possono essere usati per modulare questi segnali.

Il segnale che ne risulta può quindi essere amplificato da un amplificatore a transistori per correnti alternate, e la corrente continua può essere riottenuta dopo l'amplificazione raddrizzando l'uscita.

Se il raddrizzatore è anche sensibile alla fase, si può avere l'amplificazione della corrente continua di ambedue le polarità.

Un interruttore (« chopper ») a transistor pilotato da un'onda quadra o sinusoidale di ampiezza sufficiente (fig. 7.53.) può essere usato per modulare un segnale debole, che provenga da una sorgente a bassa impedenza quale per esempio una termocoppia.

In una bassa impedenza la piccola corrente di fuga  $I_{co}$  del chopper non gene-

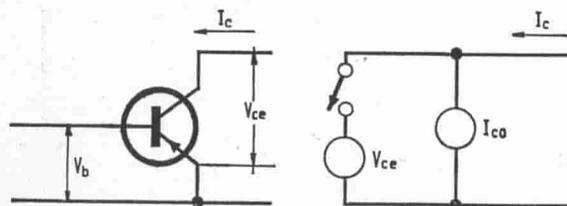


Fig. 7.55 - Circuito equivalente di un transistoro usato come interruttore.

ra una tensione di errore troppo rilevante, e si possono ancora maneggiare segnali dell'ordine di  $100 \mu\text{V}$  e meno.

Se l'impedenza della sorgente è più elevata, si può prevedere una compensazione mediante un secondo transistoro, che provoca con la sua  $I_{co}$  in una resistenza  $R$ , di valore uguale all'impedenza della sorgente, una caduta di tensione in opposizione a quella provocata nella sorgente dalla  $I_{co}$  del primo transistoro (fig. 7.54.).

Il transistoro non è un interruttore ideale ma, a causa della caduta di tensione  $V_{ce}$  ai suoi capi durante il periodo di conduzione e della corrente di fuga  $I_{co}$  durante il periodo di interdizione, può essere considerato un interruttore ideale in serie con un generatore ideale di tensione  $V_{ce}$ , e in parallelo con un generatore ideale di corrente  $I_{co}$  (fig. 7.55.).

Valori tipici possono essere  $V_{ce} = 30 \text{ mV}$  e  $I_{co} = 15 \mu\text{A}$ .

Si trovò sperimentalmente, ed in seguito si verificò con la teoria, che se il

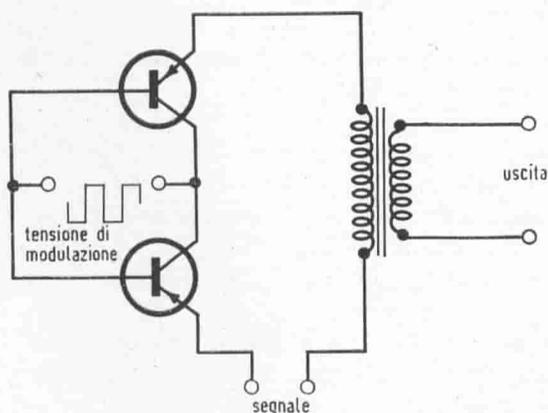


Fig. 7.56 - Interruttore a due transistori in opposizione, in connessione invertita per segnali di qualsiasi polarità.

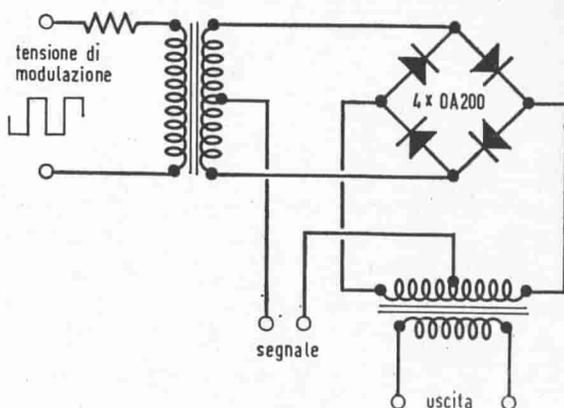


Fig. 7.57 - Modulatore ad anello con diodi al silicio.

collettore e l'emettitore sono scambiati fra di loro, si ottengono valori notevolmente più bassi di queste grandezze, ed il transistor si approssima molto di più ad un interruttore ideale, a scapito soltanto del rendimento, nel senso che occorre un pilotaggio più energico usando base e collettore come circuito di comando.

Nella connessione invertita si può misurare per esempio, nel caso precedente:  $V_{ce} = 1 \text{ mV}$  e  $I_{co} = 1 \mu\text{A}$ .

Resta ancora il fatto che il transistor, sia nella connessione normale sia in quella invertita, conduce indipendentemente dalla polarità applicata fra collettore ed emettitore, ma blocca soltanto se la base è più positiva (per transistori *p-n-p*) ovvero più negativa (per transistori *n-p-n*) di entrambi il collettore e l'emettitore.

Per maneggiare segnali che possono avere qualsiasi polarità occorre dunque riunire due transistori in opposizione.

Si giunge quindi allo schema di fig. 7.56. Quando le basi sono negative, i transistori possono condurre in entrambe le direzioni e il segnale senza riguardo alla sua polarità è applicato al primario del trasformatore di uscita; quando le basi sono positive, il transistor il cui emettitore è negativo blocca il segnale.

Un'applicazione di questo tipo di interruttore si trova nello schema n° 40 del Cap. X, dove è riportato lo schema di un amplificatore per corrente continua con modulatore e demodulatore a transistori.

Se la sorgente del segnale possiede un'impedenza molto elevata (ad esempio una camera di ionizzazione) si può ricorrere per la modulazione ai diodi al Silicio (fig. 7.57.)

La corrente inversa dei diodi al Silicio è estremamente ridotta: il valore teorico è prossimo a 10—14 A.

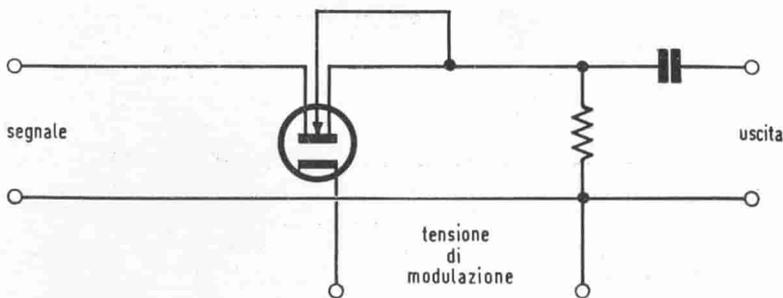


Fig. 7.58. - Interruttore a transistore a effetto di campo, in serie.

In pratica si può ottenere un valore di  $0,001 \mu\text{A}$  per la corrente inversa in un modulatore di questo tipo.

I demodulatori all'uscita dell'amplificatore a corrente alternata fanno uso in generale degli stessi circuiti indicati per i modulatori: il problema delle correnti di fuga e delle cadute di tensione non ha più importanza perchè il livello dei segnali in gioco è molto grande, ed occorre piuttosto assicurarsi che i limiti massimi di tensione e corrente per i diodi e i transistori non siano sorpassati.

I vantaggi dei modulatori con semiconduttori nei confronti di quelli meccanici sono numerosi:

- non esistono parti in movimento, e la manutenzione è enormemente più ridotta.
- il limite superiore della frequenza di interruzione è molto elevato e può arrivare al centinaio di kHz, senza sfasamenti notevoli fra il segnale di

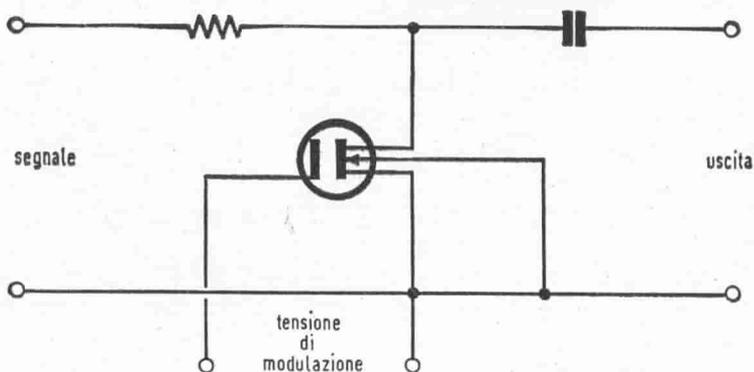


Fig. 7.59. - Interruttore a transistore a effetto di campo, in parallelo.

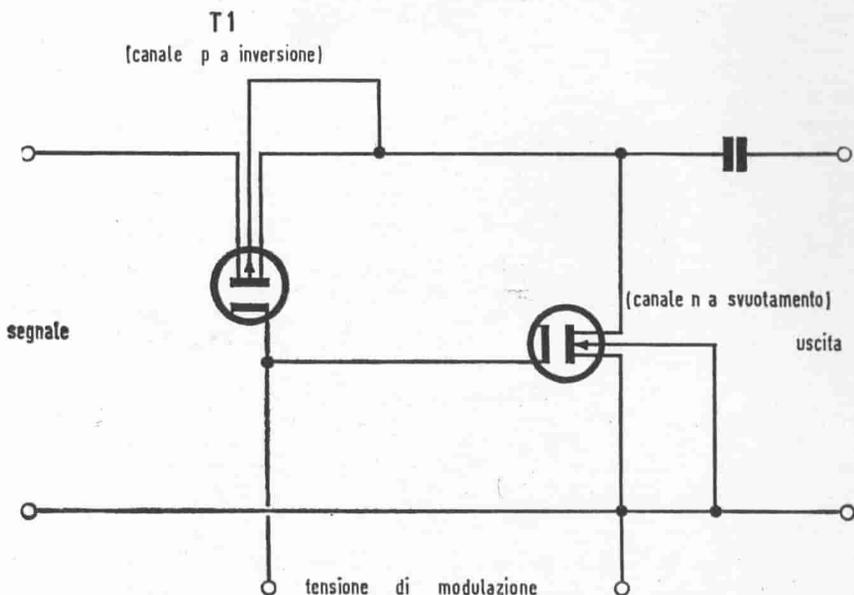


Fig. 7.60. - Interruttore complementare.

uscita e l'eccitazione. Ciò permette di realizzare amplificatori per corrente continua a banda molto larga senza eccessive complicazioni.

— la potenza di eccitazione è molto ridotta.

Rimane al modulatore meccanico a vibratore il vantaggio di una migliore stabilità per ciò che riguarda la temperatura.

Recentemente sono entrati nell'uso chopper realizzati mediante transistori a effetto di campo a porta isolata (vedi Cap. IX): essi si prestano particolarmente bene per maneggiare segnali molto deboli, anche se sono generati da sorgenti a impedenza elevata, grazie alla loro capacità ridotta, alla corrente di fuga di porta molto bassa e al grande rapporto fra resistenza in conduzione e resistenza all'interdizione.

Il transistoro a effetto di campo può essere inserito in serie (fig. 7.58.) oppure in parallelo rispetto al segnale (fig. 7.59.), o meglio ancora si possono impiegare due transistori di polarità opposta (fig. 7.60.). In questo arrangiamento quando la tensione di modulazione è zero, la resistenza di  $T_2$  è bassa (circa  $500 \Omega$ ) e quella di  $T_1$  è alta (circa  $10 \text{ M}\Omega$ ). Quando la tensione diventa negativa di qualche volt, è la resistenza di  $T_2$  che è alta, mentre quella di  $T_1$  è bassa. Il segnale in entrata quindi, o passa praticamente senza attenuazione, o è bloccato, al ritmo della tensione di modulazione.

## CAPITOLO VIII

### ALIMENTATORI

#### 8.1. — Alimentatori per carico costante.

Le figure 8.1, 8.2 e 8.3 riportano lo schema di alimentatori a basso ronzio ed elevata sicurezza di funzionamento, adatti però solo in quei casi in cui la richiesta di corrente è sensibilmente costante.

Lo schema di fig. 8.1. può essere adattato a tensioni e correnti di uscita un po' diverse variando il valore di  $R_4$ . Il residuo alternativo non supera lo 0,1% per correnti assorbite non maggiori di 2 mA.

Nell'alimentatore di fig. 8.2. la tensione di rete è abbassata per caduta di tensione reattiva attraverso un condensatore della capacità di alcuni microfarad. Mediante  $R_3$  si può regolare la tensione di uscita al valore voluto, per un determinato carico. La componente alternativa all'uscita non supera lo 0,5%.

Il tipo a trasformatore della fig. 8.3. è adatto per correnti di uscita notevoli: la sua regolazione al variare del carico è migliore che nei casi precedenti. A pieno carico (1A) il residuo alternativo è di circa l'1 %.

Sotto il punto di vista della regolazione e del ronzio, la resistenza di filtraggio può essere vantaggiosamente sostituita da un induttore.

#### 8.2. — Alimentatori con batteria tampone.

Abbastanza usati sono gli alimentatori con batterie in tampone. Sono oggi reperibili infatti piccoli accumulatori a tenuta stagna ovvero a elettrolita immobilizzato, come quelli al Cadmio-Nickel, al Cromo-Nickel, e gli accumulatori a secco « Deac » di costruzione germanica.

Questa è la soluzione migliore per piccoli ricevitori che debbano poter funzionare indifferentemente collegati alla rete, ovvero in maniera autonoma.

Pure in apparecchiature di allarme o di sicurezza troveranno utile impiego

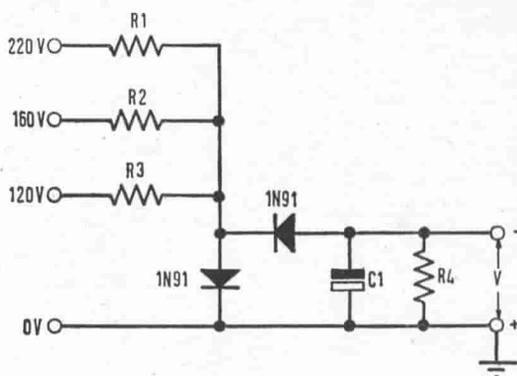


Fig. 8.1. - Alimentatore di piccola potenza.

questi alimentatori, sia perchè essi forniscono la tensione per un certo tempo anche in caso di interruzione della rete, sia perchè gli accumulatori sono di funzionamento più sicuro dei condensatori elettrolitici di filtraggio.

La fig. 8.4. riporta lo schema di un alimentatore di questo tipo, consigliato dalla Philips. Come batteria tampone sono usati 17 elementi al Cadmio-Nickel in serie.

La resistenza  $R_1$  è da dimensionare in modo che nel caso della erogazione minima dell'alimentatore non sia superata la massima corrente ammissibile di carica dell'accumulatore.

La corrente massima che l'alimentatore può fornire è quella che permette ancora di lasciar disponibile all'accumulatore una piccola corrente di carica.

Quando queste condizioni sono rispettate si può ottenere una tensione di

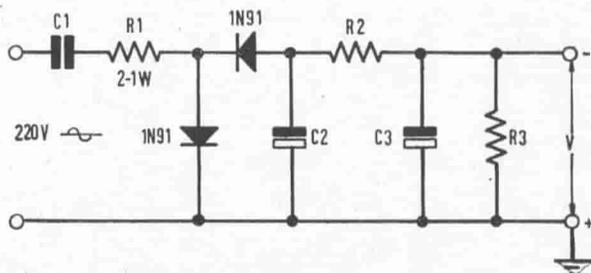


Fig. 8.2. - Alimentatore di uso generale.

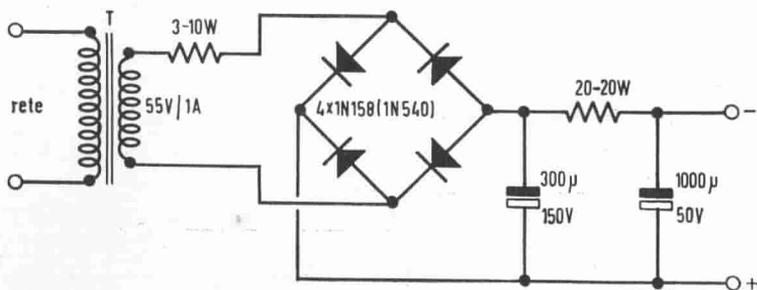


Fig. 8.3. - Alimentatore per amplificatori di potenza in classe A.

uscita molto costante che è compresa fra 1,41 e 1,45 V per elemento al variare del carico.

### 8.3. — Alimentatori con filtraggio elettronico.

Negli alimentatori destinati a fornire correnti rilevanti, l'induttore di filtro rappresenta il componente più ingombrante e costoso. Non si possono infatti tollerare cadute ohmiche di tensione troppo grandi, date le basse tensioni di uscita e, d'altro canto, per un buon filtraggio sono richiesti valori induttivi molto elevati.

In questo caso una soluzione economica consiste nell'effettuare il filtraggio elettronicamente, impiegando ad esempio dei transistori.

Se esaminiamo le caratteristiche di uscita di un transistor montato con emettitore comune, vediamo che, a somiglianza di quanto avviene in un pentodo, la corrente di collettore è praticamente indipendente dalla tensione di collettore, purchè questa superi un certo valore minimo.

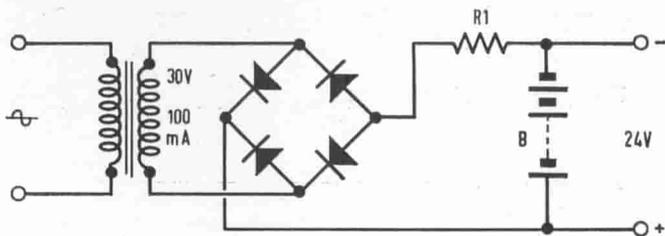


Fig. 8.4. - Alimentatore con batteria in tampono.

La corrente di emettitore è dunque unicamente determinata dalla debole corrente, ovvero tensione applicata sulla base.

Se pertanto alimentiamo un transistor applicando una tensione anche non filtrata al collettore, ma curando di alimentare la base con tensione ben filtrata, otteniamo sull'emettitore una corrente che non è più affetta dal ronzio presente sul collettore.

Lo schema di fig. 8.5. impiega questo principio. Il transistor di potenza 2N68 (analogo al tipo europeo OC 16) funziona come uno stadio a collettore comune.

Il carico costituisce la resistenza di emettitore. L'induttore molto ridotto di 0,15 H provvede ad un primo livellamento ed alla limitazione delle punte di corrente a cui sono sottoposti i quattro raddrizzatori.

Una tensione convenientemente abbassata e molto ben filtrata è applicata alla base. Con una corrente nel carico di 1 A il ronzio, che all'uscita dell'induttore ammonta a circa 180 mV, è ridotto ai capi del carico a circa 5 mV.

Il filtraggio mediante un transistor trasferisce cioè il problema del filtraggio di tutta la corrente di uscita al filtraggio della piccola corrente di base.

#### 8.4. — Alimentatori stabilizzati.

Nel caso della regolazione in serie, la più semplice forma di alimentatore stabilizzato in tensione è il transistor nel montaggio a collettore comune. Il carico, come nel circuito di fig. 8.5., è inserito in serie all'emettitore, e la base è alimentata a tensione costante a mezzo di una sorgente di riferimento a resistenza interna più bassa possibile.

Al variare del carico, la tensione di emettitore non varia, in modo da mantenere all'incirca lo stesso voltaggio della base.

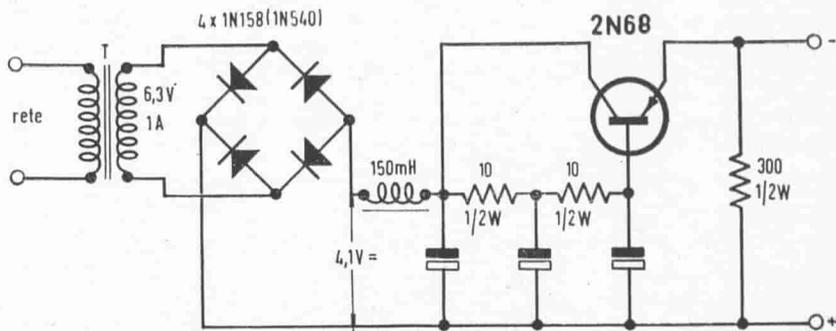


Fig. 8.5. - Alimentatore a filtraggio elettronico.

La sorgente o batteria di referenza deve fornire la corrente di base.

L'impedenza di uscita  $Z_u$  di un alimentatore di questo tipo è approssimativamente pari a:

$$Z_u \approx \frac{R_b}{b'_{21} + 1}$$

in cui  $R_b$  rappresenta tutta la resistenza nel circuito di base (resistenza interna del transistor, più la resistenza della sorgente di referenza) e  $b'_{21}$  è l'amplificazione di corrente del transistor nella connessione a emettitore comune.

È possibile però ottenere una stabilizzazione molto più elevata, ciò che equivale a dire un'impedenza di uscita molto più bassa, facendo uso di una controreazione in corrente continua applicata attraverso un amplificatore a inversione di fase collegato fra l'uscita e la base del transistor di controllo. L'impedenza di uscita è ridotta di un fattore pari al guadagno in tensione dell'amplificatore.

Lo schema di fig. 8.6. rappresenta un alimentatore stabilizzato che utilizza questo principio. L'amplificatore in corrente continua consiste in un singolo stadio  $Tr_1$  a emettitore comune, equipaggiato di un transistor OC 76.

L'emettitore è portato alla tensione di referenza.

Come sorgente di referenza è possibile usare una piccola batteria a secco, ovvero un accumulatore. Essa non è chiamata ad erogare corrente, anzi è percorsa da una corrente (la corrente di emettitore dello stadio amplificatore, circa 4 mA) in senso inverso a quella che sarebbe la sua corrente di scarica. È sufficiente quindi prevedere una pila di opportuna bassa resistenza interna, o un accumulatore, che possa sopportare con continuità la corrente di carica. La bassa resistenza interna della sorgente è necessaria affinché la corrente dello stadio non provochi una apprezzabile caduta di tensione che si somma alla tensione di referenza.

Un diodo al Silicio può essere utilizzato come sorgente di tensione di referenza quando è fatto lavorare nella zona di saturazione della sua caratteristica inversa. In generale la corrente inversa in un diodo è molto ridotta e, come già abbiamo visto, praticamente indipendente dalla tensione inversa applicata. Quando questa raggiunge un determinato valore (in inglese: breakdown voltage), la corrente inversa cresce improvvisamente a valori molto grandi e, in un diodo normale, segue immediatamente la distruzione del cristallo per sovrariscaldamento.

Speciali diodi al Silicio, denominati diodi a effetto Zener, sono invece costruiti per lavorare proprio nella zona in cui la corrente inversa cresce bruscamente.

La loro caratteristica mostra una netta flessione quasi parallela all'asse delle correnti in corrispondenza ad una certa tensione inversa (tensione Zener). Ciò significa che quando si raggiunge la tensione Zener, questa tensione è mantenuta praticamente costante entro un grande intervallo di correnti. Il limite superiore di corrente è determinato dalla dissipazione ammissibile nel diodo.



Ci troviamo di fronte ad un dispositivo che ha le caratteristiche di un tubo stabilizzatore a gas, il quale ha appunto la proprietà di mantenere una tensione costante ai suoi capi, una volta innescato, qualunque sia la corrente circolante.

Nel Germanio non può essere utilizzato l'effetto Zener perchè la flessione della caratteristica inversa non è altrettanto brusca e parallela all'asse delle correnti.

In diodi al Silicio non previsti a questo scopo la tensione Zener è dell'ordine di centinaia di volt e quando è raggiunta, il diodo si distrugge inevitabilmente per eccesso di dissipazione.

In un diodo stabilizzatore al Silicio la tensione Zener è generalmente compresa fra 4 e 30 V. Essa è determinata dal tipo di Silicio usato nella costruzione.

Questa tensione è influenzata dalla temperatura ambiente. Il coefficiente di temperatura è costante per un determinato diodo. Per i diodi a tensione più elevata (fra 10 e 30 V) varia in genere fra 0,06 e 0,1 % per grado °C, ed è positivo. È circa nullo per tensioni dell'ordine di 5 V e diviene negativo per tensioni inferiori. Più diffusi sono pertanto i diodi stabilizzatori con tensioni comprese fra 5 e 8 V.

Diodi Zener sono costruiti per differenti potenze dissipate, cioè correnti massime ammissibili. I tipi miniatura e subminiatura ammettono in genere correnti massime comprese fra 10 e 100 mA, i tipi di potenza lavorano fino a qualche ampere.

Come stabilizzatori di tensione essi sono impiegati analogamente ad un tubo a gas. Sono cioè collegati ad una sorgente non stabilizzata di tensione superiore alla tensione Zener attraverso una resistenza di caduta.

Questa è dimensionata in modo da far scorrere nel diodo, in condizioni medie sia del carico applicato sulla tensione stabilizzata, sia della tensione di alimentazione, una corrente pari a circa la metà della corrente massima ammissibile. Se le variazioni previste del carico e della tensione di alimentazione non sono molto grandi (com'è appunto il caso negli alimentatori di fig. 8.6. e 8.8.) è preferibile lavorare con correnti ridotte a  $\frac{1}{4}$  o  $\frac{1}{8}$  della corrente massima.

Il parametro più importante di un diodo stabilizzatore è la sua resistenza dinamica. La resistenza dinamica è il rapporto fra una variazione della tensione stabilizzata e la piccola variazione di corrente che l'ha provocata.

Anche la resistenza dinamica è minima (cioè la stabilizzazione è migliore) in vicinanza a 5 ÷ 8 V, ed è dell'ordine di 10  $\Omega$  per i tipi subminiatura e miniatura, e 0,5  $\Omega$  per i tipi di potenza.

A tensioni superiori essa cresce approssimativamente con il quadrato della tensione Zener.

In definitiva per una buona stabilizzazione si ha sempre la convenienza di usare diodi con tensioni comprese fra 5 e 8 V, impiegandone un certo numero in serie per tensioni più elevate.

Riprendendo l'esame del circuito di fig. 8.6., osserviamo che il diodo stabilizzatore, usato come sorgente della tensione di riferimento, è un tipo miniatura

Intermetall Z 6. La tensione stabilizzata è di circa 6 V (essa varia di qualche decimo di volt fra un modello e l'altro di un medesimo tipo.) Il diodo è alimentato attraverso una resistenza di 5,6 k $\Omega$ , in quanto la corrente di emettitore dello stadio amplificatore non è sufficiente a portarlo nella migliore zona di lavoro. Il condensatore elettrolitico da 1.000  $\mu$ F/10 V in parallelo sul diodo migliora notevolmente il filtraggio della componente alternativa: a 100 Hz esso presenta una reattanza di circa 1,5  $\Omega$ , la quale si trova in parallelo sulla resistenza dinamica rappresentata dal diodo, che è dell'ordine di 10  $\Omega$ .

Lo stadio di controllo  $Tr_3$  è costituito da un transistor di potenza OC 16. Per ottenere un guadagno elevato dallo stadio amplificatore, e per tenere bassa la resistenza di base di quest'ultimo, è necessario effettuare un adattamento di impedenza fra amplificatore e transistor di controllo. Ciò è ottenuto a mezzo di uno stadio  $Tr_2$  a collettore comune, utilizzando un transistor OC 76.

Il raddrizzatore è costituito da tre ponti B 60 C 400 Siemens collegati in parallelo, e capaci di fornire una corrente massima di 1,2 A.

La tensione di uscita  $V_L$  è data da:

$$V_L = K (V_{ref} + V_{be (T1)})$$

in cui:  $K$  è determinato dalla posizione del cursore di  $P_1$  (rapporto fra la resistenza totale di  $P_1 + 470 \Omega$  e la resistenza compresa fra il cursore ed il polo positivo dell'uscita);  $V_{ref}$  è la tensione stabilizzata dal diodo  $\approx 6$  V;  $V_{be (T1)}$  è la tensione esistente fra base ed emettitore di  $Tr_1$ .

La variazione di  $V_{be (T1)}$  al variare della tensione di collettore (a causa di variazioni di carico e della tensione di rete) è trascurabile.  $V_{be (T1)}$  varia però con la temperatura di circa  $- 2$  mV/ $^{\circ}$ C.

La tensione di riferimento (tensione Zener del diodo Z6) varia pure con la temperatura ma con coefficiente positivo di circa  $+ 1,5$  mV/ $^{\circ}$ C.

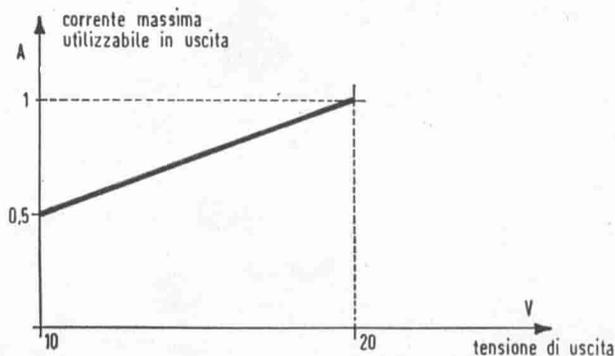


Fig. 8.7. - Carico ammissibile dell'alimentatore tipo « A ».

Una parziale cancellazione ha quindi luogo fra transistori  $Tr_1$  e diodo stabilizzatore.

La variazione con la temperatura degli altri potenziali fra base ed emettitore di  $Tr_2$  e  $Tr_3$  causano solo trascurabili variazioni di  $V_L$  grazie alla controreazione del circuito.

Il potenziometro  $P_2$  di  $5\text{ k}\Omega$  è regolato per ottenere la migliore compensazione delle variazioni della tensione di rete.

Le caratteristiche dell'alimentatore di fig. 8.6. sono le seguenti:

— Tensione di uscita: variabile con continuità a mezzo di  $P_1$  da 10 a 20 V (Il polo positivo o negativo a scelta possono essere collegati a terra).

— Corrente di uscita: da zero a 1 A (vedi fig. 8.7.). La corrente massima è minore per basse tensioni di uscita perché in queste condizioni si ha una più alta caduta di tensione fra collettore ed emettitore di  $Tr_3$ .

— Regolazione: fluttuazioni della rete fra  $-20\%$  e  $+20\%$  provocano una variazione della tensione di uscita non superiore al  $0,1\%$ .

— Ronzio: compreso fra 1 e 3 mV, fra vuoto e pieno carico.

— Resistenza di uscita: circa  $25\text{ m}\Omega$ . Fra vuoto e pieno carico di 1 A, la variazione di tensione è di soli 25 mV.

La fig. 8.8. riporta lo schema di un alimentatore simile per un campo maggiore di correnti e tensioni di uscita.

La dissipazione massima ammissibile nei transistori di controllo  $Tr_5 - Tr_6 - Tr_7$  impone un limite alla tensione che può essere fatta cadere ai capi di essi. Un commutatore è quindi previsto sul secondario del trasformatore di alimentazione, monocomandato con un commutatore nel circuito del potenziometro  $P_1$ , per suddividere la gamma delle tensioni di uscita.

Un amplificatore differenziale  $Tr_1 - Tr_2$  è previsto al posto del singolo stadio dello schema precedente. Esso rende la tensione di uscita meno dipendente dalla resistenza dinamica della sorgente di riferimento, la quale non è più percorsa dalla forte corrente variabile di emettitore, ma solo dalla debole corrente variabile di base di uno dei transistori dello stadio differenziale.

La tensione di uscita è ora data da:

$$V_L = K (V_{\text{ref}} - V_{\text{be}(T1)} + V_{\text{be}(T2)})$$

I transistori  $Tr_3$  e  $Tr_4$  funzionano da adattatori di impedenza. Tutto il sistema amplificatore è alimentato da un raddrizzatore separato per migliorare la stabilizzazione.

I tre transistori di controllo  $Tr_5, Tr_6, Tr_7$  sono montati su una piastra di rame dello spessore di 4 mm e della superficie di circa  $100\text{ cm}^2$ , raffreddata ad aria forzata a mezzo di un piccolo ventilatore.

Le caratteristiche dell'alimentatore di fig. 8.8. sono queste:

— Tensione di uscita: variabile con continuità da 7 a 25 V, in due gamme.

— Corrente di uscita: da zero a 2,4 A (vedi fig. 8.9.).

— Regolazione:  $\pm 20\%$  nella tensione di rete provocano una variazione della tensione di uscita inferiore a  $0,1\%$ .

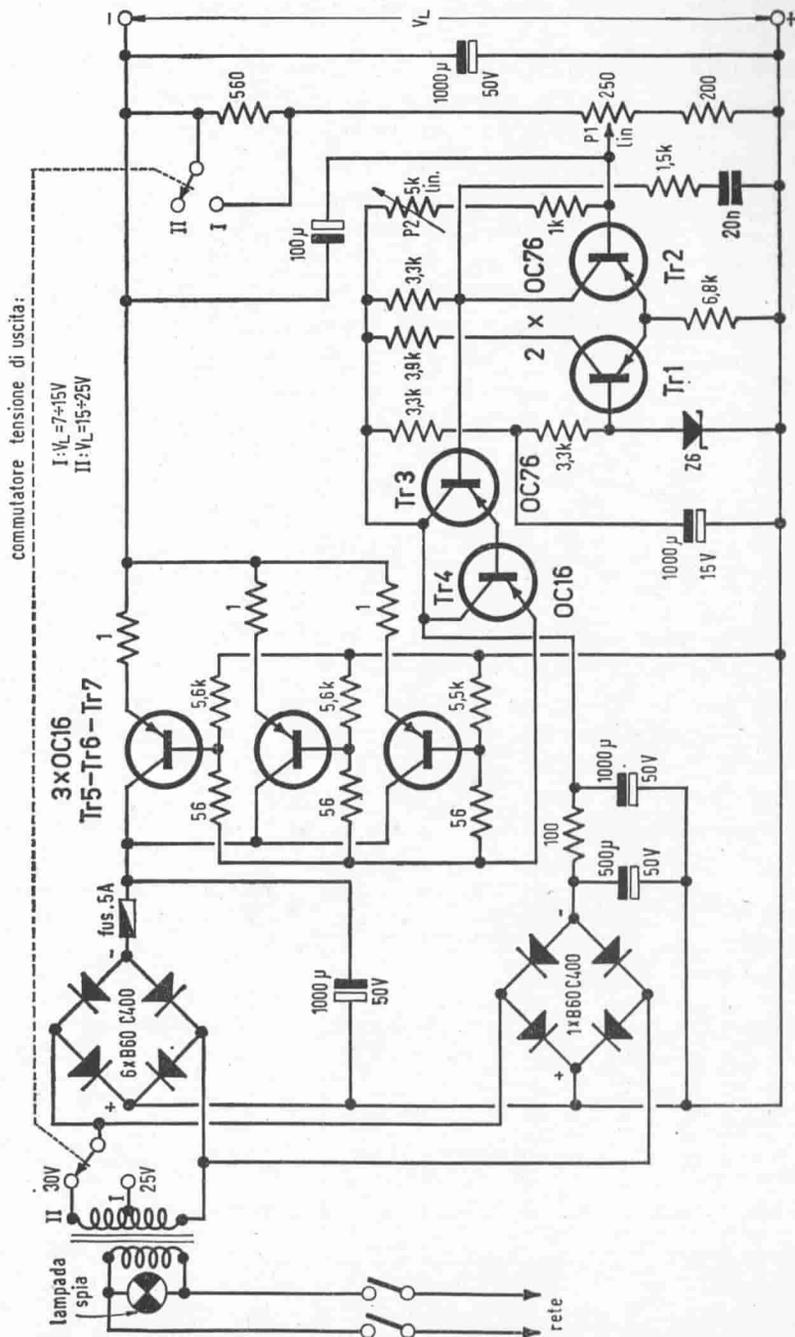


Fig. 8.8. - Alimentatore stabilizzato tipo « B ».

- Ronzio: fra 0,3 e 1,5 mV, a seconda del carico.
- Resistenza di uscita: circa 20 m $\Omega$ .

La fig. 8.10. rappresenta un alimentatore stabilizzato ancora più elaborato. Esso è del tipo a regolazione di tensione in parallelo. La tensione di riferimento è ottenuta da un raddrizzatore separato (non indicato in figura) che fornisce 40 V con qualche decina di milliampere, e fa uso di un diodo Zener Intermetall Z 8, in un montaggio a compensazione della temperatura (indicato in figura da una linea tratteggiata.) L'alimentatore di fig. 8.10. può sopportare senza danno anche a lungo un corto circuito sull'uscita.

Le sue specificazioni sono le seguenti:

- Tensione di uscita: variabile con continuità da 1 a 16 V
- Corrente di uscita: 2,5 A a 1 V  
1,7 A a 10 V  
1 A a 14 V

- Regolazione: variazioni della tensione di rete del  $\pm 20\%$  provocano variazioni della tensione di uscita inferiori al 0,2%.
- Ronzio: circa 1 mV
- Resistenza di uscita: circa 1 m $\Omega$ .

### 8.5. — Stabilizzatori a commutazione.

Gli stabilizzatori a commutazione hanno un notevole vantaggio sui classici regolatori in serie visti al paragrafo precedente: la potenza dissipata nell'elemento di controllo è molto inferiore.

Negli stabilizzatori a commutazione l'elemento di controllo può solo essere o saturato (piena conduzione), o interdetto.

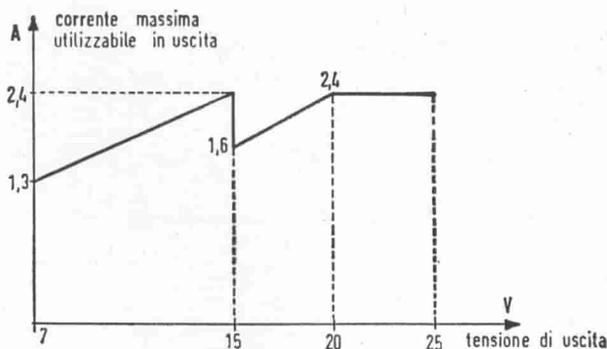


Fig. 8.9. - Carico ammissibile dell'alimentatore tipo «B».



Quando esso conduce la caduta di tensione ai suoi capi è ridotta, e quando è all'interdizione circola solo la debole corrente di fuga. Pertanto la dissipazione nel transistor è piccola, ed il rendimento dello stabilizzatore risulta elevato. Come elemento di controllo possono essere impiegati sia transistori che tiristori: quelli che cambiano sono solo i circuiti di pilotaggio.

Gli unici fattori che determinano la tensione e la corrente di uscita sono la tensione massima e la corrente massima che l'elemento di controllo può sopportare.

I circuiti a transistori hanno il vantaggio di essere più semplici, di avere tensioni di saturazione più basse e di permettere l'operazione a frequenze più elevate.

I circuiti a tiristori permettono di maneggiare tensione e correnti più elevate, i circuiti di pilotaggio devono fornire potenze inferiori, ma l'operazione è confinata a frequenze più basse.

La caratteristica degli stabilizzatori a commutazione è di richiedere un filtro sull'uscita per eliminare la frequenza di commutazione. Una soluzione interessante è di impiegare lo stabilizzatore a commutazione come pre-regolatore, e di farlo seguire da uno stabilizzatore classico a transistori in serie, che si troverà a lavorare in condizioni meno gravose.

Consideriamo ora il transistore come elemento di commutazione. La dissipazione dominante nel transistore è quella che si verifica durante la commutazio-

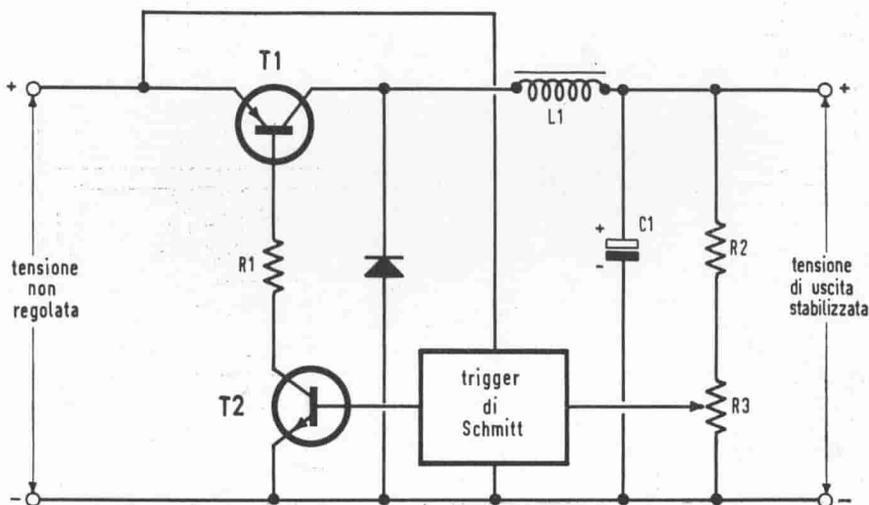


Fig. 8.11. - Stabilizzatore di tensione a commutazione.

ne. In fig. 8.11. è riportato uno schema di stabilizzatore a commutazione con i suoi elementi principali.

Il trigger di Schmitt (che si può considerare un discriminatore d'ampiezza, ed il cui funzionamento è descritto al Cap. X § 34) mette il transistor T2 in conduzione quando la tensione sul cursore del potenziometro R3 cade giusto al disotto della soglia di commutazione del trigger di Schmitt stesso. La conduzione di T2 provoca a sua volta la piena conduzione di T1 e la tensione di uscita tende a salire, come pure la tensione sul cursore di R3. Appena questa tensione torna a superare la soglia di commutazione del trigger di Schmitt, sia T1 che T2 sono ricondotti all'interdizione e la tensione di uscita tende a ridiscendere.

Quando T1 è stato interdetto, incomincia a condurre il diodo D1, a causa della sovratensione prodotta dall'energia magnetica immagazzinata nel nucleo dell'induttore L1: il diodo D1 pertanto conserva la corrente circolante in L1, che decresce esponenzialmente.

Il diodo ha dunque per effetto di migliorare il rendimento del filtro composto da L1 e C1, ed al tempo stesso protegge il transistor T1 da sovratensioni pericolose. La frequenza di lavoro può cambiare entro ampi limiti, è funzione delle caratteristiche del filtro e dipende dall'entità del carico (è evidente che se si domanda molta corrente, il transistor dovrà entrare in conduzione più frequentemente). Il valore della componente alternativa sulla tensione di uscita, a pari caratteristiche del filtro, dipenderà dalla velocità di risposta (dev'essere grande) e dall'isteresi (dev'essere piccola) del trigger di Schmitt. Al posto di quest'ultimo si può impiegare un altro tipo di discriminatore d'ampiezza, come per esempio uno dei vari circuiti integrati chiamati "comparatori di tensione". La parte meno classica del progetto consiste nel dimensionare correttamente l'induttore L1 e il condensatore C1 del filtro. Ciò si può fare speditamente, con sufficiente accuratezza, partendo da un valore medio della corrente in uscita  $I_c$ , e prefissando una frequenza  $f$  di lavoro a tale corrente (si ricordi che la dissipazione nel transistor avviene soprattutto durante la commutazione, e che quindi essa risulta all'incirca proporzionale alla frequenza). A questo punto si fissa anche la corrente massima d'ingresso  $I_M$  corrispondente alla condizione di carico  $I_c$ : è sufficiente che  $I_M$  sia di almeno il 10% superiore a  $I_c$ .

Se  $V_I$  è la tensione non stabilizzata all'ingresso e  $V_c$  la tensione desiderata all'uscita, il valore dell'induttore L1 è dato da:

$$L1 = \frac{(V_I - V_c) V_c}{2 f V_I (I_M - I_c)}$$

Una volta calcolato L1 si può calcolare C1, fissando prima l'ampiezza da picco a picco della componente alternativa in uscita  $V_{pp}$ :

$$C1 = \frac{(V_I - V_c) V_c}{V_{pp} 8 f^2 V_I L1}$$

Per altri valori della corrente di uscita  $I_c$  la frequenza  $f$  cambia, risultando inversamente proporzionale alla corrente di uscita stessa. Lo stabilizzatore può funzionare correttamente fino a una corrente di uscita inferiore di circa il 10% alla corrente massima ammissibile nel transistor. Il rendimento può arrivare facilmente a più del 90% a pieno carico.

Per fare un esempio numerico, immaginiamo di volere un alimentatore che fornisca  $V_c = 40$  V con corrente massima  $I_c = 5$  A, la tensione di cui disponiamo all'ingresso essendo  $V_I = 60$  V.

Se calcoliamo  $L_1$  per una corrente di uscita  $I_c$  di 2A, ammettendo una corrente  $I_M = 2,2$ A, e scegliamo la frequenza che sia 15 kHz, otteniamo un valore di circa 2,2 mH.

Se si può tollerare una componente alternativa  $V_{pp} = 0,3$  V da picco a picco, il condensatore  $C_1$  risulta circa 11  $\mu$ F.

### 8.6. — Regolatori di corrente.

Come si può stabilizzare una tensione, così si può stabilizzare una corrente.

Una sorgente ideale di corrente dovrebbe presentare un'impedenza interna infinita e, quando il circuito di utilizzazione viene interrotto, dovrebbe produrre una tensione infinita.

Ci sono diversi casi in cui è necessario di disporre di un'alimentazione di corrente stabilizzata (almeno entro una certa gamma) come per esempio nella misura di determinati parametri dei transistori, oppure per alimentare la sorgente di luce in misure fotometriche, ecc.

In generale la corrente è stabilizzata indirettamente, effettuando una stabi-

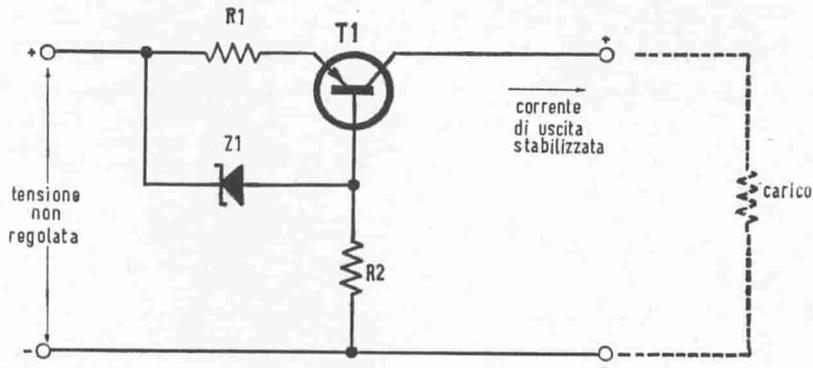


Fig. 8.12. - Regolatore di corrente.

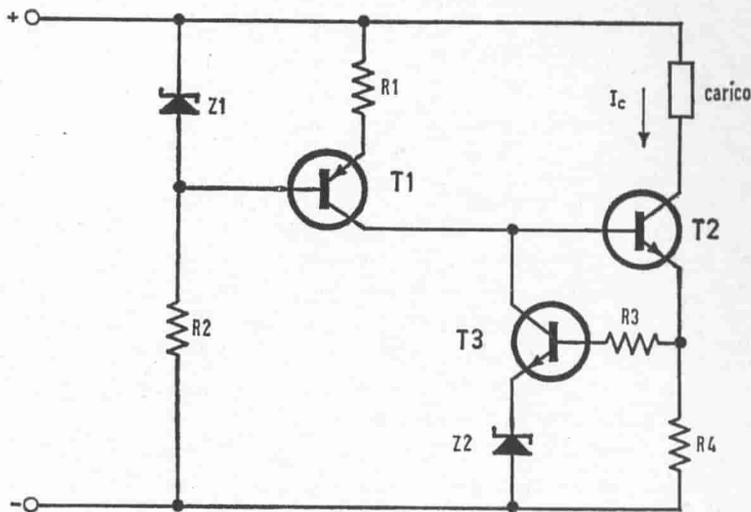


Fig. 8.13. - Altro regolatore di corrente.

lizzazione della tensione che appare ai capi di una resistenza di valore stabile posta in serie con il circuito di utilizzazione.

Sovente un regolatore di corrente non molto raffinato viene incorporato in uno stabilizzatore di tensione per limitare (senza il ritardo di fusibili o interruttori automatici a relé) la corrente massima fornita, con lo scopo di proteggere lo stabilizzatore di tensione e il carico.

In uno stabilizzatore di corrente la potenza dissipata nella resistenza in serie che abbiamo menzionato non deve essere tale da farne variare il valore. In fig. 8.12. è riportato lo schema di un regolatore di corrente molto semplice. In esso si sfrutta la stabilità di un inseguitore di emettitore e la alta resistenza di uscita del circuito di collettore.

Il diodo Zener Z1 con la resistenza R2 impongono ai capi di R1 una tensione pari alla tensione Zener, diminuita della tensione base-emettitore di T1.

La corrente di uscita è data dalla tensione ai capi di R1 divisa per il valore di resistenza di R1.

Per ottenere una stabilizzazione più precisa occorre disporre di un'amplificazione maggiore.

In fig. 8.13. è illustrato un regolatore di corrente più elaborato. I transistori T2 e T3 tendono a mantenere costante, e uguale alla tensione Zener del diodo Z2, la caduta di tensione ai capi di R4. La corrente nel carico è uguale alla corrente che attraversa R4, a meno delle correnti di base di T2 e T3:

$$I_c = \frac{V_{z2}}{R_4} - I_{B2} + I_{B3}$$

Fortunatamente le due correnti di base fluiscono in senso opposto, e, scegliendo opportunamente i transistori ed il loro punto di lavoro, si può fare in modo che si compensino reciprocamente. Il transistore T1, in unione al diodo Zener Z1, agisce come un più semplice regolatore di corrente che alimenta l'amplificatore costituito da T2 e T3. La resistenza  $R_4$  è una resistenza a filo o a strato metallico a basso coefficiente di temperatura. La variazione con la temperatura della tensione Zener di Z2 è compensata abbastanza bene (scegliendo opportunamente Z2) dalla variazione della tensione base-emettitore di T3. Tutti gli altri componenti non sono critici. Per regolare il valore della corrente stabilizzata si possono inserire in circuito differenti valori di  $R_4$  mediante un commutatore, oppure si può sostituire  $R_4$  con una resistenza variabile a filo.

Un limitatore di corrente, per la protezione di uno stabilizzatore di tensione con transistore in serie, è esemplificato nella fig. 8.14. Il transistore T1 è l'elemento regolatore in serie dello stabilizzatore di tensione. Nella figura lo stabilizzatore è schematizzato con un semplice divisore con diodo Zener Z1 e resistenza  $R_1$  sulla base di T1, ma in realtà esso può essere più complesso. La corrente di uscita percorre  $R_2$ , ai capi della quale si sviluppa una tensione che è applicata fra base ed emettitore di un transistore T2. Quando la caduta di tensione supera un certo limite, a causa dell'aumento della corrente di uscita, T2, normalmente interdetto, si mette in conduzione, sottraendo corrente di base a T1, che condurrà meno, diminuendo pertanto la corrente di uscita. Il valore di cor-

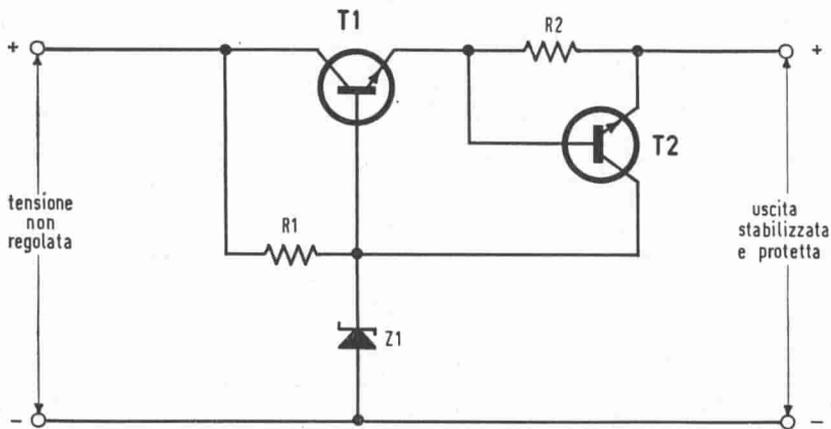


Fig. 8.14. - Stabilizzatore di tensione con limitatore.

rente a cui interviene la limitazione è uguale alla minima tensione base-emettitore necessaria per la conduzione di T2 (usualmente  $0,3 \div 0,5$  V) divisa per il valore della resistenza  $R_2$ .

Uno stabilizzatore munito di questo circuito limitatore estremamente semplice ( $R_2$ , T2) diventa quindi autoprotetto nei riguardi dei corto-circuiti e dei sovraccarichi, pur riprendendo istantaneamente a funzionare quando il disturbo è rimosso.

## CAPITOLO IX

### ALTRI DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI

#### 9.1. — Introduzione.

Benché il mondo dei semiconduttori sia imperniato sul transistor a giunzione, esiste tutta una famiglia di dispositivi semiconduttori di tipo diverso che completano le possibilità d'impiego del transistor o estendono il campo di applicazione dei semiconduttori.

Il transistor a effetto di campo per esempio può sostituirsi al transistor normale quando occorre realizzare un'impedenza d'ingresso elevata. I diodi semiconduttori sono correntemente impiegati per molte funzioni, come rivelazione, limitazione, commutazione, mescolazione, referenza. I diodi di potenza ed i diodi controllati (tiristori) si usano per conversione di potenza e controlli. Un gruppo di dispositivi sfrutta gli effetti fotoelettrici per la rivelazione o la generazione di luce. Un esame dei vari tipi è l'argomento dei paragrafi che seguono.

#### 9.2. — Il transistor a effetto di campo (FET).

Questo transistor, denominato anche unipolare, consiste di un canale sottile di materiale semiconduttore, provvisto di contatti alle due estremità e comportante una giunzione  $p-n$  nella parte centrale (Fig. 9.1.).

La giunzione è normalmente polarizzata in senso inverso e le concentrazioni dei portatori di carica sono tali che la zona di svuotamento della giunzione si estende all'interno del canale, controllando l'effettiva sezione di conduzione del canale stesso.

In condizioni normali d'impiego si applica una tensione ai capi del canale. Ciò origina un flusso di corrente lungo il canale dovuto ai portatori di carica maggioritari. Se si varia la tensione inversa applicata alla giunzione  $p-n$ , varierà l'estensione della zona di svuotamento e quindi della sezione in grado di condur-

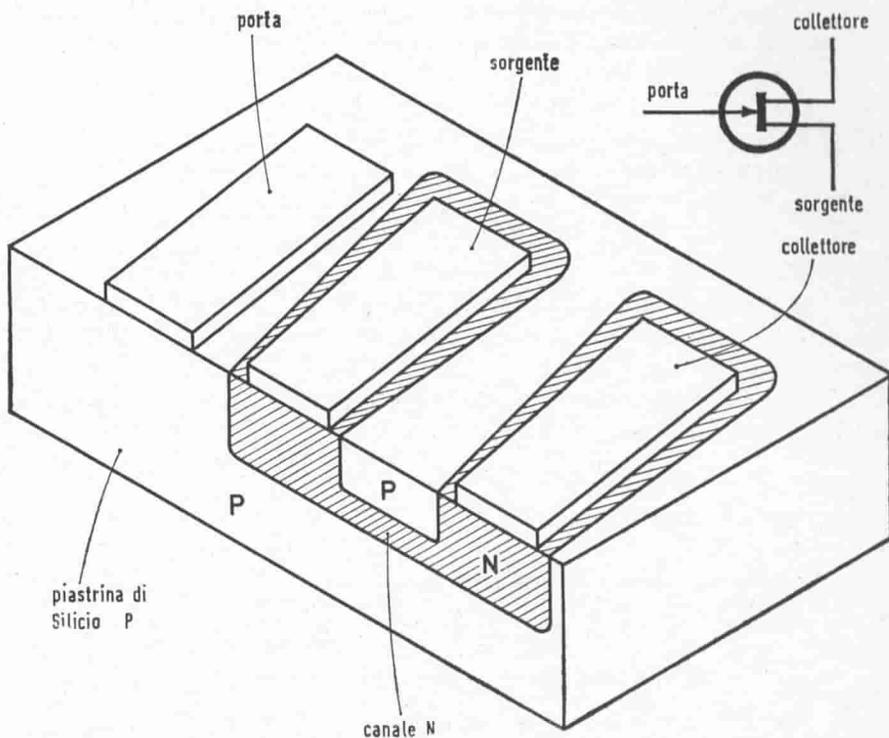


Fig. 9.1. - Struttura del FET con porta a giunzione e canale di tipo  $n$ , e suo simbolo.

re, ciò che provoca una variazione di resistenza del canale e in definitiva della corrente circolante.

Costruttivamente un transistor a effetto di campo è ottenuta formando una regione di tipo  $n$  (il canale) su una piastrina di silicio di tipo  $p$ . Sulla parte centrale della regione  $n$  si forma per diffusione un'altra regione  $p$ , che sarà elettricamente collegata alla regione  $p$  di base. La parte attiva del canale è quindi la sottilissima regione  $n$  compresa fra le due regioni  $p$ , che hanno la stessa polarizzazione, essendo elettricamente collegate.

I contatti non rettificati fatti alle due estremità del canale  $n$  costituiscono l'uno l'elettrodo di riferimento o sorgente (corrispondente al catodo di un tubo a vuoto) e l'altro l'elettrodo di uscita o collettore (corrispondente all'anodo). Il contatto sull'insieme delle regioni  $p$  costituisce l'elettrodo di controllo o porta (corrispondente alla griglia).

È curiosa infatti l'analogia del transistor a effetto di campo con un triodo

a vuoto, anche per quanto riguarda le impedenze. Siccome il segnale di controllo è applicato ad una giunzione polarizzata in senso inverso (e in condizioni lineari questo segnale deve rimanere inferiore alla polarizzazione, come in un tubo a vuoto) l'impedenza d'ingresso è molto alta, dell'ordine di 10 Megohm.

Altre caratteristiche tipiche di un transistor a effetto di campo sono:

- resistenza del canale, senza polarizzazione: 1000  $\Omega$ ;
- tensione inversa massima della giunzione: 25 V;
- conduttanza mutua: 2 mA/V;
- corrente tipica nel canale: 5 mA.

Come abbiamo visto un solo tipo di portatori di carica è coinvolto nel funzionamento del transistor a effetto di campo (\*), e la descrizione che precede si riferisce a un canale di tipo *n*.

Il principio però è valido ugualmente per un canale di tipo *p* circondato da una regione *n*, e difatti esistono transistori a effetto di campo complementari.

### 9.3. — Il transistor MOS.

Un altro transistor unipolare a effetto di campo è quello denominato metallo-ossido-semiconduttore (in abbreviato MOS, o MOST, o MOSFET) il quale ha caratteristiche elettriche molto simili al transistor a effetto di campo visto prima, ma è costruttivamente diverso e funziona su un principio differente.

Facciamo un po' di storia. Il MOS (non ancora sotto questo nome) era stato scoperto e brevettato da Lilienfeld e Heil circa 13 anni prima che il transistor bipolare fosse inventato presso la Bell (1948). Lo studio del MOS, a causa delle scarse conoscenze sui semiconduttori che si avevano allora, non fu molto approfondito, e l'interesse nei suoi confronti fu sopraffatto dai grandi progressi nella tecnologia dei tubi elettronici. Negli anni quaranta alla Bell si erano ripresi gli studi sul MOS, ma la scoperta del transistor bipolare lo ripiombò per la seconda volta nell'ombra: con le tecniche rudimentali di quei tempi era infatti più facile realizzare con il Germanio il transistor bipolare, molto meno sensibile agli effetti di superficie che il MOS. Ma questo venne ripreso in esame poco dopo il 1960, grazie al processo di fabbricazione planare, che provocò la vera espansione esplosiva dei semiconduttori. Purtroppo i primi MOS erano soggetti a migrazione dei portatori di carica, ciò che faceva cambiare fortemente le caratteristiche anche se non in uso, ed erano particolarmente facili a guastarsi, già solo per cariche statiche quando si maneggiavano. È solo dalla seconda metà degli anni sessanta che la tecnologia del MOS si può dire a punto; a quanto pare esso riguadagna il tempo perduto, a causa di alcune sue caratteristiche uniche: ha un'impe-

---

\* Per questo tutti i transistori a effetto di campo sono chiamati unipolari: mentre i transistori a giunzione sono detti bipolari, in quanto il loro funzionamento è basato sulla interazione dei buchi e degli elettroni.

denza d'entrata altissima e, rispetto al transistor bipolare, è più facile da fabbricare e sulla piastrina di Silicio occupa 50 volte meno area. Inoltre è anche più facile da fabbricare che il FET.

La struttura del MOS è rappresentata in Fig. 3.2. In una piastrina di Silicio di tipo  $n$  si diffondono due strisce parallele di tipo  $p$ , distanti fra di loro pochi micron e chiamate "sorgente" e "collettore". Contatti metallici sono evaporati sulle due strisce. L'elettrodo di controllo, o "porta", è semplicemente un altro conduttore metallico depositato sulla porzione di ossido spesso circa  $1\ \mu\text{m}$  fra sorgente e collettore, e quindi elettricamente isolato da tutto.

Se si applica una tensione fra la sorgente e il collettore, non circolerà alcuna corrente perché fra questi due elettrodi esistono due giunzioni in opposizione,  $p-n$  e  $n-p$ . Immaginiamo ora di applicare una tensione negativa sull'elettrodo di porta, rispetto alla sorgente: gli elettroni liberi presenti nel Silicio  $n$  della piastrina saranno respinti dalla superficie fronteggiante la porta, mentre i buchi verranno attirati. Se la tensione è sufficientemente negativa, la regione  $n$  sotto la porta finisce per invertirsi, diventando praticamente di tipo  $p$ . Questa regione invertita, denominata canale, permette la conduzione fra le regioni normalmente  $p$  di sorgente e collettore, e la corrente può circolare fra questi due elettrodi, tanto più facilmente quanto più negativa è la porta (Fig. 9.3.). La tensione di porta a cui la conduzione incomincia è chiamata tensione di soglia e vale circa 5 volt. Siccome la porta è isolata dallo strato di

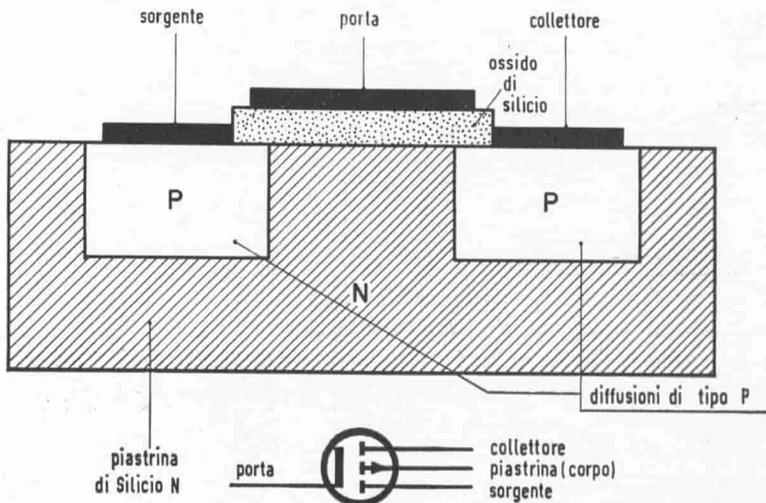


Fig. 9.2. - Sezione di un MOS a canale indotto di tipo  $p$ , e suo simbolo.

ossido, la resistenza d'ingresso è molto elevata, dell'ordine di  $10^{13}$  ohm (dieci milioni di megohm) e può arrivare con speciali accorgimenti a  $10^{18}$  ohm. Ciò significa che la porta non assorbe praticamente corrente continua, e che il MOS può servire da elettrometro. La tensione di rottura della porta è dell'ordine di 30 volt, e la conduttanza mutua del MOS di circa 1 mA/V. Una proprietà capitale del MOS è che esso può condurre indifferentemente nelle due direzioni, fra sorgente e collettore, purché la porta possa esser fatta più negativa che la piastrina di base (substrato) di tipo *n*. Infatti quando il canale è stabilito, virtualmente non esistono più giunzioni fra i contatti di sorgente e collettore, e quindi la polarità relativa può essere qualsiasi. In più, come nel caso del transistor a effetto di campo con controllo a giunzione, il MOS può essere realizzato su Silicio di tipo *p*, con due diffusioni di tipo *n*, e a questo momento la tensione di controllo deve essere positiva, fermo restando il principio della conduzione bilaterale fra sorgente e collettore.

Il MOS che abbiamo descritto è il più diffuso e si chiama anche a "canale indotto". Ne esiste però un altro modello (Fig. 9.4.) detto anche MOS, ma a "svuotamento", in cui il canale conduce in assenza di polarizzazione sulla por-

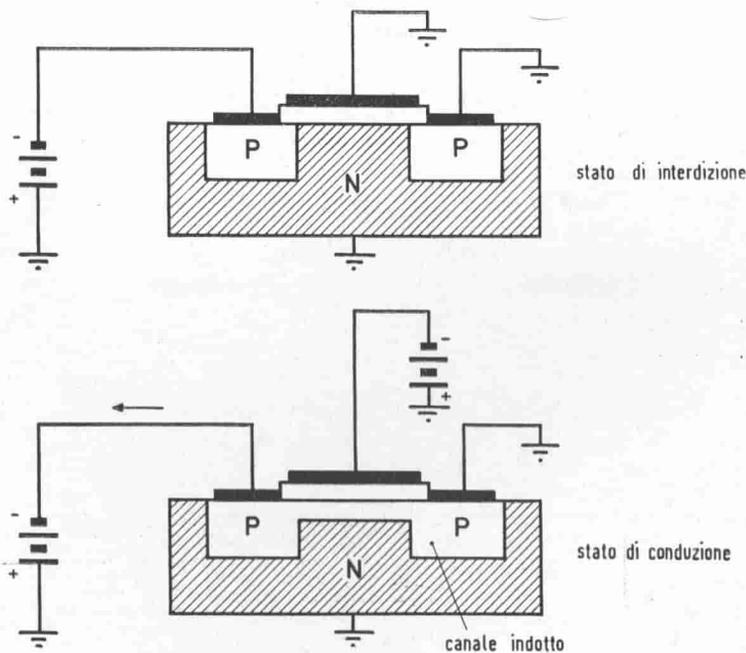


Fig. 9.3. - Formazione del canale indotto di un MOS.

ta: se questa è polarizzata positivamente, l'inversione che si produce nel semiconduttore sottostante interrompe il canale. Come nel caso precedente, anche il MOS a svuotamento esiste nelle due versioni con canale  $p$  e canale  $n$ .

#### 9.4. — Il transistore unigiunzione.

Su principi completamente differenti è basato il transistore chiamato unigiunzione, anche noto sotto il nome di diodo a doppia base. Si tratta di un semiconduttore a tre terminali con una sola giunzione  $p-n$ .

Questo transistore, illustrato in fig. 9.5., consiste di una sbarretta di Germanio o di Silicio di tipo  $n$  con elettrodi alle estremità.

Una giunzione  $p-n$  è formata lungo la barra, in prossimità del terminale chiamato base 2. Se l'emettitore rimane in circuito aperto ovvero è polarizzato in senso inverso, la barra si comporta come una resistenza ohmica di un determinato valore e possiede un gradiente di tensione approssimativamente costante lungo di essa.

Quando la giunzione viene polarizzata in senso diretto, la corrente di emettitore scorre in una porzione della barra, abbassandone la resistenza compresa fra l'emettitore e la base 1, alterando la distribuzione della tensione e facendo aumentare la corrente nel circuito esterno chiuso sulle due basi. Da questo processo risulta un fenomeno di reazione che si manifesta come una resistenza negativa fra i terminali di emettitore e base 1.

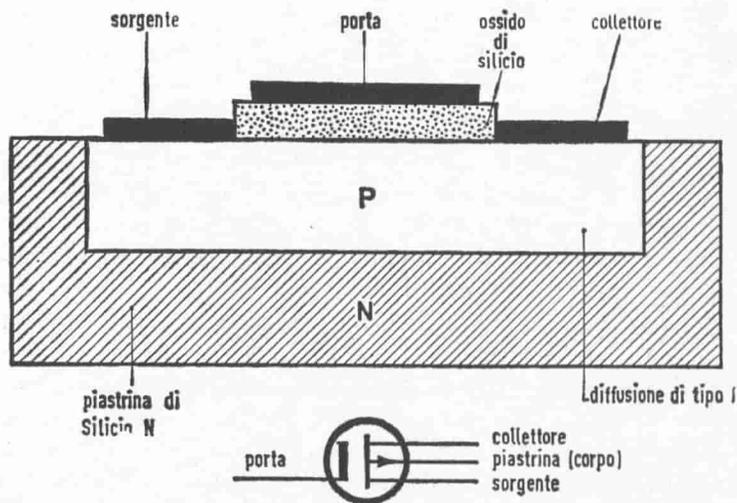


Fig. 9.4. - Sezione di un MOS canale a svuotamento di tipo  $p$ , e suo simbolo.

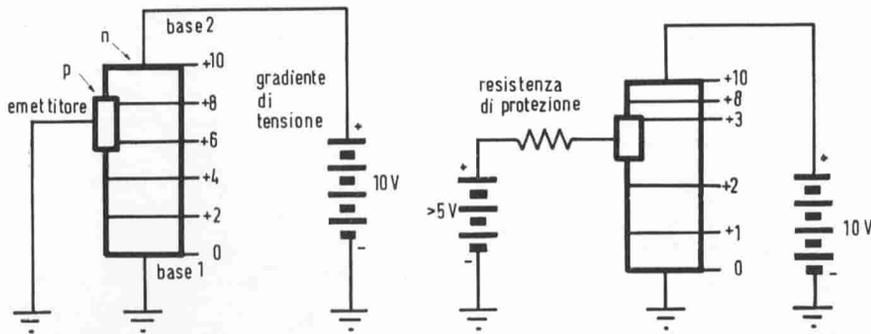


Fig. 9.5. - Transistore unigiunzione.

Aumentando la corrente di emettitore, vengono ad un certo punto a mancare le condizioni per la reazione, ed il diodo formato dall'emettitore e base 1 si comporta nella maniera convenzionale.

La caratteristica tensione-corrente di emettitore di un tipo commerciale di transistore a unigiunzione riportata in fig. 9.6. mostra il punto di inizio (nettamente determinato) ed il punto di fine (alquanto incerto) della regione a resistenza negativa. È necessario che una piccola corrente di emettitore incominci a scorrere, prima che si manifesti il fenomeno della reazione.

La caratteristica a resistenza negativa permette l'impiego del transistore unigiunzione in circuiti di commutazione rigenerativi e in oscillatori a rilassamento. Esso si presta particolarmente bene come generatore di impulsi di comando per tiristori.

## 9.5. — Diodi e raddrizzatori.

Le proprietà rettificanti di una giunzione  $p-n$  sono sfruttate in una grande varietà di dispositivi conosciuti come diodi. Talvolta si impiega il nome di diodi quando sono impiegati in circuiti elettronici, ed il nome di raddrizzatori quando si adoperano per rettificare la corrente alternata.

I diodi sono generalmente in Silicio (il Germanio è anche impiegato, specialmente quando si desidera realizzare una bassa caduta di tensione diretta) e sono ottenuti con processi di diffusione. L'elemento semiconduttore è, in un diodo per uso generale, una pastiglia del diametro di circa 0,15 mm. La caduta di tensione diretta è dell'ordine di 1 volt a 100 mA. La tensione inversa massima va da 50 a 300 volt, con correnti di fuga intorno a qualche decina di nanoampere alla temperatura ambiente. La capacità della giunzione, in assenza di polarizzazione, è di  $5 \div 10$  pF. I tipi previsti per commutazione rapida dalla conduzione all'in-

terdizione hanno giunzioni di diametro più ridotto, bassa capacità e tempi di commutazione di qualche nanosecondo.

I raddrizzatori sono sempre costituiti da una giunzione  $p-n$  caratterizzata da contatti a bassa resistenza elettrica e montata in modo da presentare una bassa resistenza termica verso l'involucro. Ciò permette di aggiungere un radiatore di calore esterno per disperdere la potenza dissipata nella giunzione, pari al prodotto della caduta di tensione diretta per la corrente diretta. Si dovrebbe anche tenere conto della potenza dissipata a causa della corrente inversa, ma in raddrizzatori al Silicio questa è trascurabile. Il rendimento è buono per la debole caduta diretta (circa 1 V), paragonata ad altri tipi di raddrizzatori, e per la elevata tensione inversa (fino a 1.500 V). Si fanno singole cellule per correnti da 0,5 A fino ad oltre 500 A.

## 9.6. — I diodi Zener, Varicap e Tunnel.

### 9.6.1. — Il diodo Zener.

Il diodo a giunzione Zener, al Silicio, è un elemento semiconduttore che presenta una elevatissima resistenza nella condizione inversa fino ad un determinato valore di tensione, denominato tensione Zener. A questo punto la resisten-

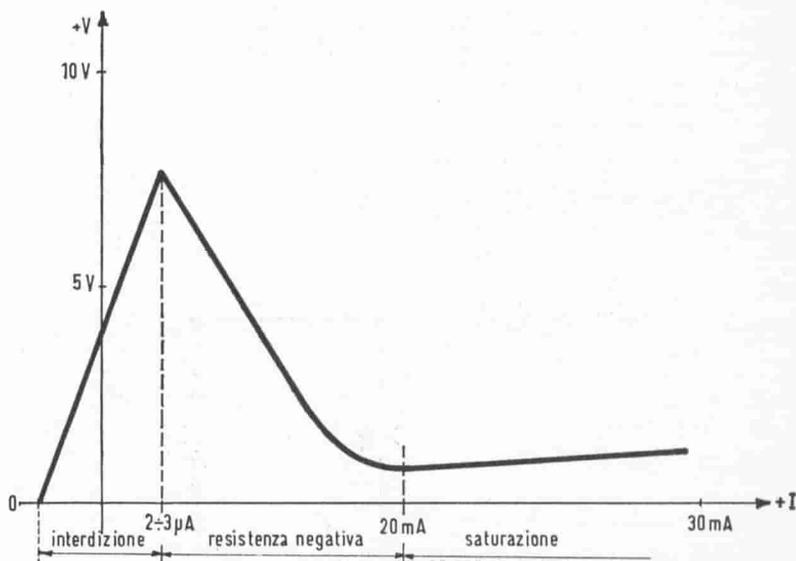


Fig. 9.6. - Caratteristica diretta di un transistor a unigiunzione.

za cade bruscamente a valori molto bassi. La corrente cresce quindi rapidamente, mentre la caduta di tensione ai capi del diodo resta approssimativamente costante.

I diodi Zener, polarizzati in senso inverso, possono essere pertanto usati come stabilizzatori di tensione.

- I vantaggi nel confronti di altri tipi di stabilizzatori possono così riassumersi:
- durata di vita maggiore, teoricamente infinita, sia nelle normali condizioni d'impiego, sia nell'immagazzinamento.
  - Maggiore robustezza meccanica.
  - Dimensioni e peso più ridotti.

I diodi Zener possono inoltre venir preparati per una gamma di tensioni e di correnti molto più estesa che nel caso di qualunque altro elemento di stabilizzatore.

Il valore della tensione Zener dipende dalla resistività del Silicio impiegato, e può quindi essere controllato durante la fabbricazione con il dosaggio delle impurità.

Come abbiamo già visto, la tensione Zener varia al variare della temperatura in maniera alquanto caratteristica. Per diodi a bassa tensione il coefficiente di temperatura è negativo, e vale circa  $-0,04\%$  per grado alla minima tensione realizzabile, pari a circa 3,5 V.

Nella regione compresa fra 5 e 6 V il coefficiente di temperatura è molto piccolo, e può esser fatto positivo o negativo controllando la corrente inversa. Cioè, per un diodo Zener previsto per una tensione compresa fra 5 e 6 V esiste un determinato valore di corrente, generalmente ammissibile, a cui corrisponde un coefficiente di temperatura nullo della tensione Zener.

Per diodi a tensione più elevata di 6 V il coefficiente di temperatura è positivo, e raggiunge un massimo di circa lo 0,1% per grado alle più alte tensioni realizzabili.

In generale è possibile raggiungere, regolando la corrente attraverso il diodo,

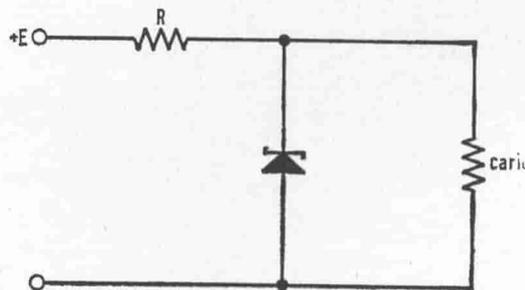


Fig. 9.7 - Diodo Zener regolatore di tensione.

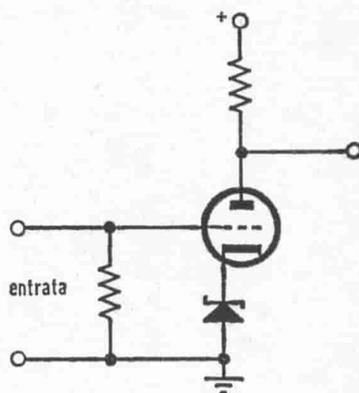


Fig. 9.8. - Diodo Zener come elemento di polarizzazione catodica.

la condizione di coefficiente di temperatura nullo per diodi con tensioni comprese fra 4,5 e 6,5 V. Nel caso di diodi a tensione inferiore a 4,5 V il valore di corrente supererebbe il massimo ammissibile. In gran parte delle applicazioni comunque il coefficiente di temperatura non si rivela intollerabile, ovvero può venire compensato nel circuito esterno del diodo.

Il limite massimo di corrente è determinato dalla capacità di dissipazione del calore, in quanto la temperatura della giunzione non deve sorpassare un determinato valore, che è generalmente dell'ordine di  $+ 150^{\circ}\text{C}$ .

La resistenza dinamica di un diodo Zener è il più importante parametro di esso. È determinata sovrapponendo una piccola corrente alternata alla corrente continua corrispondente alla condizione di funzionamento normale, e misurando la componente alternata di tensione ai capi del diodo. Il rapporto fra questa tensione e la componente alternata della corrente rappresenta la resistenza dinamica.

Questa resistenza è quindi un'espressione della variazione della tensione stabilizzata dovuta a variazioni della corrente di lavoro.

La resistenza dinamica varia al variare del punto di lavoro, e precisamente è inferiore per basse correnti.

Essa varia pure linearmente con la temperatura, aumentando di circa il 30% per  $100^{\circ}\text{C}$  di aumento di temperatura.

Il punto di lavoro raccomandato corrisponde abitualmente al 20% della massima corrente ammissibile.

Il diodo Zener può essere considerato l'equivalente semiconduttore di un tubo a gas. Il circuito regolatore più semplice (fig. 9.7.) consiste in un diodo Zener che assorbe una corrente variabile attraverso una resistenza che risulta pure in serie con il carico che si vuole alimentare a tensione costante.

Quando la tensione  $E$  ovvero il carico varia, il diodo assorbirà una maggiore o minore corrente, tendendo a mantenere costante la tensione ai capi del carico.

Nel caso in cui sia necessaria una tensione regolata relativamente elevata si ottengono migliori risultati collegando in serie più diodi uguali, previsti per tensioni più basse.

Per fare un esempio prendiamo in esame un diodo Zener per 30 V che presenti approssimativamente le seguenti caratteristiche: coefficiente di temperatura  $+ 0,1\%/^{\circ}\text{C}$ , resistenza dinamica  $60\ \Omega$ , corrente massima 30 mA.

La connessione in serie di cinque diodi a 6 V delle stesse dimensioni con resistenza dinamica di circa  $1\ \Omega$ , presenterebbe una resistenza dinamica complessiva di  $6\ \Omega$ , un coefficiente di temperatura praticamente nullo ed una corrente massima di 200 mA.

Nella regione compresa fra 6 ed 8 V è possibile compensare il coefficiente di temperatura positivo mediante la connessione in serie con polarità invertita di un secondo diodo. Quest'ultimo lavorerà pertanto nella regione della caratteristica diretta con coefficiente negativo di temperatura. Una stabilità migliore del  $\pm 1\%$  si può ottenere per variazioni della temperatura fra  $-55^{\circ}\text{C}$  e  $+100^{\circ}\text{C}$ . Esistono già in commercio diodi Zener di questo tipo, denominati a « doppio anodo ».

È implicito che una tale combinazione potrà lavorare con qualunque polarità: sarà alternativamente l'uno o l'altro diodo a lavorare come compensatore.

Nei tipi commerciali le due sezioni hanno tensioni Zener differenti di non più del 5%. Applicazioni tipiche di queste combinazioni di doppio diodo possono essere trovate in circuiti limitatori simmetrici.

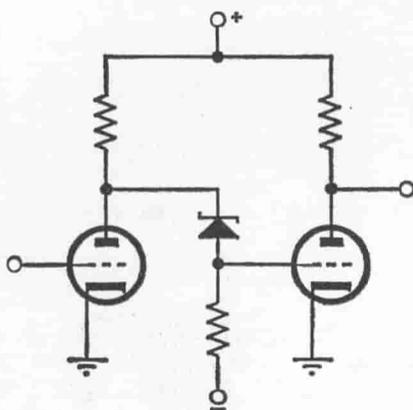


Fig. 9.9. - Diodo Zener come elemento di accoppiamento.

Il diodo Zener è particolarmente adatto per dare una precisa e pulita limitazione. La sua caratteristica inversa presenta infatti un gomito molto più brusco della curvatura della caratteristica di conduzione di qualunque altro diodo.

Inoltre non sono necessarie batterie di polarizzazione, con risultante economia di componenti.

Il diodo Zener può essere vantaggiosamente impiegato per la polarizzazione catodica di valvole e per la polarizzazione di transistori. La sua bassa impedenza rende superfluo l'uso di condensatori passa-basso. L'impiego di un diodo Zener con resistenza dinamica di  $10 \Omega$  nel circuito catodico di una valvola equivale all'insieme della resistenza di polarizzazione e di un condensatore di  $16.000 \mu\text{F}$  alla frequenza di  $1 \text{ Hz}$  (fig. 9.8.).

Nel caso di accoppiamenti in corrente continua, l'uso di un diodo Zener (fig. 9.9.) permette di abbassare soltanto il livello continuo, senza attenuazione del segnale, con azione simile a quella di un accoppiamento a condensatore nel caso di accoppiamenti in corrente alternata.

Nel caso di alimentatori stabilizzati a bassa tensione con più complesse prescrizioni di quanto possa essere ottenuto con l'uso diretto di diodi Zener, questi ultimi possono essere impiegati come elemento di riferimento. Alcuni esempi sono riportati al Capitolo VIII.

### 9.6.2. — Il diodo a variazione di capacità (VARICAP e VARACTOR).

Nelle immediate vicinanze di una giunzione  $p-n$  la densità dei portatori di cariche (elettroni nella regione  $n$  e buchi nella regione  $p$ ) è ridotta praticamente a zero quando alla giunzione è applicata una tensione inversa.

L'ampiezza di questa zona vuota e pertanto non conduttrice, che si estende simmetricamente da una parte e dall'altra della giunzione, determina la capacità

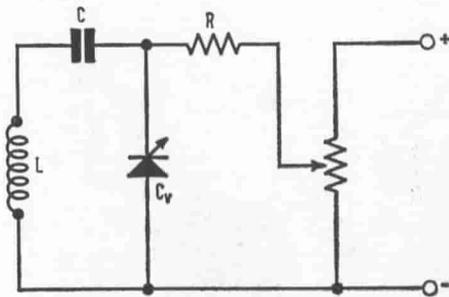


Fig. 9.10. - Sintonia manuale.

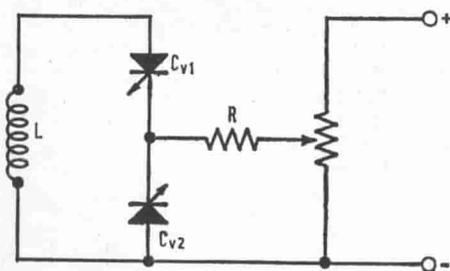


Fig. 9.11. - Sintonia manuale con eliminazione di autopolarizzazione.

della giunzione quando essa è polarizzata in senso inverso, ed è funzione della tensione inversa applicata.

Quando si fa aumentare la tensione la zona vuota si estende maggiormente provocando una diminuzione della capacità della giunzione.

La tensione ha praticamente come effetto di allontanare fra loro due superfici conduttive, facendo diminuire la capacità esistente fra esse a causa dell'aumentata distanza.

In altre parole, è come se disponessimo di un condensatore con area delle armature e costante dielettrica dell'isolante invariabili, mentre lo spessore dell'isolante varia in funzione della tensione applicata.

Per impiegare la giunzione come condensatore la tensione applicata può va-

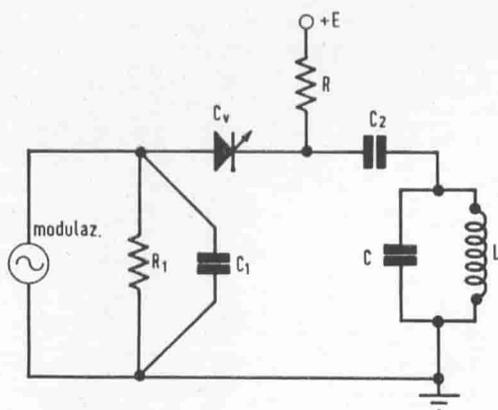


Fig. 9.12. - Modulazione di frequenza.

riare fra la massima tensione inversa e zero volt, o al massimo, qualche decimo di volt nel senso diretto. Per tensioni più elevate in senso diretto il diodo entra in conduzione e l'effetto capacitivo scompare.

Se si vuole evitare questo fenomeno, occorre collegare due diodi in serie-opposizione: in tal modo si ha sempre uno dei diodi polarizzato in senso inverso, e non interviene un'azione limitatrice sul segnale applicato.

Se la tensione inversa applicata cresce oltre il valore massimo consigliato, ne può conseguire un danno permanente alla giunzione. Normalmente si deve quindi prevedere l'applicazione della tensione attraverso una resistenza elevata. Questa può avere il valore di qualche megaohm, in quanto la corrente di fuga ordinaria del diodo è insignificante, e al disopra della tensione massima la resistenza esercita una efficace limitazione della corrente. Inoltre questa resistenza è sovente utile per disaccoppiare il circuito che utilizza la capacità variabile del diodo ed il circuito del segnale di controllo.

La corrente di fuga ridottissima fa sì che il diodo polarizzato in senso inverso si comporti come un condensatore quasi perfetto in parallelo con una resistenza molto grande.

Essendo d'altro canto la resistenza in serie, cioè quella dei reofori e della parte non vuota dei cristalli  $p$  ed  $n$  molto piccola, il fattore di merito  $Q$  risulta abbastanza elevato da permettere l'impiego del diodo praticamente in tutte le applicazioni dei condensatori normali. L'impiego di questi diodi denominati VARICAP rende quindi particolarmente semplici ed attraenti una grande varietà di circuiti, fra cui citeremo a titolo di esempio:

- controlli automatici di frequenza,

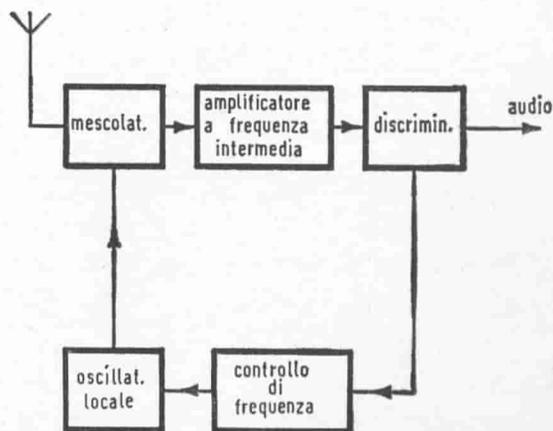


Fig. 9.13. - Schema a blocchi di un ricevitore con C.A.F.

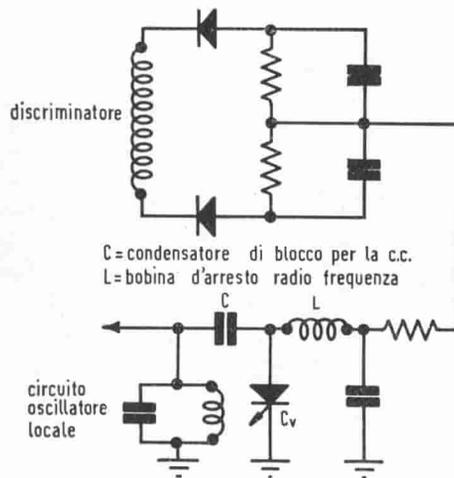


Fig. 9.14. - Controllo automatico di frequenza.

- modulatori di frequenza,
- comando a distanza di sintonia,
- filtri a controllo elettronico.

Il campo di temperatura ammissibile si estende generalmente fra  $-65^{\circ}\text{C}$  e  $+150^{\circ}\text{C}$ .

La variazione di capacità (ad una tensione fissa), dovuta alla variazione di temperatura, è dell'ordine del 0,2% per grado  $^{\circ}\text{C}$ .

Nelle figure da 9.10. a 9.18., sono riportati alcuni schemi di principio per l'utilizzazione di questi diodi.

*Sintonia manuale.* — La fig. 9.10. illustra un semplice circuito di sintonia, che può trovare applicazione nei normali ricevitori, o in autoradio, per il telecomando dell'accordo, anche da differenti punti. Risulta subito apparente il vantaggio di un telecomando elettrico nei confronti di un telecomando a trasmissione meccanica.  $C$  è un condensatore di blocco per la tensione di controllo, mentre  $R$  (dell'ordine di parecchi megaohm) isola il circuito oscillante dal circuito di controllo e protegge il diodo da tensioni di controllo anormali. La frequenza di risonanza è determinata da  $L$  e  $C_v$ .

Se l'ampiezza della tensione oscillante è tanto elevato da produrre autopolarizzazione del diodo, si deve ricorrere al circuito di fig. 9.11., con due diodi in serie-opposizione. Questo circuito permette di sfruttare al 100% la variazione di capacità di un diodo. Rapporti di capacità di 10 : 1 sono realizzabili e si possono coprire gamme di frequenza molto ampie, come, ad esempio, l'intera gamma delle onde medie.

*Modulazione di frequenza.* — Il circuito di fig. 9.12. dimostra come il diodo può essere utilizzato per la modulazione di frequenza. La tensione audio che appare ai capi di  $R_1$  fa variare la capacità del diodo  $C_v$  e di conseguenza la capacità totale del circuito oscillante. Una polarizzazione continua è applicata attraverso la resistenza di isolamento  $R$  per portare la zona di lavoro nella parte lineare della caratteristica del diodo, e controllare altresì il valore centrale della frequenza.  $C_1$  è un corto circuito per la radiofrequenza, ma non influenza la modulazione, e  $C_2$  è un blocco per la tensione continua di polarizzazione.

*Controllo automatico di frequenza.* — In un circuito per il controllo automatico di frequenza, il diodo può sostituire il tubo a reattanza, con notevole semplificazione del circuito.

La fig. 9.13. riporta lo schema a blocchi di un sistema con C.A.F., e la fig. 9.14. la porzione del controllo più in dettaglio.

*Sintonia automatica.* — Il principio della sintonia automatica è basato sul circuito di fig. 9.15.

Gli elementi del circuiti oscillante sono  $L$  e  $C_v$ .

Il condensatore  $C$  è un blocco per la corrente continua, ed il suo valore è molto elevato rispetto a  $C_v$ .  $R$  è la resistenza di isolamento, ovvero di blocco, per la radiofrequenza.

Quando l'interruttore  $I$  è aperto, il condensatore  $C$ , immaginato inizialmente scarico, si carica esponenzialmente, tendendo alla tensione  $E$ , ad una velocità determinata dalla costante di tempo  $T \doteq RC$  e dalla tensione  $E$ . Durante questo periodo di carica, la frequenza di accordo del circuito oscillante spazza una gamma i cui limiti sono determinati da  $L$ ,  $C_v$  ed  $E$ .

A carica del condensatore  $C$  ultimata, la chiusura dell'interruttore  $I$  ristabilisce le condizioni iniziali. Aprendo l'interruttore il ciclo si ripete.

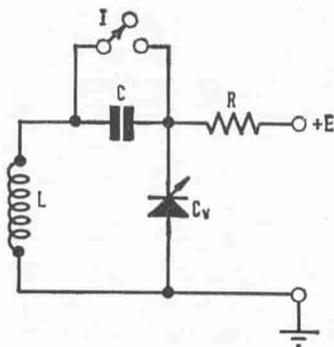


Fig. 9.15. - Principio della sintonia automatica.

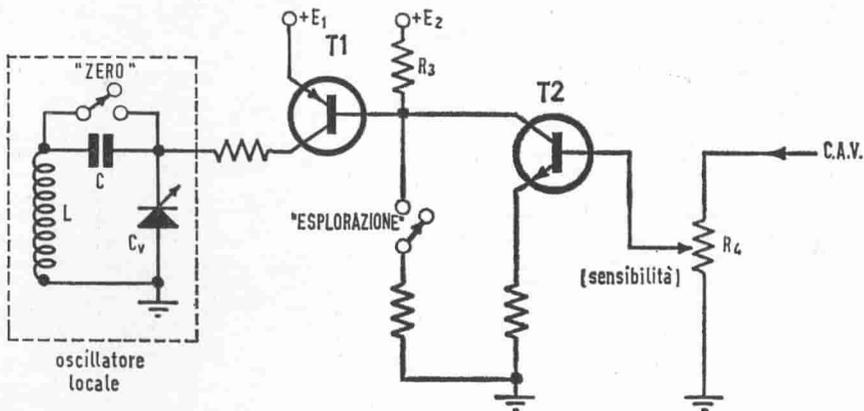


Fig. 9.16. - Circuito di sintonia automatica interamente transistorizzato.

Le applicazioni di un semplice circuito di questo genere, a singolo spazzamento, sarebbero però alquanto limitate. Occorre potere in qualche modo controllare lo spazzamento, ed arrestarlo eventualmente in modo automatico ad un qualsiasi valore intermedio.

Una soluzione molto interessante consiste nel far uso di un sistema (rappresentato dal circuito di fig. 9.15) asservito alla tensione del controllo automatico di volume di un ricevitore, per realizzare la ricerca automatica delle stazioni.

Le figg. 9.16. e 9.17. illustrano questo circuito in due versioni sostanzialmente identiche. Il transistor  $n-p-n$   $T_2$  della prima è infatti sostituito da un tubo a vuoto nella seconda.

Immaginiamo che entrambi gli interruttori del circuito di fig. 9.16. siano aperti. In assenza della tensione del controllo automatico di volume, il transistor  $T_2$  si trova in conduzione, e quindi la caduta di tensione in  $R_3$  è notevole, e maggiore della differenza fra le tensioni  $E_1$  ed  $E_2$  ( $E_2$  è maggiore di  $E_1$ ). Anche  $T_1$  pertanto è in piena conduzione e presenta una resistenza ridotta alla corrente di carica del condensatore  $C$ . La frequenza di accordo si sposta attraverso la gamma, durante la carica del condensatore. Se durante questo spazzamento ci si avvicina ad un certo punto ad una frequenza su cui esiste emissione, la tensione del controllo automatico di volume diventa di più in più negativa.

La conduzione di  $T_2$  diminuisce fino al punto in cui la caduta di tensione in  $R_3$  si riduce tanto da interdire completamente  $T_1$ . Il condensatore  $C$  resta quindi carico alla tensione raggiunta, e tutto il circuito rimane sintonizzato sulla stazione.

Anche se il condensatore  $C$  si scarica attraverso le resistenze non infinite del circuito, la sintonia viene mantenuta. Infatti la scarica di  $C$  tende a far spostare la sintonia, quindi la tensione di controllo automatico di volume diminuisce, e  $T_1$

ricomincia a condurre maggiormente, permettendo il passaggio di una certa corrente di carica, fino a che l'equilibrio è nuovamente raggiunto.

La fig. 9.18. illustra il punto di equilibrio sulla caratteristica della tensione di controllo automatico di volume.

Se si chiude per un corto istante l'interruttore « ESPLORAZIONE », il condensatore riprende a caricarsi, fino a quando una nuova stazione emittente è raggiunta.

Una volta raggiunta l'estremità della gamma, il circuito può essere riportato alle condizioni iniziali chiudendo temporaneamente l'interruttore « ZERO ».

Il potenziometro di sensibilità fa in modo che soltanto segnali con livello superiore ad un valore determinato siano in grado di farsi agganciare dal circuito.

La costante di tempo del circuito comprendente il condensatore di spazzamento è generalmente di alcuni secondi, ed in ogni caso maggiore della costante di tempo del filtro per la tensione del controllo automatico di volume.

Esiste una particolare categoria di questi diodi, denominati VARACTOR, ottenuti sempre dal Silicio, con il procedimento a diffusione, partendo da materiale epitassiale. Lo scopo è di realizzare una giunzione *p-n* la quale, allorché è polarizzata in senso inverso, risulti puramente capacitiva: perciò occorre che la resistenza interna in serie sia la più bassa possibile, e ciò si ottiene appunto usando materiale epitassiale. I VARACTOR sono destinati all'impiego nel campo delle microonde. Per esempio un diodo tipico di questa famiglia ha un diametro della giunzione di circa 25 micron: la capacità in assenza di polarizzazione è di 1 pF, e la resistenza in serie di  $2,5 \Omega$ , ciò che dà una frequenza di taglio (frequenza a cui la reattanza capacitiva uguaglia la resistenza) di 60 GHz. Con l'arseniuro di

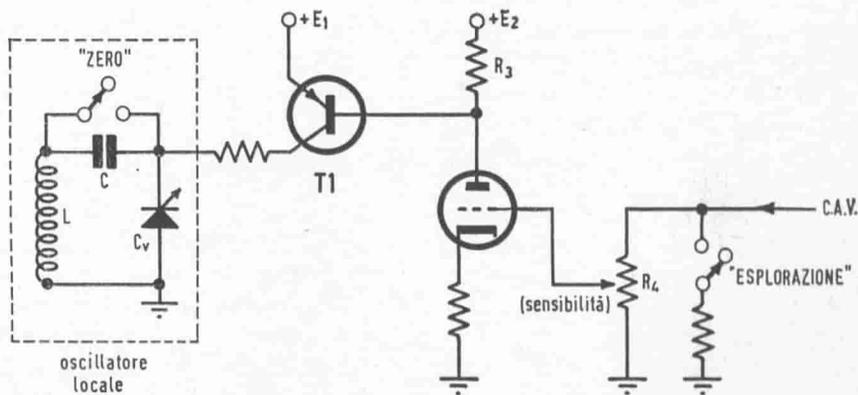


Fig. 9.17. - Circuito identico al precedente, ma con tubo a vuoto in sostituzione di  $T_2$ , per realizzare una impedenza d'ingresso più elevata.

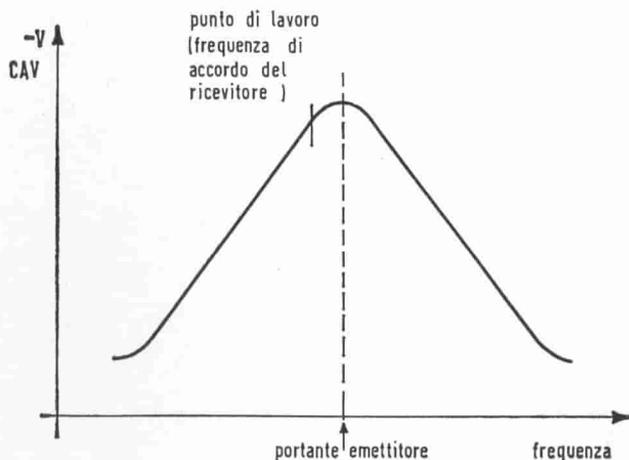


Fig. 9.18. - Punto di lavoro dei circuiti di fig. 4.7 e fig. 4.8.

Gallio si possono fare VARACTOR con frequenza di taglio fino a 400 GHz, per l'impiego nelle onde millimetriche.

Un'applicazione notevole del VARACTOR è la seguente. A causa della non-linearità della sua capacità in funzione della tensione inversa, il VARACTOR può esplicare funzioni di moltiplicazione di frequenza, di oscillazione e di commutazione.

Esso può fornire amplificazione in un curioso circuito: se si applica ad esso un segnale, ed allo stesso tempo si modula la sua capacità con un'altra tensione alternata a frequenza differente (quest'ultima sovente chiamata "tensione di pompaggio") si ha trasferimento di energia dalla "pompa" al segnale, che si ritrova amplificato, purché la modulazione della capacità abbia una determinata relazione di fase con il segnale applicato.

### 9.6.3. — Il diodo Tunnel.

Il diodo Tunnel possiede una giunzione  $p-n$  caratterizzata da una percentuale molto alta di impurità sia nella regione  $p$  che nella regione  $n$ . Ciò ha per conseguenza di creare una giunzione molto pronunciata con la barriera relativa molto sottile. I diodi normali non conducono, praticamente, con tensione applicata inversa, ed incominciano a condurre con circa 0,3 V di tensione diretta. Nel diodo Tunnel, invece, già una debole tensione inversa stabilisce un campo elettrico a gradiente così alto, (a causa della sottigliezza della barriera) che gli elet-

troni di valenza nella regione  $p$ , degli atomi prossimi alla barriera riescono a "traforare" quest'ultima dalla regione  $p$  ed entrare nella regione  $n$ . In maniera analoga una debole tensione diretta fa sì che gli elettroni liberi della regione  $n$  traforano la barriera per portarsi nella regione  $p$ . Ciò significa che intorno allo zero (vedi Fig. 9.19.) il diodo Tunnel conduce ugualmente bene in entrambe le direzioni. Mentre però, aumentando la tensione in senso inverso anche la corrente aumenta (portatori di carica minoritari), aumentandola in senso diretto si verifica un fenomeno curioso: a misura che i portatori di carica (questa volta maggioritari) attraversano la barriera per effetto "Tunnel" in numero sempre più grande, lo spessore effettivo della barriera aumenta, rendendo il "traforo" sempre più difficile. Continuando ad aumentare la tensione (diretta) l'effetto Tunnel sparisce, la corrente diminuisce fin quasi ad annullarsi, per ricominciare poi ad aumentare quando la tensione diventa sufficiente (circa 0,3 V) ad iniziare la normale corrente diretta di un diodo, dovuta ai portatori di carica minoritari. Fra la corrente di Tunnel e la corrente normale c'è dunque una regione a resistenza negativa, in cui, aumentando la tensione, la corrente diminuisce. Questa caratteristica a resistenza negativa può essere usata per commutazione rapida: se il punto  $A$  è il punto di lavoro iniziale del diodo, un piccolo impulso di corrente sposterà il punto oltre il picco nella regione a resistenza negativa (instabile), forzando quindi il diodo a portarsi nel nuovo punto di lavoro  $B$  sulla stessa retta di

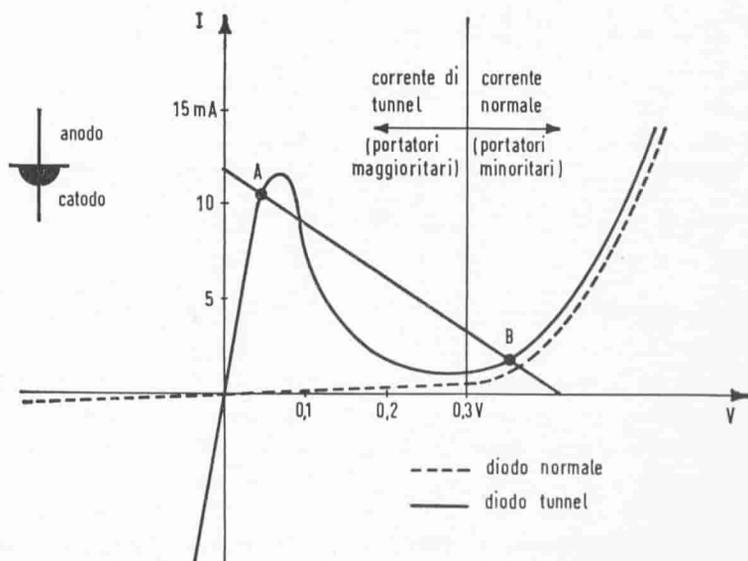


Fig. 9.19. - Caratteristica del diodo tunnel, e suo simbolo.

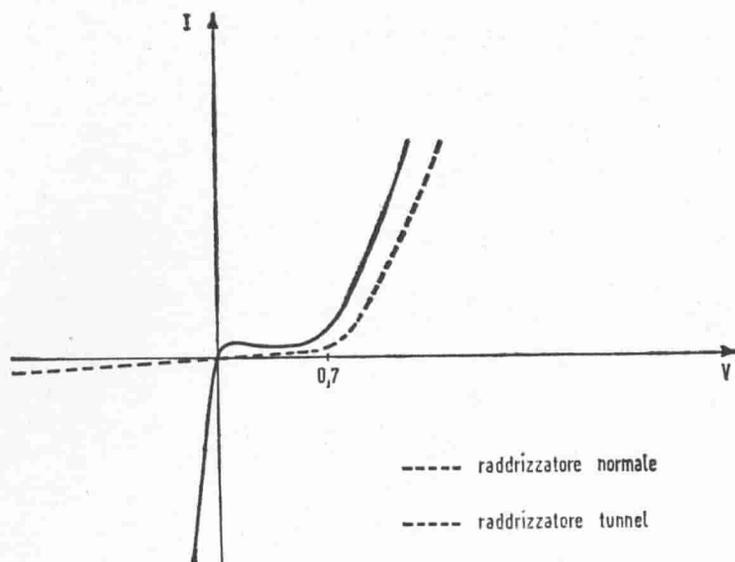


Fig. 9.20. - Caratteristica del raddrizzatore tunnel.

carico. Siccome la corrente di Tunnel è dovuta ai portatori maggioritari, caratterizzati da alta mobilità, la commutazione è rapidissima, dell'ordine del nanosecondo. Cioè il diodo Tunnel può anche lavorare nel campo delle micro-onde.

L'altra proprietà interessante è che tutto il comportamento descritto si svolge entro qualche centinaio di millivolt delle tensioni applicate.

Il Germanio, per la sua alta mobilità, è usato per diodi Tunnel che devono lavorare da amplificatori e generatori ad imperfrequenze.

L'arseniuro di Gallio è impiegato nelle applicazioni di potenza, per esempio come raddrizzatore di piccole tensioni (anche con corrente elevata): infatti il diodo Tunnel polarizzato in senso inverso conduce meglio di un raddrizzatore polarizzato in senso diretto; per contro non potrà sopportare una tensione inversa superiore all'inizio della conduzione normale che, per l'arseniuro di Gallio, è di circa 0,7 V. In questa particolare applicazione la fabbricazione è progettata in modo da far quasi sparire il picco diretto della corrente di Tunnel e la regione a resistenza negativa (Fig. 9.20.).

Naturalmente un diodo Tunnel raddrizzatore si collega in circuito con polarità invertita rispetto a quella di un raddrizzatore convenzionale.

Resta da fare un'ultima considerazione sul diodo Tunnel: esso è il dispositivo semiconduttore più resistente alle radiazioni nucleari, almeno dieci volte di più del transistor. Ciò proviene dal fatto che la sua resistività è molto bassa

(numero di impurità alto). Inoltre il diodo Tunnel non è molto influenzato neppure dalle radiazioni ionizzanti, poiché non è sensibile alle alterazioni di superficie, che sono appunto prodotte da tali radiazioni.

## 9.7. — Fotoelementi semiconduttori.

### 9.7.1. — La cellula fotoconduttiva.

Quando la luce cade su un materiale semiconduttore, l'energia luminosa viene più o meno assorbita all'interno del cristallo e va ad aumentare il livello energetico degli elettroni di valenza, che possono eventualmente saltare al di là della banda proibita e diventare perciò elettroni liberi. Si vengono pertanto a creare dei portatori di cariche, elettroni e buchi, dovuti all'azione della luce, e la resistenza del materiale semiconduttore decresce.

Per realizzare una cellula fotoconduttiva si deposita il materiale, sotto forma policristallina, secondo una linea a serpentina, su di un supporto ceramico, collegata ad ogni estremità ad un elettrodo. Il tutto è generalmente rinchiuso in un involucro ermetico provvisto di una finestra di vetro.

L'andamento della resistenza in funzione dell'illuminazione per una fotocellula tipica è rappresentato in Fig. 9.21. (Si ponga attenzione alla doppia scala logaritmica). I valori indicati si riferiscono ad una cellula al solfuro di Cadmio per luce incidente alla temperatura di colore di 2.700°K.

Le cellule fotoconduttive non rispondono molto rapidamente al cambiamento del valore di illuminazione: in generale la risposta è più rapida ad elevati livelli di luce, ed inoltre essa è più lenta per un incremento di luce e più rapida per un decremento. Non essendo polarizzate, esse possono funzionare sia in circuiti a corrente continua che alternata.

I materiali utilizzati in questi tipi di cellule e la relativa sensibilità spettrale sono qui di seguito riportati:

Solfuro di Cadmio	$\lambda = 0,4 \div 0,9 \mu$
Seleniuro di Cadmio	$\lambda = 0,2 \div 0,8 \mu$
Solfuro di Piombo	$\lambda = 0,3 \div 3,5 \mu$
Seleniuro di Piombo	$\lambda = 1 \div 5 \mu$
Tellururo di Piombo	$\lambda = 0,6 \div 6 \mu$
Antimoniuro di Indio	$\lambda = 0,6 \div 7,8 \mu$

Come si vede tutte queste cellule sono specialmente sensibili nel campo dell'infrarosso e del calore. Il loro uso principale si trova nei rivelatori o controlli di fiamma, controlli a raggi infrarossi, spettrofotometri a infrarosso, pirometri a radiazione.

Esse sono caratterizzate da una risposta di frequenza molto ridotta, dell'ordine di qualche Hz.

Le cellule fotoconduttive possiedono in una certa misura una memoria delle

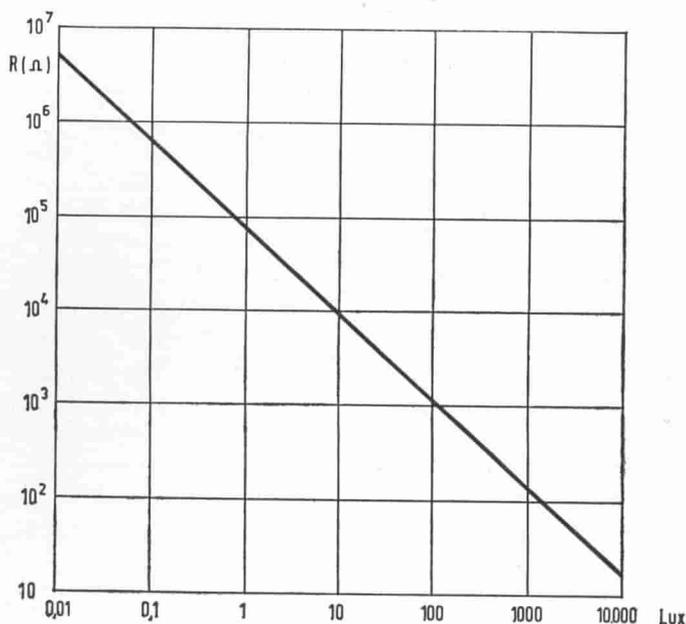


Fig. 9.21. - Caratteristica tipica di una cellula fotoconduttrice.

precedenti esposizioni alla luce: dopo essere rimaste esposte a luce molto forte (con o senza tensione applicata) esse tendono a diventare meno sensibili e più rapide. Questi cambiamenti scompaiono dopo un periodo d'immagazzinamento al buio. Se quindi una cellula deve essere impiegata per delle misure precise è necessario precondizionarla, ciò che si fa esponendo in anticipo la cellula per una ventina di ore ad un'illuminazione di circa 500 Lux di un tubo fluorescente di tipo solare.

### 9.7.2. — Il fotodiode e il fototransistore.

I fotodiodi sono costituiti da giunzioni *p-n*, generalmente di Germanio, polarizzate in senso inverso con l'applicazione di una tensione esterna. Nell'oscurità, la sola corrente circolante è la corrente di fuga, molto ridotta, del diodo. Se della luce cade sulla giunzione, essa cede sufficiente energia per liberare degli elettroni e generare quindi delle coppie buchi-elettroni.

Il campo elettrico spazza via i buchi da una parte e gli elettroni dall'altra, e nasce una corrente nel circuito esterno che è molto grande paragonata alla corrente di fuga.

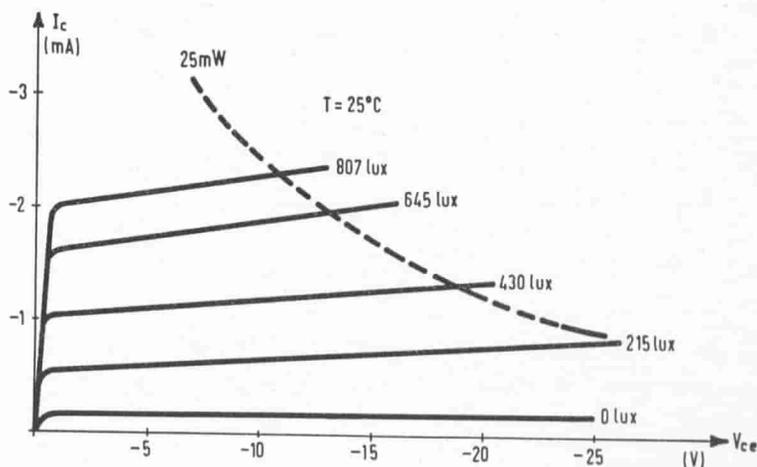
Se la giunzione ora esaminata costituisce la giunzione di emettitore di un transistor, ci troviamo di fronte al foto-transistore. La corrente fotoelettrica rappresenta la corrente base-emettitore, e una versione amplificata di essa si trova nel circuito di collettore. Il foto-transistore è atto, in condizioni di illuminazione di tutto o niente ad azionare direttamente relé sufficientemente robusti.

In Fig. 9.22. sono rappresentate le caratteristiche di un fototransistore.

Una caratteristica importante dei fotodiodi e dei fototransistori è l'area estremamente ridotta della parte sensibile, che li rende particolarmente consigliabili come indicatori di posizione.

### 9.7.3. — Il diodo fotovoltaico.

Esiste un altro diodo, denominato fotovoltaico, a cui non si applica una tensione esterna. I portatori liberi si diffondono attraverso la giunzione creando la solita barriera di potenziale una volta raggiunto l'equilibrio. Quando la giun-



$V_{ce}$  = max 25V  
 $I_c$  = max 10mA  
 $P_c$  = max 25 mW  
 $I_{c0}$  ( $I_b=0$ ) = 300  $\mu$ A ( $-V_{ce}=10V$ )  
 $f_{ce}$  = 3 kHz  
 Sens. (7mm<sup>2</sup> area sensibile) = 0,3A/lumen  
 Risposta spettrale = 1,55  $\mu$  picco  
                           = 2  $\mu$  limite

(Simile a questo, ma previsto per tensione e sensibilità più ridotte, è il tipo OCP70)

Fig. 9.22. - Fototransistore OCP71.

zione è colpita dalla luce, nuovi portatori sono creati e la diffusione di cariche attraverso la giunzione aumenta. Se le regioni adiacenti alla giunzione sono fatte molto sottili, esse finiranno per essere saturate di portatori: in questo momento si può misurare una effettiva differenza di potenziale fra i due terminali e una corrente circola in una eventuale resistenza di carico collegata fra di essi, fornendo potenza.

Ci troviamo perciò di fronte ad una sorgente primaria di energia elettrica. La cellula trasforma in energia elettrica una parte più o meno grande dell'energia radiante che la colpisce, come una pila trasforma in energia elettrica una parte dell'energia chimica dovuta alla reazione che in essa si svolge.

Per questo esse sono state anche chiamate batterie solari, o pile solari.

I successi recentemente conseguiti in questa applicazione sono da attribuirsi ai progressi realizzati nella tecnologia del Silicio, più favorevole del Germanio sotto il punto di vista del rendimento energetico.

È ora possibile ottenere dei monocristalli di Silicio di dimensioni tali che da essi si possono tagliare delle lamine di superficie dell'ordine di parecchi  $\text{cm}^2$ .

Atomi estranei vi sono diffusi in fase gassosa.

I laboratori Bell hanno per esempio realizzato pile al Silicio su cui uno strato  $p$  è formato per diffusione di Boro. Si annuncia un rendimento dell'11%, corrispondente ad una potenza di  $110 \text{ W/m}^2$  alla luce solare.

Rendimenti maggiori (15-18%) sembrano possibili con dei nuovi semiconduttori, quali ad esempio Alluminio-Antimonio.

Le pile solari sono più interessanti delle pile radioattive descritte più oltre.

Esse presentano un rendimento più alto, e soprattutto il funzionamento non provoca alcuna deteriorazione del cristallo.

Si può quindi contare su durate di servizio teoricamente illimitate. Già esistono in commercio radioricevitori portatili alimentati da una batteria di pile solari.

La sensibilità fotovoltaica può essere ottenuta nell'infrarosso, nello spettro visibile e nell'ultravioletto.

L'uso principale della cellula al Silicio è fatto ora nel campo fotometrico: controlli di illuminazione e di colore, esposimetri per fotografia e cinematografia: in questa ultima applicazione essa risulta particolarmente utile in quanto è capace di azionare, senza l'aiuto di batterie, i meccanismi di controllo automatico dell'esposizione.

Altre applicazioni si trovano nel dominio dell'automazione, in dispositivi di sicurezza, in contatori ed in lettori di zona perforata.

Più recente è l'applicazione delle batterie solari: cellule di opportune dimensioni, eventualmente raggruppate in combinazioni in serie od in parallelo, quando sono sottoposte all'irradiazione solare, forniscono energia sufficiente ad azionare apparecchiature a transistori o a caricare accumulatori.

La velocità di risposta di una cellula al Silicio è unicamente limitata dalla capacità presente all'uscita. Si ha quindi interesse a diminuire la resistenza di ca-

rico ed usare cellule della minima area possibile quando sia importante ottenere una larga banda passante.

Fenomeni di invecchiamento non si sono potuti riscontrare per livelli di illuminazione fino a 10.000 lux.

La tensione a vuoto generata dalla cellula varia in maniera approssimativamente logaritmica con l'illuminazione, tendendo al limite di 0,6 V per alti valori di illuminazione.

La corrente di corto circuito è dell'ordine di 0,5 mA per centimetro quadrato, per illuminazione corrispondente a pieno sole.

Le cellule al Silicio sono capaci di convertire in energia elettrica circa il 10% dell'energia radiante incidente. È bene, quando è possibile, provvedere al raffreddamento delle cellule esposte al sole.

Ogni 20°C di aumento di temperatura (fino alla temperatura massima di circa + 100°C) produce infatti una diminuzione della massima potenza di uscita del 10% circa.

Uno speciale accenno merita un recentissimo elemento fotoelettrico, sviluppato dalla Casa tedesca TEKADE.

Esso è denominato Fotodiodo a strato di sbarramento KF11, e consiste di una struttura  $n-p-n$  a due terminali, caratterizzata da uno strato  $p$  (strato di sbarramento) di estrema sottigliezza, dell'ordine di 1 micron, e di elevata concentrazione di impurità a tipo positivo.

Elettricamente esso può considerarsi come l'insieme di due fotodiodi identici collegati in opposizione; costruttivamente è realizzato formando due giunzioni  $n$  opposte su una piastrina  $p$ .

Si immagini ora di applicare una tensione alternata fra i due elettrodi collegati alle due regioni  $n$ .

Nell'oscurità completa, per ogni semionda, ci sarà sempre uno dei due diodi che si trova in condizioni di interdizione, e circolerà soltanto la ridottissima corrente di fuga.

Se ora si illumina una delle due giunzioni, si genereranno in prossimità di quest'ultima delle coppie buco-elettrone. Si avrà quindi, durante la semionda di interdizione di questa giunzione, una rilevante corrente inversa, come in un normale fotodiodo, mentre nello stesso tempo la seconda giunzione non può bloccare questa corrente. Nel circuito esterno si avrà quindi una corrente pulsante raddrizzata sempre dello stesso segno.

Se ora si illumina l'altra giunzione, ripiombando nell'oscurità la prima, si avrà ancora corrente pulsante nel circuito esterno, ma di opposta polarità.

Essendo la regione  $p$  centrale estremamente sottile, è sufficiente muovere di qualche micron il raggio luminoso per invertire il senso della corrente nel circuito. Praticamente il grado di discriminazione « destra-sinistra » è unicamente determinato dalle dimensioni del raggio luminoso.

Se si illuminano ugualmente le due giunzioni, nel circuito esterno fluirà una corrente alternata senza componenti continue.

Questo stesso fotodiiodo è anche una cellula fotovoltaica, che ha un potere discriminatore « destra-sinistra » pari a quello ottenibile nel funzionamento con alimentazione esterna.

La fig. 9.23 riporta la caratteristica della cellula KF11 impiegata come cellula fotovoltaica.

## 9.8 — Pile radioattive.

Un semiconduttore può essere bombardato di raggi  $\alpha$ ,  $\beta$  o  $\gamma$ .

Sotto questo bombardamento si liberano delle coppie di portatori di cariche, come già visto per le pile solari, e la differenza di potenziale provocata può far circolare una corrente in un circuito esterno.

Tutte queste radiazioni possono però deteriorare la struttura cristallina, dal momento in cui la loro energia sorpassa un valore critico che è di circa 0,63 MeV per il Germanio e 0,3 MeV per il Silicio. Questa rappresenta l'energia necessaria per strappare un atomo del semiconduttore dalla sua posizione normale nel re-

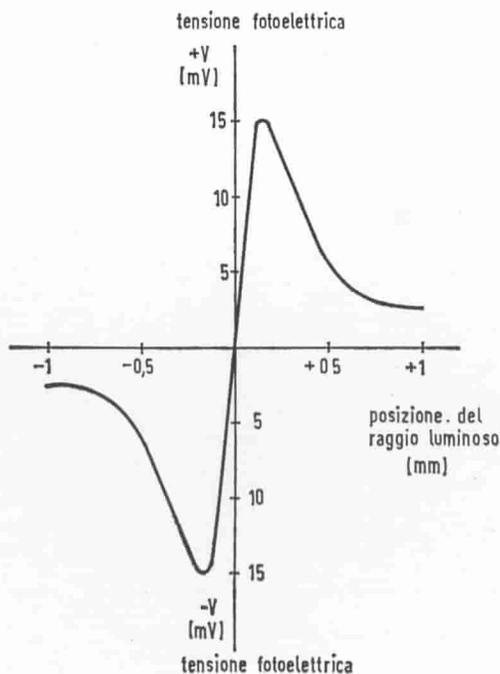


Fig. 9.23. - Caratteristica di uscita della fotocellula KF11.

ticolo cristallino, alterando la simmetria di quest'ultimo in maniera irreversibile.

È possibile prevedere l'introduzione di schermi ma allora, il rendimento della pila diviene estremamente basso.

In questo caso lo schermo va calcolato in modo che la durata del semiconduttore sia dello stesso ordine di quella della sorgente radioattiva.

Il Germanio è per ora il preferito nelle pile radioattive.

Le caratteristiche di cui si è a conoscenza al momento attuale parlano di correnti dell'ordine di  $0,1 \text{ mA/cm}^2$ , di potenze dell'ordine di  $10^{-5} \text{ W/cm}^2$ , con rendimenti di qualche percento. Esse sembrano adatte specialmente per la produzione di tensioni relativamente elevate con correnti molto piccole.

Forse più interessante è la pila radioattiva secondaria.

In questa una sorgente radioattiva eccita la fosforescenza di uno schermo del tipo impiegato nei tubi per oscillografi, e la luce prodotta è trasformata in corrente elettrica da una pila del tipo solare già visto.

## 9.9. — Generatori di Hall.

La conduzione in un semiconduttore è influenzata dalla presenza di un campo magnetico.

Ne accenneremo qui solo molto brevemente, rimandando il lettore alle opere specializzate ed ai vari articoli comparsi sulle riviste.

Consideriamo una sottile piastrina rettangolare di semiconduttore come quella rappresentata in fig. 9.24a., immaginata sottratta ad ogni campo magnetico.

Se applichiamo una tensione continua fra i terminali  $E_1$  ed  $E_2$  circolerà una

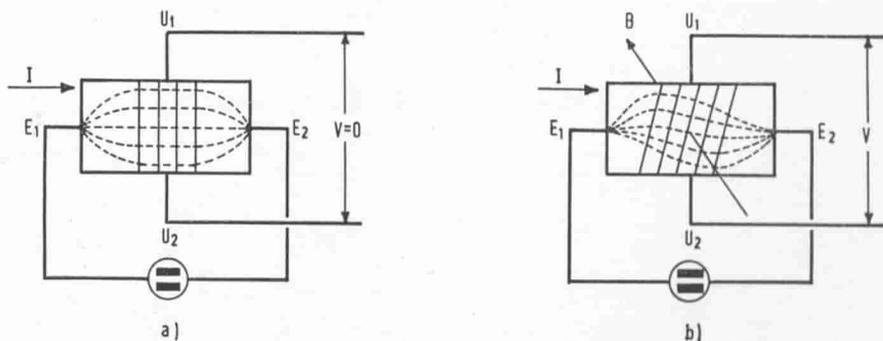


Fig. 9.24. - Generatore di Hall; a) in assenza di campo magnetico; b) con campo magnetico immaginato perpendicolare al piano del disegno.

corrente  $I$ , che nella piastrina si distribuirà in filetti regolari come è indicato nella fig. 9.24a.

Il gradiente di tensione, almeno nella porzione centrale della piastrina, sarà uniforme, e le linee equipotenziali perpendicolari ai filetti di corrente e quindi ai lati maggiori.

Nessuna tensione esisterà pertanto fra i terminali  $U_1$  ed  $U_2$ , situati ad egual distanza dalle estremità della piastrina.

Se ora sottoponiamo la piastrina ad un campo magnetico  $B$  perpendicolare ad essa, le traiettorie dei portatori di cariche saranno modificate, ed assumeranno l'andamento distorto rappresentato nella fig. 9.24b.

Le linee equipotenziali, che rimangono sempre perpendicolari ai filetti di corrente, assumeranno ora una posizione obliqua.

Fra i terminali  $U_1$  ed  $U_2$  si verrà di conseguenza a manifestare una tensione  $V$ .

La teoria mostra che la tensione  $V$  risulta proporzionale al prodotto della corrente elettrica  $I$  per l'induzione magnetica  $B$ , attraverso un coefficiente di proporzionalità caratteristico di semiconduttore e denominato "costante di Hall".

Da questo fenomeno scaturiscono innumerevoli possibilità di applicazione.

Si costruiscono magnetometri con elemento sensibile piccolissimo, che può essere introdotto in traferri molto stretti di macchine elettriche per la misura dell'induzione.

Si può usare la piastra di Hall come elemento moltiplicatore, qualora le due grandezze da moltiplicare possano essere trasformate l'una in una corrente e l'altra in un campo magnetico.

Si è usata per esempio una piastra di Hall per misurare la potenza trasportata da un'onda elettromagnetica piana, disponendo la piastra parallelamente al vettore elettrico  $E$  e perpendicolarmente al vettore magnetico  $H$  (fig. 9.25.).

La tensione  $V$  misurata è proporzionale al prodotto  $E \times H$ , ed il suo valor medio è proporzionale all'energia media irradiata.

Questo principio è stato applicato fino a frequenze dell'ordine di 300 MHz.

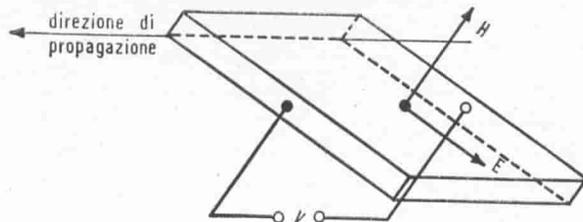


Fig. 9.25. - Generatore di Hall per la misura della potenza di un'onda piana.

## 9.10. — Modulatori di infrarosso.

Si è constatato che l'effetto fotoelettrico cessa di manifestarsi nel Germanio a lunghezze d'onda superiori a circa 2 micron.

Ciò vuol dire che radiazioni di tipo  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$ , raggi X, raggi ultravioletti e raggi visibili sono assorbiti dal cristallo e provocano la liberazione di coppie di portatori di cariche.

Radiazioni infrarosse invece non generano alcuna corrente fotoelettrica, ciò significa che per queste lunghezze d'onda il Germanio diviene quasi totalmente trasparente.

L'esperienza dimostra che l'assorbimento residuo può essere modificato iniettando nel Germanio una corrente che libera a seconda della sua intensità un maggiore o minore numero di portatori di cariche.

Si può dunque costruire con l'aiuto di una lamina di Germanio uno schermo ad opacità variabile che può essere usato come modulatore di luce. Ciò può avere interesse nel campo delle comunicazioni su fascio a raggi infrarossi.

## 9.11. — Il diodo fotoemissivo.

Quando, in un diodo polarizzato in senso diretto, i portatori minoritari che sono stati iniettati attraverso alla giunzione si ricombinano, si ha produzione di una certa quantità di energia. Questa energia può manifestarsi in vari modi, uno dei quali è l'emissione di luce. Nei diodi normali questa emissione è troppo debole per essere rivelata, mentre nei diodi fotoemissivi, progettati espressamente, essa può essere apprezzabile. Il rendimento totale (energia luminosa/energia fornita dal circuito esterno) è però estremamente basso, dell'ordine dello 0,05%.

La lunghezza d'onda della radiazione emessa dipende dall'ampiezza della banda proibita del materiale semiconduttore usato e dai livelli energetici delle impurità. Per esempio l'arseniuro di Gallio con Zinco come impurità emette nel prossimo infrarosso, il fosforo di Gallio con Silicio e Zinco dà luce verde, il fosforo di Gallio con Ossigeno e Zinco luce rossa, il carburo di Silicio luce blu. La copertura completa dello spettro dall'azzurro al prossimo infrarosso si può ottenere miscelando i composti nel cristallo: per esempio miscele di arseniuro di Gallio e fosforo di Gallio, a seconda della percentuale relativa, possono emettere qualsiasi colore fra il verde e l'infrarosso.

Generalmente il diodo fotoemissivo è fabbricato su una piastrina di semiconduttore di circa 1 mm di lato per diffusione, e la luce è emessa dalla superficie trattata. Siccome il fenomeno dipende dal processo di ricombinazione, la commutazione acceso-spento è molto rapida, e non presenta le limitazioni del riscaldamento di un filamento o della ionizzazione di un gas.

Questi diodi sono specialmente impiegati, come indicatori, lettori di carte perforate e riconoscitori di caratteri, oltre a svariate applicazioni in circuiti di controllo elettro-ottico.

## 9.12 — Il Laser semiconduttore.

Nel diodo fotoemissivo descritto prima, anche se si fa uso di un solo materiale, la luce emessa, che può essere fortemente monocromatica, non è però per niente coerente. Infatti quando un buco ed un elettrone si ricombinano, il segnale luminoso prodotto può essere qualsiasi in tempo, direzione e polarizzazione. Generalmente la maggior parte della luce passa dalla giunzione alla superficie superiore, da cui è emessa nell'ambiente. Una certa quantità di luce, tuttavia, si propagherà anche lungo il piano della giunzione, e potrà accadere che altre ricombinazioni siano innescate per il fenomeno chiamato " emissione stimolata di luce ". Senza voler entrare in troppi dettagli, diremo soltanto che il segnale stimolato è una copia esatta del segnale che l'ha provocato, in fase, direzione e naturalmente lunghezza d'onda. Per questo fatto i due segnali si sommano, rinforzandosi. Quindi il segnale iniziale, viaggiando lungo la giunzione, può risultare moltiplicato di parecchie volte prima che raggiunga la fine della giunzione stessa. Se si progetta il cristallo in modo che a ciascun estremo della giunzione la luce in parte fuoriesca ed in parte sia riflessa, ci sarà una certa quantità di luce che continua a rimbalzare da un estremo all'altro, amplificandosi ad ogni rimbalzo, mentre altra luce uscirà questa volta di lato con le caratteristiche della luce coerente. Questa azione si chiama " azione laser " ed un diodo fabbricato in questa maniera è un " laser semiconduttore ".

I migliori risultati sono stati ottenuti diffondendo Zinco in arseniuro di Gallio di tipo  $n$  per formare la giunzione  $p-n$ . Due lati della piastrina preparata sono accuratamente molati e lucidati in modo da risultare paralleli fra loro e perpendicolari alla giunzione. Alla fine la distanza fra i due lati deve risultare un multiplo intero esatto della lunghezza della semionda della luce coerente prodotta.

La luce esce da un'area estremamente ridotta, corrispondente al bordo della giunzione, pari a circa 0,005 mmq, e per questo fatto l'intensità luminosa può assumere valori altissimi, dell'ordine di 10 milioni di watt per cmq.

## 9.13 — Dispositivi a giunzioni multiple.

### 9.13.1 — Diodo multigiunzione. Struttura e caratteristiche.

Fino dalla prima apparizione del transistor, sono state fatte ricerche per giungere alla realizzazione di un elemento semiconduttore analogo ad un tubo a gas, ovvero ad un thyatron.

Ed ora esistono dispositivi che presentano in una determinata situazione una resistenza elevatissima fra due terminali, e che diventano conduttori, generalmente in un solo senso, sotto l'azione di un segnale di controllo.

Una prima categoria comprende i diodi a quattro strati, di formazione  $p-n-p-n$ , e due soli terminali corrispondenti agli strati  $p$  ed  $n$  di estramità (fig.

9.26.) denominati rispettivamente anodo e catodo. La caratteristica di questo diodo commutatore è rappresentata in fig. 9.27.

Applicando una tensione crescente fra l'anodo ed il catodo (essendo l'anodo positivo), possiamo notare che fino ad un certo valore di essa, nessuna corrente circola nel circuito, salvo la piccolissima corrente di fuga, paragonabile a quella di un diodo polarizzato in senso inverso.

Quando però si raggiunge un valore critico  $V_c$ , la corrente aumenta bruscamente, ed è limitata principalmente dalla resistenza esterna. Da questo momento la caduta di tensione ai capi del diodo è molto ridotta, e varia poco al variare della corrente circolante.

Ci troviamo di fronte pertanto ad un dispositivo a due stati stabili di funzionamento, capace di passare da una condizione ad alta resistenza ad una di bassissima resistenza in una frazione di microsecondo. La commutazione, indipendentemente dal modo in cui è ottenuta, è cioè molto più rapida della commutazione di qualunque transistor normale a tre strati.

In pratica, per realizzare un montaggio bistabile, si applicherà al diodo attraverso ad una resistenza una tensione costante, nettamente inferiore al valore critico di innesco, ma superiore alla caduta di tensione in conduzione (fig. 9.28.). In queste condizioni il diodo non è conduttore, ed all'uscita sarà presente praticamente la piena tensione  $V_o$ . Se però si applica all'entrata un impulso di ampiezza sufficiente a portare la tensione ai capi del diodo momentaneamente ad un valore superiore a  $V_c$ , esso passa stabilmente in conduzione, ed all'uscita la tensione cade al valore  $V_D$  la differenza  $V_o - V_D$  costituendo la caduta di tensione ai capi di  $R_L$ .

L'impulso di sganciamento può avere una durata inferiore al microsecondo.

Per ricondurre il diodo allo stato di interdizione, è necessario diminuire la corrente ad un valore inferiore alla minima corrente necessaria per mantenere la conduzione  $I_s$ , sia interrompendo l'alimentazione anodica, sia applicando all'entrata un impulso negativo di sufficiente ampiezza.

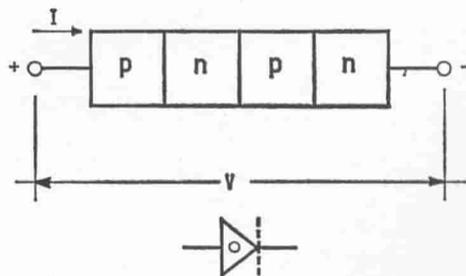


Fig. 9.26. - Diodo commutatore a quattrostrati; sotto, corrispondente simbolo elettronico.

Come si può osservare la caratteristica diretta di questo diodo multigiunzione è simile a quella di un diodo a gas a catodo freddo, pur presentando alcune interessanti differenze:

- a) il diodo semiconduttore possiede una caduta di tensione in conduzione molto più ridotta;
- b) la commutazione in entrambi i sensi è molto più rapida;
- c) si possono costruire diodi con tensione critica di innesco compresa entro ampi limiti;
- d) il rapporto fra tensione di innesco e tensione in conduzione è molto più elevato che nel caso dei diodi a gas;
- e) consumo e dimensioni ridotti.

La caratteristica inversa è simile a quella di un normale diodo semiconduttore, a causa della presenza delle due giunzioni laterali (fig. 9.26.).

Una grande varietà di applicazioni è resa possibile dal diodo commutatore multigiunzione; fra queste possiamo citare: generatori a denti di sega, circuiti bistabili, contatori ad anello, circuiti di protezione da sovratensioni, generatori di impulsioni, ecc.

Cercheremo di dare qui di seguito una semplice spiegazione del funzionamento bistabile del diodo a quattro strati.

Riprendendo in esame la fig. 9.26., noi vediamo che, in condizioni di interdizione, una sola delle tre giunzioni, e precisamente quella mediana, è polarizzata

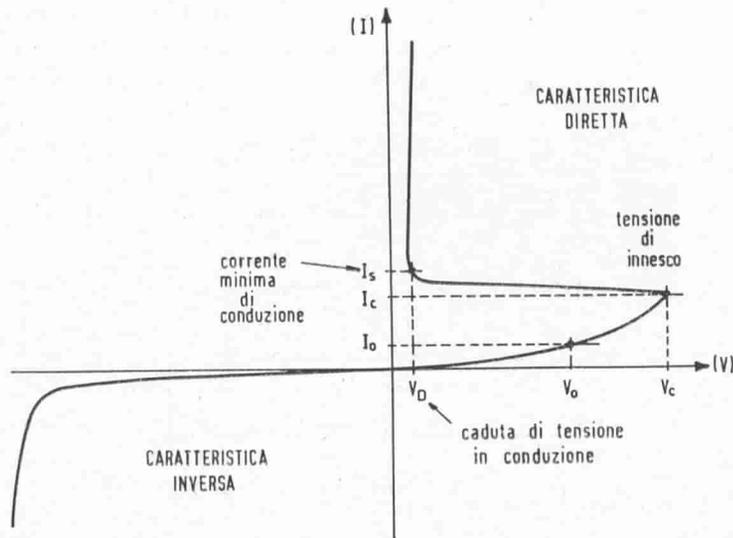


Fig. 9.27. - Curva caratteristica di un diodo commutatore a quattro strati *p-n-p-n*.

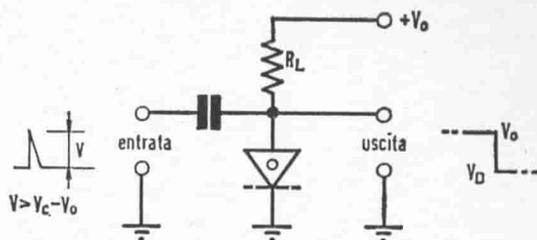


Fig. 9.28. - Circuito bistabile a diodo multigiunzione.

in senso inverso. Tutta la tensione  $V$  che si suppone inferiore al valore critico  $V_c$  si trova quindi praticamente applicata ai due lati di essa, poiché la caduta di tensione sulle altre due giunzioni polarizzate in senso diretto è trascurabile.

Attraverseranno nei due sensi la giunzione mediana (strappati dal campo elettrico prodotto da  $V$ ) solo alcuni sparuti portatori di carica, normalmente responsabili della corrente di fuga, e provenienti da coppie elettrone-buco generate per azione termica nelle due regioni  $n$  e  $p$  adiacenti alla giunzione stessa.

Se ora però la tensione  $V$  è fatta aumentare, la velocità, e quindi l'energia di questi portatori aumenta. Nel loro movimento essi cominciano a liberare per urto qualche altro portatore, che fino a quel momento orbitava ancora intorno al suo atomo, e che poi segue il campo, accelerando progressivamente, e liberando eventualmente per urto altri portatori, prima di attraversare la giunzione.

La corrente totale aumenta quindi rapidamente fino ad un massimo limitato dalle condizioni del circuito esterno. La tensione cade, a causa della resistenza del circuito esterno, altrettanto rapidamente ad un valore molto basso, ma sufficiente a mantenere questa corrente che attraversa la giunzione mediana in senso inverso.

Il fenomeno prende il nome di « valanga », ed è paragonabile all'innesco per ionizzazione di un tubo a gas. Esiste anche una analogia fra questo fenomeno e quello sfruttato nei diodi Zener (vedi § 9.6.1.): mentre però nei diodi commutatori si cerca di fare più grande possibile il rapporto fra la tensione al momento dell'innesco e la caduta di tensione in piena conduzione, nei diodi Zener queste due tensioni praticamente coincidono. Ciò è dovuto sia alla differente struttura che alla differente concentrazione delle impurità. Inoltre i diodi commutatori multigiunzione vengono costruiti sia al Germanio che al Silicio, mentre i diodi Zener sono tipicamente al Silicio.

### 9.13.2 — Il Triodo multigiunzione o tiristore.

Nell'impiego come commutatore di potenza, il transistor classico di media o grande dissipazione soffre normalmente di severe limitazioni nei rispetti di due

caratteristiche: la massima potenza che esso è capace di controllare e la velocità di commutazione.

Alla famiglia dei dispositivi a giunzioni multiple sfruttanti l'effetto « valanga » va aggiunto un triodo commutatore di potenza a quattro strati, al Silicio. Esso differisce dal diodo a quattro strati esaminato al paragrafo precedente solo in quanto possiede un terzo elettrodo (elettrodo di controllo, sovente denominato Porta) che è collegato a uno dei due strati intermedi, i quali, nel diodo commutatore, non avevano alcun collegamento esterno.

Il principio di funzionamento è il seguente.

Immaginiamo, come nel caso del diodo multigiunzione, di applicare una tensione crescente fra gli elettrodi denominati Anodo e Catodo (essendo l'anodo positivo), e di lasciare senza collegamento l'elettrodo di controllo, o Porta.

Analogamente a quanto avveniva nel caso del diodo a quattro strati, la corrente circolante è ridottissima fino a quando la tensione non raggiunge un valore critico di innesco.

A questo momento incomincia il fenomeno « valanga » che in un tempo brevissimo fa aumentare la corrente a valori limitati solo dalla resistenza del circuito esterno, mentre la tensione cade al valore minimo necessario per mantenere la valanga.

Da questo istante in poi la caratteristica diretta del triodo è identica a quella di un normale diodo raddrizzatore.

Se ora la porta è resa positiva rispetto al catodo, e si ripete l'esperienza con tensione crescente fra anodo e catodo, si può notare che la tensione critica di innesco è progressivamente ridotta aumentando la tensione applicata alla porta.

Con la massima tensione applicata alla porta, la caratteristica diretta diventa anche per le basse tensioni identica a quella di un diodo raddrizzatore.

In più, quando il triodo è bruscamente entrato in conduzione, la tensione applicata alla porta può anche essere rimossa, in quanto la porta in queste condizioni non ha più alcun controllo sulla corrente.

Per ricondurre il triodo all'interdizione è in generale necessario ridurre la corrente al disotto di un certo valore minimo (corrente di sostentamento), ovvero interrompere l'alimentazione anodica.

Nella zona inversa la caratteristica è simile a quella di un normale diodo al Silicio, ed il tiristore blocca fino alla massima tensione inversa ammissibile.

In questa regione non ha nessuna influenza una tensione sull'elettrodo di controllo.

Le proprietà di questo triodo sono pertanto molto simili a quelle di un thyatron, o più esattamente di un ignitron.

Come abbiamo detto, la conduzione nel triodo multigiunzione è sempre basata sull'effetto « valanga » nella giunzione mediana: l'applicazione di una tensione all'elettrodo di controllo favorisce questo fenomeno cumulativo simile alla ionizzazione nei gas, facendo sì che esso abbia luogo già per tensioni inferiori applicate fra anodo e catodo.

Differenti nomi, quali Thyristor, Trinistor, designano commercialmente questi triodi multigiunzione di potenza.

Noi esamineremo un po' più in dettaglio le caratteristiche, e daremo qualche esempio di applicazione, del tiristore Westinghouse CS26.

La fig. 9.29. riporta le curve caratteristiche del triodo CS26. Richiamiamo l'attenzione del lettore sulle scale impiegate per rendere la rappresentazione più chiara: la scala delle correnti dirette è amplificata presso l'origine, e la caratteristica della conduzione normale (in cui la corrente di porta non ha più alcun effetto) è designata con una scala delle tensioni ingrandita di circa 25 volte rispetto alla graduazione in ascissa. Le parti punteggiate delle caratteristiche rappresentano le condizioni non stabili di transizione fra interdizione e conduzione.

Il CS26 può essere impiegato in circuiti con tensione massima fino a 400 V e corrente massima dell'ordine di 50 A. I suoi vantaggi rispetto a thyatron ed ignitron sono costituiti dalla caduta di tensione in conduzione molto ridotta, dalla elevata velocità di commutazione, dall'assenza di un periodo di riscaldamento, dal peso e dimensioni ridotti, dalla robustezza meccanica e dalla facilità di raffreddamento.

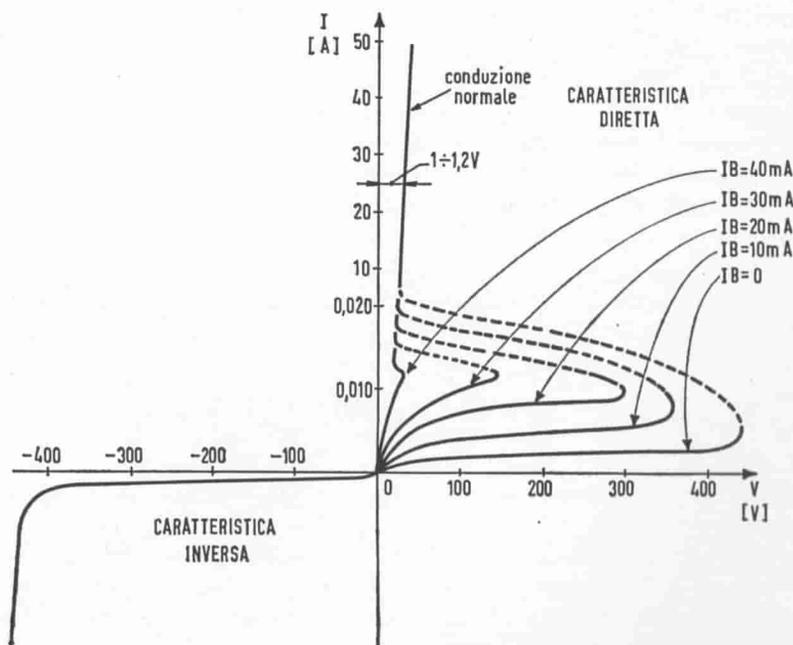


Fig. 9.29. - Curve caratteristiche di un triodo commutatore di potenza (WESTINGHOUSE CS26).

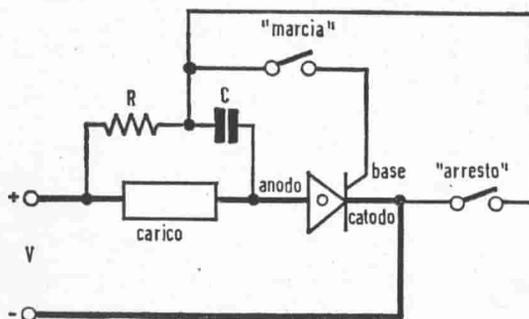


Fig. 9.30. - Triodo multigiunzione come interruttore.

Le applicazioni tipiche sono costituite da: controllo progressivo di circuiti a corrente alternata, commutazione in corrente alternata e continua, raddrizzamento controllato, conversione da corrente continua a corrente continua o alternata, ecc.

Come abbiamo detto, il tempo di commutazione è molto breve, e per questa ragione, se nel circuito sono compresi elementi reattivi, possono generarsi pericolosi transienti di corrente o tensione. Quindi, nel progetto devono essere inclusi opportuni circuiti di filtro, ed un controllo oscillografico deve sempre essere effettuato.

I dati principali del tiristore CS26 sono qui di seguito riportati:

Tensione massima d'innescò ( $V_b = I_b = 0$ ) + 400 V;

Corrente prima dell'innescò 1 ÷ 10 mA;

Corrente di porta 25 ÷ 150 mA;

Tensione di porta + 2 ÷ + 5 V;

Caduta di tensione in conduzione ( $I = 25$  A) 1 ÷ 1,2 V;

Tensione inversa massima - 400 V;

Tempo di commutazione in conduzione 1  $\mu$ s;

Tempo di ritorno all'interdizione (dipende dal valore della corrente  $I$  nel carico) 15 ÷ 20  $\mu$ s;

Corrente media ammissibile 20 A;

Resistenza termica 0,5°C/W.

Passiamo ora all'esame di alcune possibili utilizzazioni.

La fig. 9.30. rappresenta un montaggio che utilizza il triodo multigiunzione come interruttore di potenza in un circuito a corrente continua. La tensione di alimentazione  $V$  deve essere ragionevolmente inferiore alla massima tensione di innescò.

Il condensatore  $C$  è inizialmente scarico. Premendo il pulsante « Marcia », un impulso di corrente carica il condensatore  $C$ , attraversando l'intervallo catodo-

porta del triodo, e provoca pertanto la commutazione di esso alla piena conduzione. Rilasciando il pulsante, il triodo resta in conduzione, e simultaneamente il condensatore  $C$  si scarica e si carica quindi in senso opposto attraverso la resistenza  $R$  di valore elevato.

Premendo momentaneamente il pulsante « Arresto » il condensatore  $C$ , carico ad una tensione circa pari alla piena tensione di alimentazione, si trova applicato fra anodo e catodo del triodo, con la sua armatura negativa collegata all'anodo. Questo impulso negativo sull'anodo è sufficiente a disinnescare il tiristore.

In fig. 9.31. è riportato lo schema di un raddrizzatore controllato a una semionda.

Il controllo, effettuato da un potenziometro di piccola dissipazione, permette di erogare nel carico una frazione di ogni semiperiodo positivo. Infatti l'elettrodo di controllo (porta) riceve un segnale alternato che può avere uno sfasamento compreso fra circa  $0^\circ$  e  $180^\circ$  rispetto alla tensione applicata all'anodo. Il triodo entra quindi in conduzione in un punto variabile del semiciclo di conduzione, e ritorna interdetto alla fine di esso. Il valor medio della tensione di uscita può quindi variare fra zero e metà circa del valore efficace della tensione di alimentazione.

Un piccolo trasformatore con secondario a presa centrale, un condensatore elettrolitico non polarizzato ed un reostato costituiscono il circuito di controllo che fornisce una tensione alternata costante con fase variabile fra circa  $0^\circ$  e  $180^\circ$  rispetto alla fase di alimentazione (vedi diagramma vettoriale).

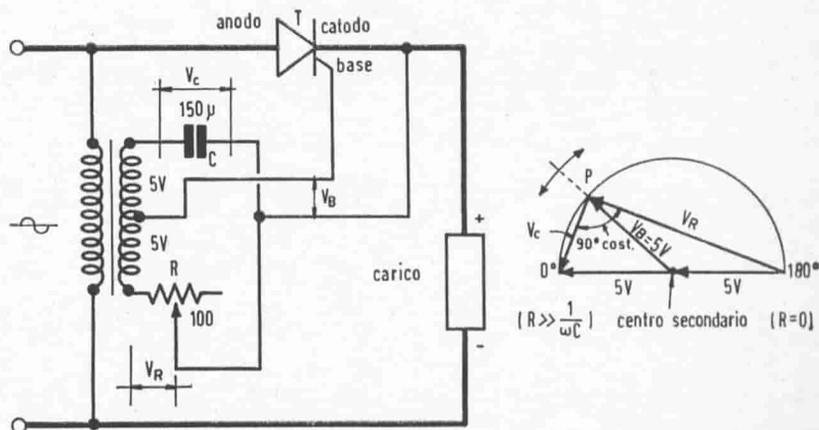


Fig. 9.31. - Raddrizzatore controllato a una semionda e diagramma vettoriale del circuito di controllo.

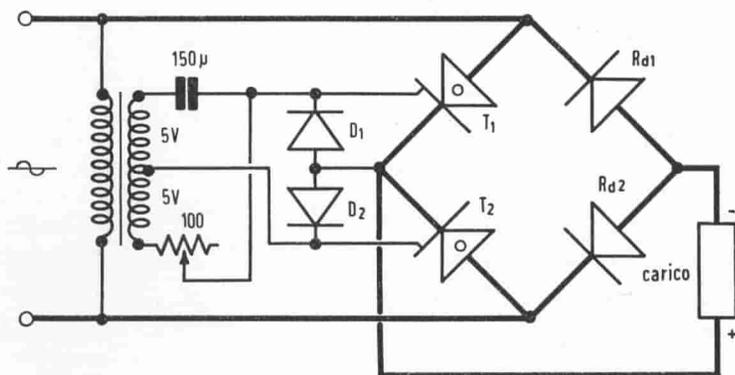


Fig. 9.32. - Raddrizzatore controllato a ponte.

Il raddrizzamento può anche essere effettuato per le due semionde con un circuito a ponte.

Il ponte comprende due raddrizzatori al Silicio di tipo classico e due tiristori. Lo schema di principio è riportato in fig. 9.32. Il valor medio della tensione di uscita può quindi variare fra zero e circa il valore efficace della tensione di alimentazione.

$T_1$  e  $T_2$  sono i due elementi raddrizzanti controllabili, mentre  $Rd_1$  ed  $Rd_2$  sono due raddrizzatori al Silicio convenzionali.

$D_1$  e  $D_2$  sono normali diodi al Silicio di piccola potenza, che hanno alternativamente lo scopo di chiudere il circuito di controllo del triodo che è in semi-periodo di conduzione. Si possono immaginare molte variazioni di questo circuito, a seconda del tipo di circuito di controllo e del carico. La fig. 9.33. ne mostra un esempio.

Si tratta di un circuito di stabilizzazione e controllo della velocità di un motore a corrente continua. La tensione di armatura di un motore a collettore è fornita da un raddrizzatore a ponte. Essa può essere variata regolando l'angolo di conduzione dei due triodi contenuti nel ponte.

Se questa regolazione è resa automatica mediante l'asservimento ad una dinamo tacheometrica (la cui tensione continua di uscita è rigorosamente proporzionale al numero dei giri) la velocità del motore sarà indipendente dalle variazioni della tensione di rete e del carico applicato sull'albero. Questo è rappresentato sullo schema da un alternatore, ma potrebbe essere costituito da una macchina operatrice, o altro. La velocità può essere regolata e stabilizzata a qualunque valore desiderato variando una tensione continua di riferimento.

In un circuito di questo genere realizzato a scopo dimostrativo dalla We-

stinghouse il raddrizzatore fornisce all'armatura una potenza massima di 2 kW, impiegando due tiristori CS26.

Con i tiristori è anche possibile, a somiglianza di quanto si fa con i thyatron, controllare la potenza in un circuito a corrente alternata.

È sufficiente a tale scopo collegare in parallelo-opposizione due tiristori (fig. 9.34.). Impiegando due tiristori CS26 si può controllare una potenza fino a 4 kVA.

Ciascun tiristore è messo in conduzione della corrente di controllo (che può essere fornita da un circuito a transistori) in un punto variabile del semiperiodo di conduzione che gli compete, e ritorna all'interdizione alla fine del semiciclo stesso. La tensione media applicata al carico è quindi una funzione dell'angolo di conduzione.

Sullo stesso principio è anche basato un circuito di protezione dalle sovratensioni di rete, riportato in fig. 9.35.

$D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$  sono normali diodi al Silicio di piccola potenza.  $Z$  è un diodo Zener ovvero una combinazione di diodi Zener in serie, che determina la sovratensione massima ammissibile.

La resistenza  $R_1$ , di piccolo valore, non deve provocare una caduta di ten-

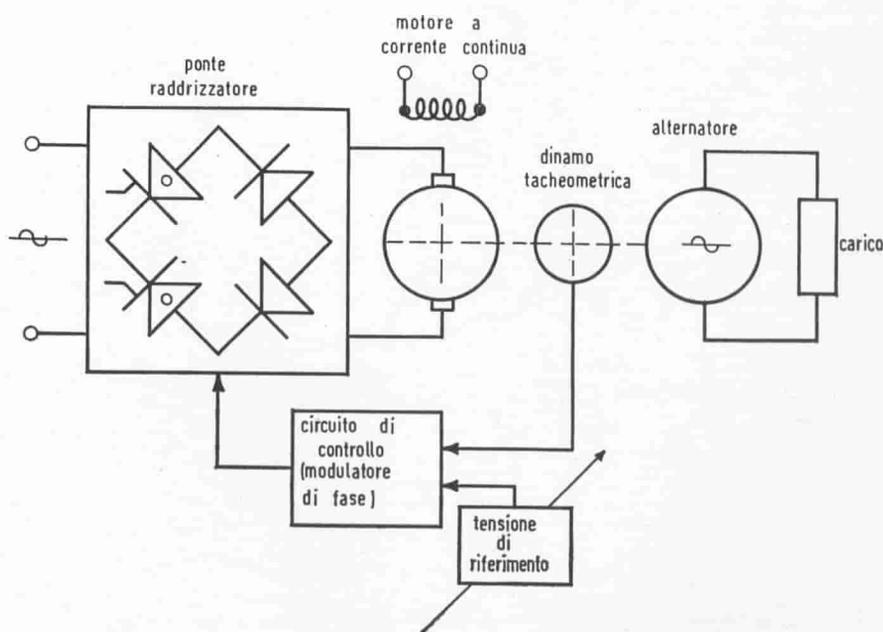


Fig. 9.33. - Stabilizzazione e controllo della velocità di un motore a corrente continua.

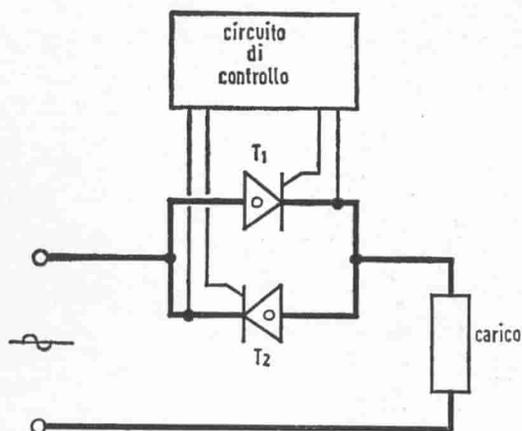


Fig. 9.34. - Circuito di controllo proporzionale per corrente alternata.

sione apprezzabile in funzionamento normale.  $R_2$  è una resistenza limitatrice di corrente che è determinata in base alla tensione di rete, in vista di non superare il valore massimo di corrente sopportabile da  $T_1$  e  $T_2$ . Le due resistenze  $R$  sono pure limitatrici di corrente delle porte.

Se la tensione punta di rete sorpassa un determinato valore, superiore di alcuni volt alla tensione Zener di  $Z$ , questo entra in conduzione e provoca l'inne-

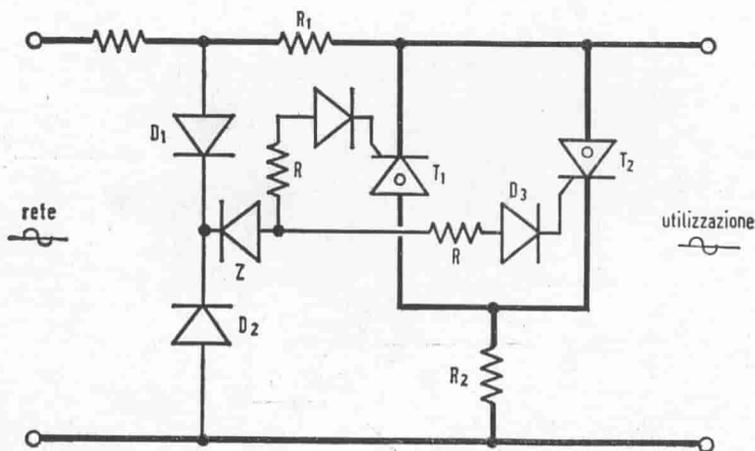


Fig. 9.35. - Circuito di protezione da sovratensioni.

sco alternativamente di  $T_1$  e  $T_2$ , ovvero di uno solo dei due se la sovratensione ha il carattere di un unico corto impulso transiente positivo o negativo. La conduzione vigorosa di  $T_1$  e  $T_2$  provoca una caduta di tensione in  $R_i$ , e la tensione ai capi dell'utilizzazione diminuisce.

Questo circuito va impiegato con una certa cautela, in quanto, vicino al vantaggio di una azione rapidissima che difficilmente sarebbe ottenibile da regolatori magnetici o altri, presenta lo svantaggio di una deformazione della forma d'onda d'uscita se la sovratensione non ha carattere transiente.

### 9.13.3. — Il TRIAC e il DIAC.

Il TRIAC rappresenta un ulteriore sviluppo del tiristore. Come quest'ultimo, esso possiede tre elettrodi, solitamente denominati elettrodo principale 1,

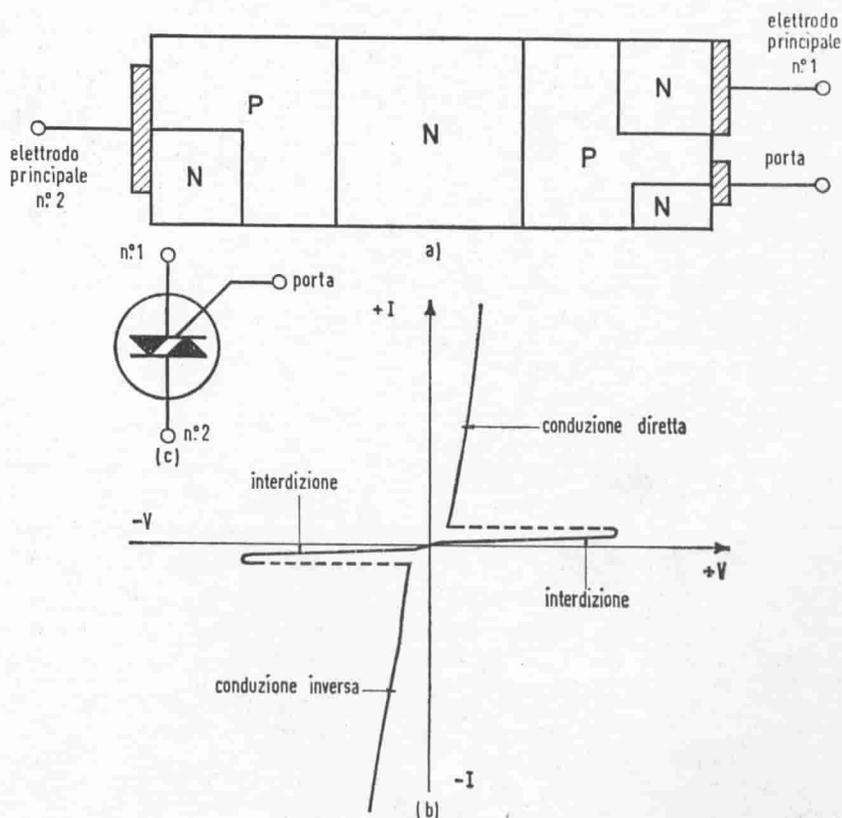


Fig. 9.36. - Il TRIAC: a) struttura; b) caratteristica; c) simbolo.

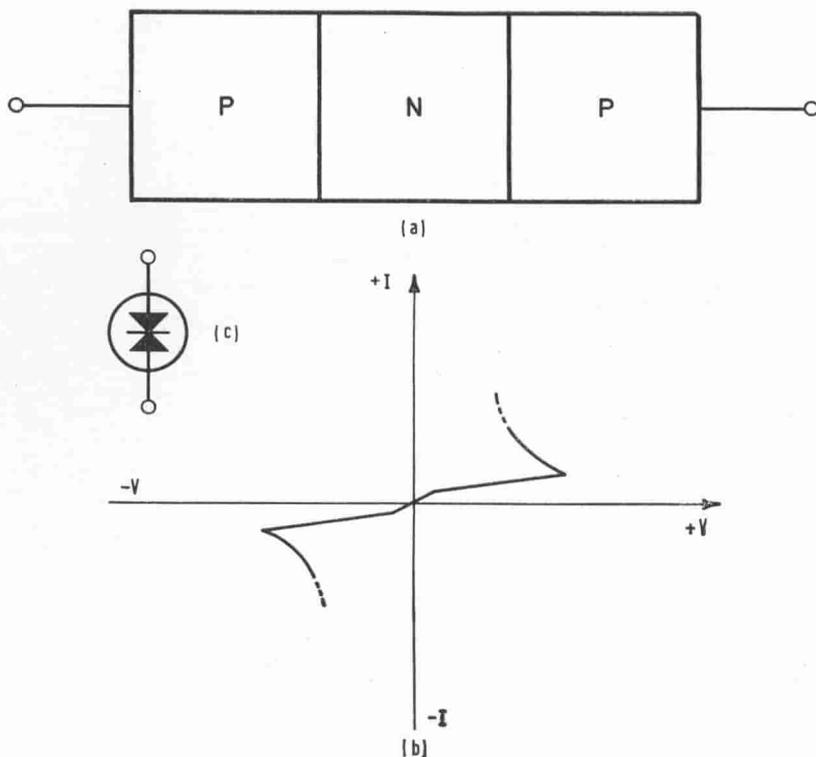


Fig. 9.37. - Il DIAC: a) struttura; b) caratteristica; c) simbolo.

elettrodo principale 2 e porta. Come si vede nella Fig. 9.36 il TRIAC esibisce la stessa caratteristica diretta del tiristore, con le due possibilità di conduzione o interdizione, con la differenza che ciò avviene per qualunque polarità applicata fra gli elettrodi principali.

Come nel tiristore, il passaggio in conduzione può venire controllato dall'applicazione di un impulso di corrente positivo (o negativo, a seconda della polarità fra il n. 1 e il n. 2) sull'elettrodo di controllo: quando il n. 2 è positivo rispetto a n. 1 (elettrodo di riferimento), un impulso positivo sulla porta, rispetto al n. 1, pone il TRIAC in conduzione diretta; se il n. 2 è negativo rispetto al n. 1, occorre un impulso negativo fra porta e n. 1 per mettere il TRIAC in conduzione inversa. Meglio di tutto si può visualizzare il TRIAC come l'insieme di due tiristori in parallelo, uno di tipo  $p-n-p-n$  (il solito tiristore) ed uno  $n-p-n-p$  (ipotetico).

I TRIAC esistono per correnti fino a 20 A, in quanto, per correnti più forti sorgono difficoltà per l'interazione fra le due metà della struttura.

Per la sua facoltà di poter condurre la corrente in entrambe le direzioni, l'applicazione tipica del TRIAC è nel campo della corrente alternata: controllo di velocità dei motori, controllo di elementi riscaldatori, controllo dell'illuminazione ne sono alcuni esempi.

Studiato apposta per lavorare in congiunzione col TRIAC è uno specifico dispositivo, che potremmo chiamare un diodo bidirezionale a valanga, denominato DIAC. Esso possiede due elettrodi, tre strati semiconduttori, e può essere commutato dallo stato di interdizione a quello di conduzione dalla tensione applicata, qualunque ne sia la polarità (Fig. 9.37.).

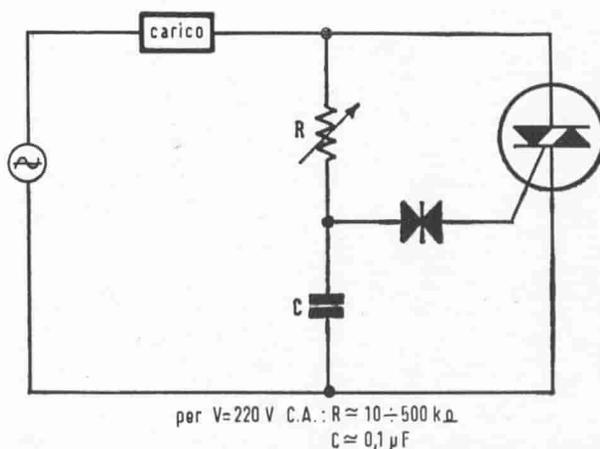


Fig. 9.38. - Schema di un circuito a controllo di fase con DIAC/TRIAC.

Dall'esame della figura si può vedere che la struttura del DIAC è simile a quella di un transistor bipolare: esso ne differisce per il fatto che la concentrazione delle impurità nelle tre regioni è praticamente la stessa e che non c'è collegamento esterno allo strato di base. Quando una tensione crescente negativa o positiva è applicata ai capi del DIAC circola solo una debole corrente di fuga fino al momento che la tensione raggiunge il valore della tensione di commutazione. La giunzione che risultava polarizzata in senso inverso diventa bruscamente conduttrice per effetto di valanga, e a partire da questo punto la caratteristica esibisce un andamento a resistenza negativa.

Il DIAC è principalmente impiegato per comandare l'innesco del TRIAC in circuiti a controllo di fase, e tutto l'insieme è di una semplicità veramente rimarchevole (Fig. 9.38.).

La potenza applicata al carico dipende dal momento in cui, in ogni semi-periodo, il TRIAC è posto in conduzione, cioè dalla fase dell'innesco.

Questa temporizzazione è funzione della costante di tempo RC, variando la quale, mediante  $R$  per esempio, si varia in maniera continua la potenza media applicata al carico, che può essere per esempio un motore o un gruppo di lampade.

Ci permettiamo di rimandare il lettore che desiderasse più notizie ed esempi d'impiego al nostro libro: « Semiconduttori di Commutazione » appartenente a questa stessa collana.

## CAPITOLO X

### ESEMPI DI APPLICAZIONI

Questo capitolo rappresenta una selezione di circuiti, che si è cercato di rendere il più possibile variata.

Alcuni di questi circuiti sono stati desunti dalle pubblicazioni delle varie Case costruttrici, altri sono realizzazioni dirette a risolvere problemi specifici.

Si tratta in linea di massima di circuiti realmente montati e provati, e l'autore desidera esprimere la sua riconoscenza per l'aiuto di amici e colleghi.

Per la realizzazione valgono i soliti consigli:

- saldature: soprattutto pulizia. Evitare un riscaldamento troppo prolungato, in particolare saldando i semiconduttori; fare il più possibile uso di pinze metalliche a punte larghe fra componente e il punto di saldatura, per disperdere il calore;
- collegamenti: se a filo, che siano di sezione sufficiente e non inutilmente lunghi; evitare di fare delle poligonali chiuse nelle masse. Se a circuito stampato evitare di saldare e dissaldare troppo volte nello stesso punto: la pista finirebbe per staccarsi dal supporto isolante;
- attenzione alle polarità dei semiconduttori e condensatori elettrolitici: identificare chiaramente fili e prese di alimentazione, di entrate e di uscite;
- non sottovalutare i problemi del raffreddamento: mettere quando è necessario le alette o i radiatori; tenere il più possibile lontano dai componenti che scaldano i semiconduttori che non scaldano ed i condensatori elettrolitici;
- e una volta che il montaggio è definitivo, ancora e sempre pulizia, protezione dalla polvere e dall'umidità, e, perché no?, qualche concessione all'estetica, ma in ogni caso alla funzionalità.

#### Oscillofono per pratica di telegrafia

10.1. — Questo circuito è un semplice oscillatore a bassa frequenza che può essere impiegato in esercitazioni di telegrafia, o eventualmente come pro-

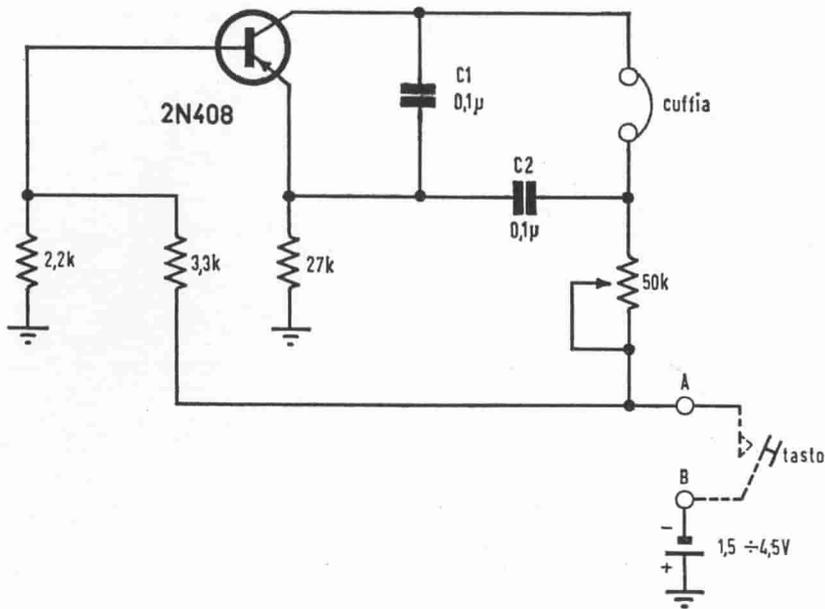


Fig. 10.1. - Oscillofono per pratica di telegrafia.

va-circuiti, o cerca-fili. Esso può essere alimentato con tensioni comprese fra 1,5 e 4,5 V (da una a tre pile da 1,5 V) a seconda del volume in uscita che si desidera, e fa uso di una cuffia di circa 2.000  $\Omega$  di resistenza.

Quando il tasto è chiuso, o i terminali A e B sono cortocircuitati, il transistor 2N408 (è un piccolo transistor al Germanio da 150 mW, per bassa frequenza) fornisce energia al circuito oscillante formato dai condensatori C1 e C2 e dall'induttanza della cuffia. Si può variare il valore della frequenza generata, alternando i valori di C1 e C2, ma in modo che C1 e C2 siano sempre all'incirca uguali: dal loro rapporto dipende infatti il grado di reazione, e questa configurazione è stata scelta per il fatto che le cuffie non hanno prese intermedie, e per semplificare al massimo il montaggio.

La resistenza variabile permette di regolare al livello desiderato il volume.

#### Amplificatore per protesi uditiva a 4 transistori

10.2. - I transistori sono del tipo subminiatura (mm 3 x 4 x 7) ed impiegando resistenze speciali e condensatori al Tantalio è possibile realizzare un montaggio estremamente compatto.

La stabilizzazione è ampiamente assicurata e una reazione negativa è introdotta negli ultimi tre stadi. L'amplificazione si mantiene pertanto sensibil-

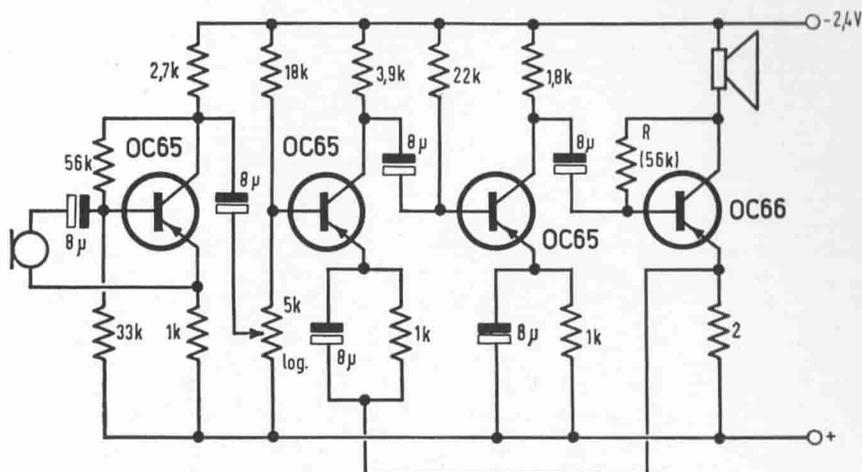


Fig. 10.2. - Amplificatore per protesi uditiva a 4 transistori.

mente costante anche per variazioni molto grandi della temperatura ambiente e della tensione di alimentazione, ed è abbastanza indipendente dalle specifiche caratteristiche dei transistori.

Le correnti medie di collettore dei vari stadi sono rispettivamente:

$$0,2 \div 0,3 \div 0,5 \div 2 \text{ mA.}$$

La resistenza  $R$  (valore nominale  $56 \text{ k}\Omega$ ) va aggiustata in modo da avere appunto una corrente di collettore dell'ultimo stadio di  $2 \text{ mA}$ .

L'auricolare deve avere un'impedenza di circa  $1 \text{ k}\Omega$  (a  $1 \text{ kHz}$ ) e una resistenza ohmica di circa  $250 \Omega$ . L'amplificazione di potenza è di circa  $73 \text{ dB}$ , e la potenza di uscita di  $2 \text{ mW}$ .

#### Piccolo amplificatore per giradischi

10.3. - Lo stadio di uscita in classe B può fornire una potenza di circa  $430 \text{ mW}$ . La bobina mobile dell'altoparlante presenta un'impedenza di  $5 \Omega$ . La stabilizzazione del punto di lavoro dello stadio finale è ottenuta con una resistenza a coefficiente negativo di temperatura.

Una tensione all'ingresso di  $300 \text{ mV}$  è necessaria per il pieno pilotaggio (quale è fornita ad esempio dalla testina piezoelettrica Philips AG3010).

La tensione di alimentazione è di  $6 \text{ V}$ ; il consumo a piena potenza è di circa  $20 \text{ mA}$ . La risposta di frequenza si estende fra  $50$  e  $8.000 \text{ Hz}$ . La corrente di riposo totale dello stadio finale è di  $6 \text{ mA}$ , a  $+ 25^\circ\text{C}$ .

Esistono attualmente in commercio complessi giradischi il cui motore assorbe  $40 \text{ mA}$  sotto  $6 \text{ V}$ .

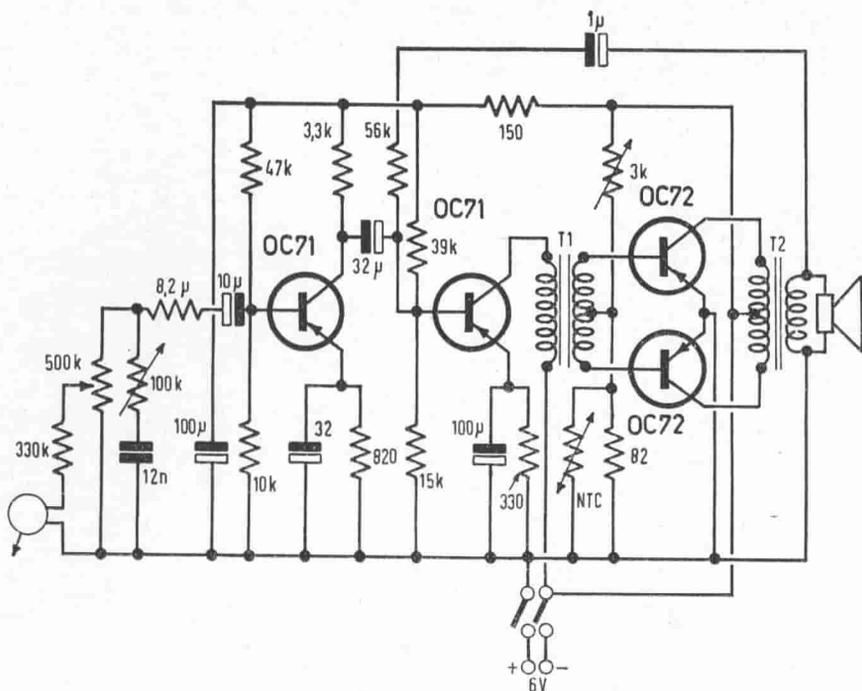
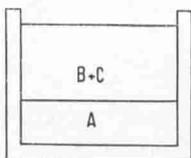
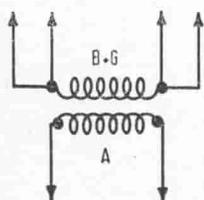


Fig. 10.3. - Piccolo amplificatore per giradischi.

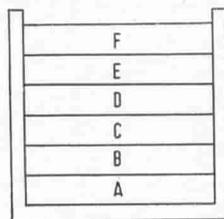
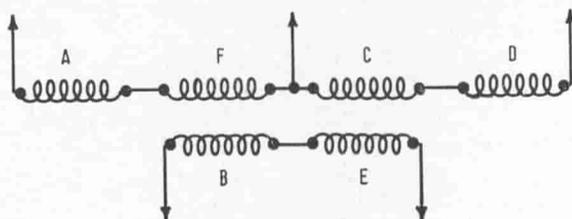
La resistenza di compensazione NTC deve presentare una resistenza di  $130 \Omega$  a  $+ 25^\circ\text{C}$ .

Dati di avvolgimento dei trasformatori:



T<sub>2</sub>:

Primario: A, F, C, D, - ciascuno 79 spire filo rame  $\varnothing 0,40$  mm  
 Secondario: B, E - ciascuno 32 spire filo rame  $\varnothing 0,80$  mm  
 Nucleo M42, lamierini 0,35 mm senza traferro.



T<sub>1</sub>:

Primario: A - 1925 spire filo rame  $\varnothing 0,12$  mm.  
 Secondario: B, C - ciascuno 550 spire filo rame  $\varnothing 0,30$  mm avvolto bifilare  
 Nucleo M42, lamierini 0,35 mm senza traferro.



Segue la rete di controllo della tonalità (i due potenziometri devono essere di tipo lineare) con una dinamica di  $\pm 15$  dB ai due estremi della banda.  
 Gli ultimi due stadi sono amplificatori per compensare l'attenuazione introdotta dal controllo della tonalità.

### Amplificatore finale ad alta fedeltà

10.5 - Questa è la parte finale dell'amplificatore dell'esempio precedente. Lo stadio di uscita è realizzato con due coppie di transistori nel collegamento

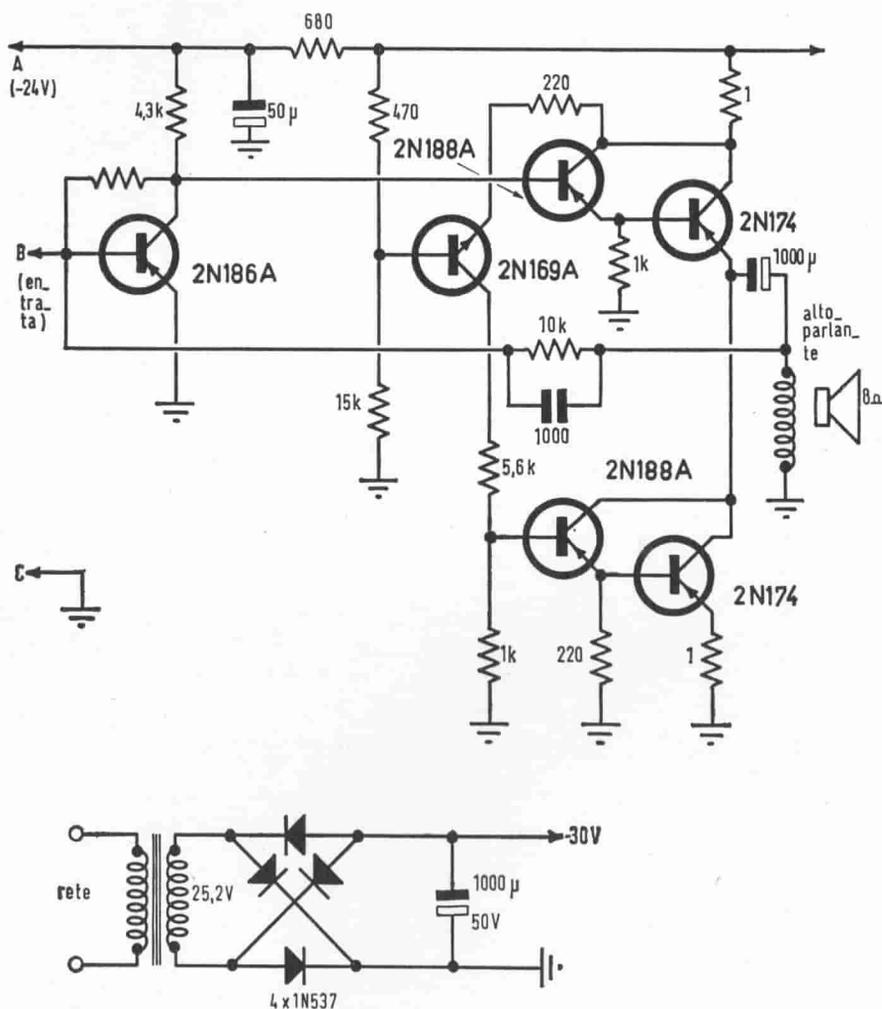


Fig. 10.5 - Amplificatore finale ad alta fedeltà.

Darlington per aumentare il guadagno di corrente. La potenza massima è limitata dalla tensione di alimentazione che in questo caso è di 30 V.

La resistenza di uscita dello stadio finale è di soli  $0,3 \Omega$ , ciò che provvede un fattore di smorzamento di 25 per un altoparlante da  $8 \Omega$ . La reazione negativa è applicata dall'altoparlante allo stadio pilota, per diminuire ulteriormente la distorsione.

La potenza massima di uscita è di 7 W con una distorsione totale dello 0,5%.

Con una potenza di uscita di 3,5 W la distorsione è dello 0,25%.

La risposta di frequenza è piatta entro  $\pm 0,1$  dB fra 20 Hz e 20 kHz.

### Preamplificatore compensato per testina a riluttanza variabile

10.6. -  $R_1$  ed  $R_2$  vanno scelti in modo da avere per entrambi gli stadi una tensione collettore-emettitore compresa fra 2,5 e 3,5 V.

Il consumo totale è dell'ordine di 1,5 mA. Nel caso che l'amplificatore di

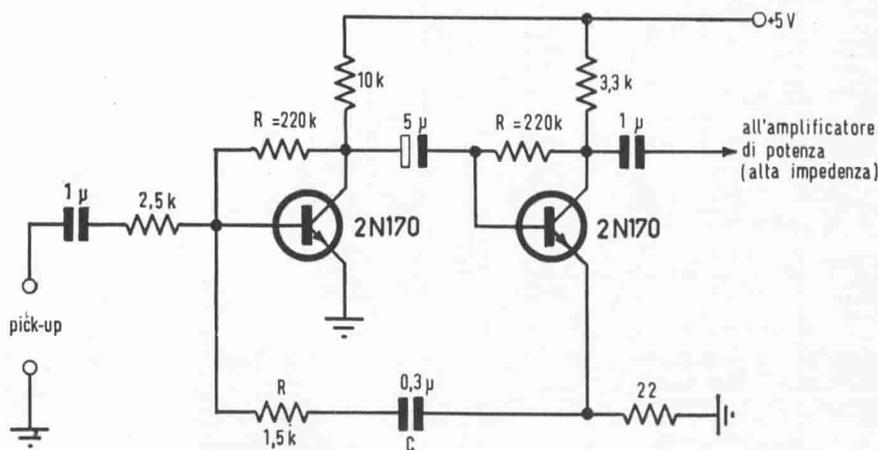


Fig. 10.6. - Preamplificatore compensato per pick-up a riluttanza variabile.

potenza sia a valvole, l'alimentazione a 6 V per il preamplificatore può essere derivata dall'alta tensione a mezzo di un divisore.

Il guadagno in tensione è di circa 200 volte.

Cambiando  $R$  e  $C$  si varia la curva di compensazione. I valori indicati danno una conveniente compensazione per registrazioni eseguite secondo le specificazioni R.I.A.A.

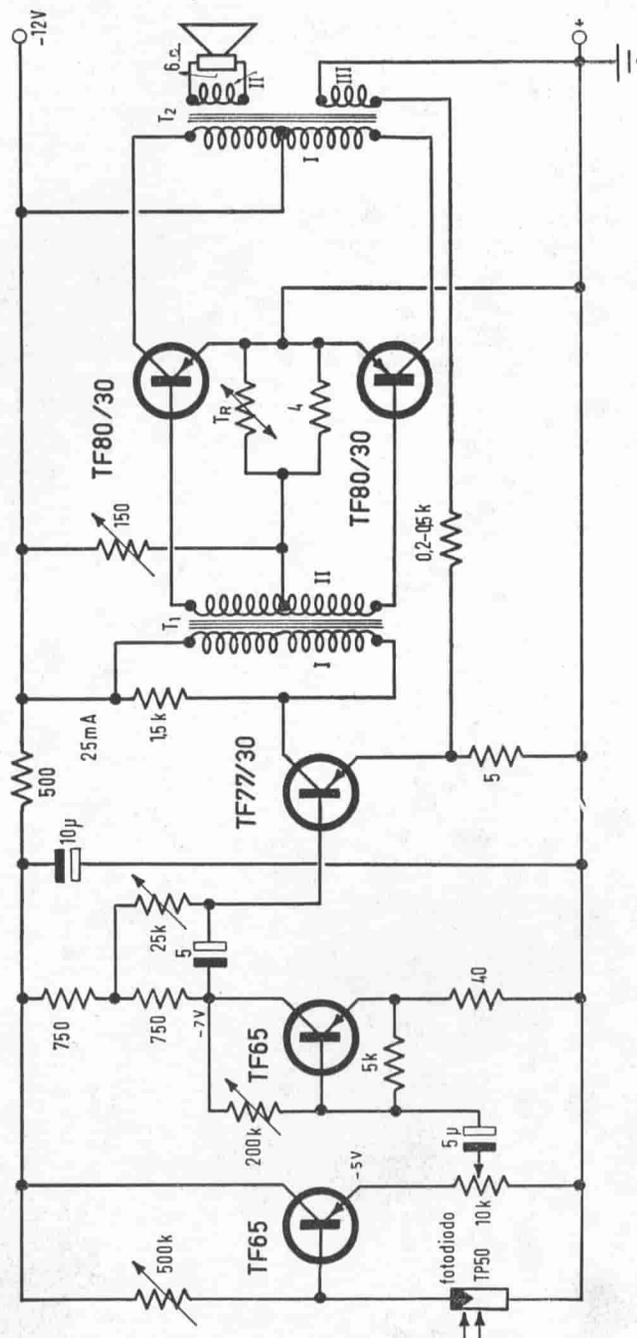


Fig. 10.7. - Amplificatore 12 W per cine sonoro.

### Amplificatore per cine sonoro 12 W

10.7. - Questo amplificatore fa uso di fotodiode TP50 come elemento lettore.

Il primo transistor è montato a collettore comune per offrire una elevata impedenza di carico al fotodiode. Il volume è regolato a mezzo del potenziometro di 10k inserito sull'emettitore.

Le altre resistenze variabili sono del tipo semifisso e sono regolate per la corretta polarizzazione. La corrente totale di collettore dello stadio finale è regolata a 60 mA in assenza di segnale. Il termistore  $T_R$  è del tipo Siemens K15 ( $4 \Omega$  a  $+ 25^\circ\text{C}$ ).

La banda passante ( $- 3 \text{ dB}$ ) si estende da 50 Hz a 15 kHz.

Trasformatori:

$T_1$ : Lamierino tipo Dinamo, 0,35 mm, formato M55

Spessore del pacco 20 mm

Traferro 0,5 mm - Lamierini alternati

I) 1.100 spire rame smaltato  $\varnothing$  0,3 mm

II) 2 x 140 spire rame smaltato  $\varnothing$  0,5 mm, avvolto bifilarmente.

$T_2$ : Lo stesso nucleo di  $T_1$

I) 2 x 100 spire rame smaltato  $\varnothing$  0,7 mm

II) 150 spire rame smaltato  $\varnothing$  0,9 mm

III) 100 spire rame smaltato  $\varnothing$  0,2 mm

### Amplificatore a bassa frequenza per automobile

10.8. - Questo amplificatore di bassa frequenza è capace di fornire una potenza di 2,5 W e unisce tutti i requisiti richiesti da un amplificatore per automobile: è leggero, non avendo trasformatori, di buon rendimento, funzionando in classe B e gli bastano 12 V per fornire la piena potenza, pur potendo lavorare anche a lungo senza danni se la tensione sale a 18 V.

Inoltre è di concezione molto semplice e non impiega che tre transistori. La stabilizzazione del punto di lavoro è ottima anche per grandissime variazioni della temperatura (ciò che si verifica facilmente in un'automobile).

Il primo transistor fornisce i due segnali in opposizione di fase necessari al pilotaggio dello stadio finale, costituito da due TIP 24 in connessione pseudo-complementare.

Si tratta di transistori di potenza al Silicio incapsulati in plastica. L'involucro (isolato) è piatto, e provvisto di un foro che facilita il montaggio con una sola vite su una superficie metallica la quale favorisce la dispersione del calore.

In questa applicazione i TIP 24 sono lontani dai limiti massimi ammissibili, e questa precauzione è sempre raccomandabile in una installazione per automobile.

Come si fa usualmente, lo stadio finale non lavora in classe B pura, ma è percorso da circa  $10 \div 15 \text{ mA}$  in assenza di segnale, per diminuire la distorsione al passaggio della conduzione da un transistor all'altro. Ciò si realizza ag-

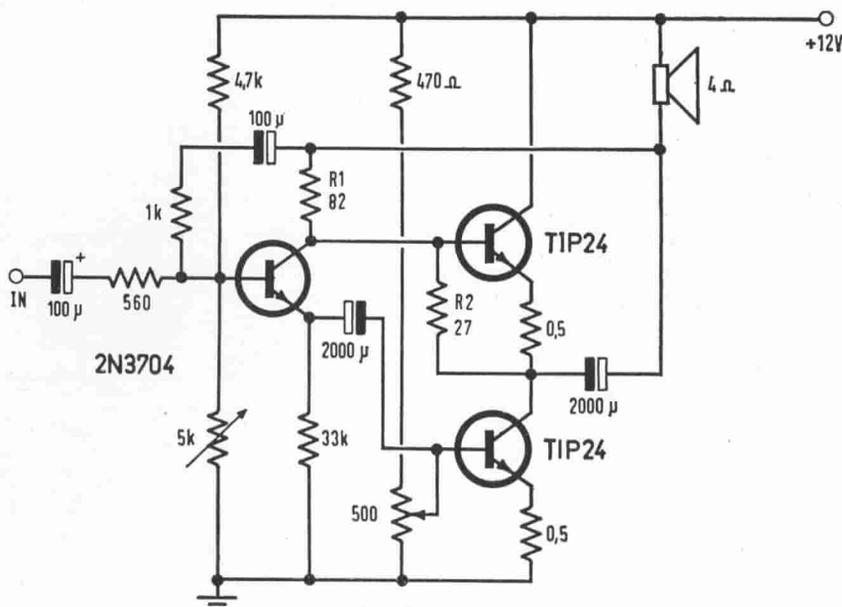


Fig. 10.8. - Amplificatore a bassa frequenza per automobile.

giustando le resistenze semifisse di polarizzazione, in modo che la corrente che percorre i due transistori abbia il valore suddetto e che la tensione di alimentazione si divida in parti circa uguali per ciascuno di essi.

Si può usare un altoparlante da 8  $\Omega$ : in questo caso la potenza massima si riduce a 2 W, ed occorre aumentare R1 a 150  $\Omega$  e R2 a 33  $\Omega$ .

L'impedenza d'ingresso è un po' superiore ad 1 k $\Omega$ , ed occorre un segnale di circa 2 V per ottenere la massima potenza d'uscita.

La banda passante dell'amplificatore si estende fra i punti a  $-3\text{dB}$  da 15Hz ad oltre 100 kHz.

La distorsione totale armonica, sia con altoparlante da 4  $\Omega$  che da 8  $\Omega$ , è inferiore allo 0,5% con 1 W all'uscita, non supera l'1% alla potenza di 1,5 W e raggiunge il 5% alla potenza massima (rispettivamente 2,5 e 2 W).

Tutte le resistenze del circuito sono da 1/2 W, mentre la tensione di lavoro dei quattro condensatori elettrolitici deve essere almeno pari alla massima tensione di alimentazione prevedibile.

#### Amplificatore 15 W (30 W) a transistori complementari

10.9. - A differenza del precedente, questo amplificatore comporta uno stadio finale complementare vero, e perfettamente simmetrico. Questa soluzione

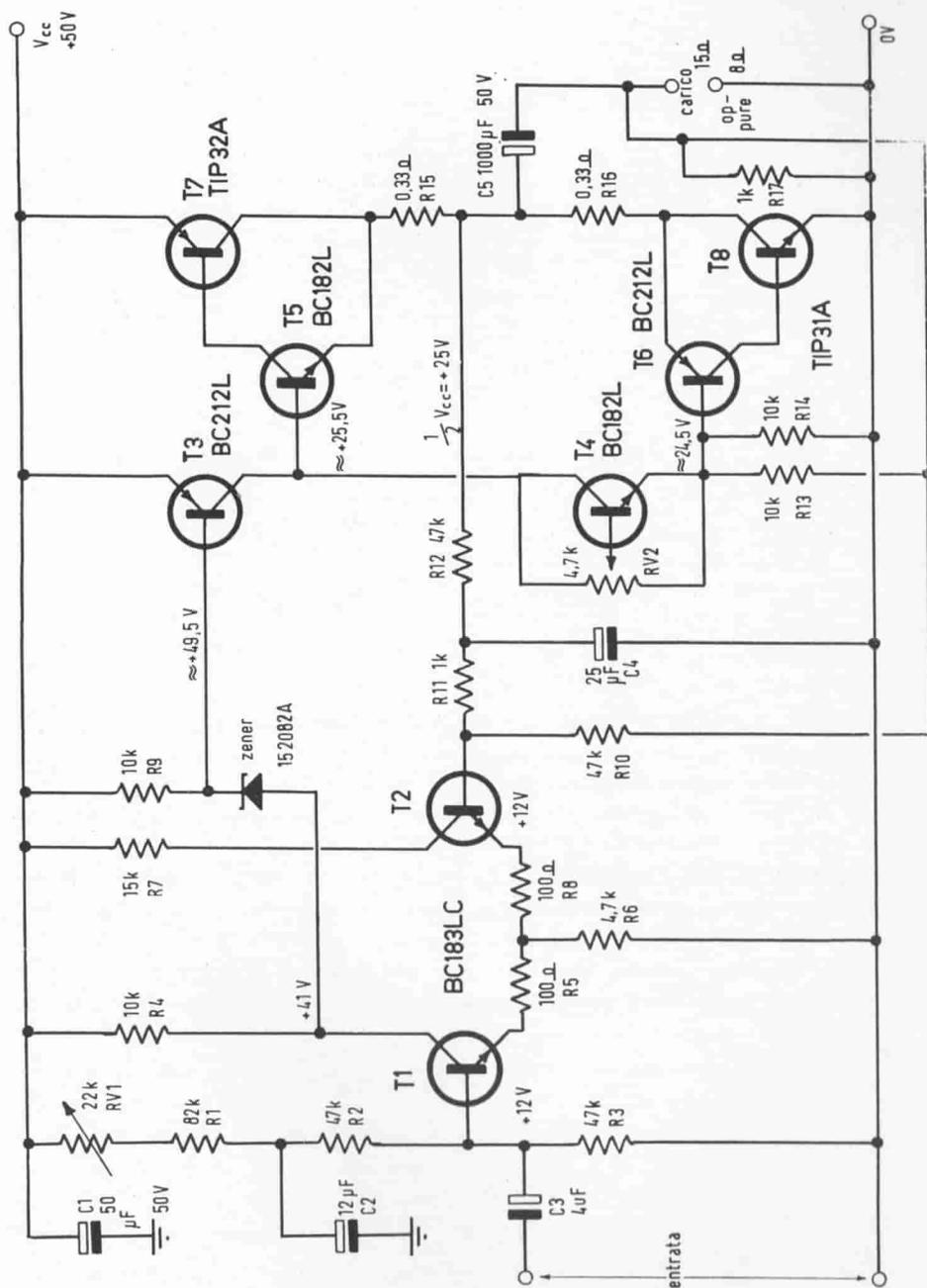


Fig. 10.9. - Amplificatore 15 W (30 W) a transistori complementari.

permette in genere i risultati migliori, dal punto di vista rendimento e bassa distorsione.

Il circuito che esamineremo insieme si può definire un eccellente amplificatore per alta fedeltà, e due unità di questo tipo permettono di realizzare un complesso stereofonico veramente apprezzabile.

Se il carico è costituito da un insieme di altoparlanti aventi  $8 \Omega$  d'impedenza totale, tenuto conto dei filtri d'incrocio, l'amplificatore può fornire 30 W efficaci (pari a 60 cosiddetti watt musicali). Se l'impedenza è di  $16 \Omega$ , la potenza massima è ridotta a 15 W efficaci. In entrambi i casi la risposta in frequenza è piatta entro 1 dB fra 20 Hz e 100 kHz, e la distorsione totale è inferiore allo 0,1% alla massima potenza di uscita.

Dall'esame dello schema si può notare che lo stadio d'ingresso comprende due transistori in montaggio differenziale il quale, rispetto ad uno stadio a semplice transistor, offre numerosi vantaggi:

- a) migliore stabilità di temperatura, perché ogni variazione nella tensione base-emettitore di T1 è compensata da una variazione simile in quella di T2.
- b) un'impedenza d'ingresso più alta e più costante sia per il segnale che per la controreazione.
- c) separazione fra il segnale in arrivo e la controreazione.
- d) si può applicare un forte grado di controreazione in corrente continua per ultra-stabilizzare il punto di lavoro dello stadio di uscita.

La reazione negativa in corrente continua, ottenuta tramite R12, R11, R10 più la resistenza (trascurabile) del carico, è applicata alla base di T2, e assicura che la tensione continua di uscita, pari a circa la metà della tensione di alimentazione, rimane proporzionale dalla tensione imposta alla base di T1 a mezzo del divisore composto da RV1, R1, R2 e R3. La resistenza variabile RV1 è prevista per aggiustare la tensione all'uscita in modo che quando l'amplificatore satura, la limitazione introdotta dallo stadio finale sia simmetrica. In queste condizioni la corrente totale dello stadio differenziale è di circa 2,5 mA.

Le due resistenze R5 e R8 sono poste in serie sugli emettitori per aumentare le impedenze d'ingresso: pertanto il guadagno per il segnale in corrente alternata è unicamente determinato dal rapporto fra R10 e R11 (a causa della presenza di C4) e vale dunque 48.

A mezzo di un diodo Zener da 8,2 V nominali, il livello presente sul collettore di T1 è spostato per essere trasferito alla base di T3: questo sistema è preferibile all'uso di una semplice rete resistiva la quale introdurrebbe un'attenuazione eccessiva del segnale. Il diodo Zener impiegato deve essere del tipo miniatura e presentare una buona costanza della tensione Zener e della resistenza dinamica anche per correnti deboli, fino a 0,1 mA e meno.

Lo stadio comprendente T3 deve poter fornire la tensione e la corrente necessarie al pieno pilotaggio dello stadio finale. In particolare esso deve anche fornire una amplificazione di tensione perché, come vedremo, lo stadio finale non

è altro che un inseguitore di emettitore, con guadagno unitario. E l'amplificazione di T3 deve restare costante a qualunque escursione del segnale, fino al massimo consentito dallo stadio finale. Proprio nell'intento di raggiungere questo scopo si è introdotta una reazione positiva mediante R13, fra l'uscita ed il collettore di T3. La tensione all'uscita è in fase con quella sul collettore di T3, ma spostata come livello di circa metà della tensione di alimentazione: ciò significa che R13 è sottoposta praticamente alla stessa tensione qualunque sia l'ampiezza del segnale, e che quindi la corrente da cui essa è percorsa è circa costante: in altre parole T3 vede la sua tensione di alimentazione adeguarsi alla ampiezza del segnale presente, con conseguente minima variazione della corrente di collettore, e di conseguenza minor rischio di limitazione e di variazione di guadagno.

Come vedremo in seguito, lo stadio finale è fatto lavorare con una corrente di riposo di circa 30 mA per ridurre la distorsione all'incrocio delle caratteristiche fra le due unità (classe AB). La stabilizzazione in funzione della temperatura della corrente di riposo dello stadio finale è ottenuta, assieme al mezzo di fissarne il valore, grazie a T4, il quale fornisce la tensione interbase, fra le due metà dello stadio finale, necessaria a far fluire la corrente di riposo. A tale scopo è prevista la resistenza variabile RV2, che permette di determinarne il valore. Inoltre un aumento di temperatura, provocando una diminuzione della tensione base-emettitore di T5 e T6, tenderebbe a causare un aumento della corrente di riposo. Ma la stessa cosa accade alla tensione base-emettitore di T4, il quale, conducendo di più, diminuisce la propria tensione fra collettore ed emettitore, che è appunto la tensione interbase di T5 e T6, e tenderebbe pertanto a far diminuire la corrente di riposo. Siccome la tensione collettore-emettitore di T4 risulta approssimativamente doppia della tensione base-emettitore dello stesso transistor quando si è regolato correttamente RV2, ogni variazione della tensione base-emettitore si ripercuote come una variazione doppia (e di segno opposto) nella tensione collettore-emettitore, cioè interbase di T5 e T6. Ciò significa che T4 compensa praticamente in pieno ogni variazione di entrambi T5 e T6.

Consideriamo ora lo stadio di uscita. Se esso lavorasse in classe B pura, T7 e T8 sarebbero all'interdizione in assenza di segnale. T7 entrerebbe in condizione a partire dal momento che sulla sua base la tensione diviene uguale o maggiore di  $\frac{1}{2} V_{CC} + V_{BE}$ . Similmente T8 condurrebbe se la tensione sulla sua base è uguale o minore di  $\frac{1}{2} V_{CC} - V_{BE}$  ( $V_{BE}$  essendo la tensione di base minima, circa 0,5 V, per iniziare la conduzione).

Esisterebbe quindi una zona, estesa  $2V_{BE}$ , del segnale d'ingresso che non sarebbe riprodotta all'uscita e che genererebbe una distorsione particolarmente avvertibile a bassi livelli di uscita. Per eliminare questa distorsione occorre che i transistori finali siano già leggermente in conduzione in assenza di segnale (classe AB): nel circuito che esaminiamo, circa 30 mA sono sufficienti. Inoltre

lo stadio perfettamente simmetrico realizzato da T5, T6, T7 e T8 ha inerentemente una distorsione minore all'incrocio dei comuni stadi pseudo-complementari costituiti da due transistori uguali in serie, i quali presentano un'impedenza diversa allo stadio pilota per le due semionde del segnale.

Lo stadio finale è chiamato a fornire una corrente massima di uscita di 1,4 A sul carico di  $16 \Omega$  (oppure 2,8 A se il carico è  $8 \Omega$ ). I transistori T5 e T6 sono impiegati per aumentare il guadagno effettivo di corrente dei transistori di uscita. Il condensatore C5 è stato introdotto per permettere il funzionamento con un solo alimentatore, ed il suo valore è tale che la sua impedenza alle più basse frequenze è piccola paragonata a quella del carico.

Veniamo ora al circuito di controeazione, il quale è doppio. Vi è prima di tutto una rete di reazione negativa effettiva a tutte le frequenze della banda acustica. Essa determina l'amplificazione di tensione in 48, riportando una frazione del segnale presente sul carico alla base di T2. Questa frazione vale

$$\frac{R10 + R11}{R11}$$

, dato che un capo di R11 è da considerare a terra per quanto

riguarda la corrente alternata, a causa della presenza del condensatore C4. In più, prelevando la controeazione a valle di C5, si corregge anche l'aumento di impedenza di quest'ultimo alle basse frequenze. Una seconda rete è effettiva solo in corrente continua, e serve a mantenere costante la tensione a riposo sui transistori finali, in modo che il segnale provochi sempre escursioni simmetriche della tensione di uscita intorno al valore  $\frac{1}{2} V_{cc}$ . Questa reazione non ha però alcun benefico effetto sulla costanza della corrente di riposo, ed è per questo che è stato introdotto T4, per effettuare una compensazione locale di corrente. La tensione di uscita è dunque definita da R12, R11 e R10 più la resistenza ohmica del carico. (La resistenza R17 ha lo scopo di mantenere la continuità dei circuiti controeazione nel caso che in funzionamento si scolleghi il carico). Dati i valori, circa metà della tensione di uscita è riapplicata alla base di T2. La stessa tensione, praticamente è applicata alla base di T1. Se la tensione di uscita, a riposo, tende a salire, la stessa cosa accade alla tensione sulla base di T2, il quale condurrà di più. T1 pertanto condurrà di meno, la sua tensione di collettore aumenterà, il pilotaggio di T3 diminuirà, causando una diminuzione della sua corrente di collettore e quindi della tensione di uscita, la quale tende pertanto a mantenere il suo valore originale, prefissato da RV1.

Due parole ancora sulla costruzione: benché il circuito non sia critico e possa lavorare con alimentatore non stabilizzato (trasformatore, ponte di diodi e condensatore di filtraggio da almeno  $1.000 \mu F$ ) è bene tuttavia rispettare alcune norme.

1) Tutti i fili relativi all'uscita (stadio finale, C5, ecc.) dovrebbero essere corti e lontani dall'ingresso. Il filo d'ingresso dovrebbe essere schermato.

2) I fili che vengono dall'alimentazione dovrebbero andare direttamente

sugli emettitori di T7 e T8: di qui, con altri fili, l'alimentazione è distribuita al resto del circuito. Anche il filo di ritorno degli altoparlanti dovrebbe essere collegato direttamente all'emettitore di T8.

3) Se si fa uso di un circuito stampato, è bene fare i collegamenti di alimentazione e terra con la pista più larga possibile.

4) In uso normale in casa la dissipazione di ciascuno dei transistori finali T7 e T8 è dell'ordine di 1 W, ed un radiatore di Alluminio di circa 50 x 50 mmq è sufficiente. Se si prevede invece il funzionamento continuato a piena potenza, la dissipazione sale a circa 4,2 W e il radiatore deve essere aumentato a circa 100 x 100 mmq, o meglio ancora rimpiazzato con un radiatore alettato di resistenza termica non superiore a 8°C/W. Tutto ciò vale per temperatura ambiente fino a + 40°C.

Concludiamo riportando le caratteristiche dell'amplificatore:

Potenza d'uscita massima (8 Ω)	30 W
Potenza d'uscita massima (16 Ω)	15 W
Risposta di frequenza (15 W)	20 Hz ÷ 100 kHz (± 1 dB)
Risposta di frequenza (0,6 W)	8 Hz ÷ > 600 kHz (± 1 dB)
Sensibilità (15 W)	300 mV
Rendimento (15 W/1 kHz)	60%
Impedenza d'entrata	20 kΩ
Distorsione armonica totale (1 W)	0,05%
Distorsione armonica totale (15 W)	0,1%
Distorsione armonica totale (30 W)	0,2%

### Ricevitore a onde medie tascabile

10.10. - Questo ricevitore è di una semplicità estrema, e pertanto funziona veramente, caratterizzato da una proprietà interessante: in assenza di segnale il consumo della pila è praticamente nullo. Esso può quindi rappre-

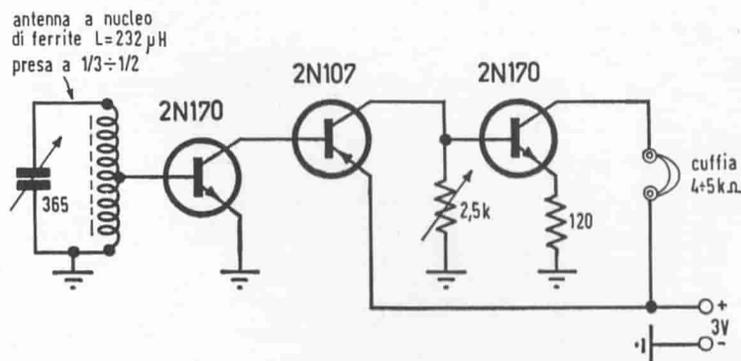


Fig. 10.10. - Ricevitore a onde medie tascabile.

sentare una buona soluzione quando, necessitando un monitore o un ricevitore di telecomando o di telemisura, occorre che l'apparecchio sia sempre acceso e l'alimentazione a pila sia la sola possibile. Questa proprietà è ottenuta facendo uso di tre transistori in cascata di tipo *n-p-n*, *p-n-p* e *n-p-n*.

A seconda delle applicazioni si può progettare diversamente il circuito risonante, cambiare eventualmente il tipo del primo transistore (ci sono i MADT, micro-lega a base diffusa, che possono lavorare fino a 1.000 MHz); al posto della cuffia si può inserire un relé polarizzato o uno strumento di misura a bobina mobile di 1mA o più.

### Ricevitore reflex a reazione

10.11. - Il transistore OC390 (equivalente al tipo OC45) assolve le funzioni di amplificatore ad emettitore comune ad alta frequenza con ingresso accordato e uscita aperiodica, per la gamma delle onde medie. Una reazione positiva, regolabile mediante il condensatore da 250 pF, è introdotta allo scopo di diminuire lo smorzamento del circuito di ingresso ed aumentare quindi la selettività.

Il segnale è rivelato dal diodo M51 (equivalente al tipo 1N51) ed inviato nuovamente al transistore OC390 per l'amplificazione in bassa frequenza.

Segue lo stadio finale con transistore OC34 (equivalente al tipo OC71)

Antenna ferrite:

nucleo mm 10 x 110

induttanza totale  $L_1 = 240 \mu\text{H}$

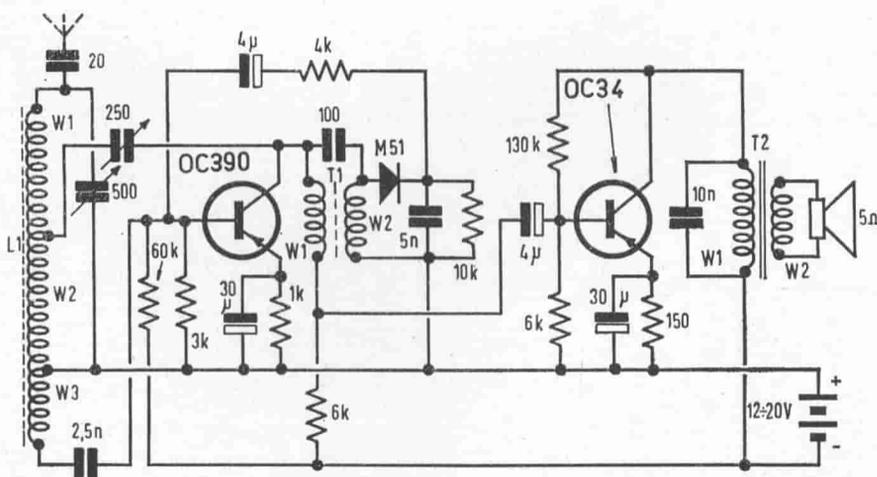


Fig. 10.11. - Ricevitore reflex a reazione.

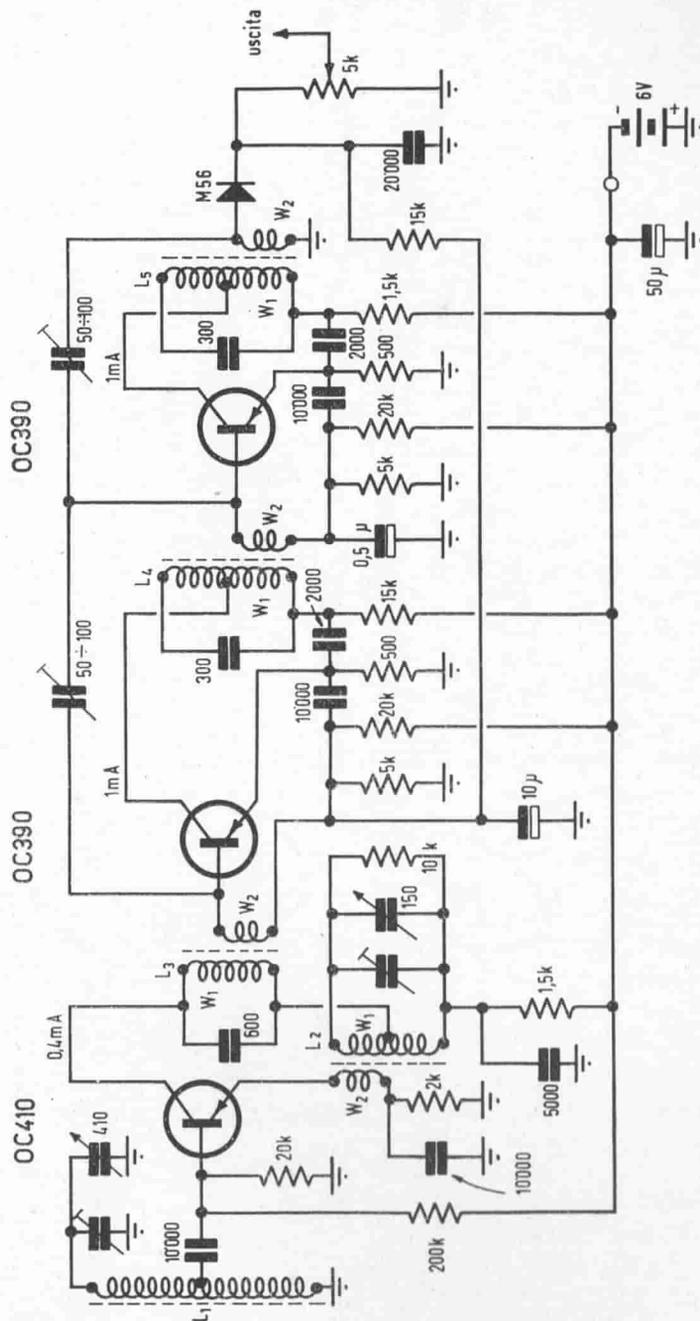


Fig. 10.12. - Ricevitore supereterodina a onde medie.

$W_1$  50 spire filo rame  $\varnothing$  mm 1  
 $W_2$  9 spire filo rame  $\varnothing$  mm 1  
 $W_3$  11 spire filo rame  $\varnothing$  mm 1

Trasformatore alta frequenza  $T_1$ :

$W_1 = 10$  mH  
 $W_1 : W_2 = 1 : 1$

Trasformatore di uscita  $T_2$ :

$W_1 = 3.600 \Omega$  a 400 Hz  
 $W_1 : W_2 = 27 : 1$

Ricevitore supereterodina a onde medie

10.12. - Il transistor OC410 funziona da mescolatore ed oscillatore locale. Seguono due stadi con transistori OC390 amplificatori a media frequenza (470 kHz).

La rivelazione è effettuata dal diodo M56 (tipi equivalenti 1N56 ovvero OA73). La componente continua all'uscita di esso è utilizzata per il controllo automatico di sensibilità, che agisce sulla base del primo stadio a media frequenza. Il consumo totale dell'apparecchio è 2,5 mA.

Un segnale all'ingresso di 100  $\mu$ V con la modulazione standard produce una tensione a bassa frequenza in uscita di 40 mV.

Per la parte a bassa frequenza può servire l'amplificatore del circuito n. 3.

Antenna ferrite:

$L_1 = 185 \mu$ H  
presa a 1/7 delle spire lato massa

Oscillatore:

$L_2 = 145 \mu$ H  
presa a 1/2  
rapporto spire  $W_1 : W_2 = 10 : 1$

I trasformatore media frequenza:

$L_3 = 200 \mu$ H  
rapporto spire  $W_1 : W_2 = 5 : 1$

II e III trasformatore media frequenza:

$L_4, L_5 = 400 \mu$ H  
presa a 1/3  
rapporto spire  $W_4 : W_5 = 4 : 1$

Ricevitori alimentati dall'antenna

10.13.e 10.14. - Nel 1956 Hollmann presentò a Los Angeles un lavoro intitolato « Ricevitori funzionanti con sorgenti secondarie di elettricità », in cui si proponevano i ricevitori di cui diamo un esempio. Il problema è stato ripreso da varie riviste (cfr. Elektro-Technik, 1956/n. 28 e Funkschau, 1957/n. 9).

Con il primo ricevitore descritto è possibile l'ascolto, talvolta in altoparlante, della stazione locale. La componente continua esistente dopo la rivelazione è utilizzata per l'alimentazione dell'amplificatore a bassa frequenza costituito da un transistor.

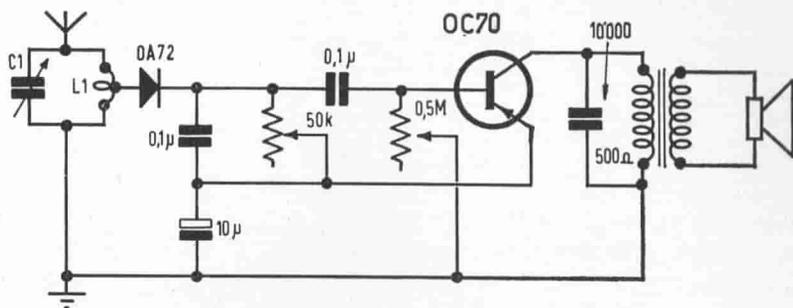


Fig. 10.13 - Ricevitore per ascolto locale alimentato dall'antenna.

Il secondo circuito, riportato unicamente a titolo informativo, prospetta una migliore utilizzazione dell'energia in arrivo, in quanto sono raddrizzate per l'alimentazione entrambe le semionde del segnale, e l'amplificatore è costituito da un controfase di transistori complementari.

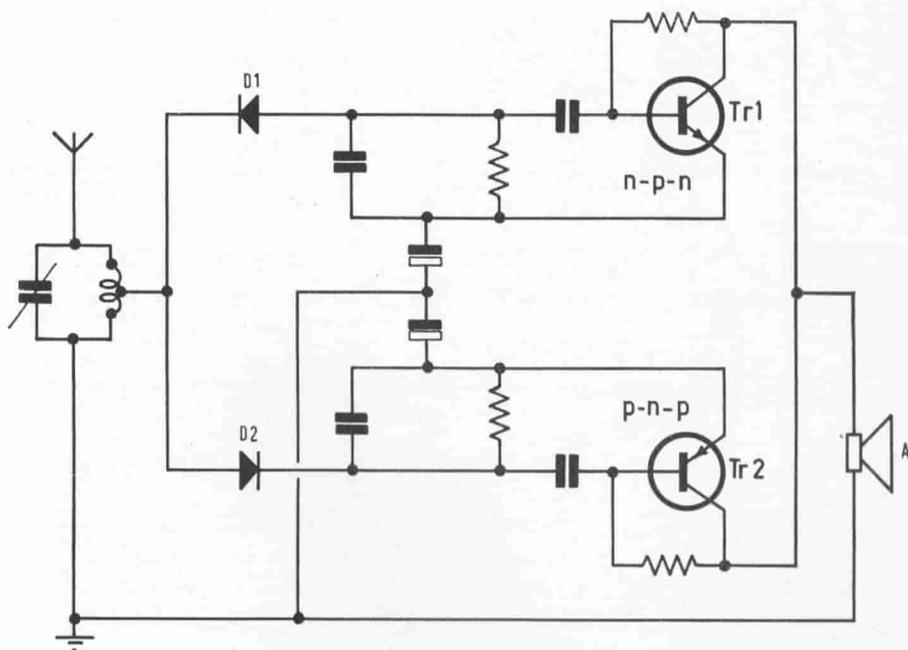


Fig. 10.14. - Schema di principio di altro ricevitore autoalimentato.

Ricevitori di questo tipo, benché non suscettibili di largo impiego, possono presentare interesse per determinate applicaioni, come per esempio monitori e misuratori di campo.

Il limite superiore di frequenza in ingresso è solo imposto dalla scelta dei diodi rivelatori.

Facciamo ancora presente che in alcuni Paesi il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni ha preso posizione contro i ricevitori che traggono l'energia necessaria al loro funzionamento dal segnale in arrivo.

I due ricevitori descritti non dovrebbero però ricadere sotto questa disposizione, in quanto fanno uso per l'alimentazione della componente continua inevitabilmente presente dopo la rivelazione a diodo. Differente sarebbe il caso se un diodo apposito venisse previsto esclusivamente per l'alimentazione.

### Oscillatore per bassa frequenza

10.15. - Con i dati dello schema la frequenza di oscillazione è dell'ordine di 1.000 Hz. Essa può venire variata entro limiti non troppo ampi, variando il valore della capacità  $C$ .

$R_2$  determina il punto di lavoro del transistor, mentre  $R_1$  determina l'entità dell'accoppiamento reattivo.

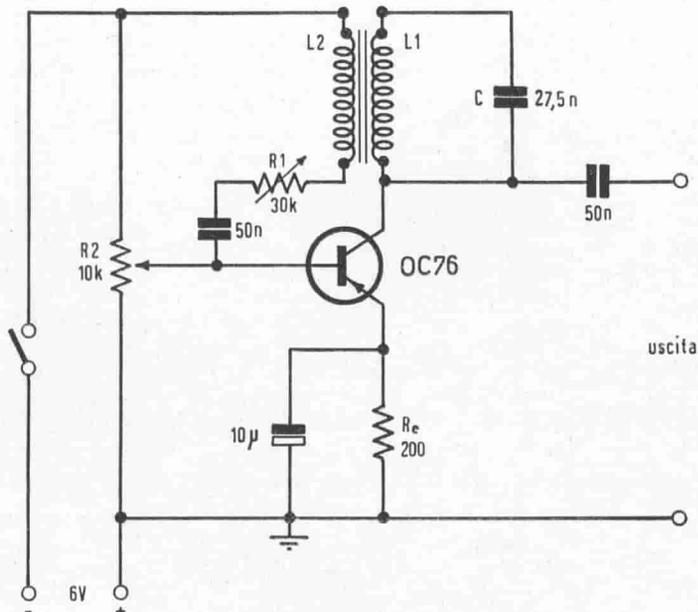


Fig. 10.15. - Oscillatore per bassa frequenza.

La forma d'onda all'uscita risulta distorta a causa della resistenza d'ingresso variabile del transistor.

La distorsione è ridotta, al prezzo di una proporzionale riduzione dell'ampiezza, qualora la resistenza di emettitore sia solo in parte cortocircuitata dal condensatore.

Trasformatore:

Nucleo Ferroxcube tipo E13/7/3 o equivalente

$L_1 = 800$  spire filo rame  $\varnothing 0,1$  mm.

$L_2 = 200$  spire filo rame  $\varnothing 0,1$  mm.

Oscillatore a 50 kHz per magnetofono

10.16. - Nei magnetofoni è generalmente incorporato un oscillatore sinusoidale a frequenza ultra-acustica per la pre-magnetizzazione e cancellazione del nastro.

Lo schema riporta la versione transistorizzata di un oscillatore di questo tipo adatto a quasi tutte le testine magnetiche.

Esso è costituito da un circuito in controfase con due TF77.

Le uscite sono previste per un avvolgimento di cancellazione  $C$  di circa 1,4 mH ed un avvolgimento di polarizzazione sulla testa di lettura e registrazione  $L$  di  $0,3 \div 0,5$  H:

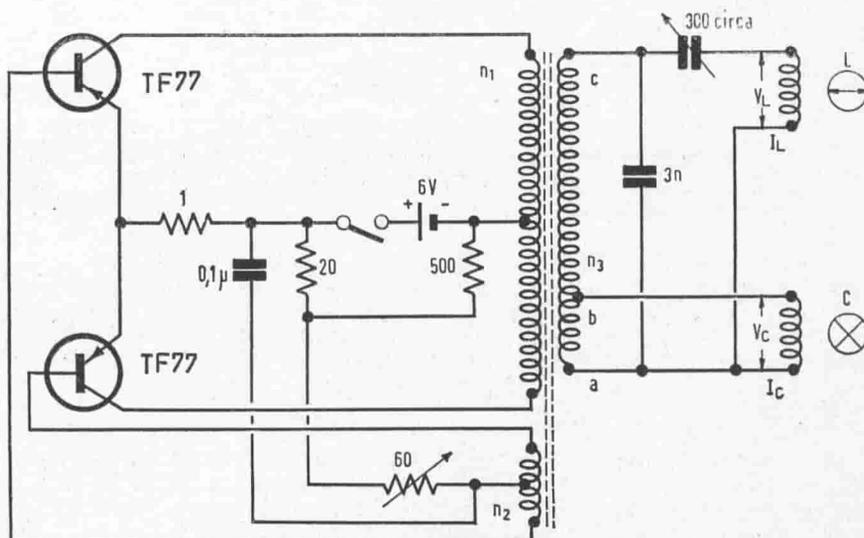


Fig. 10.16 - Oscillatore 50 kHz per magnetofono.

$$\begin{aligned}
 V_c &\approx 30 \text{ V}_{\text{eff}} \\
 I_c &\approx 70 \text{ mA}_{\text{eff}} \\
 V_1 &\approx 120 \text{ V}_{\text{eff}} \\
 I_1 &\approx 1,6 \text{ mA}_{\text{eff}}
 \end{aligned}$$

Il trasformatore è avvolto su un nucleo in ferrite, ad esempio Philips D14/8, con gli avvolgimenti

$$\begin{aligned}
 n_1 &= 2 \times 9 \text{ spire rame smaltato } \varnothing 0,35 \text{ mm} \\
 n_2 &= 2 \times 5 \text{ spire rame smaltato } \varnothing 0,35 \text{ mm} \\
 n_{3ab} &= 70 \text{ spire rame smaltato } \varnothing 0,1 \text{ mm} \\
 n_{3bc} &= 210 \text{ spire rame smaltato } \varnothing 0,1 \text{ mm}
 \end{aligned}$$

### Oscillatore di potenza a 400 Hz

10.17. - Occorre talvolta una certa potenza a frequenze superiori alla frequenza di rete per l'alimentazione di amplificatori magnetici a risposta rapida, di servomotori e simili dispositivi.

Lo schema rappresenta appunto un generatore a 400 Hz, frequenza molto diffusa in tali applicazioni, capace di fornire fino a 15 W.

I dati dei trasformatori sono i seguenti:

$T_1$ : lamierino tipo Dinamo, 0,35 mm, formato M42 traferro 0,5 mm, lamierini tutti in un senso.

$$n'_1 = 550 \text{ spire rame smaltato } \varnothing 0,3 \text{ mm}$$

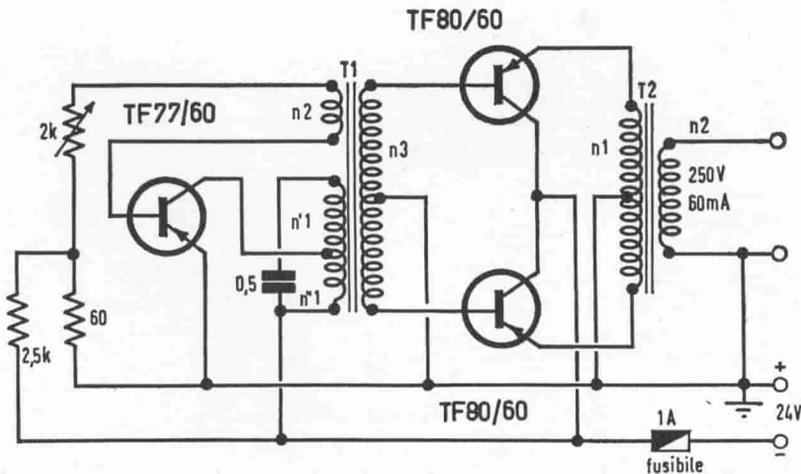


Fig. 10.17. - Oscillatore di potenza 400 Hz.

$n_1'$	=	150 spire rame smaltato	$\varnothing$ 0,3 mm
$n_2$	=	15 spire rame smaltato	$\varnothing$ 0,25 mm
$n_3$	=	2 x 150 spire rame smaltato	$\varnothing$ 0,25 mm

$T_2$ : laminiero tipo Dinamo 0,35 mm, formato M65 traferro 0,5 mm, lamierini alternati.

$n_1$	=	2 x 100 spire rame smaltato	$\varnothing$ 0,75 mm
$n_2$	=	1.600 spire rame smaltato	$\varnothing$ 0,25 mm

con uno spessore di carta isolante ogni 400 spire.

### Oscillatore a resistenza-capacità a ponte

10.18. - La rete di sfasamento  $R, C, R', C'$  presenta un'attenuazione di corrente senza sfasamento di 4 : 1 ad una frequenza

$$f = \frac{1}{2 \sqrt{2} \pi RC}$$

quando sia  $R = R', C = C'$ .

A tutte le altre frequenze l'attenuazione è maggiore.

Poiché ciascuno dei due transistori introduce uno sfasamento di  $180^\circ$ , si avrà oscillazione alla frequenza  $f$  se il guadagno in corrente complessivo dei due stadi è maggiore di 4.

Il potenziometro  $P$  è regolato per la minima distorsione.

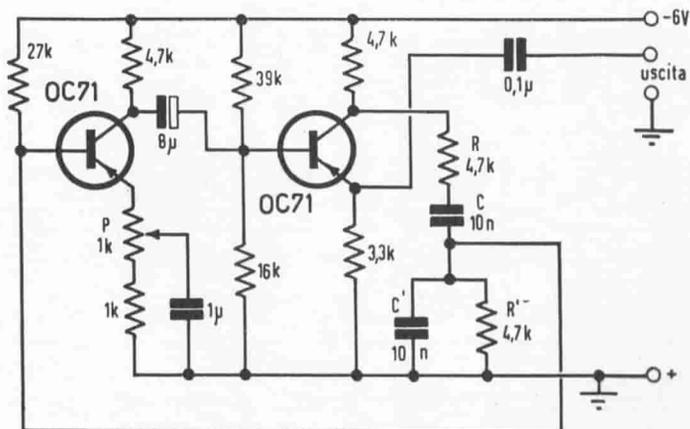


Fig. 10.18. - Oscillatore R-C a ponte.

La frequenza di oscillazione, con i dati riportati sullo schema è di circa 2,5 kHz.

### Oscillatore a rete di sfasamento

10.19 - Questo oscillatore fornisce un'onda sinusoidale molto pura. La frequenza può essere regolata entro il  $\pm 20\%$  mediante  $R_1$

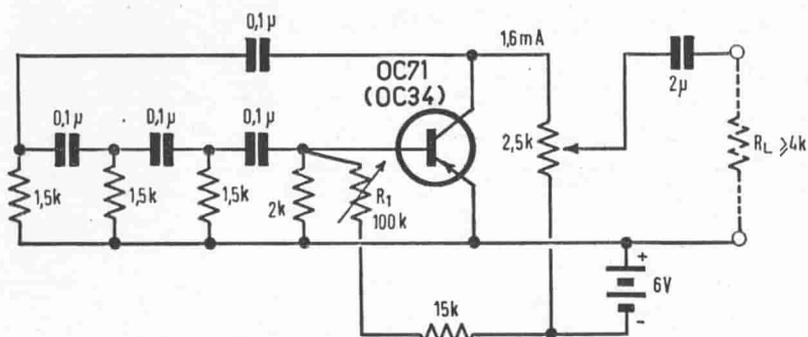


Fig. 10.19. - Oscillatore R-C a rete di sfasamento.

Tensione di uscita 1,5 V ( $R_L = 4 \text{ k}\Omega$ )

Frequenza 1.000 Hz

Potenza di uscita 0,3 mW

### Oscillatore con filtro a doppio T

10.20. - Questo oscillatore si presta per fornire un'onda sinusoidale di qualsiasi frequenza compresa fra 2 Hz e 175 kHz. Esso può risultare particolarmente utile nel controllo di amplificatori ad alta fedeltà e di modulatori per trasmettitori di radio-dilettanti. Naturalmente esso può anche essere impiegato come oscillografo per la pratica della telegrafia connettendo semplicemente una o più cuffie, od un piccolo altoparlante, sull'uscita.

Il circuito funziona con un'alimentazione a 12 V, eventualmente costituita da pile. Se il carico all'uscita non è inferiore a circa 2 kΩ la distorsione è molto bassa.

I condensatori  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  e le resistenze  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$  costituiscono un filtro a doppio T in cui  $R_2 = R_3$  e  $C_1 = C_2$ . Un filtro di questo tipo posto nel circuito di retroazione di uno stadio amplificatore con inversione realizza un oscillatore la cui frequenza è determinata dai parametri del filtro stesso ed è praticamente indipendente dalla tensione di alimentazione, dalla temperatura e dal guadagno dello stadio amplificatore.

L'oscillazione si verifica alla frequenza a cui corrisponde uno sfasamento totale di  $360^\circ$  (pari a  $0^\circ$ , cioè retroazione positiva o in fase), introdotto per  $180^\circ$  dallo stadio e per altri  $180^\circ$  dal filtro.

Lo stadio a collettore comune  $Tr2$  provvede un'amplificazione di corrente e il disaccoppiamento del carico.

Una stabilità di frequenza dello 0,2% è possibile a lungo termine.

La tabella che segue fornisce i valori di capacità per alcune frequenze fisse; un aggiustaggio della frequenza può essere realizzato variando  $R1$ .

Frequenza	$C_1$ e $C_2$
175 kHz	50 pF
95 kHz	100 pF
10 kHz	500 pF
2 kHz	1.000 pF
200 Hz	0,01 $\mu$ F
100 Hz	0,05 $\mu$ F
20 Hz	0,1 $\mu$ F
10 Hz	0,5 $\mu$ F
2 Hz	5* $\mu$ F

Il condensatore  $C3$  ha il doppio del valore di  $C1$  o  $C2$ .

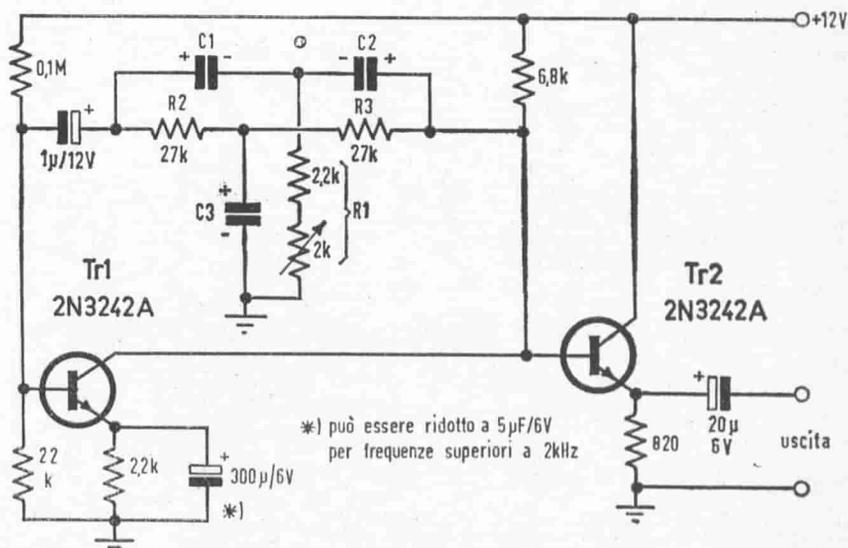


Fig. 10.20. - Oscillatore con filtro a doppio T.

\* Può essere elettrolitico (6 V) rispettando le polarità indicate sullo schema.

## Metronomo

10.21. - Si tratta di un circuito bistabile ad oscillazione libera impiegante due transistori *n-p-n* e *p-n-p*. Sulla base del transistor *n-p-n* si genera un dente di sega a causa della carica del condensatore attraverso le due resistenze. La durata di esso è regolabile a mezzo della resistenza variabile e risulta abbastanza indipendente dalle caratteristiche di transistori.

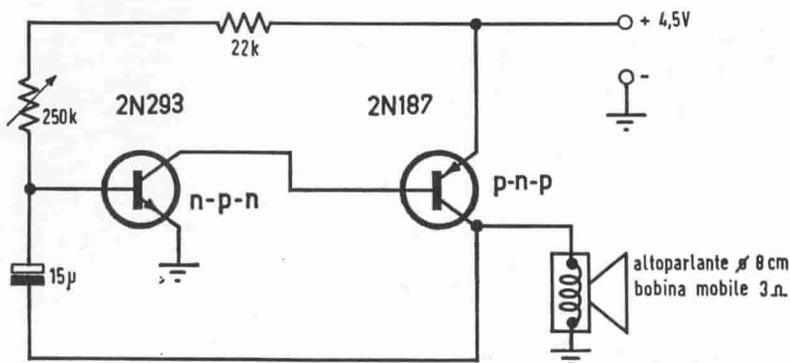
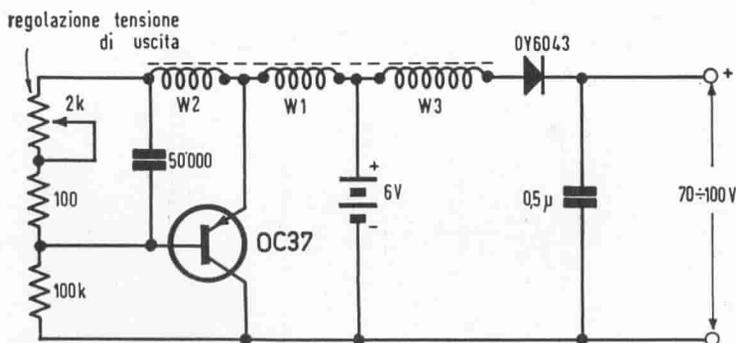


Fig. 10.21. - Metronomo.

## Convertitore di corrente continua 0,5 W

10.22 -



tensione di uscita	resistenza di carico	rendimento	potenza di uscita
70V	20k $\Omega$	78%	0,245 W
80V	20k $\Omega$	77%	0,320 W
100V	20k $\Omega$	73%	0,5 W
75V	15k $\Omega$	76%	0,375 W

Nucleo chiuso di ferrite, a mantello, tipo Philips D25/16 o D36/22

W1 = 168 spire filo rame smaltato  $\varnothing$  0,3mm

W2 = 80 spire filo rame smaltato  $\varnothing$  0,3mm

W3 = 830 spire filo rame smaltato  $\varnothing$  0,1mm

Fig. 10.22. - Convertitore di corrente continua 0,5 W (per l'alimentazione di piccoli ricevitori portatili a valvole).

## Convertitore di corrente continua 2 W

10.23. -

Tensione di uscita	135 V
Tensione di entrata	6 V
Rendimento	58%

Trasformatore

Sezione del nucleo circa	2 cm <sup>2</sup>
Lamierino al silicio	0,35 mm
Permeabilità relativa	300
Traferro	0,2 mm
Induttanza a vuoto $W_2$	0,9 mH
Rapporto spire $W_1 : W_2 : W_3$	= 1 : 2 : 11

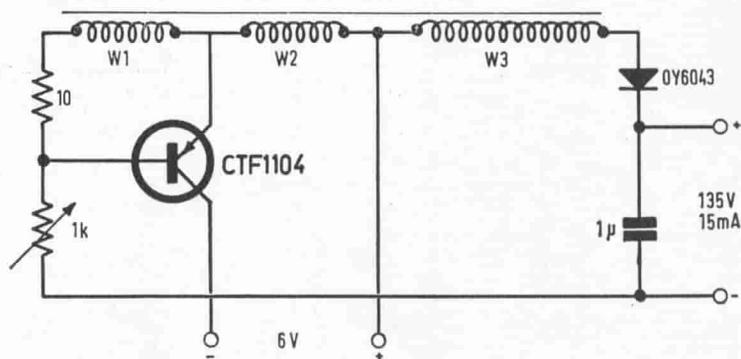


Fig. 10.23. - Convertitore di corrente continua 2 W.

## Convertitore di corrente continua 30 W

10.24 - Se il convertitore non funziona, interrompere subito l'alimentazione ed invertire fra loro i due mezzi avvolgimenti  $W_2$ .

Tensione di uscita	250 V
Tensione d'ingresso	12 V
Rendimento	70%

Trasformatore:

Sezione del nucleo circa	4 cm <sup>2</sup>
Lamierino al silicio	0,35 mm
Permeabilità relativa	2.000
Traferro	0,2 mm
Induttanza a vuoto di $W_1 = 2,2$ mH	
Rapporto spire $W_1 : W_2 : W_3 = 1 : 1,6 : 15$	
$W_1$ e $W_2$ a presa centrale, con avvolgimento bifilare.	

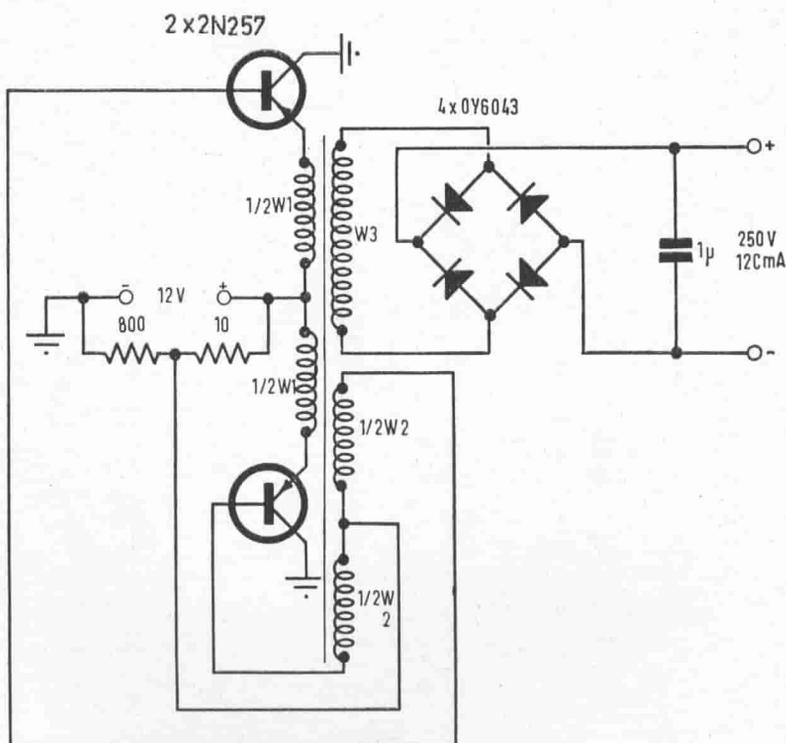


Fig. 10.24. - Convertitore di corrente continua 30 W.

### Termostato a regolazione continua

10.25. - La variazione della corrente di base di un transistor a causa della temperatura può essere sfruttata per costruire un termostato.

Il transistor  $T_{r1}$  rappresenta l'elemento sensibile alla temperatura, il quale pilota un amplificatore di corrente costituito da  $T_{r2}$  e  $T_{r3}$ .

Nel circuito di collettore di  $T_{R3}$  è inserita la resistenza di riscaldamento  $R_2$  da  $10 \Omega$ , che può essere costituita da una normale resistenza a filo smaltato.

$R_1$  determina la temperatura alla quale tutto il sistema si stabilizza, e che viene quindi mantenuta costante entro  $\pm 0,25^\circ\text{C}$  circa.

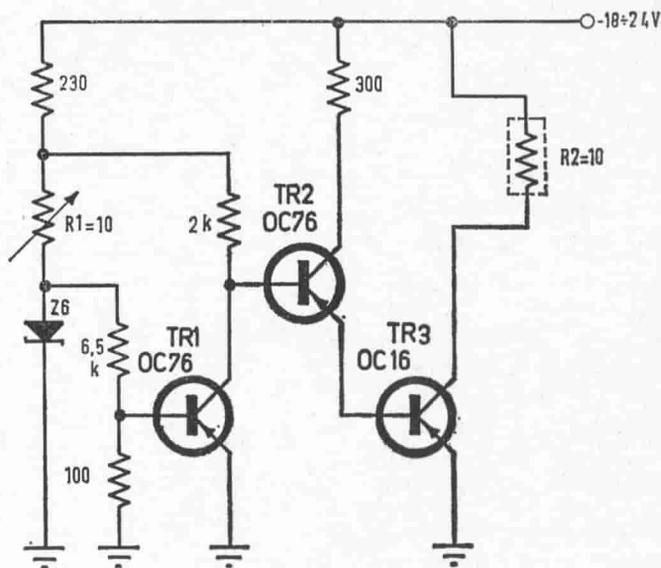


Fig. 10.25. - Termostato a regolazione continua (per quarzi, piccoli bagni chimici, ecc.).

Il diodo Zener compensa le fluttuazioni della tensione di alimentazione. Senza questa compensazione la temperatura di equilibrio dipenderebbe dal valore della tensione di alimentazione. Tutti i componenti del circuito possono essere montati all'interno dell'ambiente termostattizzato.

### Lampeggiatore

10.26. - Le caratteristiche sono le seguenti:

- circa 60 lampeggiamenti per minuto primo;
- la lampadina rimane accesa per circa il 20% del periodo;
- $R_1$  varia la frequenza di ripetizione;
- $R_2$  varia la frequenza di accensione della lampadina.

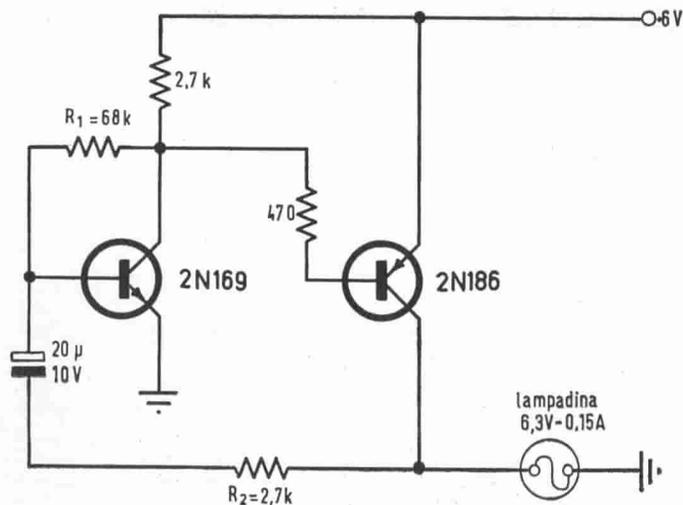


Fig. 10.26. - Lampeggiatore.

### Flash elettronico per fotografia

10.27 - Questo circuito riporta un' applicazione un po' particolare di un convertitore a transistori della potenza di 10 W.

La frequenza di oscillazione è dell'ordine di 250 Hz.

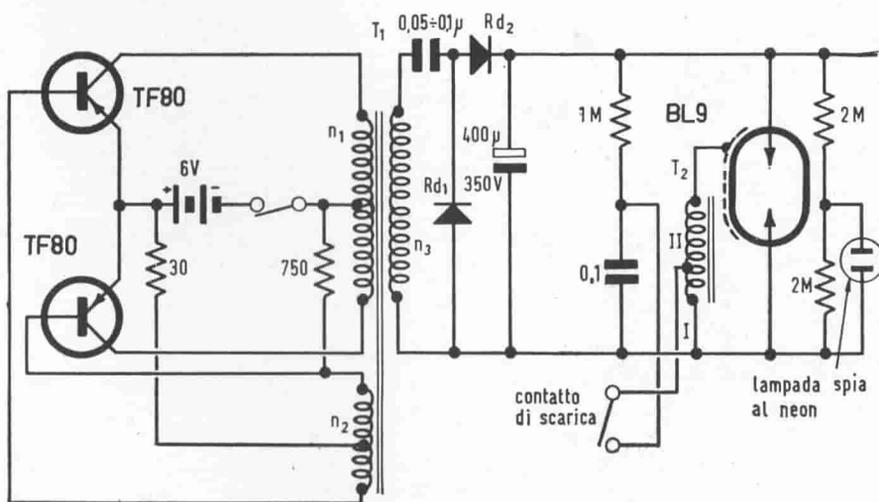


Fig. 10.27. - Flash elettronico per fotografia.

$T_1$ : lamierino tipo Dinamo 0,35 mm, senza traferro, formato M24:

$n_1 = 2 \times 35$  spire rame smaltato  $\varnothing$  0,9 mm

$n_2 = 2 \times 15$  spire rame smaltato  $\varnothing$  0,35 mm

$n_3 = 1.620$  spire rame smaltato  $\varnothing$  0,12 mm

$T_2$ : trasformatore di innesco:

Nucleo in ferrite

I = 35 spire rame smaltato  $\varnothing$  0,4 mm

II = 1.000 spire rame smaltato  $\varnothing$  0,07 mm

$Rd_1 - Rd_2 =$  Raddrizzatori SSF V250 C40 Siemens.

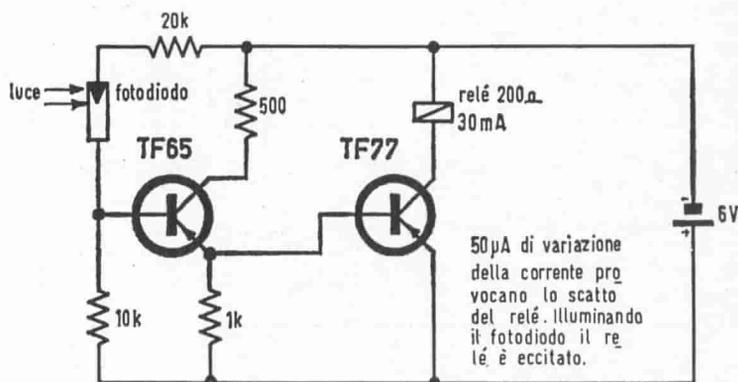


Fig. 10.28. - Relé fotoelettrico.

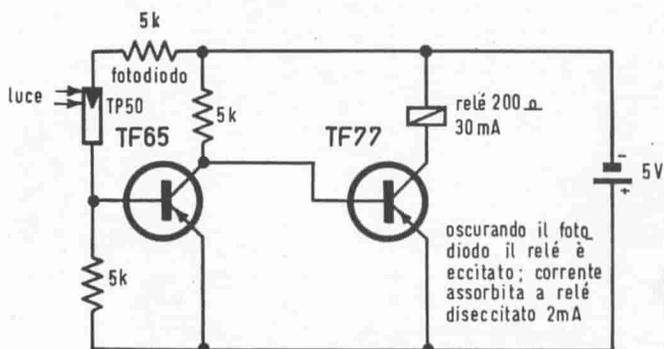


Fig. 10.29. - Altro relé fotoelettrico.

## Misuratori di radiazioni

10.30. -  $T_1$ : — Sezione del nucleo circa  $0,5 \text{ cm}^2$

— Lamierino al silicio  $0,35 \text{ mm}$

— Permeabilità relativa  $2.000$

— Induttanza di  $W_2$  a vuoto =  $50 \text{ mH}$

— Rapporto spire  $W_1 : W_2 : W_3 = 1 : 0,35 : 24$ .

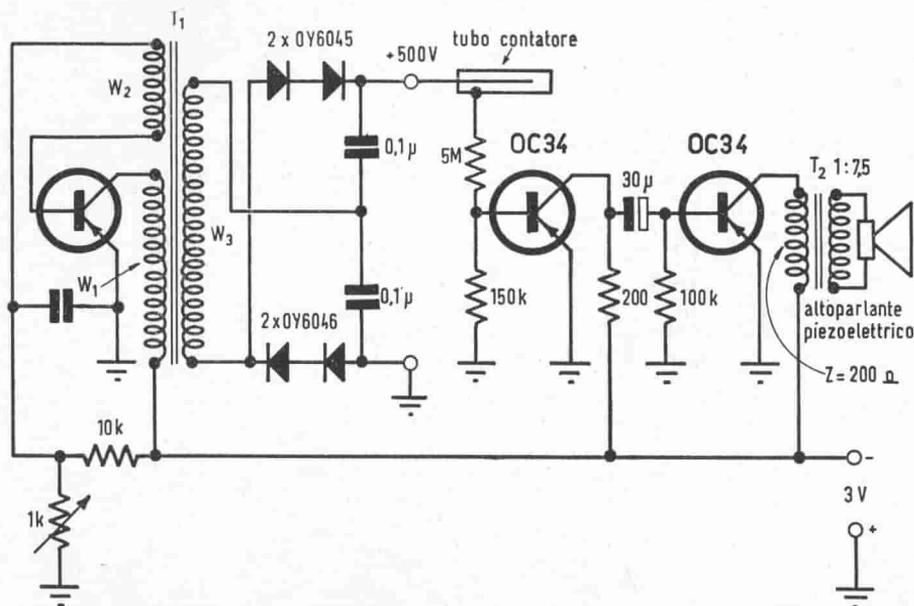


Fig. 10.30. - Contatore di Geiger-Müller (applicazione di un convertitore di corrente continua).

## Misuratori di radiazioni

10.31. - Questo apparecchio è destinato all'uso mobile, ed impiega un tubo rivelatore Geiger-Müller tipo 18503 (Philips).

Sullo schema è prevista una indicazione ottica, ottenuta a mezzo di un occhio magico DM70 ovvero DM71, per il conteggio degli impulsi. È possibile però inserire anche una cuffia per avere un'indicazione acustica.

L'alta tensione richiesta dal tubo contatore e la tensione anodica per l'occhio magico sono ottenute da un invertitore a transistori. Il consumo totale, con una tensione di alimentazione di  $2,8 \text{ V}$  è di circa  $0,1 \text{ W}$ .

Tutto l'apparecchio è montato in un involucro di circa  $18 \times 6 \times 3 \text{ cm}$ , e pesa  $350 \text{ g}$ , compresi i due elementi da  $1,5 \text{ V}$ .



Trasformatore:

Nucleo di Ferroxcube tipo D25/16 Philips, o simile, senza traferro.

$L_1 = 155$  spire  $\varnothing 0,3$

$L_3 = 1850$  spire  $\varnothing 0,66$

$L_2 = 35$  spire  $\varnothing 0,1$

$L_4 = 700$  spire  $\varnothing 0,06$

### Ponte di misura per resistenze e capacità

10.32. - È costituito da un generatore di bassa frequenza (OC32,  $T_1$ ) e da un amplificatore a bassa frequenza (OC32,  $T_2$ ) per aumentare la sensibilità dello zero del ponte di Wheatstone.  $P$  è il potenziometro a filo del ponte, graduato in rapporti di resistenza fra i due bracci  $a$ ,  $b$ , con una resistenza dell'ordine di qualche migliaio di ohm.

$R_x$  e  $C_x$  sono i morsetti a cui va collegata la resistenza o la capacità incognita.

$R_n$  e  $C_n$  sono gli elementi noti, eventualmente in numero maggiore, inseribili mediante un commutatore. Ad azzeramento effettuato, se

$$K = \frac{b}{a}$$

$$R_x = K \cdot R_n \quad \text{ovvero} \quad C_x = K \cdot C_n$$

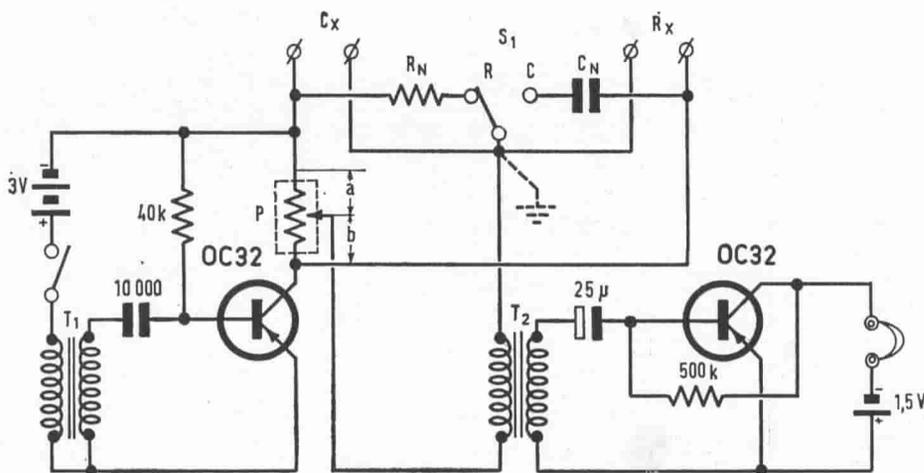


Fig. 10.32. - Ponte di misura per resistenza e capacità.

(Il commutatore  $S_1$  permette di usare la stessa graduazione in rapporti

$$K = \frac{b}{a} \text{ sia per condensatori che resistenze).}$$

I valori di  $R_n$  e  $C_n$  vanno scelti tenendo presente che con un potenziometro  $P$  del tipo rotativo sono utilizzabili rapporti  $K$  estremi di 0,1 e 10, per mantenere una conveniente facilità di lettura su tutta la scala.

### Frequenzimetro a lettura diretta

10.33. - Qualunque sia la forma dei segnali all'ingresso, l'amplificatore distortore a quattro transistori, fornisce un'uscita a onda quadra di ampiezza costante.

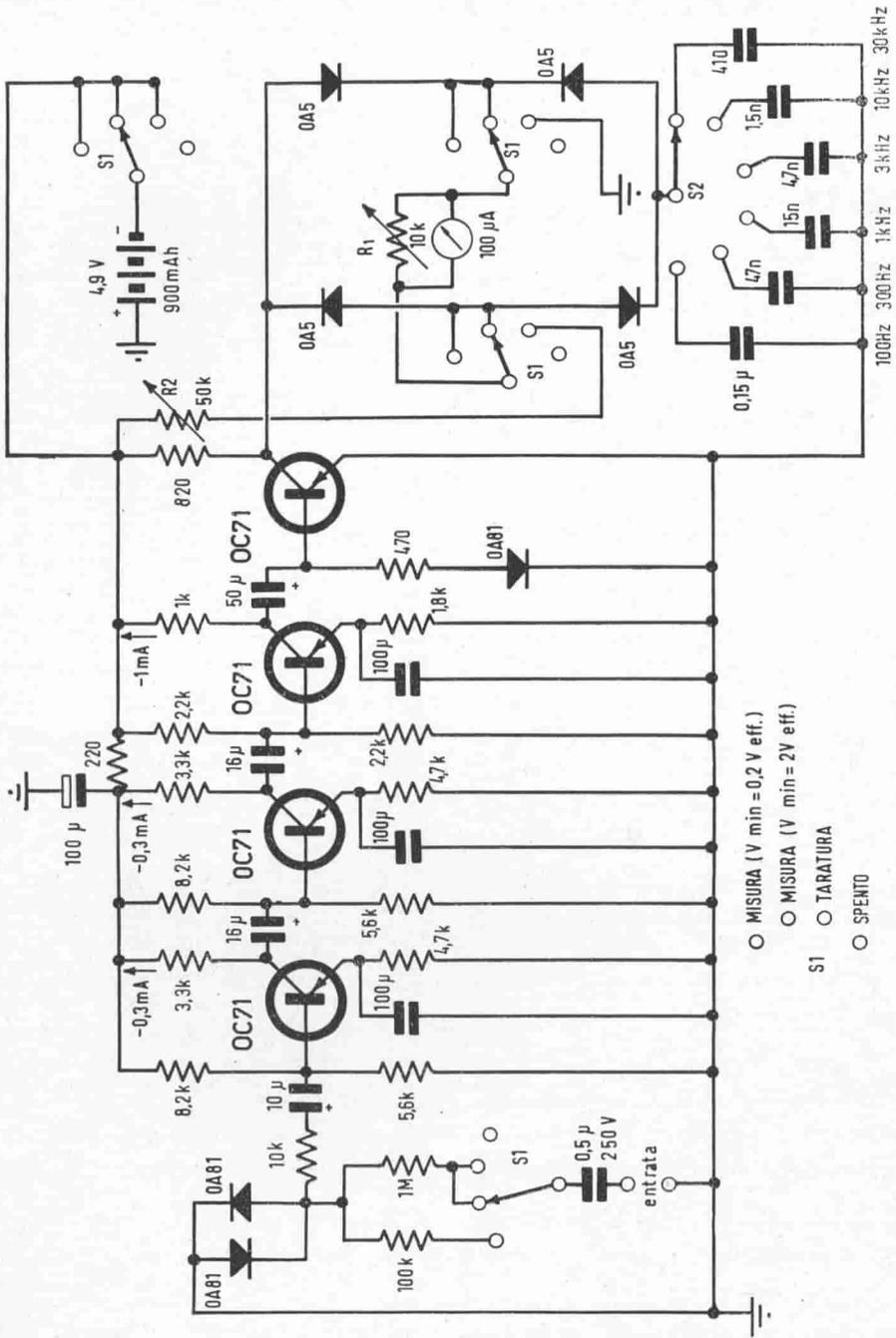
Dopo raddrizzamento l'onda quadra carica un condensatore che fa parte di un circuito con costante di tempo molto ridotta. Uno strumento misura la corrente media di carica del condensatore, che risulta l'integrale di impulsi di corrente sempre della medesima ampiezza, ma con frequenza uguale al doppio della frequenza d'ingresso (a causa del raddrizzamento delle due semionde). La corrente media è pertanto proporzionale alla frequenza in ingresso. La scala dello strumento può essere tarata direttamente in frequenza in maniera lineare.

$R_2$  è una resistenza semifissa di taratura all'atto della costruzione,  $R_1$  è una resistenza variabile con comando a manopola per la taratura precedente ogni misura.

### Trigger di Schmitt

10.34. - Il trigger di Schmitt realizzato anche con tubi elettronici appartiene alla classe dei circuiti bistabili.

Immaginiamo che la tensione di ingresso sia zero. Il circuito si trova in una delle due condizioni di funzionamento stabili, e precisamente quella corrispondente a  $Tr_1$  interdetto e  $Tr_2$  in conduzione.



- MISURA (V min = 0.2 V eff.)
- MISURA (V min = 2V eff.)
- TARATURA
- SPENTO

Fig. 10.33. - Frequenzimetro a lettura diretta.

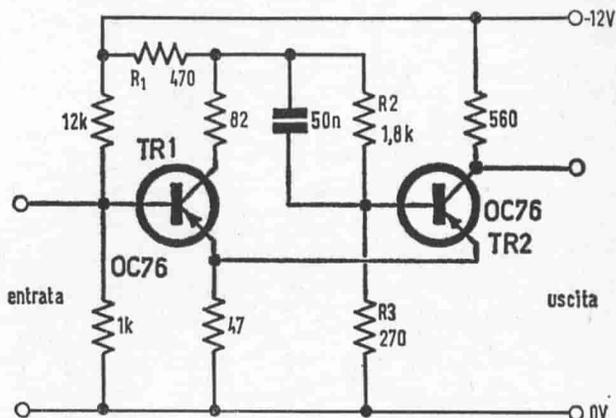


Fig. 10.34. - Trigger di Schmitt.

Se ora si applica una tensione all'ingresso, crescente verso valori negativi, nulla accade fino ad un determinato valore, di essa, che dipende dalle costanti del circuito. Quando questo valore è raggiunto, anche se con lenta variazione, si ha la commutazione rapidissima del circuito nella seconda posizione stabile ( $Tr_1$  in conduzione e  $Tr_2$  interdetto). Se la tensione all'ingresso continua a crescere, il circuito non reagisce. Se ora si diminuisce questa tensione, quando essa ripassa all'incirca per lo stesso valore critico già visto, il circuito commuta nuovamente, ritornando nella posizione originaria. In altre parole esiste un livello caratteristico di tensione (o, se si preferisce, di corrente) all'ingresso: tensioni (o correnti) inferiori a questo valore mantengono il circuito in uno dei due stati stabili di funzionamento, tensioni (o correnti) superiori mantengono il circuito nell'altro stato stabile.

Nel circuito indicato il livello critico di tensione, e di 3,4 V per tensioni crescenti da zero verso valori negativi, e di 3,6 V per tensioni più negative decrescenti verso zero. Variando alcuni elementi (in specie  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ) si possono sia portare a coincidenza i due valori critici sia allontanarli maggiormente.

Le applicazioni di questo circuito sono numerose: discriminatore di ampiezza, squadratore, amplificatore per relé a fotocellula, ecc.

Il tempo di commutazione è dell'ordine di qualche microsecondo, qualunque sia la velocità di variazione della tensione all'ingresso.

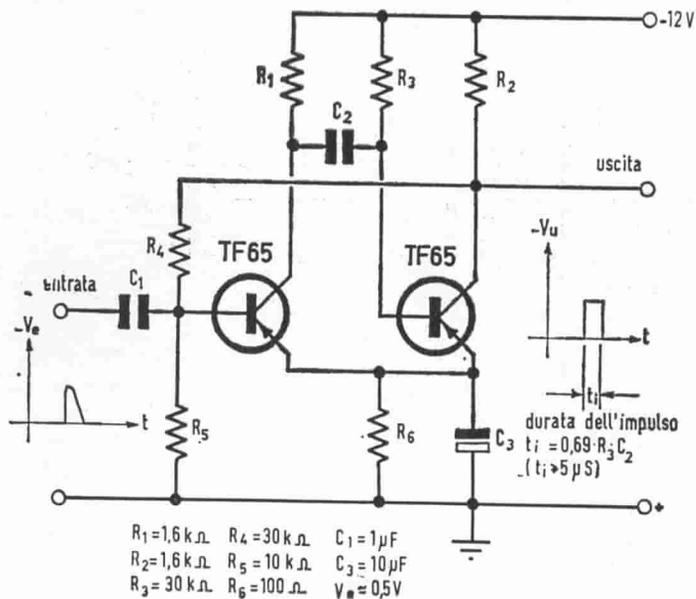


Fig. 10.35. - Multivibratore monostabile.

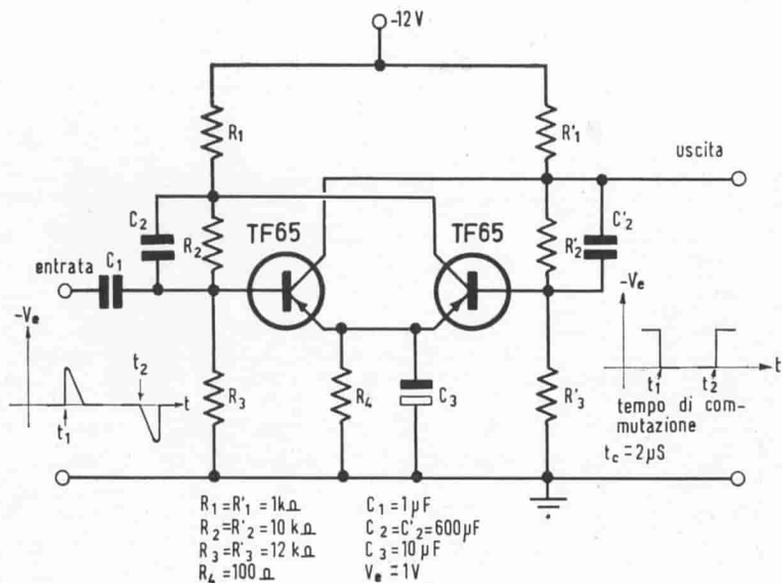


Fig. 10.36. - Multivibratore bistabile (flip-flop).

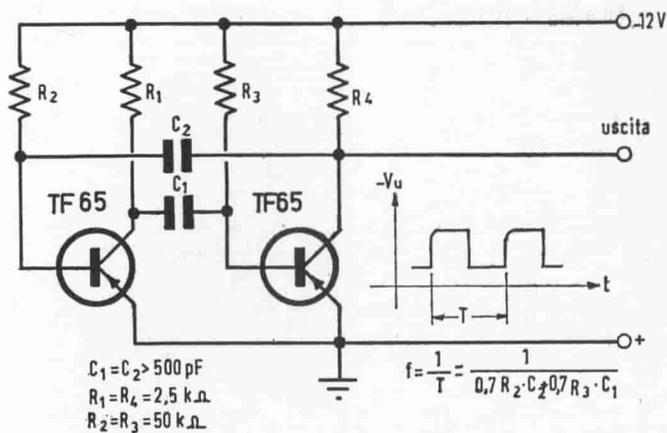


Fig. 10.37. - Multivibratore libero.

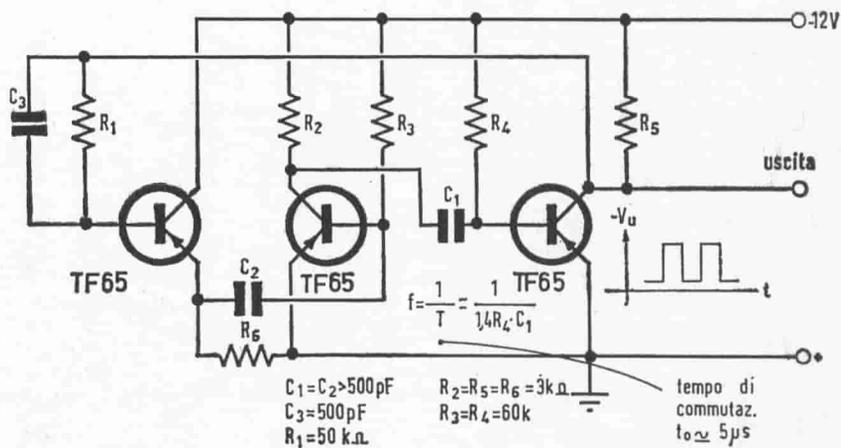


Fig. 10.38. - Multivibratore libero con onda a fianchi ripidi.

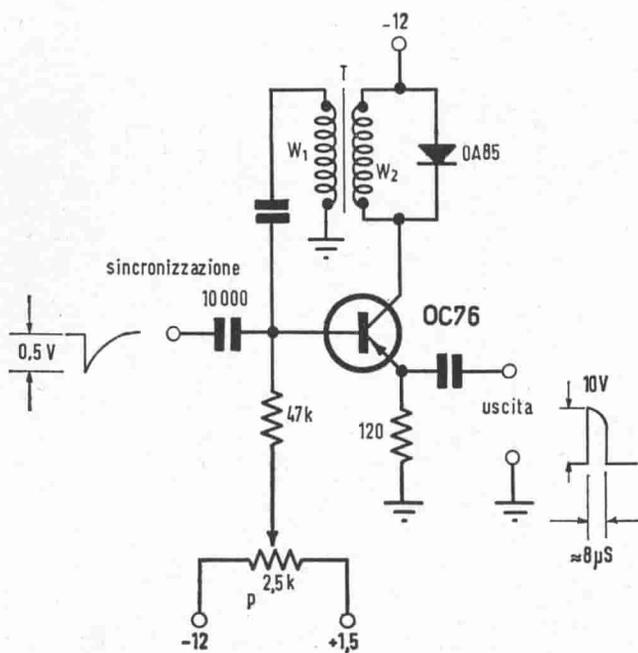


Fig. 10.39. - Oscillatore bloccato.

### Oscillatore bloccato

- 10.39. -  $T$ : Trasformatore 1 : 1  
 — nucleo Ferroxcube Philips D25/16  
 — traferro 0,2 mm  
 —  $W_1$  e  $W_2$  40 spire filo rame 0,2 mm.

Variando la polarizzazione mediante  $P$ , il circuito può esser fatto astabile o monostabile.

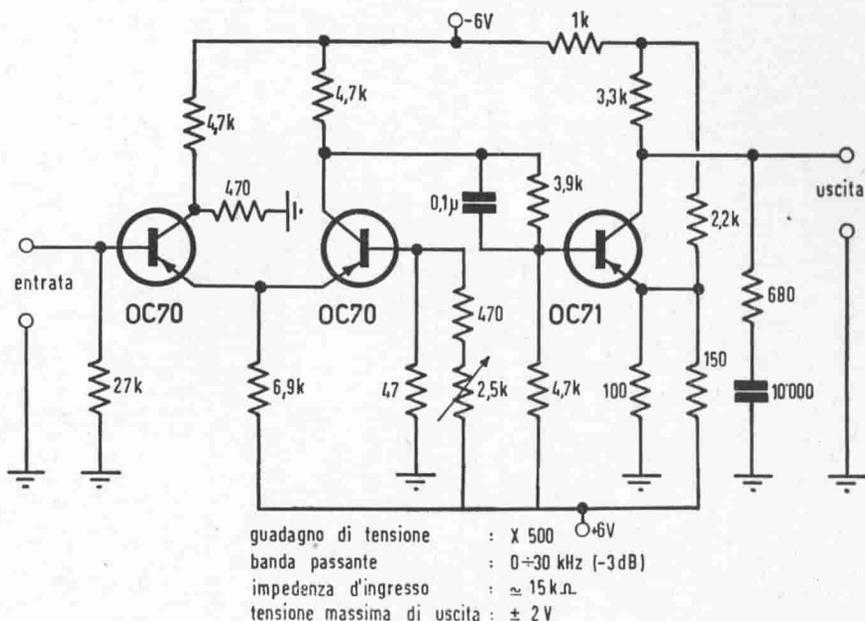


Fig. 10.40 - Amplificatore a corrente continua.

## Amplificatore per corrente continua

10.41 - È possibile ridurre la deriva di un amplificatore a transistori per corrente continua realizzando un amplificatore ad onda portante modulata.

In questo tipo di amplificatore (come già abbiamo visto al Cap. VII) il segnale a corrente continua è convertito in un segnale a corrente alternata di ampiezza proporzionale. Il nuovo segnale è quindi amplificato, senza gli inconvenienti dell'amplificazione della corrente continua, ed in seguito raddrizzato per fornire un'uscita nuovamente in corrente continua.

La conversione avviene in un circuito comprendente quattro transistori OC72, impiegati due a due, come interruttori, alternativamente chiusi e aperti. Con questa disposizione si ha la migliore compensazione della deriva di temperatura.

Il segnale modulato amplificato è rettificato a mezzo di un raddrizzatore sincrono che permette una uscita bipolare e che funziona allo stesso modo del modulatore d'entrata.

Un oscillatore a circa 2,5 kHz alimenta sia il modulatore che il demodulatore.

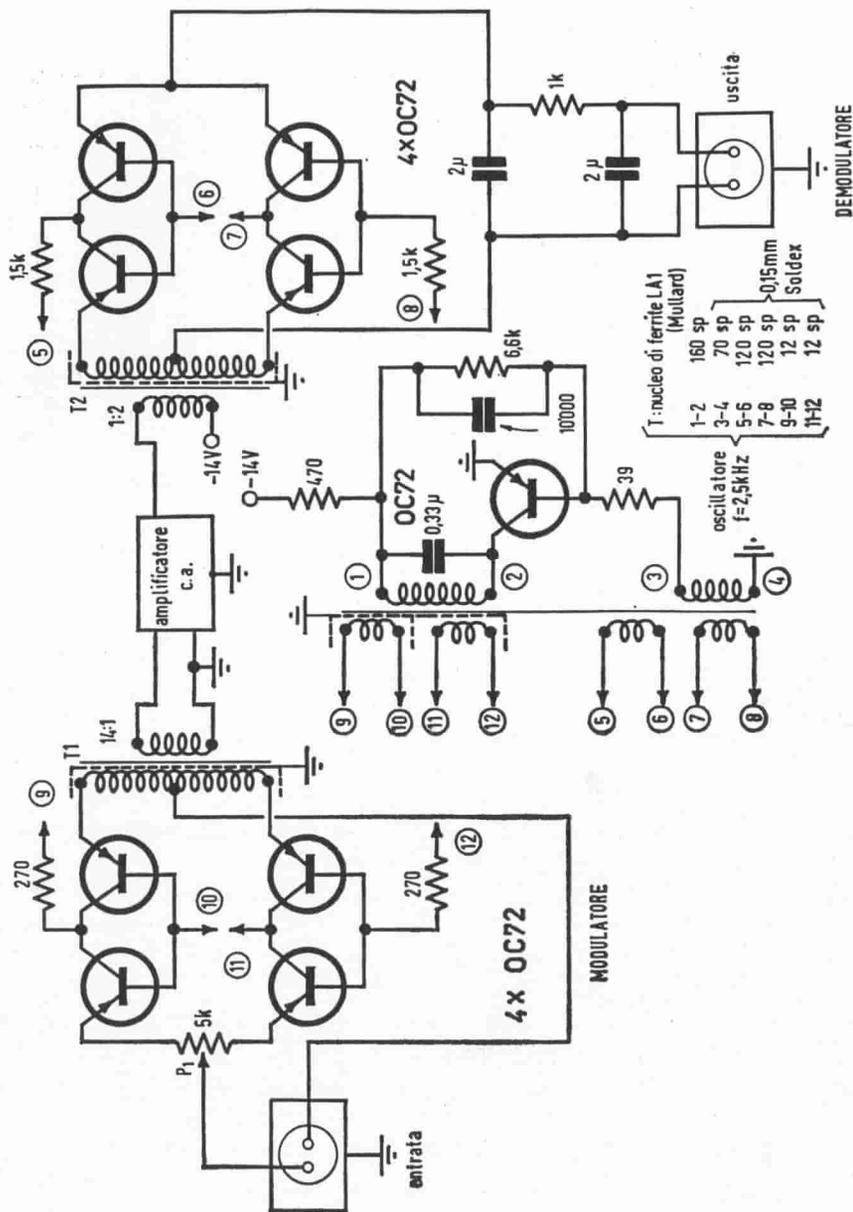


Fig. 10.41.a) - Amplificatore modulato (schema generale).

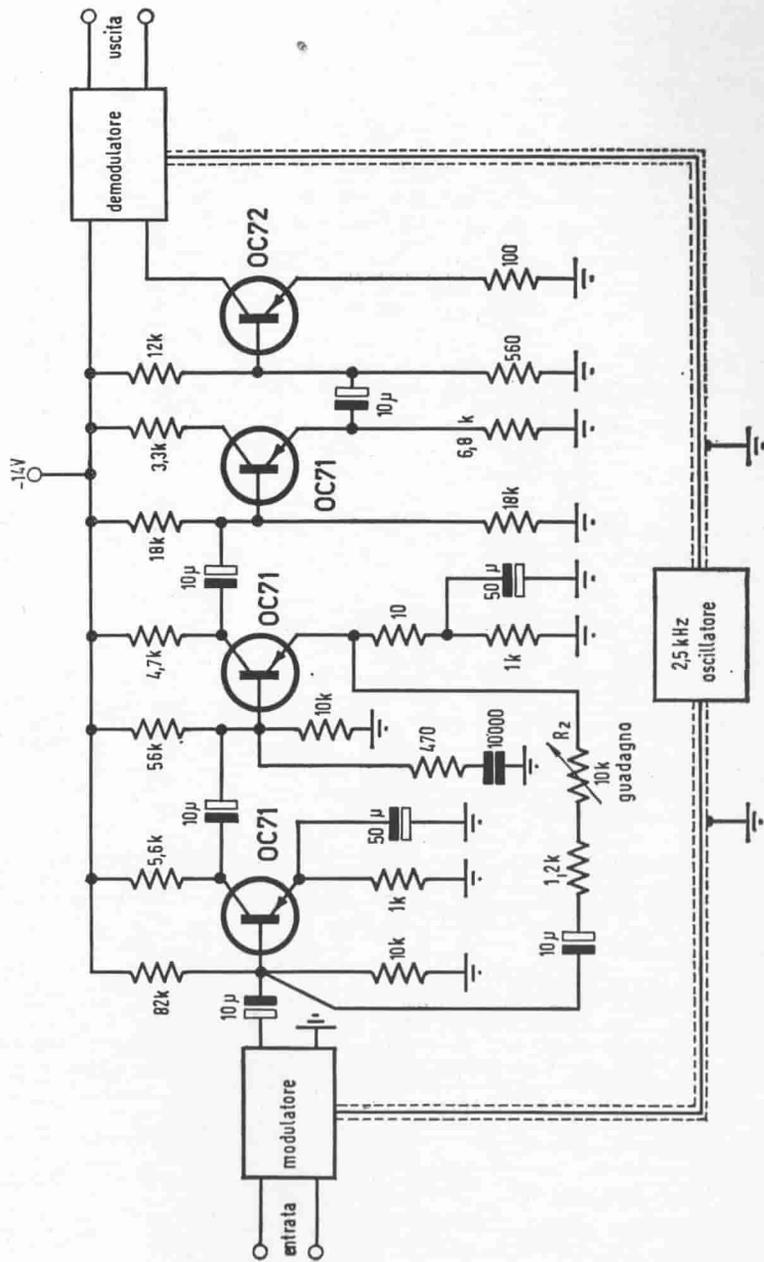


Fig. 10.41.b) - Amplificatore modulato (schema dell'amplificatore a corrente alternata).

La risposta di frequenza di un amplificatore modulato è forzatamente limitata a circa il 5 ÷ 10% della frequenza di modulazione, a causa specialmente della necessità di inserire un filtro sull'uscita per attenuare la componente alternativa ad un valore accettabile.

Il potenziometro  $P_1$  compensa eventuali asimmetrie del modulatore e del trasformatore di entrata  $T_1$ . Sia all'entrata che all'uscita si può collegare a terra uno qualunque dei due morsetti.

Il potenziometro  $R_2$  varia il guadagno dell'amplificatore di un rapporto pari a circa 4 : 1, variando il grado di controreazione dei primi due stadi dell'amplificatore a corrente alternata.

Il terzo stadio (adattatore) ed il quarto (finale) sono separatamente controreazionati.

È possibile, con un metodo che varia a seconda del tipo di circuito in cui l'amplificatore è inserito, effettuare una controreazione globale in corrente continua fra uscita ed entrata.

Le specificazione dell'amplificatore di fig. 10.41. sono le seguenti:

- Controllo di guadagno al massimo (10 k $\Omega$  interamente inseriti).
- Alimentazione: — 14 V a 15 mA.
- Componente alternativa all'uscita: < 4 mV.
- Amplificazione di tensione: x 5.000.
- Resistenza d'entrata 20 k $\Omega$ .
- Resistenza di uscita 4,5 k $\Omega$ .
- Tensione massima di uscita:  $\pm$  10 V.
- Risposta di frequenza:  
Costante da zero a 100 Hz;
- 3 dB a 150 Hz.
- Deriva riferita all'entrata in corto circuito:  
 $\pm$  10  $\mu$ V per una variazione del  $\pm$  10% della tensione di alimentazione;  
 $\pm$  5  $\mu$ V per una variazione della temperatura ambiente (20°C circa) di  $\pm$  10°C.

#### Magnetofono a nastro per ufficio

10.42. - Testina magnetica:

C: avvolgim. di cancellazione, ca. 1.4. mH;

R: avvolgim. di registrazione e riproduzione, 0,3 ÷ 0,5 H;

$R_1$ : dipende dalla frequenza ultraudibile, e determina l'entità della polariz-

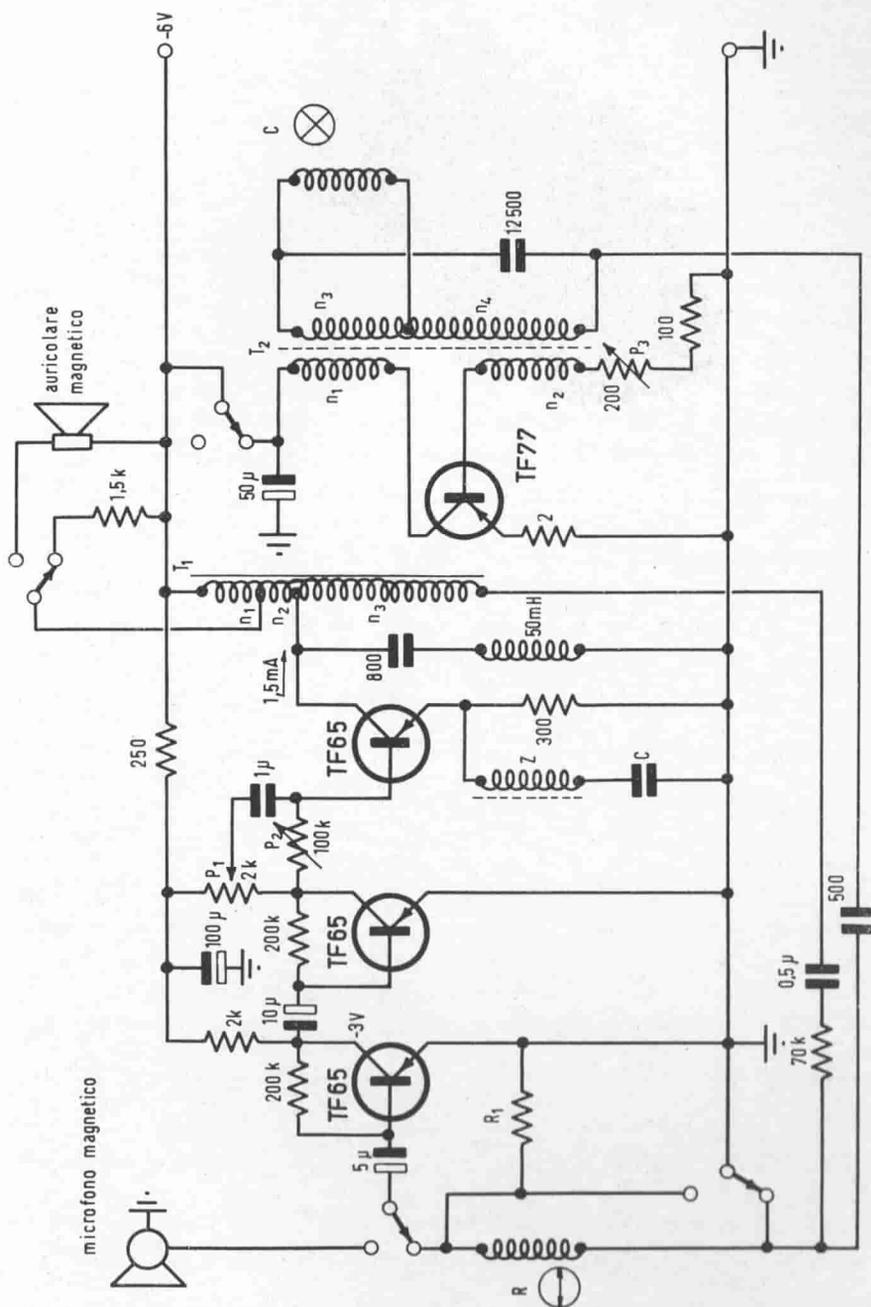


Fig. 10.42. - Magnetofono a nastro per ufficio.

zazione a questa frequenza della parte registratrice della testina: valore orientativo  $2 \text{ k}\Omega$ ;

$P_1$ : è il controllo di volume;

$P_2$ : va regolato per avere  $1,5 \text{ mA}$  nel collettore del terzo TF65.

$P_3$  regola l'ampiezza della tensione di polarizzazione magnetica che, con i dati dello schema ha approssimativamente la frequenza di  $25 \text{ kHz}$ : con il valore indicato per  $C$ , la tensione ai capi di  $n_3$  deve essere circa  $15 V_{\text{eff}}$ .

Le velocità previste del nastro sono  $2,4$  e  $4,75 \text{ cm/sec}$ ; le bande passanti risultano rispettivamente  $0,3 - 2,5 \text{ kHz}$  e  $0,3 - 4,5 \text{ kHz}$ .

I valori corrispondenti della rete corretrice  $Z, C$  sono i seguenti:

Velocità del nastro	2,40	4,75	cm/sec
$C$	0,75	0,5	$\mu\text{F}$
$Z$	3,5	2	mH

Dati di avvolgimento dei trasformatori:

$T_1$ : nucleo M 30, spessore del pacco  $10,5 \text{ mm}$ , lamierini  $0,1 \text{ mm}$ , traferro  $0,3 \text{ mm}$

$n_1 = 1.250$  spire filo rame  $\varnothing 0,10 \text{ mm}$

$n_2 = 1.250$  spire filo rame  $\varnothing 0,10 \text{ mm}$

$n_3 = 2.500$  spire filo rame  $\varnothing 0,10 \text{ mm}$

$T_2$ : nucleo in ferrite a tazza (ad es. tipo Siferit  $\varnothing 14 \times 8 \text{ n. B6554}$ )

$n_1 = 13$  spire filo rame  $\varnothing 0,20 \text{ mm}$

$n_2 = 6$  spire filo rame  $\varnothing 0,12 \text{ mm}$

$n_3 = 50$  spire filo rame  $\varnothing 0,15 \text{ mm}$

$n_4 = 150$  spire filo rame  $\varnothing 0,15 \text{ mm}$

L'apparecchio funziona su un'unica pila a secco di  $6 \text{ V}$ .

Il consumo è di circa  $100 \text{ mA}$  in registrazione (a causa dell'oscillatore) e di  $6 \text{ mA}$  in ascolto.

La potenza a bassa frequenza ammonta a  $2,5 \text{ mW}$ , all'uscita del trasformatore  $T_1$ : questa potenza è più che sufficiente per la registrazione e per l'ascolto in cuffia quando lo strumento sia usato come dittafono.

Le 4 sezioni del commutatore a 4 vie, 2 posizioni sono disegnate in posizione di riproduzione.

### Trasmittitore a onda persistente

10.43. - Questo piccolo trasmettitore descritto da L. F. Shaw su *Wireless World*, è molto interessante per la sua accurata concezione e per le prestazioni che esso può fornire.

La gamma di lavoro è quella dei  $160 \text{ m}$  ( $1,9 \text{ MHz}$ ), ma con adatti transistori è possibile realizzare questo stesso circuito in una gamma radiantistica a frequenza più elevata.

Come sempre accade con piccoli trasmettitori che inviano sull'antenna qual-

che milliwatt, si rimane sbalorditi dai risultati che si possono ottenere con potenze così ridotte.

Con 2,5 mW in uscita, ad esempio, si sono potute stabilire comunicazioni su parecchi km, ed in una occasione su qualche decina di km.

Il transistoro  $Tr_1$  costituisce l'oscillatore a frequenza variabile (VFO).  $Tr_2$  lo stadio separatore (buffer) e  $Tr_3$  lo stadio finale.

VFO: Il transistoro è montato con base comune ( $C_2$  è un cortocircuito per la radiofrequenza) ed oscilla in un circuito Colpitt's a risonanza parallelo ( $C_1L_1$ ).

$C_4$  e  $C_5$  rappresentano il convenzionale divisore capacitivo ai capi del circuito risonante.

Separatore: Questo stadio ha lo scopo di adattare l'impedenza di uscita relativamente alta dell'oscillatore alla bassa impedenza di entrata dello stadio di potenza. Esso evita inoltre che l'oscillatore sia influenzato da variazioni di accordo o di carico dello stadio finale. Il divisore  $R_4 R_5$  rappresenta la sola parte critica del circuito ; per questo fatto è opportuno sostituire  $R_4$  con una resistenza fissa di circa 2k  $\Omega$  in serie con una resistenza regolabile di circa 10 k $\Omega$ .

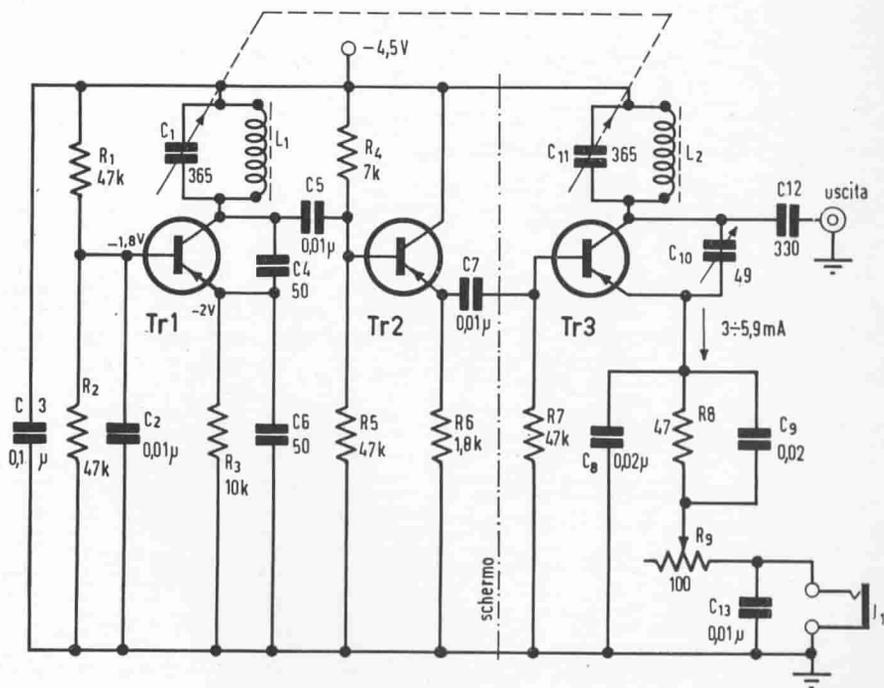


Fig. 10.43. - Trasmettitore a onda persistente.

Finale: Le regolazioni di  $R_9$  e  $C_{10}$  sono un compromesso fra linearità, potenza di uscita, e massima dissipazione dello stadio  $J_1$  è una presa normalmente aperta in cui si può inserire un milliamperometro, ovvero un tasto manipolare, o uno dei due circuiti riportati sullo schema seguente (10.44.).

Procedura di accordo:

$L_1$  e  $L_2$  sono avvolte su nuclei di ferrite in unico strato, Con  $C_1$  e  $C_{11}$  a metà corsa, si regola il nucleo di  $L_1$  in modo che il VFO sia udito su un ricevitore posto in vicinanza sulla frequenza di circa 1,9 MHz.

Collegata un'antenna unifilare di circa 40 m,  $L_2$  è regolata per la massima lettura su un misuratore di campo accoppiato all'antenna ovvero su un misuratore accoppiato all'uscita (10.45).

$L_1$  e  $L_2$  richiedono successivi riaggiustamenti, a causa della loro mutua influenza per ottenere la massima potenza di uscita. È bene che durante questa operazione  $J_1$  sia cortocircuitato, in quanto uno strumento ivi inserito può falsare l'allineamento.

Solo ad accordo effettuato un milliamperometro sarà inserito in  $J_1$ : la corrente deve risultare compresa fra 3 e 5,9 mA. In caso contrario le operazioni di taratura vanno ricominciate dopo effettuato un riaggiustamento di  $R_9$  e  $C_{10}$ . Antenne di 20 e 40 m sono state provate con successo.

Modulazione:

Il trasmettitore può esser previsto per fonia e telegrafia ad onda modulata (vedi 10.44.).

Note.\* Nel funzionamento telegrafico a onda non modulata la potenza di uscita massima ottenibile è dell'ordine di 12 mW.

Inserendo la modulazione per la trasmissione della parola, si manifesta una certa modulazione di frequenza indesiderata. Per ovviare a ciò occorre ridurre  $R_4$  ed eventualmente aumentare il valore di  $R_6$ , fino ad un massimo di circa 10 k $\Omega$ , onde accentuare l'effetto separatore di  $T_r$ . Sfortunatamente il rendimento dell'insieme diminuisce, e la potenza di uscita scende a 2 ÷ 3 mW.

Occorre comunque cercare per tentativi il migliore compromesso fra potenza d'uscita e modulazione di frequenza ammissibile.

Come transistori possono essere usati tre transistori per alta frequenza con caratteristiche di questo ordine:

tensione normale di collettore	5 ÷ 6 V
corrente normale di collettore	10 mA
dissipazione ammissibile	20 mW
frequenza di taglio $f_\alpha$	2,5 MHz

Nel circuito rappresentato sono stati impiegati con successo transistori del tipo OC72, benché essi posseggano una frequenza di taglio indicata sui cataloghi alquanto inferiore. Alcuni esemplari permettevano di salire a frequenze di 2,5 MHz, ed anche maggiori.

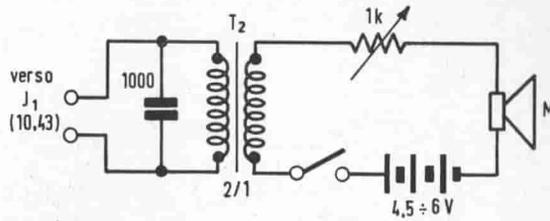


Fig. 10.44.a) - Modulatore per fonìa (per fig. 10.43.).

### Modulatore per fonìa e telegrafia a frequenza acustica

10.44.a). - Esso è costituito semplicemente da un microfono a carbone M ad elevata uscita, una resistenza variabile da  $1k\Omega$  che determina la profondità di modulazione e da un trasformatore elevatore  $T_2$  di rapporto 1 : 2.

10.44.b). -  $T_2$  = nucleo per piccolo trasformatore di uscita:

$n_1$  = 1200 spire filo rame  $\varnothing$  0,10 mm

$n_2$  = 300 spire filo rame  $\varnothing$  0,20 mm

$n_3$  = 100 spire filo rame  $\varnothing$  0,20 mm

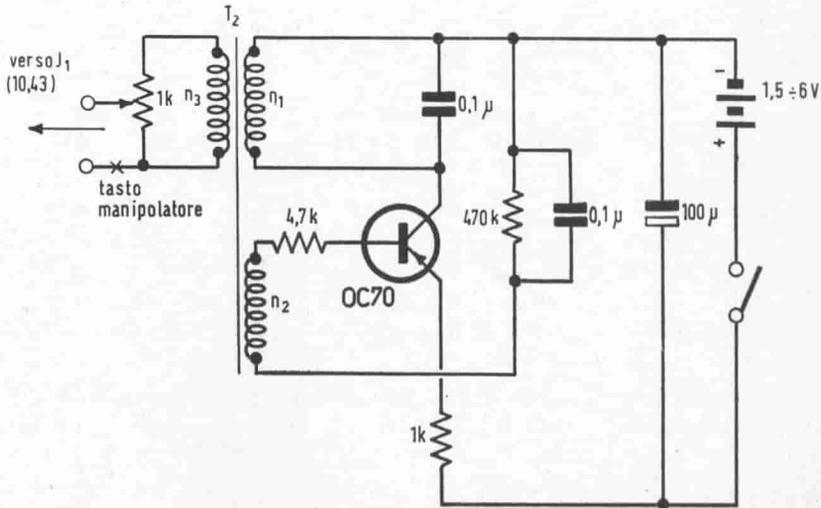


Fig. 10.44.b) - Oscillatore per telegrafia a frequenza acustica (per fig. 10.43.).

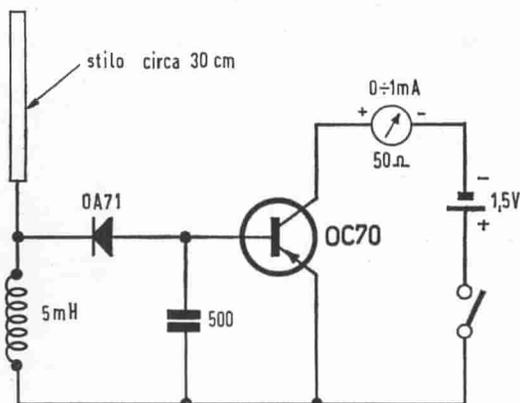


Fig. 10.45.a) - Misuratore di campo (per fig. 10.43.).

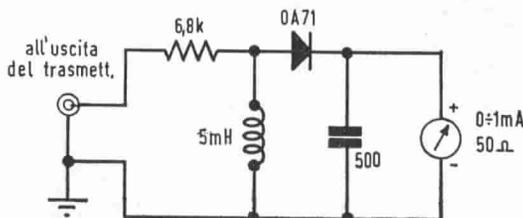
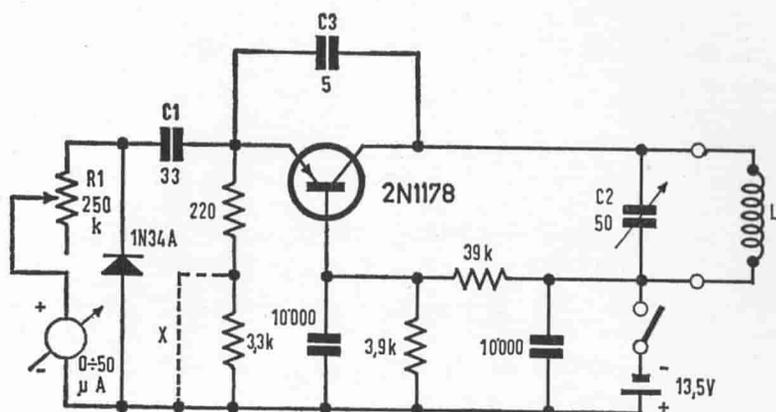


Fig. 10.45.b) - Misuratore di uscita (per fig. 10.43.).

### Grid-Dip, misuratore di frequenze di risonanza

10.46. - Il "grid-dip" è uno strumento che serve a misurare con buona precisione e rapidamente la frequenza di circuiti risonanti. Esso consiste praticamente di un oscillatore che può essere accordato entro una gamma estesa di frequenze.

La misura si effettua accoppiando magneticamente l'oscillatore al circuito risonante in esame. Quando l'oscillatore è accordato alla stessa frequenza del circuito incognito, o ad una sua sub-armonica, si verifica un trasferimento di energia a radiofrequenza dall'oscillatore al circuito che si misura, e questo trasferimento può essere rivelato visualmente. Naturalmente, affinché lo strumento sia veramente utile, è indispensabile una volta per tutte di effettuare una calibrazione per confronto con un generatore a radiofrequenza, per esempio con il metodo del battimento zero.



X: ponte, in circuito alle frequenze superiori a 45 MHz

L

	GAMMA	SPIRE	Ø FILO	
1	3,4 ÷ 6,9 MHz	48	0,35 mm	serrate su Ø 20 mm
2	6,7 ÷ 13,5 "	22	0,5	"
3	13 ÷ 27	9	0,5	"
4	25 ÷ 47	4	0,5	"
5	46 ÷ 78	1 1/2	0,5	"
6	74 ÷ 97	—	1,3	piegato a U, lunghezza 45 mm (con spinotti), larghezza 6 mm

Fig. 10.46. - Grid-Dip (misuratore di frequenze di risonanza) da 3,5 a 1.000 MHz.

Lo strumento impiega un solo transistor 2N1178 come oscillatore, nella connessione a base comune. L'induttore  $L$  ed il condensatore  $C2$  formano il circuito oscillante. Il condensatore  $C3$  fra collettore ed emettitore fornisce la reazione positiva necessaria per mantenere le oscillazioni. La porzione di radiofrequenza che appare ai capi della resistenza di emettitore è accoppiata mediante  $C1$  al diodo 1N34A e l'uscita raddrizzata è inviata al microamperometro.

Quando la potenza viene assorbita dal circuito oscillante, si riduce la reazione, e l'indicazione del microamperometro diminuisce. Per la misura si comincia a scegliere l'induttore della gamma desiderata (tutti gli induttori sono provvisti di zoccolo ovvero spinotti) e lo si inserisce nello strumento. È bene che il condensatore variabile  $C2$  sia provvisto di una manopola con ampia scala su cui è tracciata la calibrazione.

Quindi, agendo su R1, si porta l'indicazione del microamperometro approssimativamente al centro della scala. L'induttore dello strumento è in seguito accoppiato il più strettamente possibile (per esempio avvicinandolo sullo stesso asse) a quello del circuito in esame. La manopola del condensatore variabile è ruotata fino a che un minimo del microamperometro si manifesta, e la frequenza è letta sulla scala relativa. Si possono fare misure anche sulle armoniche superiori (fino a circa 10) dello strumento.

Il minimo è tanto meno pronunciato quanto più alto è il numero dell'armonica. Quando si fanno misure sui circuiti risonanti di un trasmettitore occorre assicurarsi che l'alimentazione di quest'ultimo sia spenta per evitare pericoli. Lo strumento è alimentato da una singola pila miniatura da 13,5 V.

Se lo strumento non viene alimentato, esso può essere impiegato come ondametro ad assorbimento (e come controllore di modulazione se si inserisce una cuffia in serie con il microamperometro).

### Suoneria elettronica

10.47. - Si tratta di un semplice oscillatore a rilassamento che fa uso di un transistor unigiunzione. Ad esso si possono collegare uno o più piccoli altoparlanti con bobina mobile da  $3 \div 4 \Omega$  e diametro di circa 8 cm.

È previsto che l'oscillatore produca una nota differente per ogni pulsante che si preme, per potere eventualmente identificare da dove proviene la chiamata.

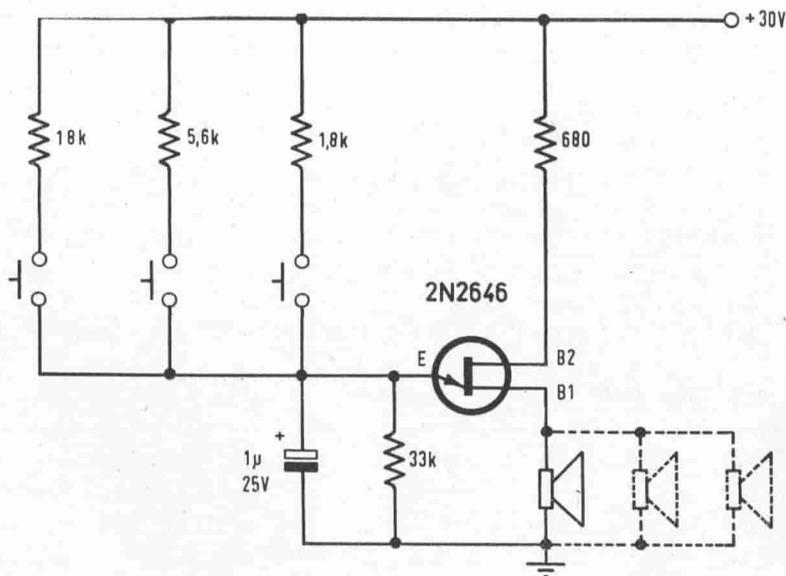


Fig. 10.47. - Suoneria elettronica.

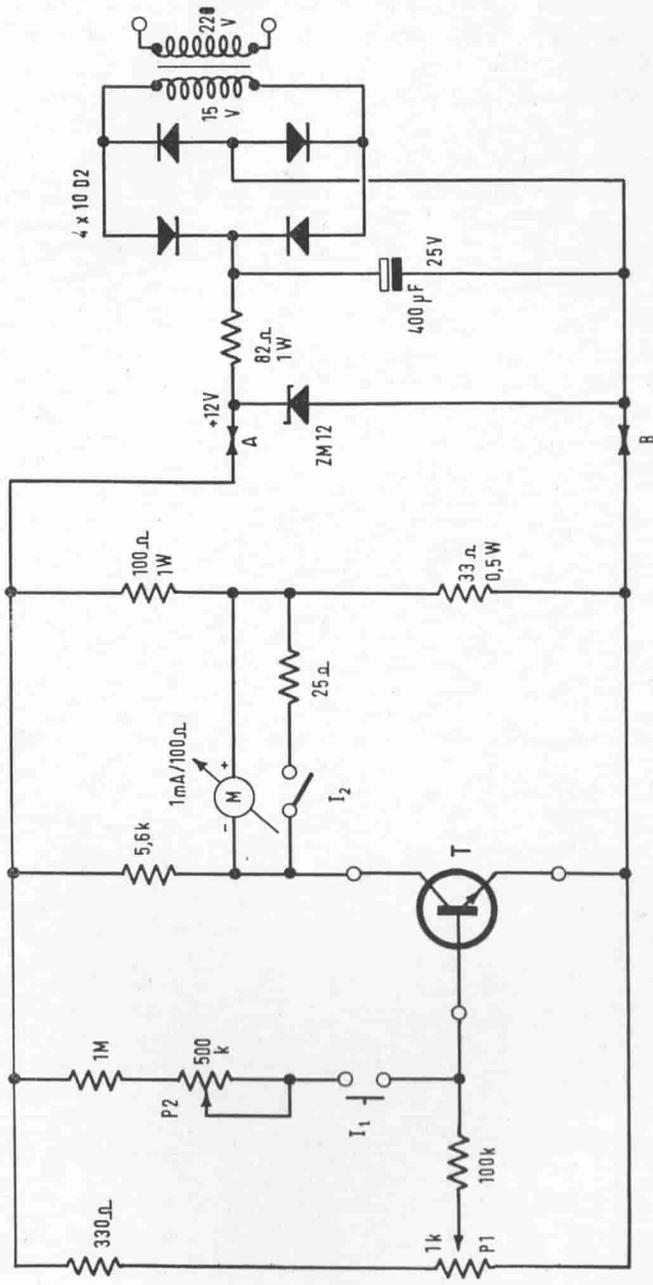


Fig. 10.48. - Provatransistori.

## Provatransistori

10.48 - È sovente necessario determinare la reale amplificazione di corrente di un transistoro: infatti la differenza delle caratteristiche fra transistori dello stesso tipo può essere rivelante, mentre numerosi circuiti, come ad esempio stadi differenziali, stadi complementari, stadi in controfase, richiedono coppie di transistori con parametri uguali.

Per effettuare la misura dell'amplificazione di corrente nella connessione a emettitore comune si può ricorrere al circuito illustrato nella fig. 10.48.

Un piccolo trasformatore fornisce circa 15 V a 0,1 A. La tensione, raddrizzata e filtrata, è stabilizzata a circa 12 V mediante il diodo Zener ZM 12.

Il transistoro  $T$  in esame (nel nostro caso un transistoro di tipo  $n-p-n$ ) è alimentato in modo normale. Si può, mediante il potenziometro P1, variare la corrente di base in modo che la corrente di collettore sia tale (circa 1,6 mA) per cui lo strumento  $M$  non sia percorso da alcuna corrente: ciò corrisponde al bilanciamento del circuito di misura a ponte inserito sul collettore.

A questo momento si inietta una corrente di base, supplementare di  $10 \mu\text{A}$ , premendo il pulsante  $I_1$ . Questa corrente si può ritenere con buona approssimazione costante in quanto l'impedenza base-emettitore, è bassa paragonata alla resistenza  $R + P2$ , che realizza una sorgente quasi ideale di corrente. Sullo strumento è quindi direttamente indicato l'incremento di corrente nel circuito di collettore. Ricordiamo che, per definizione, l'amplificazione statica di corrente è uguale al rapporto fra una variazione della corrente di collettore  $I_c$  e la corrispondente variazione della corrente di base  $I_b$  che l'ha prodotta:

$$b'_{21} = \frac{\delta I_c}{\delta I_b}$$

Se lo strumento ha la sensibilità di 1 mA fondo scala, ed essendo l'incremento di corrente di base  $\delta I_b = 10 \mu\text{A}$ , la scala può essere direttamente tarata in valori, di amplificazione di corrente  $b'_{21}$  da 0 a 100.

L'interruttore  $I_2$  permette di ridurre la sensibilità dello strumento a 5 mA, collegando in parallelo ad esso una resistenza di circa  $25 \Omega$ . In questo caso la scala delle amplificazioni di corrente va da 0 a 500.

Per tenere conto delle differenze di caratteristiche dei diodi Zener, si è previsto P2, che permette di ottenere esattamente  $10 \mu\text{A}$  premendo  $I_1$ . Per questa taratura si può inserire in serie a  $I_1$  un microamperometro di sufficientemente bassa resistenza interna, regolando P2 fino a leggere  $10 \mu\text{A}$ . O più facilmente si misura con un tester la reale tensione Zener  $V_z$ , si sottrae da essa  $0,4 \text{ V}$  che rappresenta mediamente la tensione  $V_{BE}$  dei transistori, si divide per  $10 \mu\text{A}$  e si ottiene il valore in Mohm che deve presentare l'insieme  $R + P2$ . Con un ohmetro si procede quindi alla regolazione di P2:

$$R + P2 = \frac{V_z - V_{BE}}{10} \quad (\text{in } M\Omega)$$

Per passare dall'esame dei transistori *n-p-n* a quello dei transistori *p-n-p*, le polarità dell'alimentatore (nei punti A e B) e dello strumento vanno rovesciate.

### Amplificatore per sismografo

10.49. - Questo circuito (Fig. 10.49. *a*) rappresenta un amplificatore di tipo piuttosto particolare, il quale illustra bene le possibilità d'impiego di uno dei più diffusi amplificatori operazionali integrati, il tipo 709, costruito da parecchie Case, sotto denominazioni varie ( $\mu$ A 709, SN72709, 7709, ecc.).

Esso è stato progettato per funzionare in congiunzione con un rivelatore sismografico e un registratore analogico a penna scrivente. In genere i rivelatori sono contenuti in numero di tre in una stessa unità, e ciascuno di essi risponde a sollecitazioni secondo un asse ortogonale a quello degli altri due: i tre segnali ottenuti rappresentano pertanto le tre componenti X, Y e Z di una qualsiasi sollecitazione sismica. I rivelatori stessi sono costruiti sul principio di un microfono dinamico: una massa di circa 10 kg, trattenuta da molle, libera di muoversi secondo una direzione, porta una bobina mobile di qualche ohm che taglia le linee di flusso di un magnete permanente: il segnale ottenuto (escludendo i veri terremoti) varia fra qualche decina di microvolt e qualche millivolt, a seconda del luogo, dell'epoca e naturalmente del traffico adiacente.

I segnali vanno amplificati, più o meno a seconda dei casi, filtrati e applicati a tre registratori scriventi (o eventualmente a registratori magnetici). L'insieme costituisce un sismografo. In genere non interessa la componente continua, per la natura stessa dei rivelatori, ma occorre registrare una banda di frequenze comprese fra circa 0,1 Hz e 20 Hz.

Nel nostro caso l'equipaggio scrivente ha una resistenza di 300  $\Omega$  e necessita di  $\pm 20$  mA (pari a  $\pm 6$  V) per l'escursione completa nei due sensi.

L'amplificatore è stato dunque progettato per coprire la gamma desiderata, con guadagno variabile in cinque gradini con la precisione dell'1%, come era richiesto. Si è deciso di adottare un ingresso differenziale perché i rivelatori sono sovente situati a qualche chilometro dall'amplificatore/registratore. Con ciò si eliminano gran parte delle interferenze captate dalle linee di tipo telefonico normalmente impiegate (il cavo coassiale sarebbe troppo caro e più soggetto a danneggiamenti).

Il vantaggio di usare amplificatori integrati consiste soprattutto nel grande guadagno che essi possiedono, anche se fra un esemplare e l'altro si possono avere notevoli differenze. Infatti, facendo largo uso di reazione negativa e di resistenze di precisione ad alta stabilità, si può contare sulla riproducibilità di un circuito senza dover temere grandi deviazioni di caratteristiche. E inoltre l'assemblaggio è sovente semplificato rispetto al caso di componenti discreti.

Riportiamo qui di seguito per comodità le principali caratteristiche dell'amplificatore integrato tipo 709:

Tensione massima di alimentazione:

+ 18 V/ — 18 V

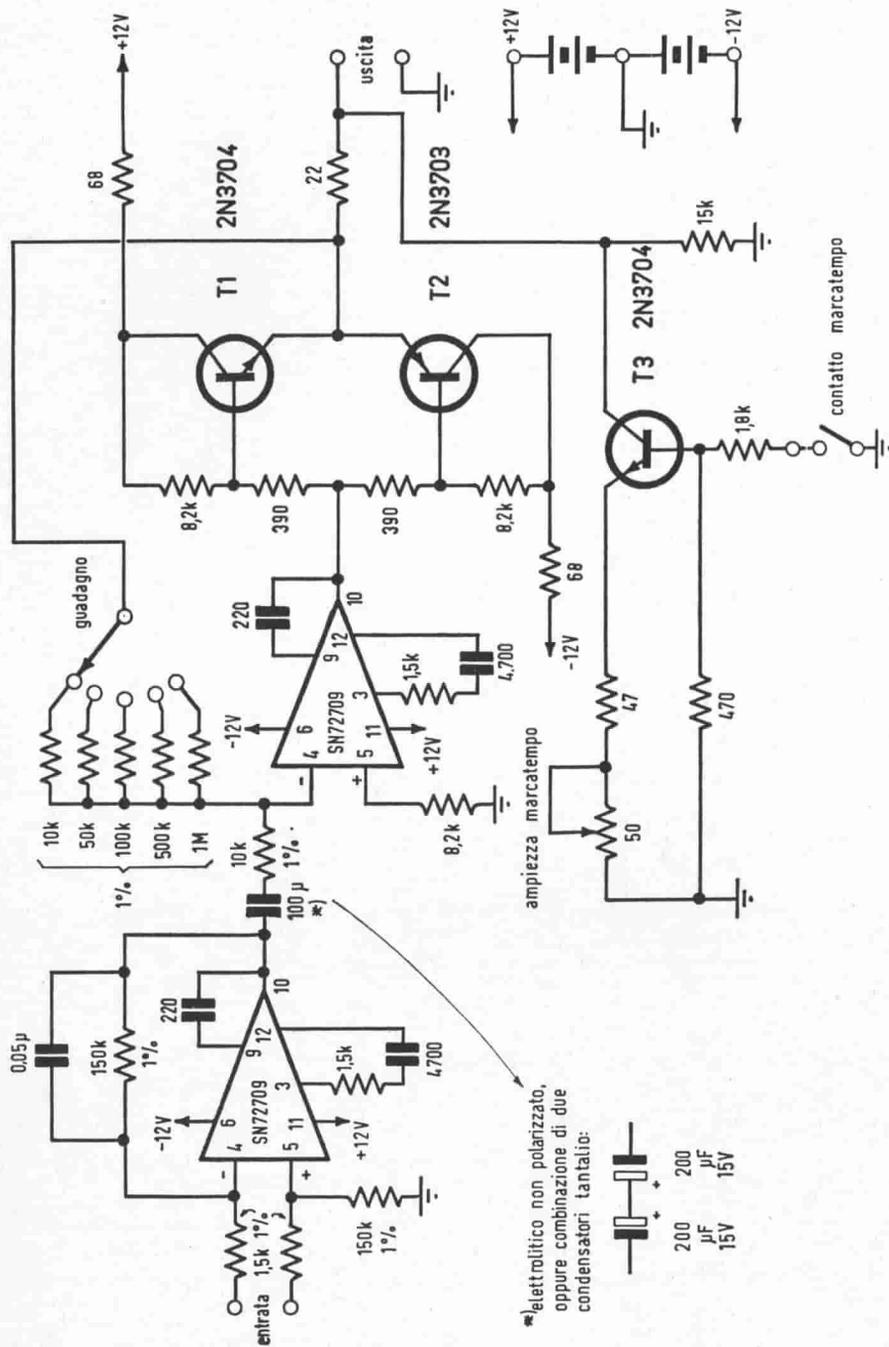


Fig. 10.49. a) - Amplificatore per sismografo.

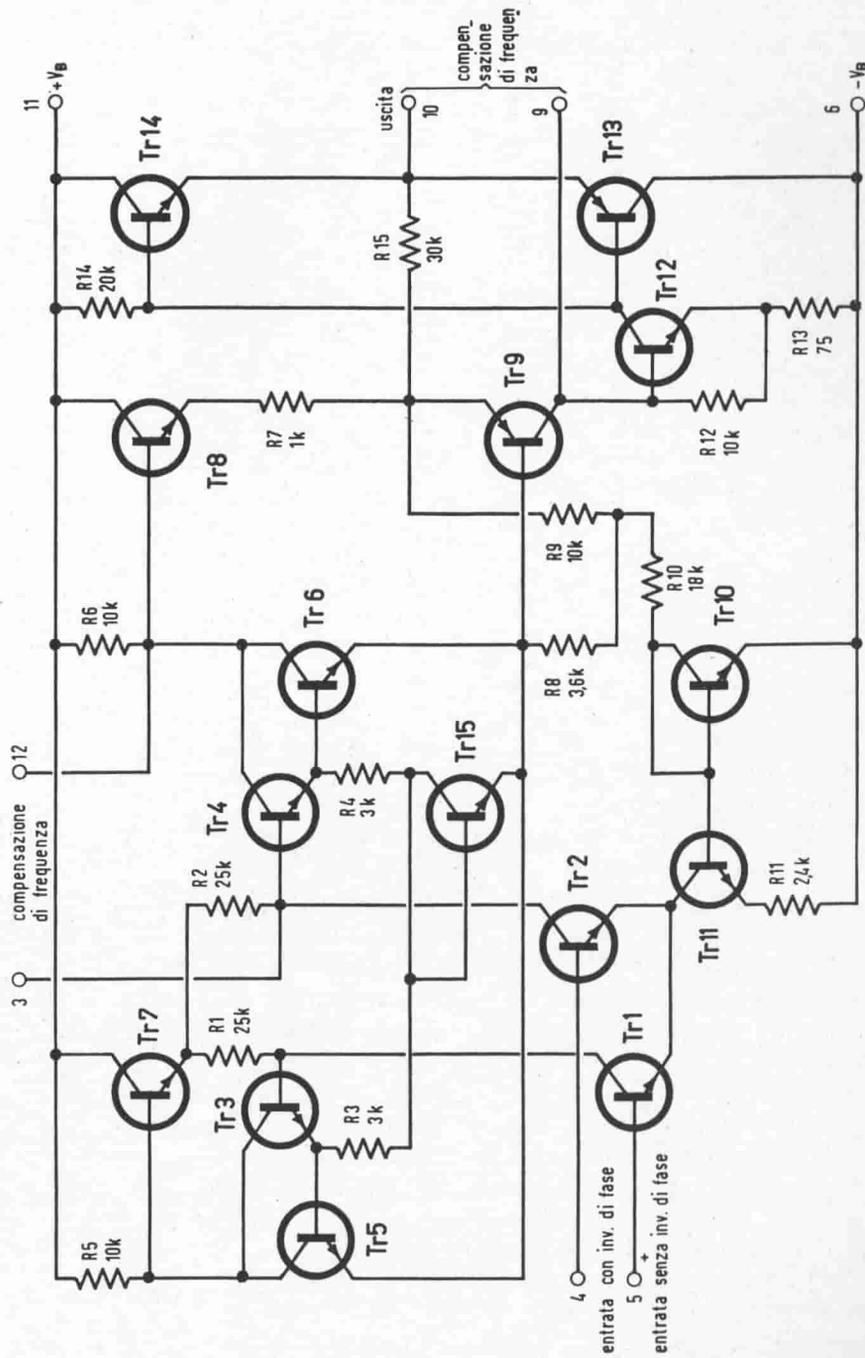


Fig. 10.49. b) - Schema dell'amplificatore operazionale integrato tipo 709.

Tensione massima d'ingresso:		$\pm 5 \text{ V}$
Durata massima di un corto-circuito:		
all'uscita senza danneggiamento ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ ):		5 sec.
Dissipazione totale massima ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ ):		300 mW
Guadagno di tensione:	minimo	12.000
	tipico	45.000
Impedenza d'ingresso:	minima	50 k $\Omega$
	tipica	250 k $\Omega$
Impedenza d'uscita	tipica	150 $\Omega$
Tensione massima di uscita ( $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ):		$\pm 14 \text{ V}$
Tensione massima di uscita ( $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ):		$\pm 12 \text{ V}$

La figura 10.49.b) riporta lo schema dell'amplificatore integrato: esso comprende 15 elementi attivi e svariate resistenze.

Come si può notare sono previsti dei terminali per la connessione esterna di due circuiti per la compensazione di frequenza. Questi circuiti sono indispensabili per la stabilità del 709, ma non possono venire integrati a causa della presenza dei condensatori: inoltre, essendo componenti esterni, rimane una certa scelta all'utilizzatore per realizzare caratteristiche di frequenza differenti. Nel nostro caso ci siamo limitati a porre i valori consigliati dal fabbricante: in uno dei circuiti (più vicino all'entrata) 4.700 pF in serie con 1,5 k $\Omega$ , e nell'altro (sull'uscita) 220 pF. Con questi valori l'amplificatore 709 è stabile, e il suo guadagno risulta costante fra 0 Hz (corrente continua) e 100 Hz, quindi scende con una pendenza di 20 db per decade, raggiungendo il guadagno unitario a 1 MHz. Il fabbricante suggerisce anche altri valori degli elementi di compensazione per estendere la banda passante, ma nell'applicazione che esaminiamo ciò non è necessario.

Riprendiamo l'esame del circuito completo di fig. 10.49.a). È apparso conveniente fissare i valori del guadagno in tensione globale in  $\times 100$ ,  $\times 500$ ,  $\times 1.000$ ,  $\times 5.000$  e  $\times 10.000$ , selezionabili mediante commutatore. Per potere introdurre una reazione negativa sostanziale anche per il guadagno massimo ( $\times 10.000$ ), si è resa evidente la necessità di usare almeno due amplificatori 709: se infatti si vuole eliminare l'effetto della diversità nelle caratteristiche dei componenti attivi, occorre che l'amplificazione con la reazione negativa sia molto inferiore a quella in circuito aperto.

Inoltre il carico rappresentato dal registratore sorpassa le possibilità in corrente del 709, e quindi si è dovuto prevedere uno stadio finale amplificatore di corrente: una ragionevole soluzione dal punto di vista simmetria e basso consumo è un doppio inseguitore di emettitore, complementare. Per finire si è deciso di fissare l'alimentazione a  $\pm 12 \text{ V}$  per poter fare funzionare l'apparecchio sia con pile che con batterie convenzionali di automobile. L'apparecchio non si guasta anche funzionando a lungo con tensioni fino a  $\pm 18 \text{ V}$ , e i guadagni non subiscono variazioni misurabili.

Il primo stadio con un 709 si può considerare il preamplificatore. L'entrata,

come abbiamo detto, è differenziale. Fra l'uscita e l'entrata con inversione di fase è posta la resistenza di reazione negativa da  $150 \text{ k}\Omega/1\%$  che, insieme con la resistenza da  $1,5 \text{ k}\Omega/1\%$ , determina il guadagno dello stadio in 100. Sull'entrata senza inversione sono poste due resistenze dello stesso valore per garantire una perfetta simmetria, utile sia nei riguardi del 709 che nella cancellazione per modo comune degli eventuali parassiti presenti nella linea del rivelatore.

In parallelo con la resistenza da  $150 \text{ k}\Omega$  di reazione negativa è posto un condensatore da  $0,05 \mu\text{F}$  che determina il taglio superiore della banda passante alla frequenza di circa  $20 \text{ Hz}$  (frequenza alla quale la reattanza del condensatore uguaglia il valore della resistenza). Oltre questa frequenza il guadagno cade con una pendenza di  $20 \text{ db}$  per decade.

Il secondo 709 è lo stadio amplificatore a guadagno variabile  $\times 1$ ,  $\times 5$ ,  $\times 10$ ,  $\times 50$  e  $\times 100$  (il guadagno globale dell'amplificatore essendo il prodotto dei guadagni dei due stadi). L'accoppiamento fra il primo e il secondo 709 è realizzato a condensatore (elettrolitico non polarizzato) per realizzare il taglio inferiore della banda passante alla frequenza di circa  $0,15 \text{ Hz}$  (frequenza alla quale la reattanza del condensatore di  $100 \mu\text{F}$  uguaglia il valore della resistenza d'ingresso del secondo stadio, pari a  $10 \text{ k}\Omega$ , in quanto, a causa della reazione negativa, il punto di giunzione delle due resistenze di reazione risulta una terra virtuale). Anche qui, sotto a questa frequenza, il guadagno cade con una pendenza di  $20 \text{ db}$  per decade.

Essendo con i due filtri ora visti determinata la banda passante, il secondo stadio non comporta ulteriori filtri nella rete di reazione, che risulta quindi puramente resistiva, cosa che facilita la commutazione per variare il guadagno. Allo scopo di garantire la precisione dei valori del guadagno, si congloba nella rete di reazione anche lo stadio finale complementare, formato dai transistori T1 e T2. La seconda entrata (senza inversione di fase) non utilizzata del 709 è posta a terra attraverso una resistenza che equivale (approssimativamente, a causa dei diversi valori del guadagno) a quella vista dalla prima entrata. Sia nel preamplificatore che nel secondo stadio l'impedenza d'uscita è fortemente ridotta dalla presenza della reazione negativa, ed ammonta a pochi ohm.

Sull'uscita generale è posto un piccolo circuito speciale (T3) che è un marca-tempo per la calibrazione della scala dei tempi sui diagrammi ottenuti sul registratore. Questo circuito è comandato da un orologio, non visibile sullo schema, provvisto di un contatto che si chiude brevemente ogni minuto. La chiusura del contatto provoca la conduzione di T3 che sposta temporaneamente il livello di uscita dell'amplificatore, e quindi la penna del registratore, di circa  $5 \text{ mm}$ , indipendentemente dalla posizione in cui essa si trova, producendo pertanto sul diagramma uno scalino visibile.

Tutto l'amplificatore trova agevolmente posto su un circuito stampato di circa  $40 \text{ mm} \times 80 \text{ mm}$ , e tre amplificatori identici sono montati in una stessa cassetta, che, insieme con l'unità dei tre rivelatori ed un registratore a tre equipaggi scriventi, costituisce un sismografo estremamente compatto e di basso consumo, adatto a esplorazioni vulcanologiche.

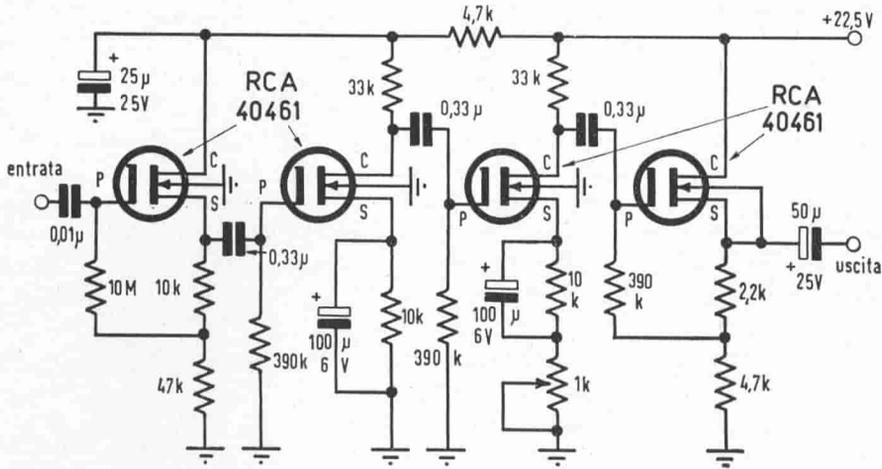


Fig. 10.50. - Amplificatore a transistori MOS.

### Amplificatore a transistori MOS

10.50 - Questo circuito vuole illustrare un'applicazione dei transistori MOS (transistori a effetto di campo a porta isolata) del tipo a "svuotamento" e canale di tipo  $n$ .

Si tratta di un amplificatore con risposta piatta di frequenza fra 20 e 20.000 Hz e guadagno in tensione regolabile fra 200 e 400.

L'impedenza d'ingresso è 10 M $\Omega$  in parallelo con 0,5 pF (capacità effettiva di porta del transistore MOS d'ingresso).

Il massimo segnale di uscita è di circa 3 V, l'impedenza di uscita essendo approssimativamente 500  $\Omega$ .

Il consumo totale del circuito, alimentato con una batteria da 22,5 V è di soli 2,5 mA.

Un amplificatore di questo tipo può trovare molte applicazioni: per esempio come preamplificatore ad elevata impedenza d'ingresso per oscilloscopio, come millivoltmetro elettronico per corrente alternata (collegando all'uscita uno strumento a bobina mobile con raddrizzatore), come amplificatore per telecomandi (inserendo all'entrata i filtri selettivi), ecc.

Il consumo particolarmente basso lo rende interessante specialmente nelle apparecchiature portatili.

Il primo stadio è a collettore comune (ovvero a inseguitore di sorgente) e lavora con una debole corrente di collettore dell'ordine di 0,2 mA per ridurre la capacità d'ingresso. La sorgente del primo stadio è accoppiata a condensatore con la porta isolata del secondo. Questo stadio funziona a sorgente comune fornendo un'amplificazione di 20 volte. La resistenza di autopolarizzazione della sorgente

determina anche in questo stadio una corrente di riposo di circa 0,2 mA. A differenza del primo stadio la resistenza della sorgente ha un condensatore in parallelo per eliminare la reazione negativa alle frequenze del segnale.

Il terzo stadio è simile al secondo, eccetto che una resistenza variabile non cortocircuitata dal condensatore è aggiunta in serie alla resistenza di sorgente. Questa resistenza variabile permette di cambiare il guadagno da 10 a 20 volte, variando l'entità della reazione negativa introdotta.

Il quarto stadio funziona nuovamente come inseguitore di sorgente, e trasforma la alta impedenza di uscita del terzo stadio (circa 30 k $\Omega$ ) in bassa impedenza (circa 500  $\Omega$ ).

## CAPITOLO XI

### INTRODUZIONE AI CIRCUITI INTEGRATI

#### 11.1 — Generalità.

Già il transistor ha portato una rivoluzione nell'elettronica sostituendosi ai tubi a vuoto, ma il transistor stesso non era che il preludio di una rivoluzione più grande: il circuito integrato monolitico.

Ma tutto non finisce qui: il passo seguente, che è già in sviluppo, è l'interconnessione di un grande numero di circuiti integrati monolitici per formare un sistema elettronico completo su di una singola piastrina di Silicio, cioè l'integrazione su larga scala (LSI).

Si può dire che fino dall'inizio dell'elettronica un grande sforzo è stato fatto per la miniaturizzazione. L'uso dei transistori influenzò lo sviluppo di componenti, come i condensatori e le resistenze, di dimensioni sempre più ridotte: il circuito stampato permise la realizzazione di complessi molto compatti. Ma tutto ciò non usciva dalle tecniche convenzionali. Per arrivare ad una riduzione veramente sostanziale, è nata la microelettronica.

#### 11.2 — Microelettronica.

La microelettronica si esplica secondo due linee principali, entrambe in continuo sviluppo.

Una di esse comprende i circuiti a strato, che a loro volta si dividono in circuiti a strato sottile e circuiti a strato spesso.

Si tratta di circuiti microminiatura ottenuti formando i componenti passivi e le interconnessioni direttamente su un supporto isolante. Nella tecnica a strato sottile si fa uso di metallo depositato per evaporazione su un supporto di vetro o

di ceramica. I componenti attivi, transistori e diodi, sono fabbricati a parte sulle loro piastrine di semiconduttore, e quindi montati direttamente, senza incapsulazione, sulle aree previste del supporto isolante.

Il sistema a strato spesso, simile al precedente, si differenzia unicamente per il fatto che i componenti passivi e le interconnessioni sono realizzati con un processo di serigrafia su di un supporto ceramico. Anche in questo caso i componenti attivi sono aggiunti sotto forma di piastrine preparate in precedenza.

La seconda linea di sviluppo è costituita dai circuiti integrati veri e propri, in cui componenti attivi e passivi sono formati simultaneamente con le tecniche della diffusione (vedi Capitolo II) su di una singola piastrina di Silicio. Le interconnessioni sono ottenute depositando metallo per evaporazione sulla superficie ossidata della piastrina di Silicio.

Oltre a queste due linee fondamentali, esistono alcuni altri metodi che fanno uso di una combinazione delle tecniche precedenti.

- Circuiti a piastrine multiple: componenti attivi e passivi sono formati su piastrine separate di materiale semiconduttore. Queste sono quindi montate su un supporto comune e intercollegate mediante fili d'oro molto sottili per termocompressione.
- Circuiti integrati ibridi: è una combinazione di circuiti a strato sottile e circuiti integrati, in cui si formano prima i componenti attivi su di una singola piastrina di Silicio a superficie ossidata, e quindi i componenti passivi e le interconnessioni metalliche sono depositati per evaporazione sulla superficie di ossido di Silicio.

### 11.3 — Circuiti a strato sottile e spesso.

Come abbiamo visto, i procedimenti impiegati da questa tecnica, si potevano considerare già esistenti, prima dell'avvento della microelettronica, benché destinati ad altre applicazioni, vogliamo dire l'evaporazione di metalli e la serigrafia. I circuiti a strato sottile e spesso riceverono impulso dalla disponibilità di transistori non incapsulati.

Il supporto isolante dei circuiti a strato sottile è generalmente un quadrato di lato compreso fra circa 5 mm e 25 mm. Il metallo depositato per evaporazione dà luogo a strati di spessore compreso fra qualche centesimo di micron e qualche micron.

Le resistenze sono ottenute evaporando una lega di Cromo e Nichel oppure Tantalio, sotto forma di strisce o serpentine fra due aree a conducibilità elevata. Variando la lunghezza, la larghezza e lo spessore di evaporazione, si possono realizzare, per entrambi i materiali valori resistivi compresi fra 10 ohm e 1 Megohm.

I condensatori hanno la struttura di due aree a conducibilità elevata, sovrapposte e separate da un sottile strato dielettrico. Il valore capacitivo desiderato si ottiene con la scelta del dielettrico, oltre che dal suo spessore e dell'area delle su-

perfici conduttrici. I dielettrici usati sono l'ossido di Tantalio, l'ossido di Alluminio e l'ossido di Silicio.

Un procedimento che fa uso unicamente di Tantalio è il seguente: uno strato di Tantalio è evaporato sull'intero supporto isolante; con il sistema fotografico e chimico parte dello strato è asportato, lasciando il disegno delle resistenze e di una delle armature dei condensatori. Il Tantalio è quindi ossidato in corrispondenza dei condensatori. Per evaporazione si depositano le armature superiori dei condensatori e le interconnessioni, che possono anche essere in Oro o Platino. Gli elementi attivi, piastrelle di transistori a diffusione o talvolta microtransistori incapsulati, vengono saldati sul circuito, o, se provvisti di terminali, vengono collegati per termocompressione.

Le tecniche impiegate per i circuiti a strato spesso sono quelle relative alla serigrafia. Un esempio di supporto è costituito da un quadrato di ceramica di circa 12 mm di lato e 1,5 mm di spessore. Si stampano anzitutto le interconnessioni usando un inchiostro metallizzato. Si cuoce quindi la piastrina a circa  $+ 700^{\circ}\text{C}$ . In maniera analoga, sempre per via serigrafica, si stampano le resistenze con una vernice a base di metallo e vetro finemente suddivisi. Quindi si cuoce nuovamente in forno a circa  $+ 700^{\circ}\text{C}$ . I valori delle resistenze sono aggiustati mediante una fine sabbiatura localizzata ad aria compressa. I condensatori, se non sono componenti discreti saldati sul circuito per i valori elevati, sono pure ottenuti con depositi. In questo caso si forma prima una delle armature, usando Platino: su di esso si distende una vernice di vetro e ceramica, che viene quindi cotta in forno. La seconda armatura è pure in Platino.

Tutte le interconnessioni sono quindi rivestite di saldatura (la solita lega di Stagno) per uno spessore di circa 0,1 mm.

I semiconduttori, sotto forma di piastrelle nude, sono direttamente saldati sul circuito, o, talvolta, montati prima su supportini ceramici con connessioni intermedie.

#### **11.4. — Circuiti integrati monolitici al Silicio.**

Questi sono realizzati su una singola piastrina di Silicio di forma quadrata o rettangolare, con lati compresi fra circa 0,5 e 4,5 mm.

La loro preparazione fa uso delle tecniche della diffusione planare. L'interconnessione dei vari componenti avviene per ultima depositando sulla superficie ossidata della piastrina i collegamenti metallici richiesti.

I componenti sono formati simultaneamente, e dosando le varie diffusioni si ottengono le caratteristiche volute dei transistori, diodi, resistenze e condensatori.

Si parte di solito da un disco di monocristallo di Silicio di circa 30 mm di diametro e 0,25 mm di spessore, su cui si effettuano le successive operazioni della diffusione planare, come abbiamo descritto nel Capitolo II. Alla fine di ogni

operazione lo strato di ossido di Silicio è riformato, così che quando tutte le diffusioni sono fatte, il disco è completamente ricoperto di ossido.

L'ultimo processo fotografico è effettuato per rimuovere l'ossido dalle piccole aree in cui si devono fare i collegamenti. Questi sono generalmente ottenuti per evaporazione di Alluminio oppure di una lega di Oro e Molibdeno.

Come nel caso dei transistori planari tutte le operazioni sono eseguite sul disco intero. Su ogni disco lo stesso circuito è ripetuto più volte.

Per esempio, un circuito integrato, le cui dimensioni finali saranno quadrati di circa 1 mm di lato, è contenuto in circa 350 esemplari su ogni disco. E ogni circuito può essere composto di una cinquantina di elementi diversi (Fig. 11.1.).

Ultimati i vari processi, il disco è tagliato, ogni piastrina è montata in un involucro, le connessioni fra piastrina e terminali dell'involucro sono effettuate, e l'involucro è chiuso ermeticamente.

È utile menzionare alcuni dettagli costruttivi che non si incontrano nella fabbricazione dei transistori planari, e che sono invece fondamentali nella fabbricazione dei circuiti integrati.

Il primo di essi riguarda l'isolamento. Siccome tutti i componenti sono ottenuti sulla stessa piastrina, che è conduttrice, bisogna curare che essi siano isolati elettricamente gli uni dagli altri, per poterne effettuare il collegamento come è richiesto soltanto alla superficie.

Un metodo molto usato di isolamento, chiamato isolamento a diodo, sfrutta la elevata resistenza inversa di una giunzione *p-n*. Iniziando il processo con una piastrina di Silicio di tipo *p*, per ogni componente si inizia con una diffusione di

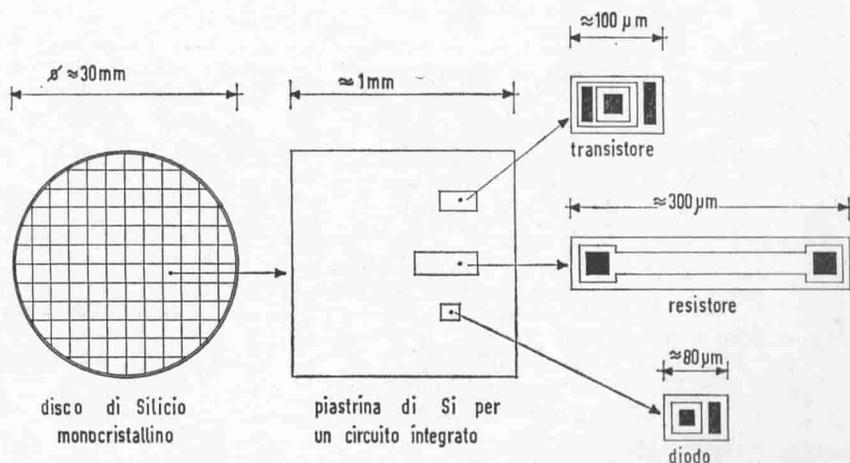


Fig. 11.1. - Topografia di un disco monocristallino con circuiti integrati.

tipo  $n$ , che conterrà interamente il componente in questione. E naturalmente ci si assicura che, quando il circuito sarà in funzione, la giunzione  $p-n$  che si è formata attorno al componente risulterà polarizzata in senso inverso, assicurando, grazie alla sua elevata resistenza, l'isolamento desiderato. Un altro metodo consiste nel partire da una piastrina di tipo  $p$  avente uno strato epitassiale di tipo  $n$ . Mediante la diffusione di canali o barriere di tipo  $p$  nello strato epitassiale si delimitano, isolandole, le regioni di tipo  $n$  che conterranno i componenti. Un terzo metodo consiste nell'uso di uno strato di ossido di Silicio attorno a ciascun componente, il quale, poi, sarà realizzato su montagnole di Silicio cristallino depositato sull'ossido, con tecnica epitassiale.

Il secondo dettaglio importante è che, nella formazione dei transistori, anche il contatto di collettore deve essere portato alla superficie presso quelli di base ed emettitore per le necessità delle interconnessioni. Ciò avviene in questo modo: dopo la diffusione di isolamento, si diffonde Boro per realizzare la regione di base di tipo  $p$ , e quindi Fosforo per formare l'emettitore di tipo  $n$ . Contemporaneamente all'emettitore, una regione separata di tipo  $n$  è diffusa fino a raggiungere la regione, sempre di tipo  $n$ , di collettore, di modo che viene realizzato un contatto a bassa resistenza fra il collettore e la superficie.

Lo stesso problema si presenta nella formazione dei diodi, i cui due contatti

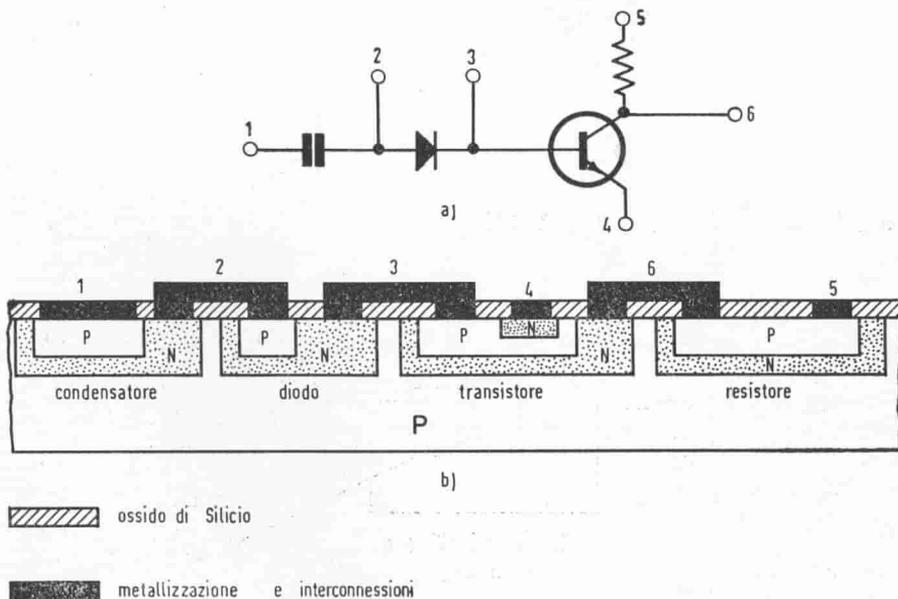


Fig. 11.2. - Esempio di schema (a) e della sua realizzazione in un circuito integrato (b).

devono essere in superficie, e viene risolto in modo analogo. I diodi possono venire formati sia contemporaneamente alla giunzione collettore-base dei transistori, oppure insieme alla giunzione base emettitore. L'ultima scelta permette la realizzazione di diodi più rapidi.

Le resistenze sono di solito formate durante la diffusione delle regioni di base dei transistori. Siccome la resistività del Silicio dipende dalla concentrazione dei portatori di cariche, il valore richiesto di resistenza si ottiene dosando la diffusione dimensionandone opportunamente la regione (e non dimenticando naturalmente l'isolamento). Per dare un'idea, una striscia di  $25\ \mu\text{m}$  di larghezza può avere una resistenza di  $400\ \text{ohm}$  per  $0,1\ \text{mm}$  di lunghezza.

Variando i parametri, o mediante connessioni in serie o parallelo, valori compresi fra  $20\ \text{ohm}$  e  $20.000\ \text{ohm}$  sono realizzabili. Valori più alti o più bassi, che risultano però meno controllabili, si possono ottenere variando la proporzione delle impurità. Non si può generalmente riprodurre una resistenza con una precisione maggiore del  $\pm 10\%$ , benché il rapporto dei valori fra due resistenze adiacenti possa essere conservato entro  $\pm 1\%$ . È quindi consigliabile, quando è possibile, fare uso, durante il progetto, di partitori resistivi piuttosto che di resistenze di caduta, per determinare tensioni o punti di lavoro.

I condensatori possono essere di due tipi: o si fa uso della capacità presentata da una giunzione  $p-n$  polarizzata in senso inverso (a questo proposito ricordiamo i diodi usati per l'isolamento, che presenteranno dunque una capacità parassita verso massa), oppure mediante una struttura classica in superficie, usando metallizzazioni, e ossido come dielettrico.

Nel caso dei diodi il valore massimo di capacità ottenibile è dell'ordine di  $100\ \text{pF}$ , e siccome il valore dipende dalla tensione inversa applicata, è necessario controllare la polarizzazione. A parte queste limitazioni, il condensatore a diodo è il più facile da realizzare. Il condensatore a dielettrico di ossido può eventualmente permettere valori un po' più elevati di capacità. In Fig. 11.2. è indicato un esempio di arrangiamento.

Come nel caso dei transistori planari, tutti i circuiti vengono controllati quando sono ancora da tagliare, mediante microterminali di contatto. I circuiti difettosi vengono segnati per essere successivamente eliminati.

A causa delle dimensioni sempre più ridotte, e anche per economia, il sezionamento delle singole piastrine si effettua in modo simile a come i vetrai tagliano le lastre di vetro. Prima, con una punta di diamante, si incide opportunamente il disco di Silicio, e quindi, con gran cura, lo si spezza lungo le incisioni. Siccome l'ossido di Silicio è molto duro, esso è di solito rimosso, sempre con procedimento fotografico e chimico, lungo le linee che dovranno essere incise: ciò permette più successo nella separazione.

Ogni piastrina è fissata in un involucro sia saldandola, se il supporto è metallico, oppure mediante un vetro a basso punto di fusione come colla. Per le connessioni con i terminali si usa generalmente filo d'Oro del diametro di  $25\ \mu\text{m}$  per termocompressione. L'involucro viene quindi ermeticamente chiuso con saldatura

o inglobamento in plastica. Vari tipi di involucro sono correntemente impiegati, quali involucri metallici da transistori, con un più gran numero di terminali, o vari sistemi in plastica, ceramica o metallo, con piedini allineati, da saldare direttamente su circuiti stampati o da usare con zoccoli.

### 11.5 — I transistori MOS e i circuiti integrati monolitici.

Abbiamo già avuto occasione di parlare dei transistori a effetto di campo (FET), e di quelli a porta isolata (MOST ovvero MOSFET) in un capitolo precedente.

Questi ultimi in particolare hanno proprietà che li rendono veramente interessanti per alcuni tipi di circuiti integrati. Essendo inerentemente isolati dalla piastrina su cui vengono ricavati, essi occupano un'area più ridotta che i normali transistori bipolari, portando quindi ad una più alta densità di componenti con conseguente economia di fabbricazione. (Vedi Fig. 11.3.).

Inoltre, possedendo una sola giunzione  $p-n$ , richiedono una sola operazione di diffusione. Si può dire che il loro unico svantaggio consiste nella minore velocità di risposta o frequenza massima di lavoro rispetto ai transistori bipolari. Per dare un'idea della densità raggiungibile diremo che su una piastrina di Silicio di 1,5 mm per 2,5 mm possono trovare posto circa 500 transistori unipolari MOS.

### 11.6 — Progetto dei circuiti integrati monolitici.

Anche nel progetto di sistemi elettronici i circuiti integrati hanno portato la rivoluzione, non solo nella loro realizzazione. Nei circuiti a componenti discreti, infatti, i componenti attivi sono in generale i componenti più costosi: transistori, valvole e simili. I componenti passivi, come le resistenze, i condensatori e il filo da collegamenti sono di solito meno cari. Quindi il progetto, nei circuiti discreti, tende a realizzare le specificazioni richieste con il minor numero di componenti attivi. Nel caso dei circuiti integrati il costo dei componenti (sia attivi che passivi) è circa proporzionale all'area occupata. Si verifica quindi che resistenze diffuse, o condensatori, i quali occupano aree maggiori dei transistori, risultano più cari di questi ultimi. In conclusione, nel progetto di circuiti integrati, si ha vantaggio di fare uso di componenti attivi dovunque è possibile, al posto per esempio di resistenze, in modo da ridurre l'area richiesta totale, e quindi il costo, per realizzare una data funzione. Il transistoro bipolare normale, o ancora meglio il transistoro unipolare a effetto di campo, possono sovente essere usati al posto di una resistenza, e presentare valori diversissimi, a seconda della polarizzazione, da pochi ohm a oltre un megaohm: e costare molto meno di una resistenza diffusa: valori indicativi della superficie occupata sono, rispettivamente, circa 0,01 mmq per il transistoro bipolare, circa 0,0005 mmq per il transistoro unipolare MOS e circa 0,1 mmq per una resistenza da 100 kohm ottenuta per diffusione.

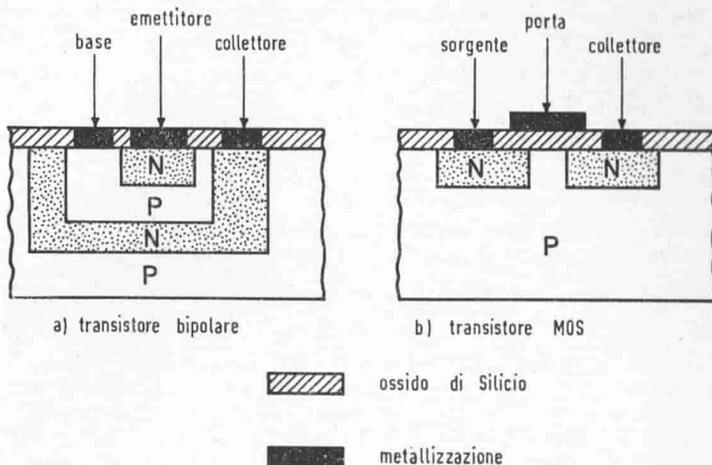


Fig. 11.3. - Paragone fra un transistore bipolare e un transistore MOS integrati.

Tenendo presente che quella che costa è l'area, sarà vantaggioso, se due o più transistori hanno il collettore in comune, formarli all'interno di una medesima regione di isolamento. Questo caso si presenta frequentemente nei circuiti logici, con circuiti multipli di entrata o uscita.

### 11.7. — Grado di sicurezza dei circuiti integrati monolitici.

Questo si può definire la probabilità che un circuito integrato ha di funzionare correttamente per un tempo determinato. In pratica il fabbricante, per cercare di dare una misura della sicurezza di funzionamento, estrae dalla sua produzione un certo numero di circuiti integrati che pone in funzionamento controllato. La probabilità di un guasto per un qualunque circuito dello stesso tipo è quindi ottenuta dividendo il numero dei guasti constatati nella parte di circuiti sottoposti alla prova, per il prodotto ottenuto moltiplicando il numero dei circuiti provati per la durata della prova in ore. Supponiamo che 500 circuiti siano messi in funzione per 1.000 ore e che si verifichi un guasto. La probabilità di guasti per i circuiti in questione può quindi essere espressa da  $1/500.000$  circuiti-ora, ciò che significa, riferendo la probabilità a 1.000 ore di funzionamento come si fa generalmente che c'è il pericolo che lo 0,2% dei circuiti si guasti. In realtà la probabilità di guasti di buoni circuiti integrati è dell'ordine dello 0,001%. Questa cifra può servire, nel progetto di apparecchiature, a decidere quali e quante parti di ricambio tenere sotto mano.

Possiamo approfittare che siamo sull'argomento per vedere un po' più in dettaglio la questione della sicurezza di una apparecchiatura completa. Una vasta esperienza dei fabbricanti di ordinatori mostra senza equivoco che la probabilità che un circuito integrato si guasti non è più grande di quella che un transistor si guasti, ammettendo che entrambi siano stati costruiti, controllati e impiegati con la stessa cura. Ciò significa che la sicurezza di funzionamento di un sistema facente uso di circuiti integrati rispetto a quella di un medesimo sistema realizzato a transistori discreti migliora di un fattore almeno pari al quoziente del numero di transistori diviso per il numero di circuiti integrati che li rimpiazzano. Inoltre, tenendo presente che un gran numero di guasti proviene anche dalle interconnessioni, la riduzione di queste ultime resa possibile dall'uso di circuiti integrati, contribuisce a diminuire ulteriormente la totale probabilità di guasti. Un altro vantaggio dei circuiti integrati è dato dal fatto che essi sono più indicati a lavorare a bassa potenza che i circuiti a componenti discreti: i vari componenti sono infatti vicinissimi sulla singola piastrina di Silicio, i collegamenti sono quindi veramente corti, ciò che riduce la possibilità di interferenze e permette di lavorare a livelli molto bassi. E come conseguenza l'aumento di temperatura sarà modesto. A questo punto è interessante considerare come varia la probabilità di guasti nei semiconduttori al variare della temperatura. Se si traccia un diagramma su scala logaritmica di questa probabilità rispetto alla temperatura su scala lineare si ottiene quasi una retta, la quale indica, per esempio, che, riducendo la temperatura di funzionamento da  $+ 125^{\circ}\text{C}$  a  $+ 65^{\circ}\text{C}$ , la probabilità di guasti si riduce di un fattore 5.

Se quindi le stesse funzioni si possono effettuare, con i circuiti integrati, a temperatura minore, la sicurezza di funzionamento sarà migliorata.

Tutto sommato possiamo quindi dire che i circuiti integrati erano nati inizialmente con l'intendimento di ridurre il volume ed il peso delle apparecchiature, ma che in seguito il loro reale valore si è manifestato in una più grande sicurezza di funzionamento rispetto ai sistemi realizzati con componenti discreti.

### **11.8 — Circuiti integrati logici.**

La sicurezza di funzionamento elevata ed il piccolo ingombro rendono i circuiti integrati monolitici molto indicati per applicazioni nel campo degli ordinatori.

Gli ordinatori sono essenzialmente costituiti da un grande numero di circuiti logici identici, che si prestano bene ad essere ripetuti più volte su una singola piastrina di circuito integrato. Come abbiamo già visto al capitolo VII un circuito logico è praticamente un interruttore. Se consideriamo un transistor bipolare esso può venir realizzato con una connessione a emettitore comune ed una resistenza di carico nel collettore, la base essendo l'elettrodo di controllo. Con corrente di base zero la corrente di collettore sarà pure praticamente zero, e

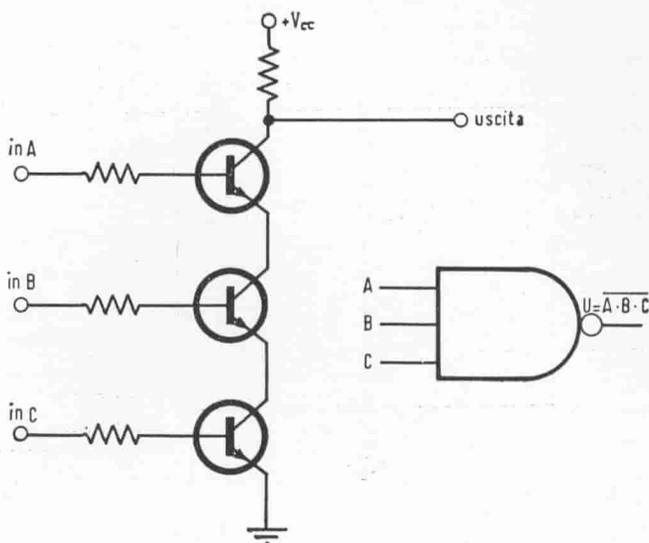


Fig. 11.4. - Circuito basico logico "e" (AND) e suo simbolo

la tensione di uscita (collettore) alta. Se ora si inietta una corrente di base sufficiente, in modo che la corrente di collettore sia saturata, la tensione di uscita cade praticamente a zero. Questa azione, come già avevamo visto parlando dei transistori, prende il nome di commutazione. Una caratteristica importante di questo modo di funzionare è che, sia nella posizione di interdizione che in quella di saturazione, il guadagno effettivo del transistor è zero: il circuito è quindi molto stabile in entrambi gli stati, ed occorre un cambiamento superiore ad un certo minimo nel segnale di controllo per provocare la commutazione.

Questo funzionamento a due stati del transistor è sfruttato nei circuiti logici binari, in cui la presenza o assenza di un segnale all'ingresso può essere rivelata dallo stato del collettore. Siccome un solo circuito può prendere soltanto una decisione fra due alternative, è palese che occorreranno grandi gruppi di circuiti simili interconnessi in sequenze logiche per fare qualcosa di veramente utile.

Per esempio, due tipi di circuito sono fondamentali per fare operazioni logiche. Entrambi sono provvisti di parecchie entrate e di una sola uscita. Il primo è studiato in modo da dare un segnale all'uscita se tutti gli ingressi ricevono simultaneamente un segnale: questo è chiamato un circuito "e" (AND) (Fig. 11.4.). Il secondo dà un segnale se almeno uno degli ingressi riceve un segnale: è il circuito "o" (OR) (Fig. 11.5.). In varianti di questi circuiti il segnale di uscita è opposto al caso precedente: nel primo caso ci sarà segnale all'uscita se nessun

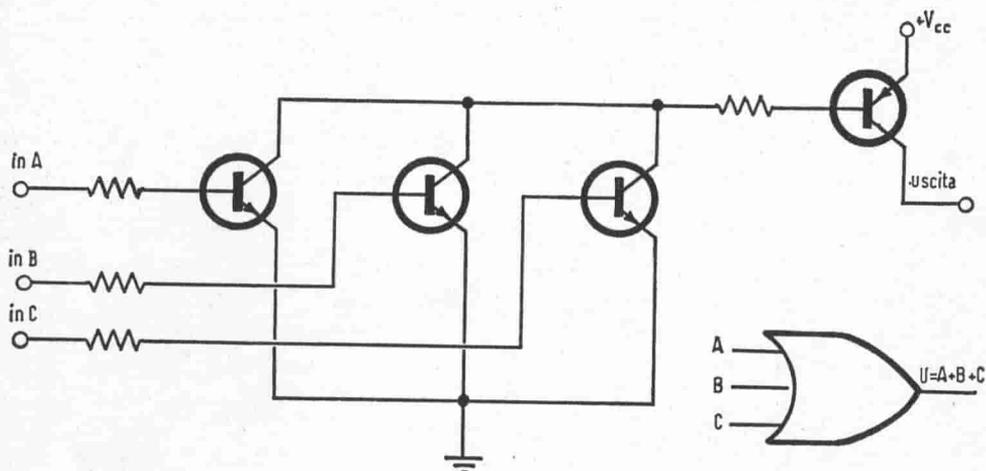


Fig. 11.5. - Circuito basico logico "o" (OR) e suo simbolo.

segnale è presente sugli ingressi ("non e", NAND) (Fig. 11.6.), nel secondo se almeno un segnale all'ingresso manca ("non o", NOR) (Fig. 11.7.). Esiste inoltre il circuito dell'"o" esclusivo (EXCLUSIVE OR) che dà un segnale se c'è uno, ed uno solo, segnale sugli ingressi, e così via. Vari circuiti possono essere connessi in serie per realizzare una sequenza di decisioni condizionali. Queste decisioni sono ben definite, e si chiamano digitali, perché appunto le entrate e le uscite non possono avere altro che uno dei due livelli permessi, senza sfumature (come contando con le dita: un dito, o lo si solleva, oppure no).

L'ordinatore, oltre a prendere decisioni, ha sovente bisogno di immagazzinare una copia delle decisioni in un circuito di memoria, per poterle utilizzare in seguito per prendere altre decisioni, o fare delle operazioni logiche, o dei confronti. Tipico come circuito di memoria è il "FLIP-FLOP" che, pure lui, possiede due soli stati di funzionamento, qualunque dei quali esso può mantenere indefinitamente, anche dopo la sparizione del segnale all'ingresso che l'ha provocato. Se il flip flop è realizzato con transistori bipolari, ci sarà un consumo continuo di corrente, causato dal transistoro che si trova in saturazione. L'impiego dei transistori unipolari MOS permette un enorme guadagno nella corsa alla riduzione dei consumi: infatti la capacità offerta dallo strato di ossido su cui è depositato l'elettrodo di controllo può essere usato come elemento temporaneo di memoria (Fig. 11.8.).

Il limite di tempo durante il quale una informazione può essere immagazzinata è funzione del valore della capacità e dell'entità della corrente di fuga.

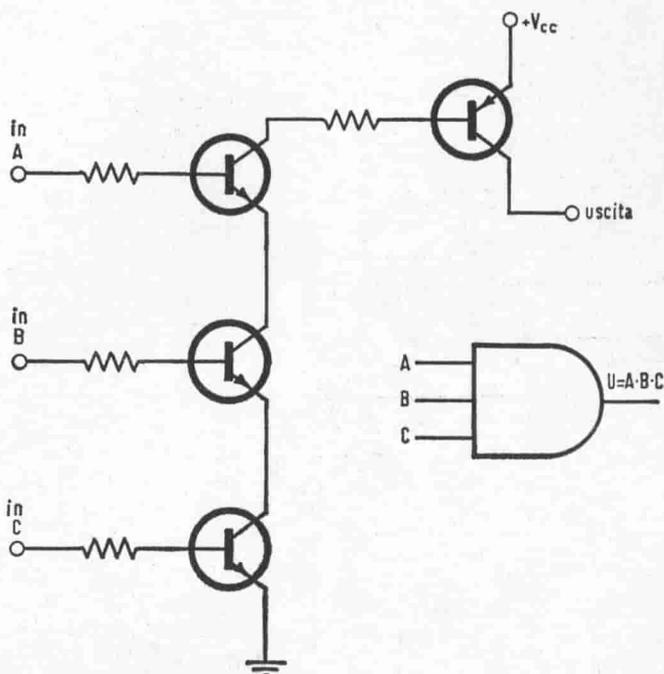


Fig. 11.6. - Circuito basico logico "non e" (NAND) e suo simbolo.

Quindi, anche se il segnale sull'elettrodo di controllo è rimosso, la tensione rimane sulla capacità, portando in sé la memoria del segnale stesso. Evidentemente, se sono necessari lunghi tempi d'immagazzinamento, occorre periodicamente rinfrescare la memoria. La corrente comunque circola solo durante l'impulso di carica, e la potenza media dissipata subisce una sostanziale riduzione. A titolo orientativo, una cellula di memoria a transistori discreti consuma non meno di qualche decina di milliwatt, una cellula integrata a transistori bipolari qualche milliwatt, e una cellula integrata MOS soltanto una frazione di microwatt.

### 11.9 — Circuiti integrati lineari.

Lineari sono chiamati i circuiti che presentano una relazione lineare fra l'entrata e l'uscita. Sotto forma integrata, specialmente se monolitica, sono più difficili da progettare che i circuiti digitali, avendo molti più problemi che questi ultimi.

La parola lineare significa anche che i transistori devono lavorare al centro

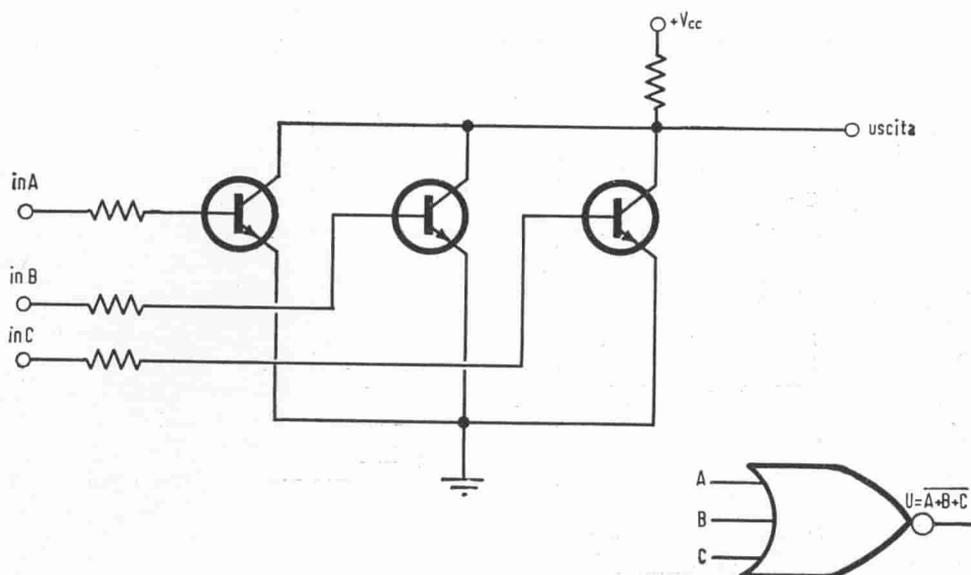


Fig. 11.7. - Circuito basico logico "non o" (NOR) e suo simbolo.

delle loro caratteristiche, invece che soltanto ai due estremi come accade per i circuiti digitali.

Nel caso di un amplificatore aperiodico a più stadi, esso quasi forzatamente deve essere progettato ad accoppiamento diretto perché i condensatori di accoppiamento difficilmente troverebbero posto sulla piastrina di Silicio: è già tanto quando si riesce a sistemarvi i condensatori per la compensazione di frequenza. Ciò significa la necessità di includere speciali circuiti di polarizzazione e stabilizzazione. Una limitazione è anche dovuta alla poca precisione con cui le resistenze possono essere realizzate. Un aspetto positivo dell'integrazione è però costituito dal fatto che tutti i componenti sono formati su una singola piastrina di Silicio, e tendono pertanto ad avere la stessa temperatura. Ciò è di grande aiuto nel progetto di stadi differenziali o complementari, e questa è la ragione per cui questi si trovano sovente negli amplificatori integrati.

Amplificatori selettivi richiedono generalmente induttori esterni, benché esistano alcuni esempi di amplificatori integrati con filtri a resistenza e capacità per l'accordo. Per frequenze superiori a qualche centinaio di MHz si possono realizzare induttori a spirale in forma integrata (depositando metallo per evaporazione).

Si cominciano pure ad estendere le applicazioni dei circuiti integrati nel campo delle micro-onde, con risultati promettenti per la compatibilità fra le dimensioni dei componenti e le dimensioni delle guide d'onda a micro-striscia. In-

fatti per realizzare una guida di 50 ohm d'impedenza caratteristica con uno spessore della piastrina di Silicio di 250  $\mu\text{m}$ , occorre una larghezza della micro-striscia di circa 100  $\mu\text{m}$ , perfettamente fattibile, che può facilmente terminare nelle strutture attive della piastrina.

I circuiti integrati lineari, a differenza di quelli digitali, si sviluppano sia nella direzione dei circuiti monolitici che in quella dei circuiti a strato, sia sottile che spesso. Possiamo dire che il circuito monolitico si presta a produzioni di massa più economiche e a prestazioni non eccezionali. Il circuito a strato (specialmente spesso) con supporto ceramico francamente isolante (per le guide d'onda a micro-striscia) ed elementi semiconduttori riportati, permette prestazioni più spinte, ma costa di più.

### 11.10 — Cenni sull'integrazione su larga scala (LSI).

Un'idea progressista, ormai in piena applicazione, nel campo dei circuiti integrati fa perno sulla possibilità di interconnettere funzionalmente svariati circuiti integrati quando essi sono ancora sul disco di Silicio, senza più sezionare quest'ultimo, in modo da realizzare un sistema, o sub-sistema, elettronico completo.

Abbiamo visto in precedenza che la sicurezza di funzionamento è diminuita dalle interconnessioni cablate, mentre le interconnessioni integrate, ottenute per

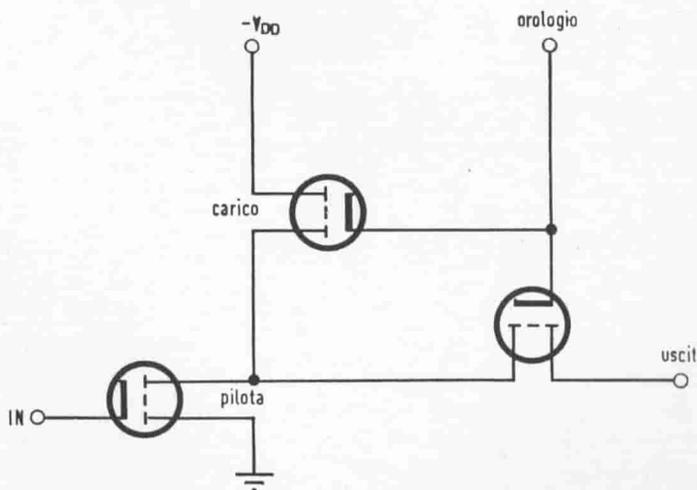


Fig. 11.8. - Circuito basico logico di una cella di memoria con tre transistori MOS.

evaporazione, non rendevano il circuito integrato completo meno sicuro di un singolo transistor. Era logico quindi pensare che un ulteriore miglioramento si poteva ottenere collegando fra loro con connessioni evaporate i circuiti integrati mentre erano ancora sul disco di monocristallo.

Prima di introdurre questo concetto abbiamo detto che un circuito poteva essere ripetuto più volte sul cristallo; i circuiti venivano separati sezionando il cristallo; quelli buoni venivano incapsulati, provati definitivamente e quindi montati sui circuiti stampati per realizzare le funzioni più o meno complesse desiderate.

Immaginiamo ora che un certo circuito logico debba essere intercollegato in un grande numero di esemplari per formare un sub-sistema di ordinatore. I vari circuiti possono essere formati come prima sul disco di Silicio. A questo punto, senza sezionare il disco, si possono provare tutti i circuiti con micro-terminali di contatto, per accertare quali funzionano correttamente. Dopo di che si può progettare un sistema di interconnessioni per unire il numero richiesto di circuiti buoni in modo da formare il sub-sistema. Le interconnessioni, quasi sempre necessariamente a più strati, a causa degli inevitabili incroci, sono realizzate sulla superficie del disco con una successione di strati isolanti di ossido e conduttori metallici evaporati. Naturalmente la distribuzione sul disco di Silicio dei circuiti buoni è differente per ogni disco prodotto, ciò che richiede, per realizzare un medesimo sub-sistema, di progettare un differente piano di interconnessioni per ogni disco: questo modo di fare prende il nome di interconnessione discrezionale. Una volta completate le interconnessioni, il disco intero è montato e incapsulato in un supporto provvisto di terminali in numero sufficiente. E questo è soltanto un esempio di integrazione su larga scala: su uno stesso disco si possono riprodurre non solo circuiti uguali ma anche degli insieme di circuiti differenti, con un totale di migliaia di componenti su uno stesso monocristallino.

## APPENDICE I

### Dimensioni unificate dei lamierini

#### DIN 41302

	a	c	e	f	g
M30	30	5	20	7	5,5
M42	42	6	30	12	9
M55	55	8,5	38	17	10,5
M65	65	10	45	20	12,5

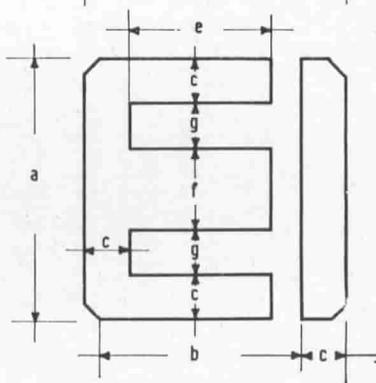
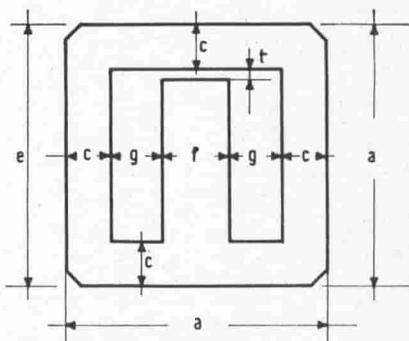
$t = \text{traferro} = 0 \div 0,3 \div 0,5 \div 1 \div 2 \text{ mm}$  (valori normali)

#### DIN 4 302

	a	b	c	e	f	g
E132	32	24	4	20	3	8
E141 (E142)	41,27	27	6,35	20,64	12,7	7,93
E148	48	32	8	24	16	8
E160	60	40	10	30	20	10

Esempio di denominazione :

M4	Dyn. Bl. IV	0,35	0,5L
Dimensioni	Tipo di lamierino	Spessore del lamierino	Spessore del traferro



APPENDICE II

Tabella di conversione fra decibel e rapporti di correnti o tensioni

dB	RAPPORTO DI CORRENTI O TENSIONI		dB	RAPPORTO DI CORRENTI O TENSIONI	
	Guadagno	Attenuaz.		Guadagno	Attenuazione
0,1	1.01	0.989	8.0	2.51	0,398
0,2	1.02	0.977	8.5	2.66	0,376
0,3	1.03	0.966	9.0	2.82	0,355
0,4	1.05	0.955	9.5	2.98	0,335
0,5	1.06	0.944	10.0	3.16	0,316
0,6	1.07	0.933	11.0	3.55	0,282
0,7	1.08	0.923	12.0	3.98	0,251
0,8	1.10	0.912	13.0	4.47	0,224
0,9	1.11	0.902	14.0	5.01	0,199
1,0	1.12	0.891	15.0	5.62	0,178
1,1	1.13	0.881	16.0	6.31	0,158
1,2	1.15	0.871	17.0	7.08	0,141
1,3	1.16	0.861	18.0	7.94	0,126
1,4	1.17	0.851	19.0	8.91	0,112
1,5	1.19	0.841	20,0	10.00	0,100
1,6	1.20	0.832	25.0	17.8	0,056
1,7	1.22	0.822	30.0	31.6	0,032
1,8	1.23	0.813	35.0	56.2	0,018
1,9	1.24	0.803	40.0	100.0	0,010
2,0	1.26	0.794	45.0	177.8	0,006
2,2	1.29	0.776	50.0	316	0,003
2,4	1.32	0.759	55.0	562	0,002
2,6	1.35	0.741	60.0	1.000	0,001
2,8	1.38	0.724	65.0	1.770	0,0006
3,0	1.41	0.708	70.0	3.160	0,0003
3,2	1.44	0.692	75.0	5.620	0,0002
3,4	1.48	0.676	80.0	10.000	0,0001
3,6	1.51	0.661	85.0	17.800	0,00006
3,8	1.55	0.646	90.0	31.600	0,00003
4,0	1.58	0.631	95.0	56.200	0,00002
4,2	1.62	0.617	100.0	100.000	0,00001
4,4	1.66	0.603	105.0	178.000	0,000006
4,6	1.70	0.589	110.0	316.000	0,000003
4,8	1.74	0.575	115.0	562.000	0,000002
5,0	1.78	0.562	120.0	1.000.000	0,000001
5,5	1.88	0.531	130.0	3.160.000	$3,16 \times 10^{-7}$
6,0	1.99	0.501	140.0	10.000.000	$10^{-7}$
6,5	2.11	0.473	150.0	31.600.000	$3,16 \times 10^{-8}$
7,0	2.24	0.447	160.0	100.000.000	$10^{-8}$
7,5	2.37	0.422	170.0	316.000.000	$3,16 \times 10^{-8}$

Segue: APPENDICE II. — Tabella di conversione fra decibel e rapporti di potenza.

dB	RAPPORTO DI POTENZE		dB	RAPPORTO DI POTENZE	
	Guadagno	Attenuaz.		Guadagno	Attenuazione
0,1	1,02	0,977	8,0	6,31	0,158
0,2	1,05	0,955	8,5	7,08	0,141
0,3	1,07	0,933	9,0	7,94	0,126
0,4	1,10	0,912	9,5	8,91	0,112
0,5	1,12	0,891	10,0	10,00	0,100
0,6	1,15	0,871	11,0	12,6	0,079
0,7	1,17	0,851	12,0	15,8	0,063
0,8	1,20	0,832	13,0	19,9	0,050
0,9	1,23	0,813	14,0	25,1	0,040
1,0	1,26	0,794	15,0	31,6	0,032
1,1	1,29	0,776	16,0	39,8	0,025
1,2	1,32	0,759	17,0	50,1	0,020
1,3	1,35	0,741	18,0	63,1	0,016
1,4	1,38	0,724	19,0	79,4	0,013
1,5	1,41	0,708	20,0	100,0	0,010
1,6	1,44	0,692	25,0	316	$3,16 \times 10^{-3}$
1,7	1,48	0,676	30,0	1.000	$10^{-3}$
1,8	1,51	0,661	35,0	3.160	$3,16 \times 10^{-4}$
1,9	1,55	0,646	40,0	10.000	$10^{-4}$
2,0	1,58	0,631	45,0	31.600	$3,16 \times 10^{-5}$
2,2	1,66	0,603	50,0	100.000	$10^{-5}$
2,4	1,74	0,575	55,0	136.000	$3,16 \times 10^{-6}$
2,6	1,82	0,550	60,0	1.000.000	$10^{-6}$
2,8	1,90	0,525	65,0	3.160.000	$3,16 \times 10^{-7}$
3,0	1,99	0,501	70,0	10.000.000	$10^{-7}$
3,2	2,09	0,479	75,0	$3,16 \times 10^7$	$3,16 \times 10^{-8}$
3,4	2,19	0,457	80,0	$10^8$	$10^{-8}$
3,6	2,29	0,436	85,0	$3,16 \times 10^8$	$3,16 \times 10^{-9}$
3,8	2,40	0,417	90,0	$10^9$	$10^{-9}$
4,0	2,51	0,398	95,0	$3,16 \times 10^9$	$3,16 \times 10^{-10}$
4,2	2,63	0,380	100,0	$10^{10}$	$10^{-10}$
4,4	2,75	0,363	105,0	$3,16 \times 10^{10}$	$3,16 \times 10^{-11}$
4,6	2,88	0,347	110,0	$10^{11}$	$10^{-11}$
4,8	3,02	0,331	115,0	$3,16 \times 10^{11}$	$3,16 \times 10^{-12}$
5,0	3,16	0,316	120,0	$10^{12}$	$10^{-12}$
5,5	3,55	0,282	130,0	$10^{13}$	$10^{-13}$
6,0	3,98	0,251	140,0	$10^{14}$	$10^{-14}$
6,5	4,47	0,224	150,0	$10^{15}$	$10^{-15}$
7,0	5,01	0,199	160,0	$10^{16}$	$10^{-16}$
7,5	5,62	0,178	170,0	$10^{17}$	$10^{-17}$

### APPENDICE III

## RISPOSTA IN FREQUENZA E STABILITA' DEGLI AMPLIFICATORI CONTROREAZIONATI

A.1. - La controreazione (o reazione negativa) è comunemente usata negli amplificatori a transistori per ridurre gli effetti delle variazioni dei parametri dei transistori sul guadagno e sulle distorsioni.

Fondamentalmente la controreazione consiste nel prelevare una porzione del segnale di uscita, applicandola all'ingresso, in opposizione di fase con il segnale entrante. La controreazione può essere fatta proporzionale sia alla tensione che alla corrente di uscita, e può essere applicata sia sulla tensione che sulla corrente d'ingresso. Una reazione proporzionale alla tensione di uscita riduce l'impedenza di uscita, mentre se è proporzionale alla corrente di uscita fa aumentare l'impedenza di uscita. Inoltre una reazione applicata come una corrente aggiuntiva (di segno opposto) sull'entrata, ne abbassa l'impedenza, mentre se è collegata come tensione in serie (in opposizione) con il segnale, aumenta l'impedenza d'ingresso.

Consideriamo lo schema a blocchi di un amplificatore con controreazione di tensione (Fig. A.1.).\* Se chiamiamo  $A$  il guadagno di tensione dell'amplificatore in assenza di controreazione, e  $\beta$  ( $\beta < 1$ ) la frazione dell'uscita ricondotta all'ingresso, possiamo scrivere:

tensione all'ingresso dell'amplificatore =  $V = V_i - \beta V_u$

tensione all'uscita =  $V_u = AV = A(V_i - \beta V_u)$

Il guadagno di tensione effettivo  $G$  con controreazione risulta quindi:

$$G = \frac{V_u}{V_i} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad [1]$$

Come si può notare, se  $A$  è molto grande, o più esattamente se il prodotto  $A\beta$ , che si usa chiamare guadagno di boccola, è molto maggiore dell'unità si può scrivere:

$$G \approx \frac{1}{\beta} \quad [2]$$

---

\* Lasciemo al lettore la elaborazione della trattazione che segue estesa ai casi di controreazione di tipo corrente-corrente, corrente-tensione e tensione-corrente. Negli ultimi due casi  $A$  e  $\beta$  non sono più semplici rapporti di tensioni o correnti, cioè numeri non aventi dimensione, ma diventano funzioni di trasferimento, come una trasconduttanza (ampère per volt, ovvero volt per ampère).

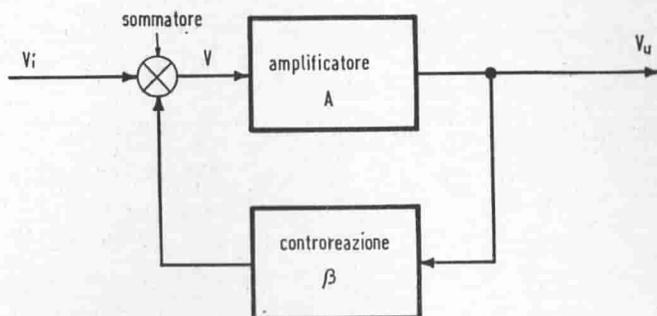


Fig. A.1.

cioè il guadagno effettivo risulta:

- praticamente indipendente dal guadagno intrinseco dell'amplificatore;
- non varierà anche se quest'ultimo varia;
- dipende solo dalla rete, generalmente passiva, di controreazione.

Sfortunatamente lo sfasamento dell'amplificatore è funzione della frequenza, a causa dei probabili condensatori di accoppiamento e disaccoppiamento, dei trasformatori, e della dipendenza dalla frequenza di alcuni parametri dei transistori. Pertanto può accadere che per qualche frequenza il segnale di controreazione è applicato all'ingresso con la stessa fase del segnale entrante, addizionandosi quindi ad esso. Se a questa frequenza il guadagno di boccola è maggiore di uno, e nessun segnale è applicato dall'esterno, qualsiasi perturbazione (per esempio il rumore all'ingresso, o presente sull'alimentazione) sarà amplificata e riportata all'ingresso, dove si addiziona alla perturbazione originale, e così via, mentre l'uscita aumenta progressivamente fino a che qualche componente satura. Avremo cioè un segnale di uscita senza averne uno all'ingresso, cioè l'amplificatore oscilla. Per evitare questo stato di cose ed avere la stabilità due condizioni devono essere soddisfatte:

- Quando il guadagno di boccola  $A\beta$  è maggiore di uno, lo sfasamento totale deve essere inferiore a  $360^\circ$ .
- Quando lo sfasamento è  $360^\circ$ , il guadagno di boccola  $A\beta$  deve essere inferiore a uno.

Di quanto lo sfasamento è inferiore a  $360^\circ$ , quando il guadagno è unitario, si chiama margine di fase; e di quanto il guadagno è inferiore a uno quando lo sfasamento è di  $360^\circ$  si chiama margine di guadagno.

L'entità di questi margini dà un'idea di quanto un amplificatore è stabile. Per esempio un buon amplificatore lineare deve possedere un margine di fase di almeno  $50^\circ$  e un margine di guadagno di almeno  $-10$  db. Un amplificatore di impulso a banda stretta invece può tollerare margini inferiori.

La misura dello sfasamento non è delle più agevoli, ciò che complica il calco-

lo della stabilità di un amplificatore controreazionato. Fortunatamente c'è una relazione fra sfasamento e andamento della curva di risposta in funzione della frequenza, e quest'ultima è facile da misurare o da calcolare. Per esempio, la curva di risposta in frequenza di una rete RC differenziatrice (Fig. A.2.) è data da:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega CR}}$$

Come si può notare, su scale logaritmiche, essa si può assimilare a una retta con pendenza di 20 db per decade di frequenza, ovvero 6 db per ottava, con errore trascurabile (al massimo 3 db alla cosiddetta frequenza di rottura

$$f = \frac{1}{2\pi CR}).$$

La corrispondente risposta di fase, che in questo esempio si può facilmente calcolare, può pure essere approssimata ad una retta della pendenza di 45° per decade (con un errore massimo di 5½°).

Si può notare che a frequenze basse rispetto a quella di rottura lo sfasamento si avvicina a 90°, mentre a frequenze alte è quasi nullo. Se due circuiti RC aventi la stessa costante di tempo si mettono in cascata, la risposta d'ampiezza varierà di 40 db per decade, e lo sfasamento massimo raggiungerà 180° a frequenze basse, mentre per frequenze alte è piuttosto vicino a zero. Ciò significa che se un amplificatore ideale, con fase di uscita teoricamente opposta a quella di entrata,

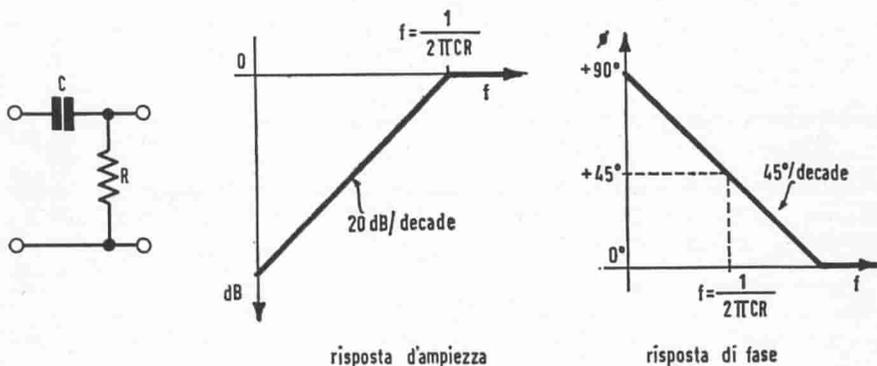


Fig. A.2.

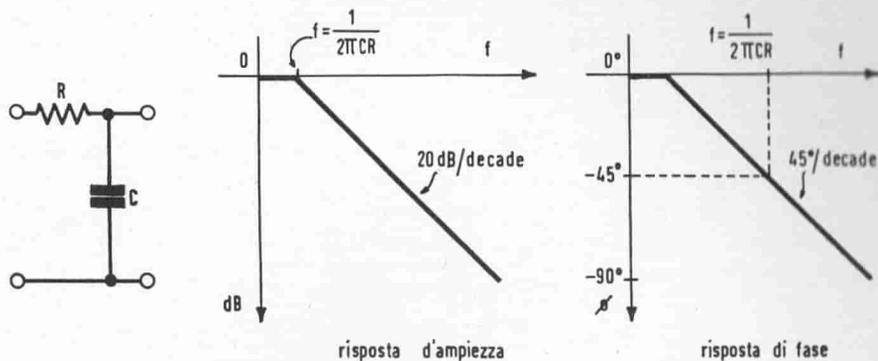


Fig. A.2. bis

comprende in più due circuiti  $RC$  di accoppiamento, se viene controreazionato, ha molte probabilità di oscillare a frequenze basse, dove lo sfasamento totale si approssima a  $360^\circ$ , cioè zero ( $180^\circ$  teorici, più due volte  $90^\circ$  a causa dei gruppi differenziali).

Le stesse considerazioni si possono fare per un circuito  $RC$  integratore (fig. A.2. bis) con andamento esattamente opposto: la risposta cade evidentemente all'aumentare della frequenza (con  $20 \text{ dB}$  per decade) mentre lo sfasamento passa da zero, a frequenze basse rispetto a quella di rottura, a  $-90^\circ$  a frequenze alte. Anche in questo caso, se ci sono due circuiti integratori, aventi la stessa frequenza di rottura, in cascata, la risposta di ampiezza varierà di  $40 \text{ dB}$  per decade, ed esisterà una frequenza (alta) per cui lo sfasamento raggiunge  $-180^\circ$ . Quindi un amplificatore con inversione di fase fra entrata e uscita ( $180^\circ$  teorici), con due  $RC$  integratori, quando è controreazionato, potrebbe oscillare alla frequenza a cui lo sfasamento totale diventa zero ( $180^\circ$  teorici meno due volte  $90^\circ$  introdotti dai gruppi integratori).

Questi erano solo due esempi, in cui era facile controllare la veridicità della corrispondenza fra variazione di guadagno e variazione di fase: ma sia chiaro che i condensatori non sono le sole cause di sfasamenti in un amplificatore reale.

Possiamo quindi dire che, quando la risposta d'ampiezza di un amplificatore sale (o cade, all'altro estremo) con una pendenza di  $40 \text{ dB}$  per decade, nello sfasamento si avrà una variazione corrispondente di  $180^\circ$ .

La stabilità pertanto non può essere garantita in caso di controreazione (stabilità condizionale). Tutto dipenderà dal valore del guadagno di boccola che si verifica in corrispondenza dello sfasamento totale di  $360^\circ$ , ovvero zero. È quindi importante che l'amplificatore, grazie all'uso di accoppiamenti in corrente continua dov'è possibile, di filtri, o di circuiti di compensazione, abbia la ri-

sposta d'ampiezza che non presenti pendenze che superino, diciamo, 30 db per decade, per assicurare la stabilità in caso di controreazione. Se questa condizione non è rispettata, l'amplificatore non potrà tollerare gradi di controreazione eccedenti certi limiti finiti.

Qualche esempio maggiormente specificato ci aiuterà a comprendere meglio il meccanismo della controreazione e della stabilità. La risposta di un amplificatore in funzione della frequenza si presta ad essere rappresentata su un diagramma con scale logaritmiche: per il guadagno di tensione  $V_u/V_i$  si usa il popolare "decibel" che vale:

$$\text{db} = 20 \log_{10} \frac{V_u}{V_i}$$

cosicché un guadagno unitario di tensione corrisponde a zero decibel, un guadagno di 10 volte è pari a 20 db, uno di 100 volte 40 db, un guadagno unitario vale 0 db, ecc...

La scala orizzontale delle frequenze è semplicemente logaritmica.

Questa scelta di scale facilita enormemente la visione del fenomeno, perché trasforma andamenti esponenziali in semplici rette (un esempio l'abbiamo già visto in fig. A.2.).

Immaginiamo dunque di trovarci davanti ad un amplificatore a più stadi, sprovvisto per ora di controreazione, e di averne misurata o calcolata la risposta d'ampiezza: il risultato è riportato in fig. A.3.; per semplificare immaginiamo che si tratti di un amplificatore con accoppiamenti diretti (in corrente continua),

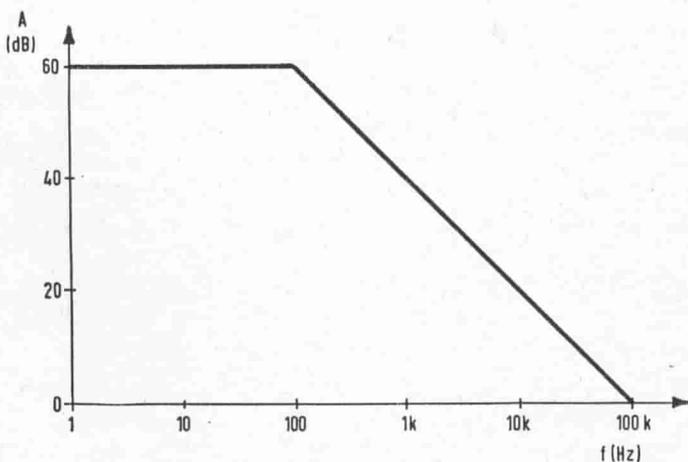


Fig. A.3.

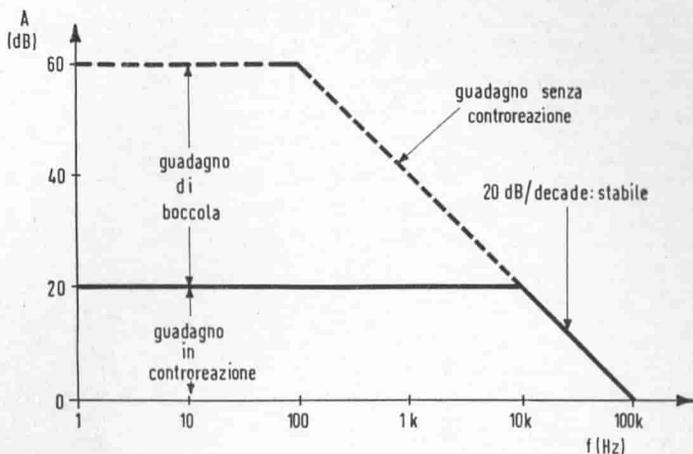


Fig. A.4.

del tipo degli amplificatori operazionali integrati, così abbiamo solo da considerare un estremo della banda, quello alto, dove la risposta cade a causa delle capacità parassite, della perdita di guadagno dei transistori, ecc.

Come si vede la risposta è piatta fino a 100 Hz, con un guadagno di 1.000 volte, quindi cade con una pendenza di 20 db per decade, per raggiungere il guadagno unitario a 100 kHz. A questo punto decidiamo di introdurre una reazione negativa tale da portare il guadagno a 10 volte (per esempio perché vogliamo ridurre le distorsioni, ovvero aumentare la banda passante, o ottenere particolari impedenze di entrata o di uscita, ecc.). Dovremo quindi prelevare un decimo della tensione di uscita, e riapplicarla all'ingresso in opposizione di fase ( $\beta = 0,1$ ). Con ciò, per la 2), il guadagno dell'amplificatore diventa:

$$G \approx \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0,1} = 10$$

ovvero 20 db. Quanto è il guadagno di boccola in questo caso? Esso vale  $A\beta$ , cioè  $1000 \cdot 0,1 = 100$ , ovvero 40 db.

Abbiamo cioè applicato una reazione negativa di 40 db \* ad un amplificatore che originariamente aveva un guadagno di 60 db (1000 volte), realizzando un guadagno effettivo di 20 db (10 volte).

\* Essendo il segnale prelevato all'uscita 1/10 di quello totale, si dice anche che si è applicato il 10% di reazione negativa.

Sarà stabile l'amplificatore, così controeazionato? Sì, perché la sua risposta cade a 20 db per decade, ciò che significa che la risposta di fase non varierà mai più di  $90^\circ$ : esso sarà quindi stabile per qualunque tasso di controeazione. Dalla fig. A.4., dove è riassunto l'effetto della controeazione possiamo notare che ora il guadagno è sì ridotto a 10, ma è piatto fino a 10 kHz, e praticamente indipendente dalle possibili variazioni del guadagno naturale di 1000 dell'amplificatore d'origine.

Facciamo ora l'ipotesi, per illustrare qualche altro caso, che il nostro amplificatore non fosse così semplice, e che la sua risposta in assenza di controeazione fosse risultata come è indicato in punteggiato sulla fig. A.5. In sé, l'amplificatore senza controeazione, non oscilla. Se applichiamo 20 db di controeazione, il guadagno effettivo diventa  $\times 100$  (40 db) e l'amplificatore così controeazionato è ancora stabile perché la pendenza all'intersezione fra il guadagno originario e il guadagno in controeazione è di 20 db per decade (vale a dire che all'intersezione, dove il guadagno di boccola diventa unitario, lo sfasamento sarà al massimo di  $90^\circ$ , perché la pendenza è di 20 db per decade: e questi  $90^\circ$ , addizionati ai  $180^\circ$  teorici dovuti al fatto che l'amplificatore è scelto naturalmente in modo da presentare inversione di fase fra l'entrata e l'uscita, porte-

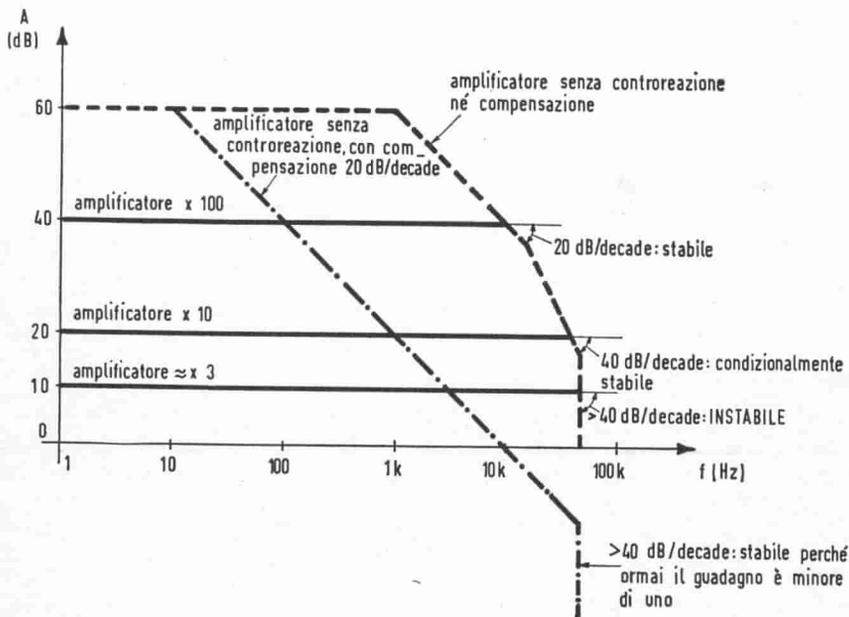


Fig. A.5.

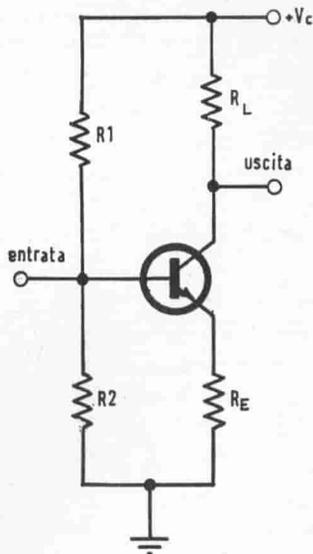


Fig. A.6.

ranno lo sfasamento totale al massimo a  $270^\circ$ , cioè sono rispettate le condizioni di stabilità).

Se però vogliamo controreazionare con 40 db, per realizzare un guadagno effettivo  $\times 10$ , l'intersezione avviene a 40 db per decade: siamo al limite della stabilità. L'amplificatore sarà condizionalmente stabile, senza alcun margine di sicurezza. ( $90^\circ + 90^\circ + 180^\circ = 360^\circ$ ).

Se poi introduciamo 50 db di controreazione (amplificazione effettiva di 10 db  $\approx \times 3$ ) l'intersezione si verifica dove la curva dell'amplificatore originario cade con più di 40 db per decade: il sistema è francamente instabile, ed oscilla.

In conclusione l'amplificatore non tollera più di circa 20 db di controreazione), se si vuole una stabilità assoluta. Che cosa si può fare se si desidera controreazionare maggiormente, magari al 100% (pari ad un guadagno effettivo  $\times 1 = 0$  db)?

Si può per esempio rinunciare a una parte della banda, verso le frequenze più elevate, "compensando" l'amplificatore originario. Immaginiamo infatti di introdurre opportunamente nel circuito dell'amplificatore una rete d'integrazione con un condensatore associato a una resistenza che comincino a tagliare ad una certa frequenza la risposta, con una pendenza costante di 20 db per decade: se

scegliamo una frequenza di rottura (cioè una costante di tempo CR) tale, per cui la nuova risposta raggiunga il guadagno unitario senza intersecare la risposta originaria, potremo applicare all'amplificatore così compensato qualunque tasso di controreazione senza pericolo di instabilità. Il prezzo pagato è una riduzione della banda passante. Con più gruppi di compensazione aventi frequenze di rottura diverse si può tagliare con una pendenza, diciamo, di 30 db per decade; con ciò si garantisce ancora la stabilità, ed al tempo stesso si riduce meno la banda passante.

Considerazioni analoghe si possono fare se l'amplificatore, anziché essere in corrente continua, fosse limitato anche verso le frequenze basse (per la presenza di accoppiamenti a condensatore o a trasformatore).

All'estremo basso della banda si può ottenere la compensazione facendo in modo che una costante di tempo abbia la sua frequenza di rottura giusto alla più bassa frequenza che si vuole passare: la risposta cadrà, come avevamo visto in fig. A.2. con una pendenza di 20 db per decade. Se si fa capitare la frequenza di rottura di eventuali altre costanti di tempo presenti a una frequenza così bassa, che l'aumento della pendenza intervenga quando si è ormai sotto al guadagno unitario, non c'è più il pericolo che lo sfasamento sia eccessivo dove il guadagno di boccia è superiore a uno, e la stabilità a basse frequenze è assicurata.

Finora abbiamo parlato della controreazione applicata globalmente ad un amplificatore, e dei problemi della stabilità.

La controreazione può però anche applicarsi a singoli stadi, per stabilizzarne

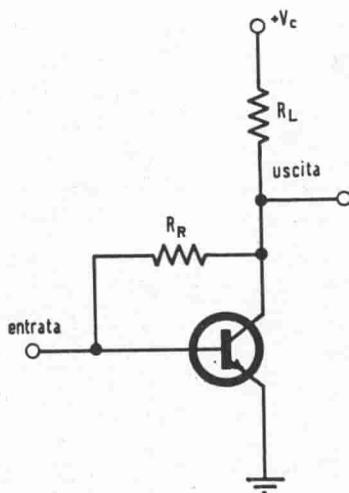


Fig. A.7.

il guadagno, variarne le impedenze, migliorarne la risposta. Questi casi sono molto più facili da trattare, ma per contro presentano tante e tali varianti che sarebbe difficile elencarle tutte. Ci limiteremo pertanto a darne qualche esempio.

In fig. A.6. abbiamo un esempio di controreazione proporzionale alla *corrente* di uscita di uno stadio a emettitore comune, applicata come una *tensione* in opposizione al segnale in entrata. Questo circuito è utile per ridurre le distorsioni quando la sorgente del segnale ha un'impedenza più bassa della semplice impedenza base-emettitore della configurazione a emettitore comune.

Più è alta l'amplificazione di corrente  $\alpha'$  del transistoro, maggiore è il tasso di controreazione.

L'impedenza d'ingresso, senza tener conto del divisore per la polarizzazione, vale:

$$Z_i = \alpha' R_E$$

e tenendo conto del divisore:

$$Z'_i = \frac{R_1 R_2 \alpha' R_E}{R_1 R_2 + \alpha' R_E (R_1 + R_2)}$$

L'aumento dell'impedenza d'uscita (che nello stadio a semplice emettitore comune sarebbe praticamente uguale a  $R_L$ ) dipende dall'impedenza della sorgente  $Z_s$ , e vale, approssimativamente:

$$Z_u = R_L \left( 1 + \frac{\alpha' R_E}{Z_s} \right)$$

Il guadagno di tensione è all'incirca uguale a  $R_L/R_E$  e, come si vede, non dipende dalle caratteristiche del transistoro, se  $\alpha'$  è grande.\*

Ritroveremo questo circuito un po' oltre, parlando della reazione positiva: vedremo come quest'ultima si può usare con impunità per ulteriormente aumentare l'impedenza d'ingresso.

In fig. A.7. è riportato un caso di reazione negativa proporzionale alla *tensione* di uscita (sempre su uno stadio a emettitore comune) e applicata come una *corrente* in opposizione al segnale in entrata. All'opposto del caso precedente, qui le impedenze di entrata e uscita saranno abbassate. Questo circuito è efficace per diminuire le distorsioni quando l'impedenza della sorgente è alta paragonata all'impedenza d'ingresso in assenza di controreazione. L'impedenza d'ingresso è ridotta di un fattore pari a:

$$1 + \frac{\alpha' R_L}{R_R}$$

\* Se si elimina  $R_1$  e si preleva l'uscita sull'emettitore, giungiamo alla configurazione a collettore comune, con guadagno di tensione circa unitario, cioè controreazione del 100%.

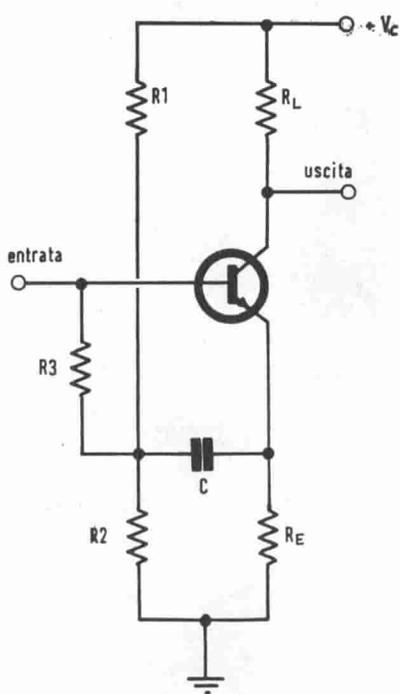
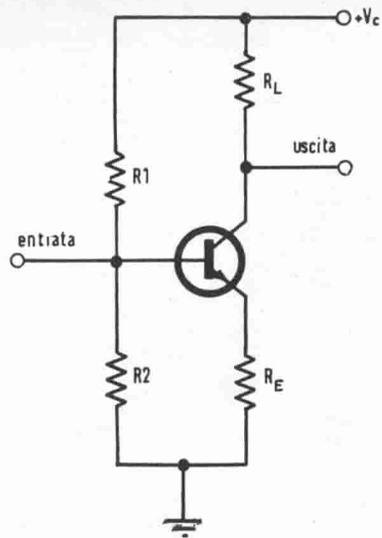


Fig. A.8.

L'impedenza di uscita è praticamente uguale a  $R_R/\alpha'$ , e l'amplificazione di corrente dello stadio, se  $\alpha'$  è sufficientemente elevato, si riduce a  $R_R/R_L$ .

Finora abbiamo sempre parlato di reazione negativa, ottenuta applicando all'entrata una porzione dell'uscita con fase tale da trovarsi in opposizione con il segnale in arrivo. Se la fase con cui si applica la tensione prelevata all'uscita è tale che essa si trova in fase con il segnale entrante, abbiamo realizzato una reazione positiva, o rigenerazione.

Abbiamo visto che ciò poteva accadere accidentalmente con la reazione negativa a causa di sfasamenti lungo l'amplificatore, variabili con la frequenza. In altri casi la reazione positiva è esplicitamente ricercata. Per esempio per realizzare degli oscillatori.\* Essa è talvolta la caratteristica principale di alcuni circuiti impulsivi (multivibratore, trigger di Schmitt, ecc.).

Più in generale si può dire che la reazione positiva aumenta il guadagno originario dell'amplificatore a cui è applicata, in quanto, se si rinforza il segnale d'ingresso con una frazione del segnale presente in uscita, è chiaro che occorrerà meno segnale all'ingresso per avere la stessa uscita di quanto ne occorre in assenza di reazione positiva. E, al limite, naturalmente, si può avere un segnale all'uscita senza che un segnale sia applicato all'ingresso: in questa situazione, l'amplificatore o si blocca in uno stato completamente saturato, oppure oscilla.

Gli effetti della reazione positiva sono esattamente opposti a quelli della reazione negativa: per esempio il circuito diventa molto più sensibile alle variazioni dei parametri dei componenti (ecco perché talvolta in un oscillatore ottenuto con l'impiego della reazione positiva occorre provvedere alla stabilizzazione dell'ampiezza di uscita), le distorsioni vengono esaltate e le impedenze d'ingresso e di uscita variano in senso opposto a quanto abbiamo visto per la reazione negativa. E, se ricordate, il problema della stabilità con la reazione negativa si presentava solo alle estremità della banda passante dell'amplificatore, dove gli sfasamenti, dovuti alla caduta della risposta, rischiavano di trasformare la reazione da negativa a positiva.

Quando si desidera la reazione positiva per scopi diversi che realizzare un oscillatore, la stabilità non è persa se il guadagno di boccola è inferiore all'unità. La reazione positiva si può anche introdurre con un guadagno di boccola superiore all'unità, pur conservando la stabilità, se essa è usata in congiunzione con un ammontare sufficiente di reazione negativa.

Un esempio di reazione positiva con guadagno di boccola inferiore all'unità è la nota modifica impiegata per aumentare l'impedenza d'ingresso di uno stadio amplificatore a emettitore comune. (Fig. A.8.).

Per le frequenze a cui la reattanza del condensatore  $C$  è trascurabile, l'impedenza d'entrata diventa praticamente uguale ad  $\alpha' R_E$  e non è più abbassata

---

\* Vedi cap. VII.

per la presenza del divisore di polarizzazione, il cui valore non può mai essere molto alto per non mettere in pericolo la stabilità termica.

Concludiamo riassumendo i concetti fondamentali. Per reazione si intende l'aggiunta all'ingresso di un amplificatore di una tensione o di una corrente che dipendono dalla tensione, o dalla corrente d'uscita. Gli effetti prodotti dalle quattro connessioni possibili (senza parlare delle possibili connessioni miste) sul guadagno, impedenze e distorsioni dell'amplificatore possono essere estremamente diversi. Nella reazione positiva la quantità (tensione o corrente) aggiunta all'ingresso rinforza il segnale applicato, nella reazione negativa lo indebolisce, opponendosi ad esso. Se la reazione è positiva, e di entità sufficiente, si può produrre auto-oscillazione. Se la reazione è negativa, si hanno benefici effetti sulla costanza del guadagno, sulla risposta di frequenza e sul rumore generato entro l'amplificatore, che si pagano con un'amplificazione minore e un certo rischio di instabilità; per eliminare quest'ultima sarebbe necessario conoscere la risposta di fase dell'amplificatore in funzione della frequenza: fortunatamente è stato dimostrato che la risposta di fase dipende da come varia la risposta di ampiezza in funzione della frequenza.

Questa relazione fra guadagno e fase permette un'analisi della stabilità basata unicamente sulla conoscenza della curva del guadagno dell'amplificatore, senza che sia necessario aver ricorso alla curva dello sfasamento.

---

Finito di stampare presso la  
TIPOGRAFIA EDIZIONI TECNICHE - MILANO  
Via Baldo degli Ubaldi 6 - Telefono 36.77.88

Giugno 1972



