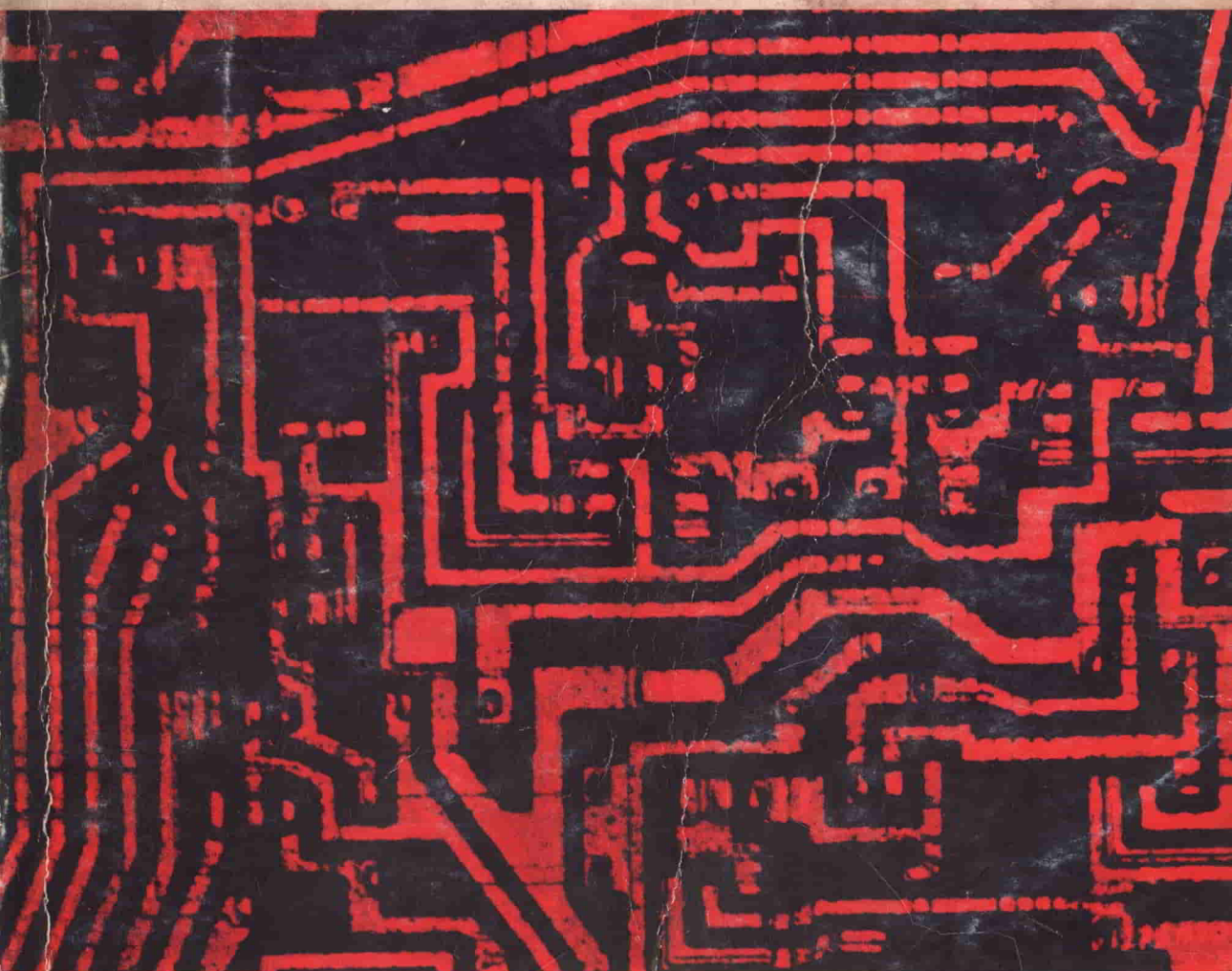


ARMANDO CUPIDO

ELETTRONICA GENERALE

volume primo



Edizioni CUPIDO

Della stessa casa editrice

Cupido

ELETTRONICA GENERALE - vol. II

Montanari - Cupido

RADIOELETTRONICA

Concetti - Cupido - Lotti

ELETTRONICA INDUSTRIALE - vol. I

Concetti - Cupido - Lotti

ELETTRONICA INDUSTRIALE - vol. II

Montanari

MISURE ELETTRONICHE

Tascini

**INTRODUZIONE AL TRATTAMENTO AUTOMATICO
DELL'INFORMAZIONE**

Tascini

FONDAMENTI DI INFORMATICA

Alvigi - Restaino

ELETTRONICA DIGITALE

ARMANDO CUPIDO

ELETTRONICA GENERALE

volume primo

Edizioni CUPIDO

62018 POTENZA PICENA (MC) - Via XXV Aprile

Proprietà letteraria, artistica,
scientifica riservata

Realizzato con procedimento «Monophoto»
Finito di stampare nel luglio 1981
dalle Arti Grafiche Emiliane (AGE) Via L. Cherubini, 2 - Bologna
per conto delle Edizioni CUPIDO
62018 POTENZA PICENA (MC) - Via XXV Aprile

PREFAZIONE

La nuova edizione del testo di ELETTRONICA GENERALE ricalca, nel metodo di trattazione, le linee fondamentali della precedente edizione, rivolte ad una facile comprensione della materia.

Nei primi due capitoli sono stati richiamati i principi e i teoremi fondamentali dell'elettrotecnica, nonché alcuni cenni sui quadripoli e sui circuiti risonanti e accoppiati, indispensabili tutti nella trattazione degli argomenti relativi agli amplificatori, che formano la parte principale del volume.

I dispositivi elettronici, dopo una breve premessa sulla fisica dei semiconduttori, sono trattati separatamente, onde permetterne uno studio indipendente. Rispetto alla precedente edizione, sono stati introdotti alcuni paragrafi riguardanti i più recenti sviluppi dei semiconduttori, come ad esempio i MOS di potenza o V-MOS; viceversa sono stati relegati in un unico capitolo gli argomenti riguardanti i tubi elettronici, ormai aventi solo importanza storica o applicazioni molto particolari, in modo da poter svolgere la materia facendo riferimento ai soli semiconduttori.

È stato ritenuto indispensabile introdurre già in questo volume la trattazione dei circuiti integrati, divenuti negli ultimi anni fondamentali nelle applicazioni circuitali. Il capitolo relativo, già presente nella precedente edizione alla fine del Vol. II, è stato ampliato con l'introduzione delle tecnologie MOS e MOS complementari o C-MOS e con un esame più dettagliato delle tecniche d'integrazione. Ciò ha reso indispensabile il trasferimento dal Vol. II del capitolo sulla reazione, che è stato completamente rinnovato, e dei capitoli relativi agli accoppiamenti in continua e agli amplificatori differenziali, i cui principi trovano larga applicazione nei circuiti integrati. Tutto questo ha il vantaggio di introdurre lo studente abbastanza rapidamente nelle nuove tecnologie, in modo da poter dedicare nel Vol. II ampio spazio ai più attuali argomenti dell'elettronica integrata (amplificatori operazionali, filtri attivi, tecniche digitali, microprocessori ecc.).

Gli ultimi capitoli sono dedicati, come nella precedente edizione, agli amplificatori di potenza e agli alimentatori, tutti ampliati con esempi di applicazione dei relativi circuiti integrati.

La trattazione teorica è, al solito, accompagnata da esempi numerici, sempre contenuti per non appesantire il testo, per cui si consiglia a chi voglia impadronirsi meglio della materia, di consultare il testo di ESERCIZI di ELETTRONICA GENERALE, che sarà

completamente rinnovato, in modo da seguire di pari passo la teoria del presente volume. Gli sviluppi matematici sono stati ancor più limitati a quelli ritenuti indispensabili alla comprensione della materia.

Come la precedente edizione, il testo si rivolge essenzialmente agli studenti degli Istituti Tecnici Industriali e Professionali e a tutti coloro che, avendo una certa formazione di base, desiderino addentrarsi nello studio dell'elettronica.

Al primo volume, comune ai vari indirizzi di Elettronica Industriale, Nucleare e Telecomunicazioni, fa seguito il secondo volume per gli indirizzi di Elettronica Industriale e Nucleare e un volume di Radioelettronica e Televisione, per la specializzazione di Telecomunicazioni.

Infine si desidera ringraziare vivamente tutti gli insegnanti della materia, che, apprezzando la precedente edizione, con le loro critiche e suggerimenti, hanno permesso di colmare le lacune ivi presenti, nella speranza di essere venuti incontro alle loro aspettative. Comunque saranno sempre molto gradite nuove critiche e suggerimenti che permetteranno ulteriori, futuri miglioramenti.

L'Autore

INDICE

CAPITOLO PRIMO ELEMENTI DI ELETTROTECNICA

1. Segni convenzionali delle correnti e delle tensioni	1
2. Legge di Ohm-Legge di Ohm generalizzata	2
3. Teorema di Kennelly-Steinmetz	3
4. Generatori di tensione e di corrente	3
5. Teoremi di Thèvenin e Norton	6
6. Teorema di Millman	9
7. Principio di sovrapposizione degli effetti	10
8. Generalità sulle forme d'onda	11
— Forma d'onda sinusoidale	12
— Forma d'onda a gradino	13
— Forma d'onda rettangolare	14
— Forma d'onda triangolare	14

CAPITOLO SECONDO ELEMENTI CIRCUITALI

1. Accoppiamento fra generatore e carico. Condizioni di massimo trasferimento di potenza	16
2. Quadripoli	18
— Significato fisico dei parametri di un quadripolo	19
— Circuiti equivalenti di un quadripolo	19
— Resistenza d'ingresso e d'uscita di un quadripolo	20
— Teorema di Miller	21
3. Circuiti R-C e R-L	24
— Comportamento in transitorio di circuiti R-C	24
— Comportamento in transitorio di circuiti R-L	25
— Comportamento di circuiti R-C e R-L in regime sinusoidale	28

CIRCUITI RISONANTI	31
4. Oscillazioni libere	31
5. Oscillazioni forzate	33
— Circuito risonante serie	33
— Circuiti risonanti parallelo	38
— Curva di risonanza universale	41
6. Circuiti accoppiati induttivamente	42
— Riporto del secondario a primario	43
— Riporto del primario a secondario	44
— Condizioni di massimo trasferimento di potenza	45
7. Circuiti risonanti accoppiati (filtri di banda)	47
— Banda passante dei circuiti risonanti accoppiati	50
8. Adattamento d'impedenza mediante l'accoppiamento magnetico	51

CAPITOLO TERZO

CONDUZIONE NEI CORPI SOLIDI

1. Cenni sulla costituzione della materia	53
2. Strutture cristalline e bande di energia	54
3. Isolanti, semiconduttori, conduttori	54
4. Conduzione nei metalli	55
5. Semiconduttori	56
6. Proprietà del germanio e del silicio	58
7. Semiconduttori drogati	59
8. Leggi dell'azione di massa e di neutralità elettrica	61
9. Correnti di drift e di diffusione	62
10. Effetto Hall	63

CAPITOLO QUARTO

DIODI A GIUNZIONE

1. Generalità	64
2. Formazione di una giunzione P-N	64
3. Giunzione P-N sottoposta a un campo elettrico esterno	66
— Giunzione polarizzata direttamente	66
— Giunzione polarizzata inversamente	67
— Corrente inversa in una giunzione	68
4. Diodo a giunzione	69
5. Componenti delle correnti in un diodo a giunzione	69
6. Capacità di transizione e di diffusione	71
7. Caratteristica di un diodo a giunzione	71
8. Circuito equivalente di un diodo a giunzione	73
9. Potenza dissipata in un diodo a giunzione	75
10. Grandezze caratteristiche di un diodo a giunzione	76

11. Diodo sottoposto a brusca inversione di tensione	77
12. Diodo a punta di contatto	79
13. Diodo Zener	79
— Dati caratteristici di un diodo Zener	81
CIRCUITI CON DIODI	82
14. Serie di un diodo con una resistenza e una f.e.m. continua	82
15. Diodo con in serie una resistenza e una f.e.m. alternata	85
16. Diodo con in serie una resistenza, una f.e.m. continua e una alternata	88
17. Diodo con in serie una resistenza, un condensatore e una f.e.m. alternata	90
18. Diodo con in serie una resistenza, una induttanza e una f.e.m. alternata	92

CAPITOLO QUINTO

TRANSISTORI

1. Principio di funzionamento	94
2. Concentrazione delle cariche mobili, barriera di potenziale, correnti in un transistore NPN	95
— Effetto Early	98
3. Equazioni del transistore e collegamenti fondamentali	99
4. Caratteristiche del transistore	101
5. Montaggio ad emittore comune	101
— Caratteristiche di collettore	102
— Caratteristiche d'ingresso	104
— Caratteristiche mutue di corrente e di tensione	105
6. Montaggio a base comune	105
7. Studio grafico dei circuiti comprendenti un transistore	106
— Dissipazione di potenza in un transistore	108
— Studio grafico in presenza di segnale	109
8. Circuiti equivalenti di un transistore	112
— Parametri ibridi h	114
— Significato fisico dei parametri h	115
— Variazione dei parametri ibridi	118

CAPITOLO SESTO

TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

1. Generalità	120
TRANSISTORI JFET	120
2. Principio di funzionamento del JFET	120
3. Curve caratteristiche dei JFET	124
— Caratteristiche di uscita o di drain	125
— Caratteristica mutua	125
4. Studio grafico di un circuito comprendente un JFET	127
— Studio grafico per segnali sinusoidali	129
5. Circuito equivalente del JFET per piccoli segnali	130

TRANSISTORI MOS	131
6. Transistori MOS in «enhancement-mode»	131
7. Transistore MOS in «depletion-mode»	136
8. Curve caratteristiche dei MOS	138
— Caratteristiche di uscita o di drain	138
— Caratteristiche mutue	139
9. Studio grafico di un circuito comprendente un MOS	141
— Studio grafico per segnali sinusoidali	142
10. Circuito equivalente del MOS per piccoli segnali	143
11. Transistori MOS a due gate (dual-gate MOS)	144
12. MOS di potenza-Transistori V-MOS	145
13. Precauzioni nell'uso dei MOS	146

CAPITOLO SETTIMO

AMPLIFICATORI R-C A UNO STADIO

1. Generalità sull'amplificazione	147
— Parametri caratteristici di un amplificatore	149
2. Amplificatori a transistori	150
— Amplificatore con carico non attraversato da corrente continua	159
3. Polarizzazione del transistorore	162
4. Effetti termici in un transistorore	164
— Metodi di stabilizzazione	168
— Altri metodi di stabilizzazione	173
— Metodi di compensazione	174
— Stabilità termica e fuga termica di un transistorore	177
AMPLIFICATORI DI TENSIONE A JFET E A MOS	180
5. Polarizzazione automatica	180
6. Stabilizzazione del punto di riposo	183
— Dipendenza delle caratteristiche dalla temperatura	183
— Effetto della dispersione delle caratteristiche	185
7. Circuito equivalente dell'amplificatore a FET	187
8. Amplificatore con carico R_L non percorso da corrente continua	189

CAPITOLO OTTAVO

AMPLIFICATORI R-C A PIÙ STADI

1. Banda passante di un amplificatore	192
— Misura dell'amplificazione in decibel	193
AMPLIFICATORI R-C A TRANSISTORI	194
2. Comportamento di un amplificatore ad uno stadio alle basse frequenze	194
3. Comportamento di un amplificatore ad uno stadio alle alte frequenze	200
— Variazione di h_{fe} con la frequenza. Figura di merito	200
— Circuito equivalente a π di un transistorore	202
— Studio dell'amplificatore alle alte frequenze	205

4. Curva di risposta di un amplificatore ad uno stadio. Curva universale	210
5. Amplificatori a più stadi	214
AMPLIFICATORI RC A JFET E MOS	227
6. Comportamento di un amplificatore ad uno stadio alle basse frequenze	227
7. Comportamento di un amplificatore a JFET e MOS ad uno stadio alle alte frequenze	230
8. Amplificatori a FET a più stadi	233

CAPITOLO NONO

TUBI A VUOTO

1. Generalità	239
2. Emissione termoionica o termoelettronica	239
3. Diodi a vuoto	240
— Caratteristica di un diodo a vuoto	241
— Resistenza equivalente e resistenza differenziale di un diodo a vuoto	243
4. Triodo	244
— Caratteristiche anodiche	245
— Caratteristiche mutue	246
— Studio grafico di un circuito comprendente un triodo	247
— Equazione di Vallauri e circuito equivalente del triodo	248
5. Pentodo, caratteristiche e parametri differenziali	249
6. Amplificatori di tensione a triodo	251
— Amplificatore con carico R_L non percorso da corrente continua	253
7. Amplificatori di tensione a pentodo	254
8. Comportamento di un amplificatore a triodi ad uno stadio alle basse frequenze	255
9. Comportamento di un amplificatore a triodi a uno stadio alle alte frequenze	256
— Figura di merito di un amplificatore	258
10. Amplificatori RC a triodi a più stadi	258

CAPITOLO DECIMO

AMPLIFICATORI SELETTIVI

1. Generalità	261
2. Amplificatori selettivi con JFET e MOS	262
— Amplificatori selettivi a semplice accordo	263
— Amplificatori selettivi a più stadi	266
— Amplificatori selettivi con accoppiamento a trasformatore	268
— Amplificatori selettivi a filtro di banda	270
— Amplificatori selettivi a filtro di banda a più stadi	273
3. Amplificatori selettivi a transistori	275
— Circuito equivalente di un transistor a parametri Y	275
— Amplificatori selettivi a semplice accordo	277
— Neutralizzazione	286
— Amplificatori selettivi a filtro di banda	287

CAPITOLO UNDICESIMO

AMPLIFICATORI A REAZIONE

1. Generalità	291
— Schemi a blocchi e funzioni di trasferimento	291
2. Tipi di reazione	294
3. Proprietà della reazione negativa	298
— Stabilità nell'amplificazione	298
— Effetto dei disturbi e delle distorsioni	299
— Effetto sull'impedenza d'ingresso e d'uscita	301
— Effetto sulla banda passante	303
4. Criteri di studio degli amplificatori a reazione	305
5. Reazione serie-parallelo negli amplificatori a uno stadio	306
— Emitter-follower	309
— Funzionamento dell'emitter-follower in regime dinamico	310
— Funzionamento a riposo dell'emitter-follower	315
— Metodi per elevare l'impedenza d'ingresso in un emitter-follower	320
— Emitter-follower in connessione Darlington	322
— JFET a drain comune (source follower)	325
— Funzionamento in condizioni dinamiche	327
— Funzionamento a riposo del source follower	329
6. Reazione parallelo-parallelo	332
7. Reazione serie-serie	336
8. Invertitori di fase	343
9. Reazione negativa negli amplificatori a più stadi	347
— Reazione di tipo parallelo-serie	347
— Altri esempi di reazione negativa negli amplificatori a più stadi	349
10. Reazione positiva	351
11. Stabilità negli amplificatori a reazione	352
— Criterio di stabilità di Nyquist	354
— Criterio di stabilità di Bode	356
— Margine di guadagno e margine di fase	357
— Stabilizzazione di un amplificatore instabile	358

CAPITOLO DODICESIMO

AMPLIFICATORI A BASE, GATE COMUNE - CASCODE - AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI

1. Generalità	360
2. Amplificatori con base comune	360
— Funzionamento dell'amplificatore in regime dinamico	361
3. Amplificatore con gate a massa	364
— Funzionamento in condizioni dinamiche	364
4. Amplificatore Cascode	367
5. Amplificatore differenziale	371
6. Amplificatore differenziale simmetrico ad accoppiamento di source	374

— Funzionamento in condizioni dinamiche	375
— Alimentazione con corrente costante	377
7. Amplificatore differenziale ad accoppiamento di emettitore	379
— Uso dell'amplificatore differenziale come invertitore di fase	380

CAPITOLO TREDICESIMO

AMPLIFICATORI IN CONTINUA

1. Generalità	381
2. Accoppiamento diretto nei dispositivi comandati in tensione	383
3. Accoppiamento diretto nei dispositivi comandati in corrente	386
4. Banda passante negli amplificatori in continua - Compensazione dei partitori di accoppiamento	390
5. Deriva negli amplificatori in continua	396
— Rappresentazione dei fenomeni di deriva	396
6. Metodi di riduzione e compensazione della deriva	397
7. Chopper	401
8. Correzione della deriva mediante amplificatori a chopper	404

CAPITOLO QUATTORDICESIMO

CIRCUITI INTEGRATI

1. Generalità	407
2. Cenni sulla tecnologia dei circuiti integrati	408
3. Circuiti integrati monolitici	409
— Procedimento fotolitografico	409
— Fasi di realizzazione di un circuito integrato	410
— Esempio pratico di circuito integrato	413
4. Circuiti integrati a film sottile	416
5. Circuiti ibridi	416
6. Dispositivi MOS integrati	417
— MOS complementari (C-MOS)	418
— Impiantazione di ioni	419
7. Classificazione dei circuiti integrati	419
8. Circuiti integrati lineari	420
— Amplificatore differenziale integrato	421
— Amplificatore per alte frequenze integrato	422

CAPITOLO QUINDICESIMO

AMPLIFICATORI DI POTENZA

1. Distorsioni	425
— Distorsioni negli amplificatori a transistori	428
2. Bilanci energetici	430

3. Limiti di dissipazione negli elementi attivi	433
4. Adattamento d'impedenza - trasformatore d'uscita	435
5. Classi di funzionamento negli amplificatori di potenza	440

CAPITOLO SEDICESIMO

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN CLASSE A

1. Amplificatori di potenza a transistori	443
2. Circuiti di pilotaggio degli amplificat. di potenza in classe A	453
3. Amplificatori di potenza in classe A in controfase o push-pull	455
4. Circuiti di pilotaggio di amplificatori in push-pull	460
5. Amplificatori in controfase senza trasformatore d'uscita	461

CAPITOLO DICIASSETTESIMO

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN CLASSE B - CLASSE AB

1. Generalità	464
2. Bilanci energetici negli amplificatori in classe B	466
3. Distorsioni negli amplificatori in classe B - Classe AB	470
4. Amplificatori in classe B a transistori con trasformatore di uscita	472
5. Amplificatori a transistori senza trasformatore d'uscita	478
— Amplificatori con collegamento «single-ended»	478
— Amplificatori a transistori con collegamento «a simmetria complementare»	482
— Amplificatori «a simmetria quasi complementare»	486
— Amplificatori realizzati con V-MOS	489
6. Amplificatori di potenza integrati	490

CAPITOLO DICIOTTESIMO

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN ALTA FREQUENZA - CLASSE C

1. Generalità	495
2. Amplificatori in classe B a transistori	496
AMPLIFICATORI IN CLASSE C A TUBI ELETTRONICI	498
3. Principi di funzionamento di un amplificatore in classe C - Bilanci energetici	498
4. Amplificatori in classe C a triodi - Elementi di progetto	504
— Progetto del circuito risonante anodico	507
— Progetto del circuito d'ingresso	510
— Neutralizzazione	512
5. Amplificatori di potenza in classe C a transistori	514

CAPITOLO DICIANNOVESIMO

ALIMENTATORI

1. Generalità	517
2. Alimentatore a una semionda	518
— Massa di un alimentatore	522
3. Raddrizzatore a doppia semionda	523
4. Filtri	527
5. Alimentatori con filtro RC	528
6. Alimentatori con filtro LC	530
7. Parametri caratteristici di un alimentatore	535
ALIMENTATORI STABILIZZATI	535
8. Diodi Zener usati come stabilizzatori di tensione	536
9. Stabilizzazione con circuiti a reazione	540
10. Alimentatori stabilizzati a transistori	542
11. Dimensionamento di massima degli elementi di un alimentatore stabilizzato	546
12. Parametri caratteristici di un alimentatore stabilizzato	547
— Fattore di stabilizzazione	547
— Resistenza di uscita	548
— Coefficiente di temperatura	548
13. Circuiti stabilizzatori integrati	548

CAPITOLO PRIMO

ELEMENTI DI Elettrotecnica

Si richiamano brevemente alcuni concetti fondamentali e i principali teoremi di elettrotecnica che sono essenziali nello studio dei circuiti elettronici e che si suppongono già sviluppati e acquisiti nei corsi di elettrotecnica generale.

1. Segni convenzionali delle correnti e delle tensioni

Un circuito elettrico è un insieme di elementi variamente connessi tra loro. In essi circolano le correnti elettriche e fra due punti qualsiasi del circuito si determina una differenza di potenziale.

In figura 1 è rappresentata una porzione di circuito. Le correnti hanno il verso convenzionalmente indicato con una freccia; tale verso potrà essere scelto arbitrariamente e la corrente sarà positiva se realmente circola nel verso della freccia (movimento di cariche elettriche positive secondo il verso della freccia), negativa se realmente circola nel verso contrario ad essa.

Il segno convenzionale di una tensione fra due punti o morsetti (differenza di potenziale fra due punti), viene scelto indicando con il segno $+$ il punto a potenziale maggiore e col segno $-$ quello a potenziale minore. La tensione fra i due punti in esame (ad es. punti 5 e 6 di fig. 1) sarà positiva se il punto cui è stato assegnato il segno $+$ si trova effettivamente a potenziale maggiore di quello contrassegnato col segno $-$.

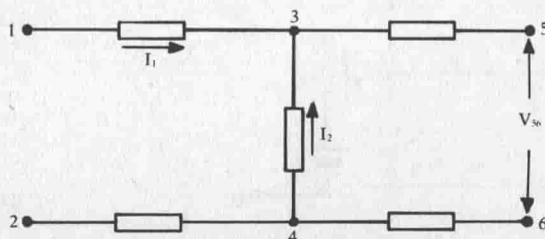


Fig. 1. - Porzione di circuito elettrico.

2. Legge di Ohm - Legge di Ohm generalizzata

Data una resistenza (fig. 2), percorsa da una corrente I nel verso indicato, ai suoi morsetti A e B si stabilisce una differenza di potenziale V_{AB} . Il morsetto in cui la corrente entra risulta a potenziale maggiore rispetto a quello da cui la corrente esce. Nel caso di figura 2 il morsetto A sarà quindi contrassegnato col segno $+$ e quello B col segno $-$. La relazione che lega la tensione V_{AB} con la corrente I risulta:

$$V_{AB} = RI \quad (1)$$

La legge di Ohm generalizzata permette di determinare la differenza di potenziale fra due punti A e B , quando su un qualsiasi percorso che collega i due punti considerati, siano note le f.e.m. agenti e le cadute di tensione sugli elementi che connettono i punti in esame. Tale legge, nel caso di circuiti in continua, è espressa dalla relazione:

$$V_{AB} = \Sigma E - \Sigma RI \quad (2)$$

La (2) comprende come caso particolare la (1).

Nella (2) ΣE indica la somma algebrica delle f.e.m. agenti nel percorso considerato, assumendo positive quelle aventi il morsetto $+$ dalla parte di A . ΣRI indica la somma di tutte le cadute di tensione sulle resistenze che si incontrano lungo il percorso da B ad A . Esse hanno il segno positivo se il verso della corrente che percorre la resistenza R è diretto verso il morsetto A , negativo in caso contrario. Ad esempio nel caso di figura 3, la legge di Ohm generalizzata si scrive:

$$V_{AB} = E_2 - E_1 - (R_1 I_1 - R_2 I_2 + R_3 I_3) = E_2 - E_1 - R_1 I_1 + R_2 I_2 - R_3 I_3$$

Un caso particolare è costituito da un generatore di f.e.m. E avente resistenza interna R_i (fig. 4). In tal caso per la legge di Ohm generalizzata è:

$$V_{AB} = E - R_i I \quad (3)$$



Fig. 2. - Resistenza percorsa da corrente.

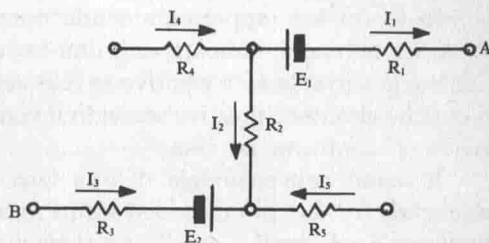


Fig. 3. - Porzione di circuito elettrico.

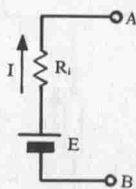


Fig. 4. - Generatore con resistenza interna.

3. Teorema di Kennelly-Steinmetz

Il teorema di Kennelly-Steinmetz permette di applicare ai circuiti in cui agiscono f.e.m. alternative sinusoidali della stessa frequenza e composti, oltre che da resistenze, anche da elementi reattivi (induttanze e condensatori), le stesse regole che si applicano ai circuiti in continua. In tali circostanze, invece delle resistenze, basta considerare le relative impedenze e al posto delle tensioni e correnti continue, espresse da simboli reali, le tensioni e correnti alternative, espresse da simboli complessi.

Ad esempio la legge di Ohm generalizzata può essere espressa dalla relazione:

$$\bar{V}_{AB} = \Sigma \bar{E} - \Sigma \bar{Z} \bar{I} \quad (4)$$

in cui $\bar{Z}$ è un'impedenza (complessa) attraversata dalla corrente $\bar{I}$ che si trova lungo il percorso considerato da B verso A .

4. Generatori di tensione e di corrente

Un generatore è un elemento a due morsetti in grado di fornire potenza ad un utilizzatore che venga collegato fra detti morsetti. La potenza viene fornita dal generatore, in quanto questi è in grado di far fluire nell'utilizzatore una corrente, la quale determina una tensione fra i morsetti in questione.

Si possono distinguere *generatori di tensione* e *generatori di corrente*. Per poter comprendere tale distinzione, definiremo i *generatori ideali di tensione* e i *generatori ideali di corrente*.

Un generatore ideale di tensione è un elemento che fornisce ai suoi morsetti una tensione costante e indipendente dalla corrente che esso eroga all'utilizzatore. Un generatore ideale di tensione viene di solito rappresentato come in figura 5, in cui $\bar{E}$ è la f.e.m. del generatore in notazione complessa (nel caso di f.e.m. continue si avrà un valore E reale). La caratteristica V_{AB} (modulo di $\bar{V}_{AB}$) in funzione di I (modulo di $\bar{I}$), nel caso di un generatore ideale di tensione risulta una retta parallela all'asse delle ascisse (fig. 6), posta ad una distanza E da questo e quindi di equazione:

$$V_{AB} = E \quad (5)$$

Un generatore ideale di corrente è invece un elemento in grado di fornire una corrente costante, indipendente dalla tensione $\bar{V}_{AB}$ che compare ai suoi morsetti. Esso viene normalmente rappresentato come in figura 7, in cui $\bar{I}_0$ è la corrente, in notazione complessa, che viene erogata dal generatore. La caratteristica V_{AB} in funzione di I ,

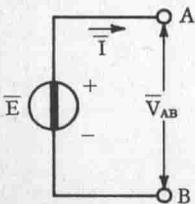


Fig. 5. - Generatore ideale di tensione.

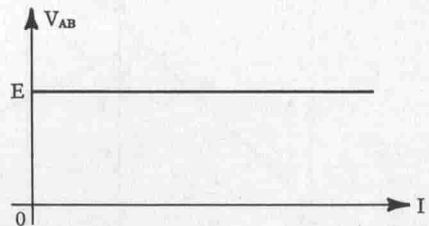


Fig. 6. - Caratteristica tensione-corrente di un generatore ideale di tensione.

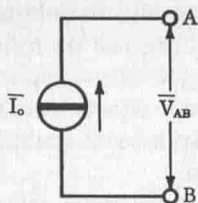


Fig. 7. - Generatore ideale di corrente.

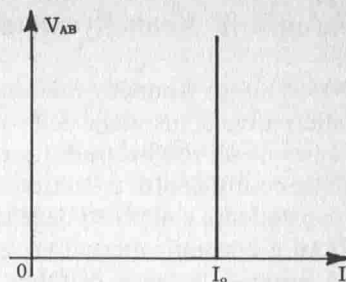


Fig. 8. - Caratteristica tensione-corrente di un generatore di corrente.

questa volta appare come in figura 8, cioè risulta una retta parallela all'asse delle ordinate ad una distanza I_0 da questo e quindi di equazione:

$$I = I_0 \quad (6)$$

In pratica non esistono generatori ideali di tensione, né generatori ideali di corrente, ma solo generatori in cui la tensione ai loro morsetti decresce, in modulo, all'aumentare della corrente erogata.

Per semplicità di trattazione considereremo ora generatori di f.e.m. o di correnti continue, tenendo presente che i risultati che si ottengono, sono validi, per il teorema di Kennelly-Steinmetz, anche per i generatori di f.e.m. o correnti alternative, pur di sostituire alle notazioni reali le corrispondenti notazioni complesse.

Ciò posto, in pratica, la caratteristica tensione-corrente per un qualsiasi generatore reale, si presenta come in figura 9, cioè con una tensione massima pari a E per $I = 0$. In queste ultime condizioni si dice che il generatore è *a vuoto*, il che equivale ad avere applicato ai suoi morsetti un utilizzatore di resistenza infinitamente grande. La tensione V_{AB} si annulla quando i morsetti del generatore vengono cortocircuitati (utilizzatore di impedenza nulla) e la corrente corrispondente viene chiamata *corrente di cortocircuito* I_{cc} .

L'equazione della caratteristica di figura 9 risulta:

$$V_{AB} = E - \frac{E}{I_{cc}} I \quad (7)$$

Confrontando la (7) con la (3) si deduce che in serie alla f.e.m. E del generatore deve esserci una resistenza $R_i = E/I_{cc}$, che viene chiamata resistenza interna del generatore, la

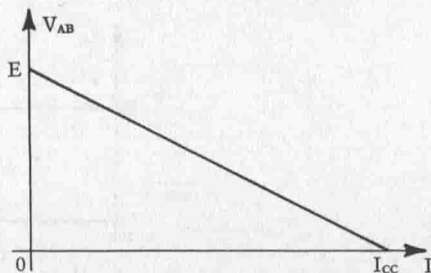


Fig. 9. - Caratteristica tensione-corrente di un generatore reale.

7 - IL MODELLO ATOMICO DI BOHR

Il modello atomico di Rutherford, rappresentava l'atomo in forma piuttosto vaga, come un sistema planetario, senza però fornire le leggi con le quali gli elettroni ruotano intorno al nucleo. Ammettendo che dovessero valere le stesse leggi che valgono per il moto dei pianeti intorno al sole, sorgeva subito una grossa difficoltà per il fatto che gli elettroni non sono elettricamente neutri. Infatti, un corpo carico elettricamente che ruota intorno a un centro fisso, crea un campo elettrico variabile con legge sinusoidale in tutti i punti dello spazio circostante e quindi, per le relazioni che esistono fra i campi elettrici e quelli magnetici, crea anche un campo magnetico oscillante. Esso genera cioè onde elettromagnetiche che si propagano nello spazio costituendo così un centro di irradiazione di energia. Ma allora, l'energia dell'elettrone dovrebbe diminuire continuamente e l'elettrone, avvicinandosi sempre di più al nucleo, finirebbe col cadervi dentro distruggendo così l'atomo concepito come sistema planetario. Poichè questo non avviene, se ne deve dedurre che nel mondo microscopico dell'interno dell'atomo, devono valere leggi diverse da quelle che valgono nel modo macroscopico del nostro sistema planetario. Occorreva dunque trovare delle nuove leggi e queste furono per la prima volta proposte dal fisico danese Niels BOHR e successivamente generalizzate e completate dal fisico tedesco SOMMERFELD.

Secondo la teoria Bohr-Sommerfeld, un elettrone che ruota intorno al nucleo è costretto a descrivere determinate orbite e non *irradia energia, finchè si mantiene su una stessa orbita*. Ad ogni orbita compete perciò una particolare quantità d'energia: l'energia minore compete all'orbita più vicina al nucleo, fra tutte quelle possibili. Le orbite infatti non si susseguono in maniera continua, ma sono distanziate; cioè gli elettroni possono stare soltanto a determinate distanze dal nucleo. L'elettrone può tuttavia *saltare* da un'orbita all'altra: se il salto avviene da un'orbita più esterna ad una più interna, l'elettrone emette energia sotto forma di onde elettromagnetiche; se invece salta su un'orbita più esterna, e quindi di maggiore energia, vuol dire che ha ricevuto dall'esterno la corrispondente quantità d'energia necessaria al salto. Comunque, la perdita e l'acquisto di energia da parte dell'elettrone, e quindi dell'atomo, non possono avvenire in maniera *continua*, ma per salti.

In ogni atomo le orbite su cui si possono muovere gli elettroni in condizioni di equilibrio, sono in numero determinato, ma ognuna di esse non può contenere tutti gli elettroni che compongono l'atomo. Anzi in ogni orbita non vi possono essere più di due elettroni, e questi devono essere, per così dire, *complementari*: cioè, essendo ognuno di essi dotato di moto di rotazione attorno al proprio asse (così come i pianeti), questi due elettroni devono ruotare in senso opposto. Con un termine derivato dal verbo inglese *spin*,

quale provoca una caduta di tensione $R_i I$. Il circuito equivalente del generatore reale di tensione si presenta perciò come in figura 10, in cui è:

$$R_i = E/I_{cc}$$

cioè la resistenza di un generatore reale di tensione è determinata dal rapporto fra la sua f.e.m. E e la corrente di cortocircuito I_{cc} .

Il generatore reale di tensione si avvicina ad un generatore ideale quando la resistenza interna R_i è molto piccola (si noti dall'equazione (7) che R_i rappresenta in valore assoluto il parametro angolare della retta di figura 9, per cui più R_i è piccolo, meno inclinata verso l'asse delle ascisse risulta la retta, costituente la caratteristica del generatore).

Se ora si risolve l'equazione (7) rispetto alla corrente I , si ottiene:

$$I = I_{cc} - \frac{I_{cc}}{E} V_{AB} \quad (8)$$

Osservando la caratteristica del generatore di figura 10, riportata per comodità in figura 11, si constata che per un generico valore V'_{AB} di V_{AB} , la corrente I' fornita dal generatore all'utilizzatore, può essere considerata come risultante dalla differenza fra la corrente di cortocircuito I_{cc} (segmento AC di fig. 11) e la corrente corrispondente al segmento BC che vale:

$$\frac{I_{cc}}{E} V'_{AB}$$

(infatti $BC = BD \tan \alpha = V'_{AB} \tan \alpha$ e $\tan \alpha = I_{cc}/E$).

Quanto ora detto porta a considerare il generatore in esame, come un generatore di corrente, che genera la corrente di cortocircuito I_{cc} e che ne assorbe, nei suoi circuiti interni, una parte $\frac{I_{cc}}{E} V_{AB}$ dipendente dalla tensione ai suoi morsetti, erogando all'utilizzatore la differenza. Poiché, per quanto prima visto, il rapporto E/I_{cc} non è altro che la resistenza interna R_i del generatore e quindi:

$$\frac{I_{cc}}{E} V_{AB} = V_{AB}/R_i$$

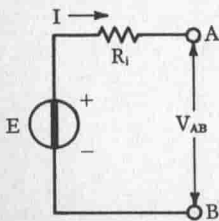


Fig. 10. - Generatore reale di tensione.

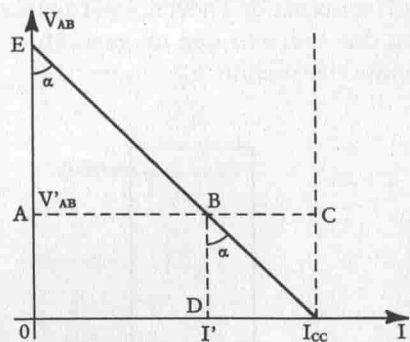


Fig. 11. - Caratteristica tensione-corrente di un generatore reale.

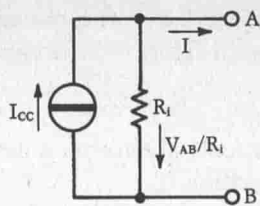


Fig. 12. - Schema di un generatore reale di corrente.

il generatore di corrente risulta avere in parallelo la resistenza interna R_i ; ciò conduce allo schema equivalente di figura 12.

Dai ragionamenti ora svolti si può concludere che un generatore reale può essere rappresentato indifferentemente come un generatore di tensione secondo lo schema di figura 10 o come un generatore di corrente secondo lo schema di figura 12 e che i due circuiti sono equivalenti, essendo stati dedotti ambedue da un generatore, avente la caratteristica tensione-corrente di figura 9.

Considerando infine che, se si indica con R_L la resistenza dell'utilizzatore applicata fra i morsetti A e B di figura 10 o di figura 12, la tensione V_{AB} è data da IR_L , segue che un generatore reale, può essere considerato avvicinarsi ad un generatore ideale di tensione nei casi in cui la tensione V_{AB} si approssima alla f.e.m. E , cioè quando R_i è molto piccola rispetto a R_L , mentre si approssima ad un generatore ideale di corrente quando la corrente V_{AB}/R_L nell'utilizzatore si avvicina al valore I_{cc} , cioè quando R_i è molto grande rispetto a R_L .

5. Teoremi di Thèvenin e Norton

I teoremi di Thèvenin e Norton sono di fondamentale importanza nello studio dei circuiti elettronici, nei limiti in cui questi possono essere considerati lineari, cioè tali da sussistere relazioni di proporzionalità fra tensione e corrente in ogni singolo elemento del circuito. Essi valgono per qualsiasi frequenza dei generatori agenti nella rete e quindi anche nei circuiti in continua, solo che in tal caso al posto delle impedenze compaiono delle resistenze.

Il teorema di Thèvenin permette di sostituire una rete elettrica qualsiasi, considerata fra due morsetti con un generatore reale di tensione. Esso può essere così enunciato, facendo riferimento alla figura 13:

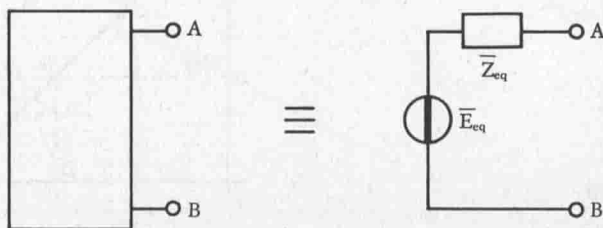


Fig. 13. - Teorema di Thèvenin.

Una rete elettrica, considerata fra due suoi morsetti A e B , è equivalente ad un generatore di tensione avente una f.e.m. $\bar{E}_{eq}$ uguale alla tensione misurata fra A e B , con in serie un'impedenza $\bar{Z}_{eq}$ di valore uguale a quella vista fra i morsetti in questione e ottenuta annullando tutte le f.e.m. dei generatori di tensione e le correnti dei generatori di corrente presenti nella rete.

L'annullamento delle f.e.m. viene ottenuto cortocircuitandole (solo le f.e.m. e non le corrispondenti impedenze interne); quello delle correnti dei generatori di corrente, aprendoli.

L'importanza del teorema di Thèvenin sta nel fatto che è possibile semplificare enormemente reti elettriche complesse. Infatti, applicando tale teorema si può sostituire ad una parte di una rete elettrica, un generatore di tensione equivalente, operando nel modo seguente: si individuano due morsetti A e B della porzione di rete da sostituire e che idealmente costituiscono i punti di connessione delle due parti in cui si può immaginare divisa la rete (fig. 14a); naturalmente tali parti devono essere connesse con due soli conduttori, cioè una volta separate esse devono costituire due bipoli.

Si distaccano quindi le due parti in questione e si applica il teorema di Thèvenin a quella da trasformare; si ottiene così un generatore di f.e.m. $\bar{E}_{eq} = \bar{V}_{AB}$, con in serie una impedenza $\bar{Z}_{eq}$. A questo punto si riconnette la porzione di rete che era stata staccata (fig. 14b) e si proseguono i calcoli.

Il teorema di Norton è analogo a quello di Thèvenin, solo che permette di sostituire una rete elettrica qualsiasi, considerata fra due suoi morsetti, con un generatore di corrente. Esso può essere così enunciato, facendo riferimento alla figura 15:

Una rete elettrica considerata fra due suoi morsetti A e B è equivalente ad un generatore di corrente, di valore $\bar{I}_{eq}$ pari alla corrente che si ottiene ponendo in cortocircuito i due morsetti, con in parallelo una impedenza $\bar{Z}_{eq}$ di valore pari a quella vista

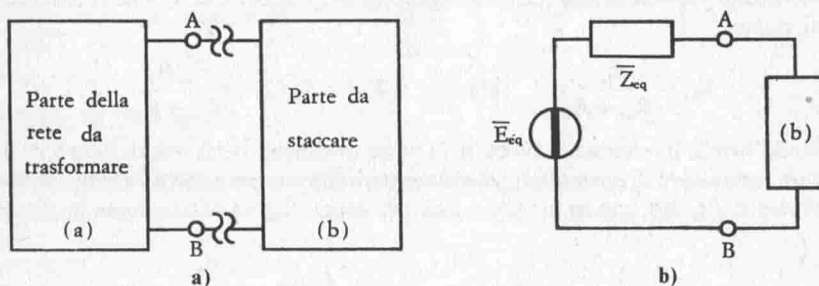


Fig. 14. - Applicazione del teorema di Thèvenin

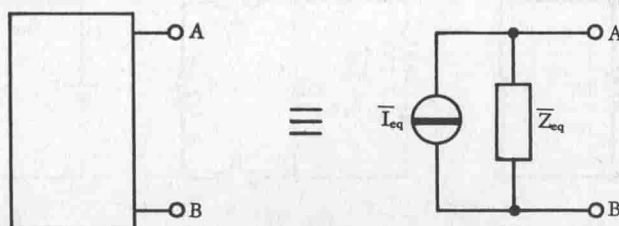


Fig. 15. - Applicazione del teorema di Norton.

fra i morsetti considerati, annullando tutte le f.e.m. dei generatori di tensione e le correnti dei generatori di corrente presenti nella rete.

In realtà il teorema di Norton si può considerare derivato dal teorema di Thèvenin, tenendo presente quanto visto nel paragrafo precedente. Infatti il generatore di tensione di figura 13 può essere trasformato nel generatore di corrente di figura 15, in cui $I_{eq} = \bar{E}_{eq} / \bar{Z}_{eq}$ si ottiene cortocircuitando il generatore di tensione.

I teoremi enunciati trovano larga applicazione nel caso si voglia calcolare la corrente che scorre in un ramo di una rete elettrica o la tensione ai suoi capi. In tal caso basta distaccare il ramo in questione e applicare il teorema di Thèvenin o Norton alla restante parte della rete. Tale applicazione sarà meglio chiarita con un esempio in cui per semplicità ci si riferirà ad un circuito in continua.

Esempio:

Nel circuito di figura 16, si vuole calcolare la corrente nella resistenza R_3 e la tensione ai suoi capi.

In tal caso, applicando il teorema di Thèvenin, basta aprire la rete fra i punti A e B , staccando la resistenza R_3 (fig. 17). La parte sinistra, può essere ora sostituita da un generatore di tensione di f.e.m.

$$E_{eq} = V_{AB} = \frac{E}{R_1 + R_2} R_2 \quad (9)$$

con in serie una resistenza R_{eq} ottenuta calcolando la resistenza fra i morsetti A e B , dopo aver cortocircuitato il generatore E . Notando che in tal caso R_1 e R_2 vengono a trovarsi in parallelo, si ha:

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (10)$$

A questo punto riconnettendo il ramo in precedenza staccato, si ottiene il circuito di figura 18, da cui si ricava:

$$I_{R3} = \frac{E_{eq}}{R_{eq} + R_3} \quad (11); \quad V_{R3} = R_3 I_{R3} = \frac{E_{eq} R_3}{R_{eq} + R_3}$$

Applicando invece il teorema di Norton, la parte di sinistra della rete di figura 17 può essere sostituita da un generatore di corrente I_{eq} di valore pari alla corrente che si ottiene cortocircuitando i morsetti A e B (fig. 19), con in parallelo una resistenza R_{eq} , calcolata come in precedenza. Si ha:

$$I_{eq} = \frac{E}{R_1}; \quad R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (12)$$

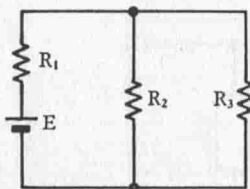


Fig. 16.

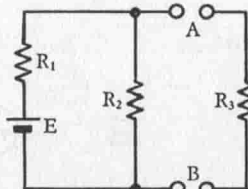


Fig. 17.

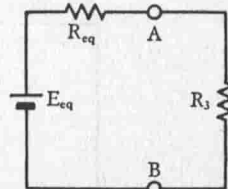


Fig. 18

Esempio di applicazione del teorema di Thèvenin.

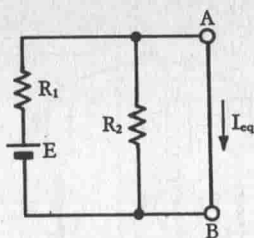


Fig. 19.

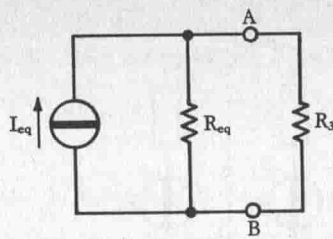


Fig. 20.

Applicazione del teorema di Norton.

Riconnettendo ora il ramo in precedenza staccato, si giunge al circuito di figura 20, da cui si ricava:

$$V_{R3} = V_{AB} = I_{eq} \frac{R_{eq} R_3}{R_{eq} + R_3}$$

$$I_{R3} = \frac{V_{R3}}{R_3} = \frac{I_{eq} R_{eq}}{R_{eq} + R_3} \quad (13)$$

È facile verificare che i risultati ottenuti con i due procedimenti coincidono. Infatti la (11) può essere scritta, tenendo conto delle (9) e (10):

$$I_{R3} = \frac{ER_2/(R_1 + R_2)}{R_1 R_2/(R_1 + R_2) + R_3} = \frac{ER_2}{R_1 R_2 + R_3 (R_1 + R_2)} \quad (14)$$

e la (13), tenendo conto delle (12):

$$I_{R3} = \frac{(E/R_1) \cdot R_1 R_2/(R_1 + R_2)}{R_1 R_2/(R_1 + R_2) + R_3} = \frac{ER_2}{R_1 R_2 + R_3 (R_1 + R_2)} \quad (15)$$

il che dimostra la coincidenza delle (14) e (15).

6. Teorema di Millman

Il teorema di Millman si applica ad un circuito costituito da n lati in parallelo. Indicando con A e B (fig. 21) i morsetti comuni, il teorema afferma che:

La tensione $\bar{V}_{AB}$ risulta uguale al prodotto della corrente $\bar{I}_{cc}$ che si ottiene mettendo in corto circuito i due morsetti A e B , moltiplicata per l'impedenza $\bar{Z}_{AB}$ vista fra i morsetti considerati.

Poiché risulta (fig. 22):

$$\bar{I}_{cc} = \frac{\bar{E}_1}{\bar{Z}_1} + \frac{\bar{E}_2}{\bar{Z}_2} + \dots \frac{\bar{E}_n}{\bar{Z}_n} = \sum_{i=1}^n \frac{\bar{E}_i}{\bar{Z}_i}$$

$$\bar{Z}_{AB} = \frac{1}{1/\bar{Z}_1 + 1/\bar{Z}_2 + \dots 1/\bar{Z}_n} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\bar{Z}_i}}$$

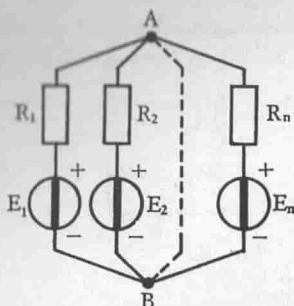


Fig. 21.

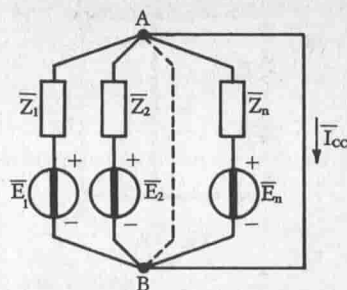


Fig. 22.

Applicazione del teorema di Millman.

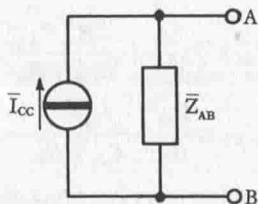


Fig. 23. - Circuito equivalente a quello di figura 21, in base al teorema di Norton.

il teorema di Millman si può esprimere nella forma:

$$\bar{V}_{AB} = \frac{\sum_{i=1}^n \bar{E}_i}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\bar{Z}_i}} \quad (16)$$

Si può osservare che tale teorema deriva direttamente dal teorema di Norton. Infatti il circuito di figura 21 visto fra i morsetti A e B si può considerare equivalente a quello di figura 23, da cui si deduce:

$$\bar{V}_{AB} = \bar{I}_{cc} \cdot \bar{Z}_{AB}$$

7. Principio di sovrapposizione degli effetti

Il principio di sovrapposizione degli effetti si applica ai circuiti lineari, cioè a quei circuiti in cui sussistono relazioni di proporzionalità fra tensioni e correnti. In particolare, in tali circuiti, applicando f.e.m. di forma sinusoidale, circolano sempre correnti anch'esse di forma sinusoidale.

Il principio in questione stabilisce che: *l'effetto prodotto da più cause agenti simultaneamente è uguale alla somma degli effetti prodotti dalle singole cause, considerate agenti una per volta.*

In particolare, se in un circuito agisce una f.e.m. continua ed una alternata, le correnti nei vari rami del circuito e le tensioni fra una coppia qualsiasi di punti sono costituite da una componente continua e una alternata. In tale caso le componenti continue si calcolano come se nel circuito agisse la sola f.e.m. continua e quelle alternate

come se agisse la sola f.e.m. alternata. Anche la potenza dissipata in una resistenza risulta data dalla somma delle potenze dissipate dalle componenti continua e alternata, considerate separatamente.

Esempio:

A titolo di esempio, consideriamo il circuito di figura 24, in cui:

$$E = 80 \text{ V}$$

$$e = E_M \cos(\omega t + \varphi) = 50 \cos(\omega t + 30^\circ)$$

$$R = 20 \text{ k}\Omega$$

proponendoci di determinare la corrente complessiva che scorre nella resistenza R e la potenza in essa dissipata.

Considerando in primo luogo agente il solo generatore continuo (fig. 25), si ha:

$$I_o = \frac{E}{R} = \frac{80}{20 \cdot 10^3} = 4 \text{ mA}$$

Considerando ora agente la sola f.e.m. alternativa (fig. 26) e indicando con I_M l'ampiezza della corrente alternativa, si ottiene:

$$I_M = \frac{E_M}{R} = \frac{50}{20 \cdot 10^3} = 2,5 \text{ mA}$$

$$i = 2,5 \cos(\omega t + 30^\circ) \text{ mA}$$

La corrente totale i_t vale ora, per il principio di sovrapposizione:

$$i_t = I_o + i = [4 + 2,5 \cos(\omega t + 30^\circ)] \text{ mA}$$

L'andamento nel tempo della i_t è riportato in figura 27.

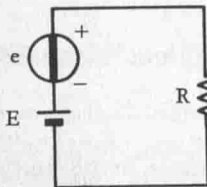


Fig. 24.

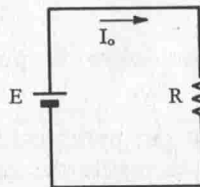


Fig. 25.

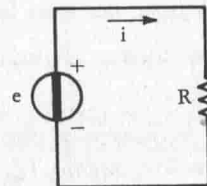


Fig. 26.

Applicazione del principio di sovrapposizione degli effetti.

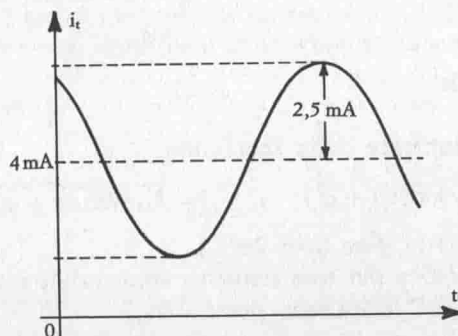


Fig. 27. - Andamento della corrente nella resistenza R .

La potenza dissipata nella resistenza R risulta somma della potenza dissipata dalla componente continua ($P_o = I_o^2 R$) e dalla componente alternata ($P = I_M^2 R/2$); perciò:

$$P_t = I_o^2 R + I_M^2 R/2 =$$

$$= (4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 20 \cdot 10^3 + (2,5 \cdot 10^{-3})^2 \frac{20 \cdot 10^3}{2} = 0,3825 \text{ W}$$

8. Generalità sulle forme d'onda

Una forma d'onda di tensione o di corrente viene definita come l'insieme di valori che la tensione o la corrente assumono nel tempo. Essa può essere espressa in forma analitica mediante una funzione del tempo $v = v(t)$ o $i = i(t)$, oppure graficamente tramite un diagramma cartesiano in cui si riportano in ascisse i tempi e in ordinate i corrispondenti valori di tensione o di corrente. Un terzo modo di esprimere una forma d'onda, importante nello studio dei circuiti mediante elaboratori elettronici, è quello di rappresentarla con una tabella numerica, in cui si faccia corrispondere ad ogni valore del tempo t un valore della tensione v o della corrente i .

Fra i vari tipi di forme d'onda, molto importante è quello delle forme periodiche, che sono caratterizzate dal fatto che la tensione o la corrente riassumono la stessa sequenza di valori dopo un determinato intervallo di tempo T , chiamato *periodo*.

Di ciascuna forma d'onda si possono definire diversi valori; fra i più importanti sono:

- il *valore istantaneo* V, I , che è il valore assunto dalla tensione o corrente in un determinato istante t ;
- il *valore massimo* V_M, I_M , che è il valore più grande assunto dalla tensione o dalla corrente nei vari istanti.

Per le forme d'onda periodiche, oltre al periodo T prima menzionato, si definiscono:

- la *frequenza* f che è l'inverso del periodo ($f = 1/T$);
- il *valore medio* V_m, I_m , che è la media dei valori istantanei in un periodo;
- il *valore efficace* $V_{\text{eff}}, I_{\text{eff}}$, che è la radice quadrata della media dei quadrati dei valori istantanei in un periodo.

Si esamineranno ora le forme d'onda di più comune impiego:

a) Forma d'onda sinusoidale

Viene espressa analiticamente dalla relazione:

$$v = V_M \sin(\omega t + \varphi); \quad i = I_M \sin(\omega t + \varphi)$$

in cui ω è la *pulsazione* e φ la *fase* ($\omega = 2\pi/T$).

La rappresentazione grafica per una tensione sinusoidale è riportata in figura 28.

La fase definisce il valore istantaneo per $t = 0$:

$$V_o = V_M \sin \varphi$$

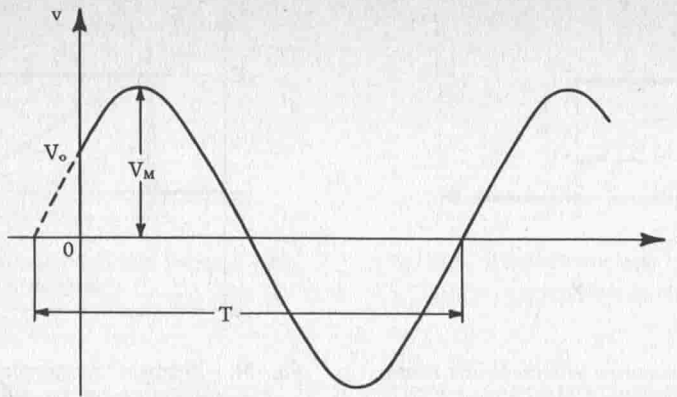


Fig. 28. - Rappresentazione grafica di una tensione sinusoidale.

Come è noto dall'elettrotecnica, il valore efficace di una tensione sinusoidale vale:

$$V_{\text{eff}} = V_M / \sqrt{2}$$

mentre il valore medio come prima definito è nullo; tuttavia si ricorre spesso al valor medio in un semiperiodo che vale:

$$V_m = 2V_M / \pi$$

Le forme d'onda sinusoidali sono fra le più comuni non solo nell'elettrotecnica, ma anche nell'elettronica tradizionale e nelle telecomunicazioni; inoltre, come si vedrà in seguito, tutte le forme d'onda periodiche si possono pensare composte da un numero, anche infinito, di forme d'onda sinusoidali.

b) Forma d'onda a gradino

Una forma d'onda a gradino, di tensione o di corrente, è caratterizzata dal fatto di avere valore nullo fino ad un certo istante t_0 e di assumere un valore finito e costante E o I_0 dall'istante t_0 in poi. Graficamente è rappresentata in figura 29.

Il segnale a gradino è in pratica piuttosto frequente; infatti esso compare ogni volta che si applica ad un circuito una f.e.m. continua, mediante chiusura di un interruttore.

Il segnale a gradino costituisce spesso un segnale di prova per il comportamento dei circuiti, poiché, oltre ad essere molto facile da applicare, dalla risposta di un circuito ad un segnale a gradino, si può dedurre il suo comportamento ad un segnale qualsiasi.

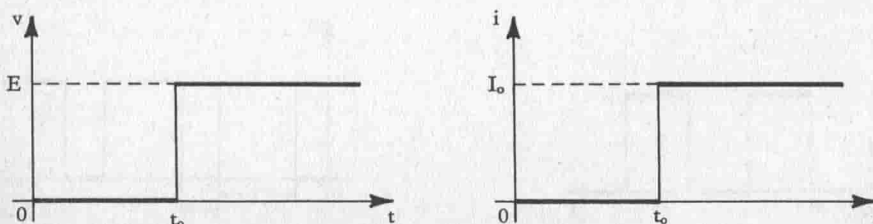


Fig. 29. - Rappresentazione grafica di una forma d'onda a gradino di tensione e di corrente.

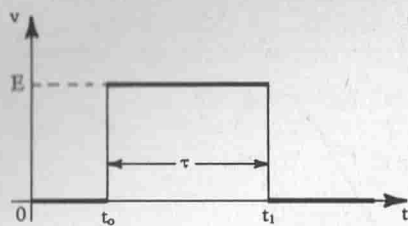


Fig. 30. - Rappresentazione grafica di una forma d'onda rettangolare.

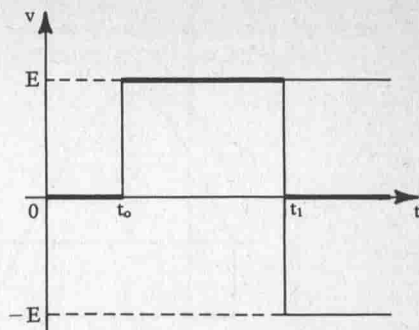


Fig. 31. - Segnale rettangolare derivato dalla somma di due segnali a gradino.

c) Forma d'onda rettangolare

Una forma d'onda rettangolare di tensione ha la caratteristica di avere valore zero fino ad un certo istante t_0 e un valore finito E costante da t_0 ad un altro istante t_1 , dopo di che ritorna bruscamente al valore zero. Tale forma d'onda rappresentata graficamente in figura 30 viene anche chiamata *impulso rettangolare* di durata $\tau = t_1 - t_0$. Un impulso rettangolare può essere considerato come risultante della somma di due segnali a gradino, uno positivo di ampiezza E , avente origine all'istante t_0 e uno negativo della stessa ampiezza con origine all'istante t_1 , come mostrato in figura 31.

Una serie di impulsi rettangolari che si succedono con un periodo costante τ costituisce un'onda rettangolare o quadra. Se il periodo è uguale al doppio della durata di ciascun impulso, l'onda è simmetrica (fig. 32), in caso contrario dissimmetrica (fig. 33). Si può notare che il valor medio di un'onda quadra simmetrica, di ampiezza E , vale $E/2$.

d) Forma d'onda triangolare

La caratteristica di una forma d'onda triangolare è quella di variare linearmente nel tempo a partire da un certo istante t_0 fino ad un altro istante t_1 , oltre il quale si annulla bruscamente. Tale forma di durata $\tau = t_1 - t_0$ è rappresentata in figura 34. Se all'istante t_1 ha inizio una nuova onda triangolare ancora di durata τ e così di seguito, si parlerà di *forma d'onda a dente di sega* di periodo τ (fig. 35), il cui valor medio risulta pari alla metà

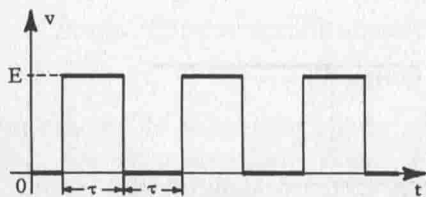


Fig. 32. - Onda rettangolare simmetrica.

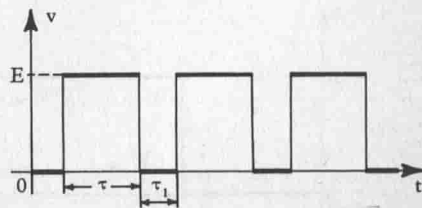


Fig. 33. - Onda rettangolare dissimmetrica.

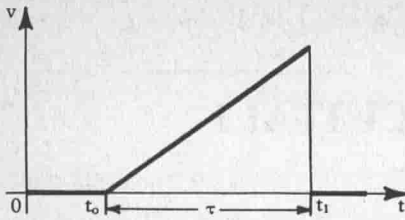


Fig. 34. - Rappresentazione di una forma d'onda triangolare.

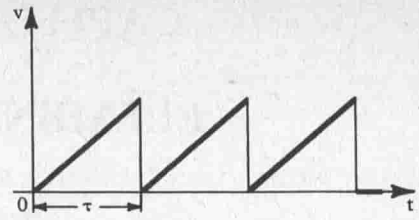


Fig. 35. - Rappresentazione di una forma d'onda a dente di sega.

del valor massimo. Nel caso di figura 34 si parlerà più appropriatamente di *impulso triangolare*.

CAPITOLO SECONDO

ELEMENTI CIRCUITALI

1. Accoppiamento fra generatore e carico. Condizioni di massimo trasferimento di potenza

Un generatore reale di tensione (un generatore reale di corrente è riconducibile ad uno di tensione applicando il teorema di Thévenin) è caratterizzato da una f.e.m. $\bar{E}$ e da una impedenza interna $\bar{Z}_g$ ed eroga ad un circuito utilizzatore di impedenza $\bar{Z}_L$ una potenza P quando esso è collegato come in figura 1.

La potenza assorbita dall'utilizzatore è proporzionale alla componente resistiva dell'impedenza $\bar{Z}_L$ e al quadrato del modulo della corrente $\bar{I}$ che l'attraversa, la quale dipende a sua volta dall'impedenza complessiva del circuito $\bar{Z}_g + \bar{Z}_L$. Ponendo:

$$\bar{Z}_g = R_g + jX_g$$

$$\bar{Z}_L = R_L + jX_L$$

si può scrivere per la corrente $\bar{I}$:

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{(R_g + R_L) + j(X_g + X_L)}$$

e, in modulo:

$$I = \frac{E}{\sqrt{(R_g + R_L)^2 + (X_g + X_L)^2}}$$

dove I ed E sono i valori efficaci della corrente e della f.e.m. rispettivamente.

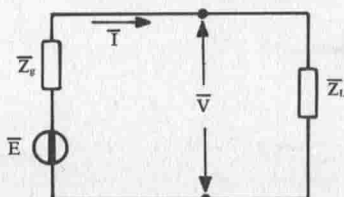


Fig. 1. - Generatore reale di tensione collegato ad un utilizzatore.

La potenza assorbita dall'utilizzatore vale:

$$P = R_L I^2 = \frac{E^2}{(R_g + R_L)^2 + (X_g + X_L)^2} R_L \quad (1)$$

e risulta dipendere sia dalla resistenza R_L che dalla reattanza X_L del carico. Dalla (1) si osserva che, a parità di R_L essa è massima quando

$$X_L = -X_g$$

Infatti, in tal caso, la componente reattiva del circuito risulta nulla e il denominatore della (1) assume il minimo valore. In questa ipotesi la (1) diventa:

$$P = \frac{E^2}{(R_g + R_L)^2} R_L \quad (2)$$

che è l'espressione che si otterrebbe nel caso che, sia l'impedenza del generatore, che

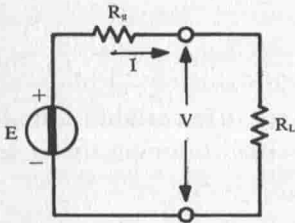


Fig. 2. - Generatore di tensione inserito in un circuito puramente resistivo.

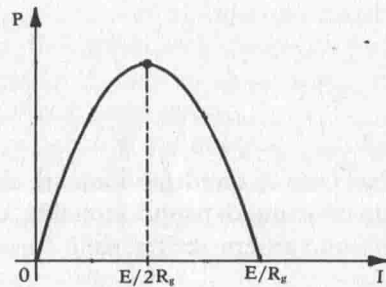


Fig. 3. - Andamento della potenza in funzione della corrente nel circuito di figura 2.

quella del carico, fossero ambedue resistive, come indicato in figura 2. In quest'ultima ipotesi, la potenza P può anche essere espressa dalla relazione:

$$P = V \cdot I = (E - R_g I) I = E \cdot I - R_g I^2 \quad (3)$$

La (3) mostra che la curva della potenza P in funzione della corrente I è una parabola, che ha la forma indicata in figura 3, con il vertice cui corrisponde il massimo valore della potenza P , nel punto di ascissa:

$$I = \frac{E}{2R_g} \quad (4)$$

Il valore di corrente (4) si ottiene quando:

$$R_L = R_g$$

Si può quindi concludere che un generatore avente impedenza interna $\bar{Z}_g$ è in grado di erogare ad un utilizzatore di impedenza $\bar{Z}_L$ la massima potenza, quando la reattanza dell'utilizzatore X_L è di segno opposto a quella del generatore X_g e la resistenza dell'utilizzatore R_L uguaglia la resistenza interna del generatore R_g .

2. Quadripoli

Un quadripolo è una rete elettrica in cui sono individuate due coppie di morsetti, una di entrata e una di uscita secondo lo schema di figura 4.

Il comportamento di un quadripolo può essere stabilito determinando le relazioni che legano le variabili ai morsetti di uscita con quelle ai morsetti d'ingresso in modo analogo a quanto avviene per un bipolo. A differenza di quest'ultimo però, in cui le variabili sono solamente due, cioè tensione ai morsetti del bipolo e corrente d'ingresso e quindi è sufficiente una equazione a determinarne il comportamento, nel caso di un quadripolo le variabili sono quattro: tensione v_1 e corrente i_1 ai morsetti d'ingresso; tensione v_2 e corrente i_2 ai morsetti d'uscita. Si possono quindi esprimere due variabili in funzione delle altre due.

A seconda delle variabili assunte come indipendenti, si hanno relazioni di diverso tipo. Le più in uso sono:

$$\begin{cases} v_1 = f(i_1, i_2) \\ v_2 = f(i_1, i_2) \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} i_1 = f(v_1, v_2) \\ i_2 = f(v_1, v_2) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} v_1 = f(i_1, v_2) \\ i_2 = f(i_1, v_2) \end{cases} \quad (7)$$

Nel caso di quadripoli lineari, cioè di reti elettriche in cui le variabili sono legate fra loro da relazioni di proporzionalità, e se gli elementi del circuito sono resistivi, le (5), (6) e (7) possono essere scritte nella forma:

$$\begin{cases} v_1 = r_{11}i_1 + r_{12}i_2 \\ v_2 = r_{21}i_1 + r_{22}i_2 \end{cases} \quad (5')$$

$$\begin{cases} i_1 = g_{11}v_1 + g_{12}v_2 \\ i_2 = g_{21}v_1 + g_{22}v_2 \end{cases} \quad (6')$$

$$\begin{cases} v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \end{cases} \quad (7')$$

Nella (5') i parametri r_{11} , r_{12} , r_{21} , r_{22} , hanno le dimensioni di una resistenza e sono chiamati *parametri resistivi* del quadripolo. Nella (6') g_{11} , g_{12} , g_{21} , g_{22} hanno le dimensioni di una conduttanza e sono chiamati *parametri conduttivi* del quadripolo. Nella (7') h_{11} ha le dimensioni di una resistenza, h_{22} di una conduttanza, h_{12} e h_{21} sono adimensionali, per cui tali parametri sono chiamati *parametri ibridi* del quadripolo.

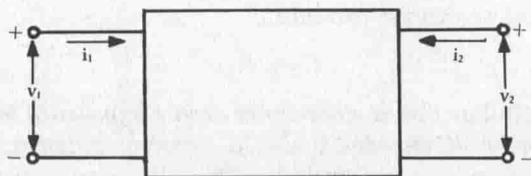


Fig. 4. - Schema di un quadripolo.

Significato fisico dei parametri di un quadripolo

Se i morsetti di uscita del quadripolo sono aperti ($i_2 = 0$), le (5') diventano:

$$\begin{cases} v_1 = r_{11} i_1 \\ v_2 = r_{21} i_1 \end{cases}$$

da cui:

$$r_{11} = \left(\frac{v_1}{i_1} \right)_{i_2=0} \quad r_{21} = \left(\frac{v_2}{i_1} \right)_{i_2=0} \quad (8)$$

Se, invece, sono aperti i morsetti d'ingresso ($i_1 = 0$), le (5') risultano:

$$\begin{cases} v_1 = r_{12} i_2 \\ v_2 = r_{22} i_2 \end{cases}$$

da cui:

$$r_{12} = \left(\frac{v_1}{i_2} \right)_{i_1=0} \quad r_{22} = \left(\frac{v_2}{i_2} \right)_{i_1=0} \quad (9)$$

Dalle (8) e (9) si osserva che r_{11} rappresenta la resistenza d'ingresso del quadripolo quando il circuito d'uscita è aperto; r_{22} la resistenza di uscita quando l'ingresso è aperto; r_{12} misura l'effetto del circuito di uscita sull'ingresso a circuito aperto; r_{21} misura l'effetto del circuito di ingresso sull'uscita a circuito d'uscita aperto.

Considerazioni analoghe possono essere fatte per gli altri parametri del quadripolo.

Circuiti equivalenti di un quadripolo

In un bipolo, nota la relazione che lega la tensione con la corrente ai suoi morsetti, è possibile dedurre un circuito equivalente costituito da un generatore di tensione con una impedenza (o resistenza, nel caso di bipoli resistivi) in serie, oppure da un generatore di corrente con una conduttanza in parallelo. Analogamente, un quadripolo può essere rappresentato con un circuito equivalente.

Facendo riferimento alle relazioni (5'), risulta il circuito equivalente di figura 5, in cui sia il circuito d'ingresso che quello d'uscita sono rappresentati da generatori di tensione con una resistenza in serie.

Dalla relazione (6') risulta il circuito equivalente di figura 6, in cui sia il circuito d'ingresso che quello di uscita sono rappresentati da generatori di corrente con in parallelo una conduttanza. Infine, dalla relazione (7'), risulta il circuito equivalente di

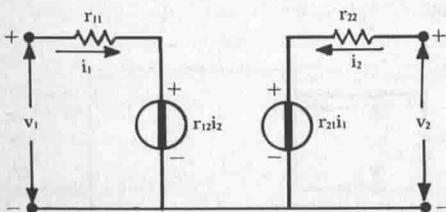


Fig. 5. - Circuito equivalente di un quadripolo con parametri resistivi.

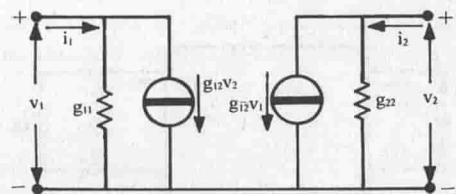


Fig. 6. - Circuito equivalente di un quadripolo con parametri conduttivi.

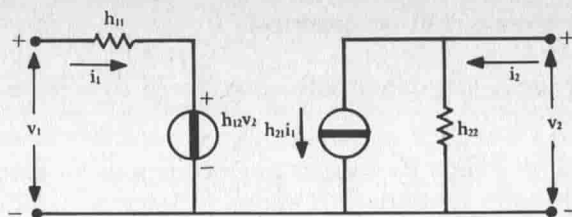


Fig. 7. - Circuito equivalente di un quadripolo con parametri ibridi.

figura 7. Tali circuiti equivalenti si presentano come doppi bipoli, uno relativo al circuito d'ingresso e l'altro al circuito d'uscita.

Nel caso che il quadripolo non contenga solo parametri resistivi, ma anche reattivi, le relazioni (5'), (6'), (7'), diventano relazioni fra grandezze complesse e i parametri diventano impedenze o ammettenze. I parametri r_{12} , g_{12} , h_{12} , misurano l'influenza che il circuito d'uscita ha su quello d'ingresso e, viceversa, r_{21} , g_{21} , h_{21} , quella che il circuito d'ingresso ha sull'uscita.

Resistenza d'ingresso e d'uscita di un quadripolo

La resistenza d'ingresso di un quadripolo è quella vista ai morsetti di entrata quando quelli di uscita sono chiusi su un carico R_L (fig. 8). Essa è data dal rapporto:

$$R_i = v_1 / i_1$$

ed è determinabile dalle relazioni (5'), (6') o (7'), ponendo $v_2 = -R_L i_2$.

Ad esempio la (5') diventa:

$$\begin{cases} v_1 = r_{11}i_1 + r_{12}i_2 \\ -R_L i_2 = r_{21}i_1 + r_{22}i_2 \end{cases} \quad (10)$$

Ricavando i_2 dalla seconda delle (10) e sostituendo nella prima:

$$i_2 = -\frac{r_{21}}{R_L + r_{22}} i_1$$

$$v_1 = \left(r_{11} - \frac{r_{12}r_{21}}{R_L + r_{22}} \right) i_1$$

da cui:

$$R_i = \frac{v_1}{i_1} = r_{11} - \frac{r_{12}r_{21}}{R_L + r_{22}} \quad (11)$$

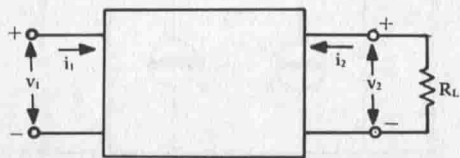
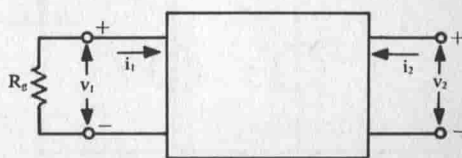
Fig. 8. - Quadripolo chiuso su un carico R_L .

Fig. 9. - Determinazione della resistenza d'uscita di un quadripolo.

Analogamente dalle (6') e (7'), si ricava:

$$G_i = 1/R_i = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}R_L}{1 + g_{22}R_L} \quad (12)$$

$$R_i = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}R_L}{1 + h_{22}R_L} \quad (13)$$

La resistenza di uscita R_u di un quadripolo è quella vista ai morsetti di uscita quando viene annullata la f.e.m. (nel caso di generatore di tensione) o la corrente (nel caso di generatore di corrente) del generatore d'ingresso (fig. 9). In altre parole si considerano i morsetti d'ingresso chiusi sulla resistenza interna del generatore.

Con riferimento alla figura 9 è:

$$R_u = v_2/i_2$$

e poiché:

$$v_1 = -R_g i_1 \quad (14)$$

sostituendo la (14) nelle (5'), (6'), (7'), si ricava R_u . Ad esempio nelle (5') si ha:

$$\begin{cases} -R_g i_1 = r_{11} i_1 + r_{12} i_2 \\ v_2 = r_{21} i_1 + r_{22} i_2 \end{cases} \quad (15)$$

Ricavando i_1 dalla prima delle (15) e sostituendo nella seconda:

$$i_1 = -\frac{r_{12}}{r_{11} + R_g} i_2$$

$$v_2 = r_{22} i_2 - \frac{r_{12}r_{21}}{r_{11} + R_g} i_2$$

da cui:

$$R_u = \frac{v_2}{i_2} = r_{22} - \frac{r_{12}r_{21}}{r_{11} + R_g} \quad (16)$$

Analogamente dalle (6') e (7'), sempre tenendo conto della (14), si ricava:

$$G_u = 1/R_u = g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}R_g}{1 + g_{11}R_g} \quad (17)$$

$$G_u = 1/R_u = h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11} + R_g} \quad (18)$$

Osservando le (11), (12) e (13), si nota che, nel caso non ci sia interazione del circuito d'uscita sul circuito d'ingresso, cioè se r_{12} , g_{12} , h_{12} , sono nulli, la resistenza d'ingresso coincide con quella del bipolo d'ingresso nei circuiti equivalenti di figura 5, 6 e 7. Analogamente, in caso di assenza di interazione del circuito d'ingresso sull'uscita, cioè se r_{21} , g_{21} e h_{21} sono nulli, la resistenza d'uscita coincide con quella del bipolo di uscita nei circuiti equivalenti di figura 5, 6 e 7.

Teorema di Miller

Il teorema di Miller trova largo impiego in elettronica ogni qualvolta esista in un quadripolo un collegamento diretto fra ingresso e uscita.

Un caso tipico è quello in cui un morsetto d'ingresso, posto a massa, è comune ad un morsetto d'uscita, cioè ingresso e uscita hanno massa comune.

In tali condizioni, facendo riferimento alla figura 10, indichiamo i morsetti d'ingresso con i numeri 1 e 0, quelli di uscita con 2 e 0 e con $\bar{Z}$ l'impedenza che collega direttamente i morsetti 1 e 2. Inoltre siano $\bar{V}_1$ e $\bar{V}_2$, $\bar{I}_1$ e $\bar{I}_2$, in notazione complessa, le tensioni e correnti d'ingresso e d'uscita rispettivamente.

Il teorema di Miller afferma che: *l'effetto dell'impedenza $\bar{Z}$ è lo stesso di un'impedenza:*

$$\bar{Z}_1 = \frac{\bar{Z}}{1 - \bar{V}_2/\bar{V}_1} \quad (19)$$

posta fra i morsetti 1 e 0 e di un'impedenza:

$$\bar{Z}_2 = \frac{\bar{Z}}{1 - \bar{V}_1/\bar{V}_2} \quad (20)$$

posta fra 2 e 0 come indicato in figura 11.

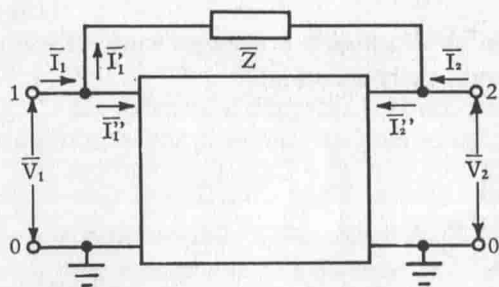


Fig. 10. - Quadripolo con ingresso e uscita collegati direttamente da un'impedenza $\bar{Z}$.

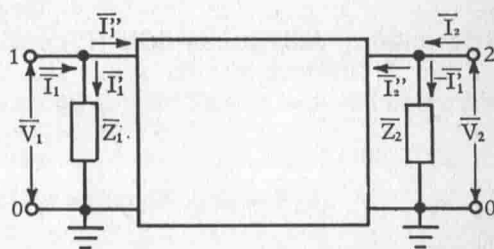


Fig. 11. - Circuito equivalente a quello di figura 10.

Infatti, con riferimento alla figura 10, la corrente $\bar{I}_1$ che entra nel morsetto 1, vale:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_1' + \bar{I}_1''$$

essendo $\bar{I}_1'$ la corrente che attraversa l'impedenza $\bar{Z}$. Analogamente per la corrente $\bar{I}_2$, entrante nel morsetto 2 si ha:

$$\bar{I}_2 = -\bar{I}_1' + \bar{I}_2''$$

Ma la corrente $\bar{I}_1$ è data dalla relazione:

$$\bar{I}_1' = \frac{\bar{V}_1 - \bar{V}_2}{\bar{Z}} = \frac{\bar{V}_1(1 - \bar{V}_2/\bar{V}_1)}{\bar{Z}} = \frac{\bar{V}_1}{\bar{Z}/(1 - \bar{V}_2/\bar{V}_1)} = \frac{\bar{V}_1}{\bar{Z}_1}$$

avendo posto:

$$\bar{Z}_1 = \frac{\bar{Z}}{1 - \bar{V}_2/\bar{V}_1}$$

il che indica che agli effetti del circuito d'ingresso è come se fra i morsetti 1 e 0 fosse inserita l'impedenza $\bar{Z}_1$.

D'altra parte è anche:

$$-\bar{I}'_1 = \frac{\bar{V}_2 - \bar{V}_1}{\bar{Z}} = \frac{\bar{V}_2(1 - \bar{V}_1/\bar{V}_2)}{\bar{Z}} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{Z}(1 - \bar{V}_1/\bar{V}_2)} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{Z}_2}$$

avendo posto:

$$\bar{Z}_2 = \frac{\bar{Z}}{1 - \bar{V}_1/\bar{V}_2}$$

e ciò indica che agli effetti del circuito di uscita l'impedenza $\bar{Z}$ si comporta come un'impedenza $\bar{Z}_2$ inserita fra i morsetti 2 e 0.

Il circuito di figura 10 risulta quindi equivalente a quello di figura 11, in quanto nei due circuiti le correnti $\bar{I}_1$ e $\bar{I}_2$ e le tensioni $\bar{V}_1$ e $\bar{V}_2$ sono restaste inalterate.

Esempio:

Nella rete di figura 10, se all'ingresso è applicata una tensione:

$$v_1 = 0,5 \sin 10^4 t \quad (\text{V})$$

si abbia all'uscita:

$$v_2 = -10 \sin 10^4 t \quad (\text{V})$$

I morsetti d'ingresso e di uscita siano collegati da un'impedenza $\bar{Z}$ costituita da una capacità $C = 100 \text{ pF}$.

In base al teorema di Miller possiamo determinare l'impedenza equivalente $\bar{Z}_1$ ai morsetti d'ingresso e quella $\bar{Z}_2$ ai morsetti d'uscita.

Poiché in notazione complessa si può scrivere:

$$\bar{V}_1 = 0,5$$

$$\bar{V}_2 = -10$$

(v_2 è sfasata rispetto a v_1 di 180°)

ed, essendo l'impedenza $\bar{Z}$:

$$\bar{Z} = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j10^4 \cdot 10^{-10}} = -j10^6$$

si ha dalla (19):

$$\bar{Z}_1 = \frac{-j10^6}{1 - (-10/0,5)} = -\frac{j10^6}{21}$$

Tale impedenza equivale ad una capacità C_1 , determinata dalla relazione:

$$\bar{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C_1} = -\frac{j10^6}{21}$$

da cui si ricava:

$$C_1 = \frac{21}{10^6 \cdot \omega} = \frac{21}{10^5 \cdot 10^4} = 2100 \text{ pF}$$

Inoltre, dalla (20) si ottiene:

$$\bar{Z}_2 = \frac{-j10^6}{1 - 0,5/(-10)} = -\frac{j10^6}{1,05}$$

che equivale ad una capacità:

$$C_2 = \frac{1}{j\omega \bar{Z}_2} = \frac{1,05}{10^4 \cdot 10^6} = 105 \text{ pF}$$

La capacità C , che collega i morsetti d'ingresso e quelli di uscita di figura 10, equivale ad una capacità C_1 di 2100 pF posta fra i morsetti d'ingresso e ad una capacità C_2 di 105 pF posta fra i morsetti d'uscita.

3. Circuiti R-C e R-L

In questo paragrafo si accenna al comportamento di circuiti elementari comprendenti una resistenza e un condensatore o una resistenza e un'induttanza, sia in transitorio che in presenza di un segnale sinusoidale. Tale comportamento sarà esaminato da un punto di vista intuitivo, rimandando, per quanto riguarda il comportamento in transitorio, la trattazione matematica ad un apposito capitolo del Vol. II.

Comportamento in transitorio di circuiti R-C

Si consideri il circuito di figura 12 in cui si supponga applicata bruscamente, tramite un interruttore S , una f.e.m. costante E . Si supponga il condensatore C scarico all'istante $t = 0$ in cui viene chiuso l'interruttore. Essendo istante per istante:

$$E = v_R + v_C = Ri + v_C \quad (21)$$

all'istante iniziale la corrente i vale:

$$I_0 = \frac{E}{R}$$

Negli istanti successivi, la corrente nel circuito apporta cariche elettriche sulle armature del condensatore, che inizia a caricarsi, con la tensione ai suoi capi stabilita dalla legge:

$$v_C = q/C$$

essendo q la quantità di carica elettrica sulle armature.

Man mano che passa il tempo, cresce la carica q e di conseguenza v_C , per cui diminuisce la corrente i , che in base alla (21) risulta:

$$i = \frac{E - v_C}{R} \quad (22)$$

La diminuzione della corrente i fa sì che nel tempo l'apporto di cariche sulle armature del condensatore avvenga con una velocità decrescente, per cui anche v_C aumenta con velocità sempre decrescente, secondo quanto indicato in figura 13, che mostra anche come pure la corrente diminuisca con velocità sempre decrescente. Il fenomeno cessa quando la tensione ai capi del condensatore raggiunge il valore della f.e.m. E (dalla (22)). In tali condizioni, l'energia immagazzinata nel condensatore risulta:

$$W = E^2/2C$$

Si può dimostrare che gli andamenti di i e v_C seguono leggi esponenziali e obbediscono alle relazioni:

$$i = \frac{E}{R} e^{-t/T} \quad (23)$$

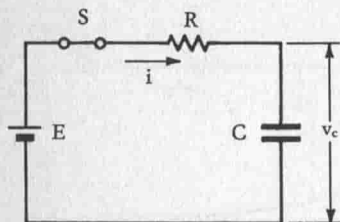


Fig. 12. - Circuito di carica di un condensatore attraverso una resistenza.

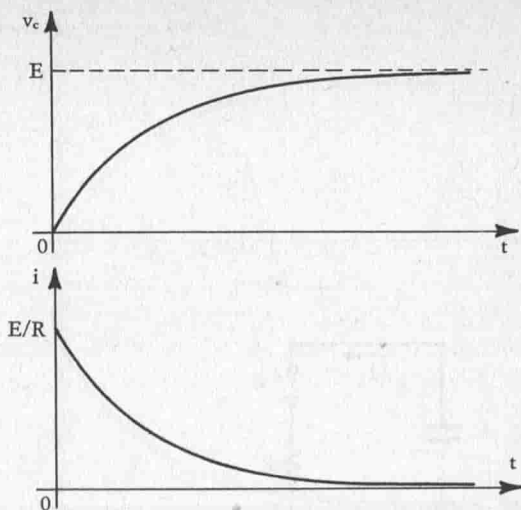


Fig. 13. - Andamento della tensione e della corrente nella carica di un condensatore.

$$v_C = E(1 - e^{-t/T}) \quad (24)$$

essendo $T = RC$.

Il prodotto RC ha le dimensioni di un tempo e prende il nome di costante di tempo del circuito (se R è misurata in ohm e C in farad, T risulta espressa in secondi). Si può dimostrare che in un tempo $t = T$, la tensione v_C passa da zero al 63 % del valore finale E .

Se un condensatore carico ad una tensione V_{Co} , viene chiuso, tramite un interruttore S , su una resistenza R (fig. 14), all'istante $t = 0$ di chiusura dell'interruttore, nella resistenza R viene a circolare una corrente:

$$i = v_C/R$$

essendo istante per istante $v_C = v_R$. Il valore iniziale della corrente risulta quindi:

$$I_o = V_{Co}/R$$

La corrente i produce una diminuzione della carica q sulle armature del condensatore e quindi della tensione v_C , per cui anche la corrente i diminuisce nel tempo con velocità decrescente, secondo la legge indicata in figura 15, che è ancora una legge esponenziale:

$$i = \frac{V_{Co}}{R} e^{-t/T} \quad (25)$$

Per la legge di Ohm ($v_R = Ri$), analogo andamento ha la tensione v_C :

$$v_C = V_{Co} e^{-t/T} \quad (26)$$

essendo sempre $T = RC$ la costante di tempo del circuito.

Comportamento in transitorio di circuiti R-L

È noto dall'elettrotecnica che in una induttanza percorsa da corrente si genera una f.e.m., la cui entità dipende dalla rapidità di variazione della corrente (è nulla nel caso di

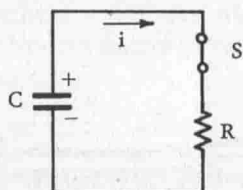


Fig. 14. - Circuito di scarica di un condensatore.

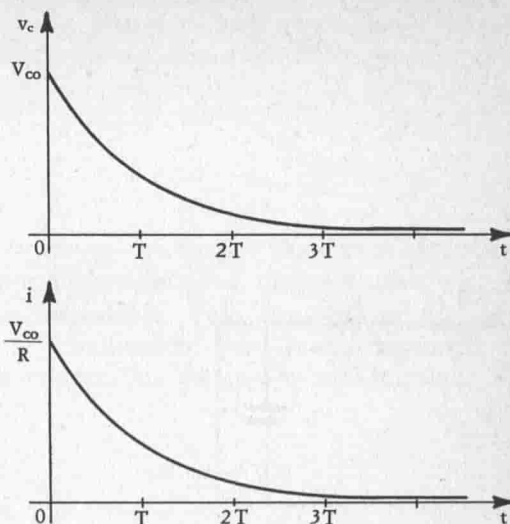


Fig. 15. - Andamento nel tempo della tensione e della corrente di scarica di un condensatore.

corrente continua) e ha segno tale da opporsi alla variazione di corrente che l'ha generata. Se quindi nel circuito di figura 14 viene applicata, tramite la chiusura di un interruttore S , bruscamente, una f.e.m. E , la corrente che prima della chiusura dell'interruttore era nulla, non può variare bruscamente (rapidità di variazione infinita), perché in tal caso la f.e.m. che si genererebbe nell'induttanza sarebbe infinitamente grande, e ciò in contrasto col fatto che deve valere la relazione, istante per istante:

$$E = v_R + v_L = Ri + v_L \quad (27)$$

La corrente nel circuito all'istante iniziale deve quindi essere nulla, per cui, dalla (27) è anche:

$$V_L = (v_L)_{t=0} = E$$

Man mano che la corrente inizia a circolare, cresce v_R e, sempre per la (27), diminuisce v_L , cioè l'induttanza si oppone sempre meno all'aumento di corrente. Alla fine del fenomeno, v_L si annulla e la corrente i raggiunge il valore finale E/R . Gli andamenti della corrente nel circuito e della tensione ai capi dell'induttanza sono indicati in figura 17.

Si può dimostrare che la legge di variazione di i e v_L è esponenziale ed è data dalle relazioni:

$$i = \frac{E}{R}(1 - e^{-t/T}) \quad (28)$$

$$v_L = Ee^{-t/T} \quad (29)$$

dove T è la costante di tempo del circuito:

$$T = L/R$$

ed è espressa in secondi se L si misura in henry e R in ohm. L'energia immagazzinata

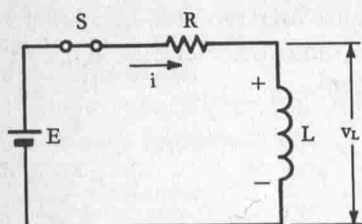


Fig. 16. - Circuito di carica di un'induttanza.

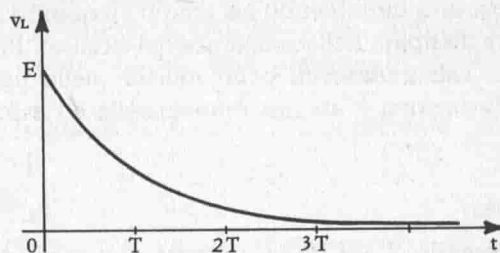
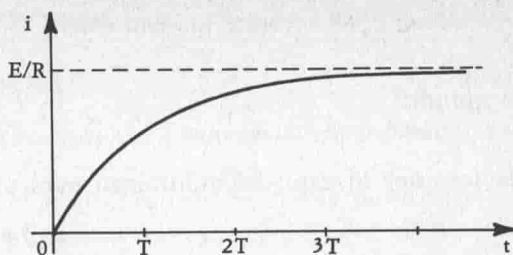


Fig. 17. - Andamento della corrente e tensione nella carica di un'induttanza attraverso una resistenza.

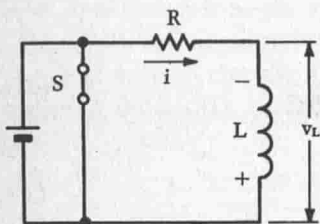


Fig. 18. - Circuito di scarica di un'induttanza attraverso una resistenza.

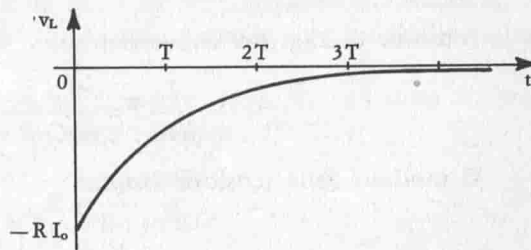
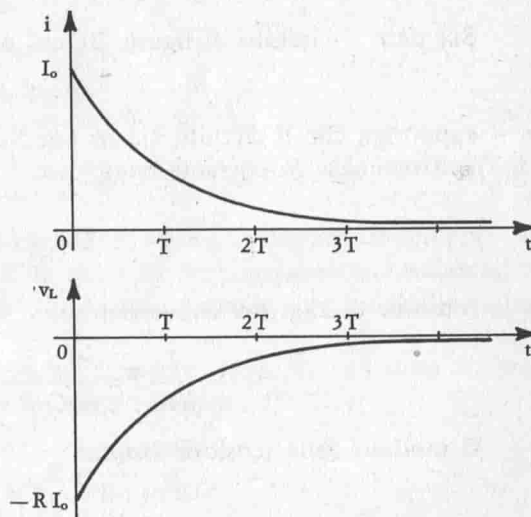


Fig. 19. - Andamento della corrente e della tensione nella fase di scarica di un'induttanza su una resistenza.

dall'induttanza risulta:

$$W = \frac{1}{2} L i^2$$

Se, una volta raggiunta la condizione di regime, nel circuito di figura 16, la f.e.m. E viene cortocircuitata (fig. 18), la corrente i nel circuito non si annulla, poiché nell'induttanza si genera una f.e.m. che si oppone a tale annullamento ed ha quindi le polarità riportate in detta figura.

Poiché deve valere la relazione:

$$v_R + v_L = 0$$

e quindi:

$$v_L = -v_R = -Ri \quad (30)$$

la tensione ai capi dell'induttanza avrà all'istante iniziale il valore:

$$v_{L0} = -RI_0$$

e andrà diminuendo nel tempo, in quanto l'energia W immagazzinata viene gradualmente dissipata nella resistenza del circuito. Per la (30), andamento analogo avrà la corrente i . Tali andamenti sono indicati nella figura 19 e si può dimostrare che la legge di variazione è ancora esponenziale ed espressa dalle relazioni:

$$i = I_0 e^{-t/T}$$

$$v_L = -I_0 R e^{-t/T}$$

essendo $T = L/R$ la costante di tempo del circuito.

Comportamento di circuiti R-C e R-L in regime sinusoidale

Sia dato il circuito di figura 20, cui è applicata una f.e.m. sinusoidale:

$$e = E \sin \omega t$$

e si supponga che il circuito sia in condizioni di regime permanente. Come è noto dall'elettrotecnica, la corrente complessa $\bar{I}$ nel circuito vale:

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{R + 1/j\omega C} \quad (31)$$

e la tensione ai capi del condensatore:

$$\bar{V}_C = \frac{1}{j\omega C} \bar{I} = \frac{1}{j\omega C} \frac{\bar{E}}{R + 1/j\omega C} = \frac{\bar{E}}{1 + j\omega RC} \quad (32)$$

Il modulo della tensione risulta:

$$V_C = \frac{E}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad (33)$$

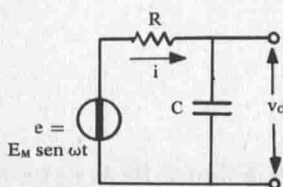


Fig. 20. - Circuito RC in regime sinusoidale.

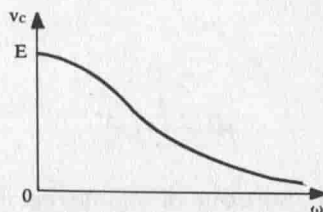


Fig. 21a. - Modulo di v_C in funzione della pulsazione nel circuito di figura 20.

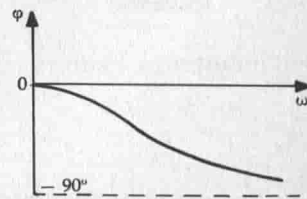


Fig. 21b. - Sfasamento di v_C rispetto a e in funzione di ω nel circuito di figura 20.

e l'argomento, che misura lo sfasamento fra la tensione ai capi del condensatore e quella applicata al circuito:

$$\varphi = -\arctg \omega RC \quad (34)$$

Si osserva dalle (33) e (34) che sia il modulo di v_C che il suo sfasamento dipendono dalla pulsazione ω del segnale applicato.

Per valori di ω molto piccoli è $V_C \cong E$ e $\varphi \cong 0$. Man mano che la pulsazione ω aumenta, diminuisce il modulo di v_C , mentre lo sfasamento (in ritardo per effetto del segno — nella (34)) aumenta. Quando ω diventa infinitamente grande il modulo di v_C tende a zero e lo sfasamento tende al valore 90° in ritardo. L'andamento del modulo di v_C e dello sfasamento φ in funzione di ω sono indicati nelle figure 21a e 21b rispettivamente.

Nel caso di circuito L-R la situazione si presenta come in figura 22. La corrente i , in notazione complessa vale:

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{R + j\omega L} \quad (35)$$

e la tensione v_R :

$$\bar{V}_R = R\bar{I} = \frac{\bar{E}}{R + j\omega L} R = \frac{\bar{E}}{1 + j\omega L/R} \quad (36)$$

Ne risulta per il modulo e l'argomento:

$$V_R = \frac{E}{\sqrt{1 + (\omega L/R)^2}} \quad (37)$$

$$\varphi = -\arctg \omega L/R \quad (38)$$

Si nota che le (37) e (38) sono analoghe alle (33) e (34) con la costante di tempo L/R del circuito di figura 22 al posto di quella RC di figura 20. Ne consegue che l'andamento di V_R e φ in funzione della pulsazione ω è del tutto simile a quello riportato nelle figure 21a e 21b del circuito R-C.

Nel caso di circuito C-R (fig. 23), la corrente i , in forma complessa risulta ancora espressa dalla (31), mentre la tensione ai capi della resistenza R vale:

$$\bar{V}_R = R\bar{I} = \frac{\bar{E}}{R + 1/j\omega C} R = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \bar{E} \quad (39)$$

Il modulo di $\bar{V}_R$ risulta allora:

$$V_R = \frac{RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2} E \quad (40)$$

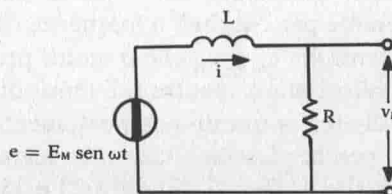


Fig. 22. - Circuito L-R in regime sinusoidale.

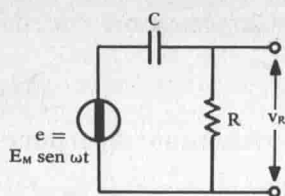
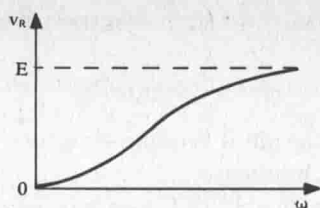
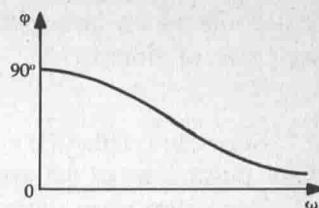


Fig. 23. - Circuito C-R in regime sinusoidale.

Fig. 24a. - Modulo di V_R in funzione della pulsazione nel circuito di figura 23.Fig. 24b. - Sfasamento di V_R rispetto a e in funzione della pulsazione nel circuito di figura 23.

e l'argomento:

$$\varphi = 90^\circ - \arctg \omega RC \quad (41)$$

Si osserva dalla (40) che V_R è funzione della pulsazione ω e che tende a zero quando ω è molto piccolo, mentre tende al valore E per valori di ω molto elevati. Il suo andamento in funzione di ω è quindi quello di figura 24a. Lo sfasamento φ fra $\bar{V}_R$ ed $\bar{E}$, per valori di ω molto piccoli, come si può osservare dalla (41), è molto prossimo a 90° (in anticipo), mentre tende a zero per valori di ω molto grandi. Il suo andamento è riportato in figura 24b.

Comportamento simile ha il circuito R-L di figura 25. Infatti l'espressione complessa della corrente i è ancora data dalla (35), per cui è:

$$\bar{V}_L = j\omega L \bar{I} = \frac{j\omega L \bar{E}}{R + j\omega L} = \frac{j\omega L/R}{1 + j\omega L/R} \bar{E} \quad (42)$$

La (42) risulta del tutto simile alla (39) pur di sostituire la costante di tempo L/R del circuito di figura 25 con quella RC del circuito di figura 23.

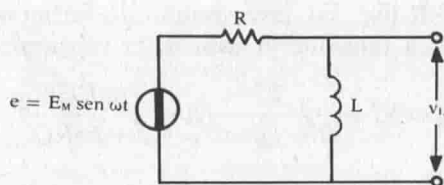


Fig. 25. - Circuito R-L in regime sinusoidale.

I circuiti R-C e R-L ora esaminati, sono anche chiamati *filtri* in quanto si comportano in maniera differente per i segnali a frequenze diverse. I circuiti di figura 20 e 22, infatti presentano una tensione v_C o v_R che è molto prossima a quella applicata e alle basse frequenze (piccoli valori di ω), mentre tali tensioni diventano trascurabili alle alte frequenze (elevati valori di ω). Per questo comportamento questi circuiti sono anche chiamati *filtri passa-basso* perché lasciano passare segnali a bassa frequenza ed attenuano segnali a frequenze alte. I circuiti di figura 23 e 25 si comportano in maniera del tutto opposta e sono chiamati anche *filtri passa-alto*.

CIRCUITI RISONANTI

Un circuito risonante è formato da un condensatore ed un induttore connessi secondo quanto indicato in figura 26, in cui sono rappresentati un condensatore e un induttore ideali, cioè privi di perdite.

Se a tale circuito viene in qualche modo trasferita energia, una sola volta, ad esempio caricando il condensatore C , si determinano nel circuito stesso delle oscillazioni di tensione e di corrente, dipendenti dai valori di capacità e di induttanza. Tali oscillazioni sono anche dette *oscillazioni libere*.

Se l'energia viene trasferita con periodicità da una sorgente esterna, le oscillazioni che si determinano sono chiamate *oscillazioni forzate*. In quest'ultimo caso la sorgente di energia può essere costituita da una f.e.m. in serie ai due elementi reattivi e allora il circuito è anche detto *circuito risonante serie*. Se invece l'energia viene fornita da un generatore di corrente posto in parallelo, si ha un circuito *risonante parallelo*.

4. Oscillazioni libere

Si supponga un circuito L - C inizialmente aperto e con il condensatore C carico ad una tensione V_0 , come indicato in figura 27. L'energia elettrostatica immagazzinata dal condensatore vale:

$$W_C = \frac{1}{2} CV^2 \quad (43)$$

Se ora si chiude l'interruttore S , il condensatore C inizia a scaricarsi sull'induttanza L . Poiché, per quanto visto al paragrafo precedente, la corrente in un'induttanza non può variare bruscamente, il suo valore iniziale sarà nullo e andrà aumentando gradualmente. L'energia elettrostatica del condensatore si trasforma in energia magnetica nell'induttore:

$$W_L = \frac{1}{2} LI^2 \quad (44)$$

Al termine della scarica del condensatore, tutta l'energia elettrostatica si è trasformata in energia magnetica e, poiché in tale istante t_1 , W_L assume il massimo valore, anche il valore della corrente I nel circuito risulterà massimo, mentre la tensione sul condensatore e quindi anche ai capi di L , assume valore nullo (condensatore

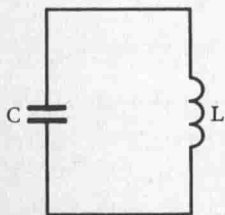


Fig. 26. - Circuito risonante.

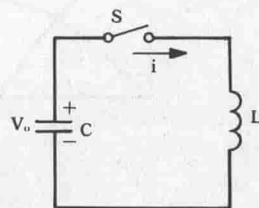


Fig. 27. - Circuito risonante eccitato per oscillazione libera.

completamente scarico). Il massimo valore di corrente I_o si ha uguagliando la (43) alla (44) con $I = I_o$:

$$\frac{1}{2}LI_o^2 = \frac{1}{2}CV_o^2$$

$$I_o = V_o \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (45)$$

Poiché l'induttanza si oppone alle variazioni di corrente, questa continua a circolare nello stesso verso, caricando il condensatore con polarità opposta. L'energia magnetica si trasforma di nuovo in energia elettrostatica. Il fenomeno continua fino all'istante t_2 in cui la corrente si annulla e tutta l'energia del circuito è di nuovo energia elettrostatica, con il condensatore carico alla tensione V_o , con polarità opposta a quella iniziale. Da tale istante in poi il condensatore riprende a scaricarsi sull'induttanza, dando luogo ad una corrente di segno opposto al precedente. Il fenomeno continua fino all'istante t_3 di figura 28, in cui tutta l'energia elettrostatica si è di nuovo trasformata in energia magnetica e la corrente assume il massimo valore I_o di segno opposto al precedente, con il condensatore C di nuovo completamente scarico. Negli istanti successivi, l'induttanza impone alla corrente di circolare nel verso di figura 28b, caricando di nuovo il condensatore, fino a che si ritorna nelle condizioni iniziali, dopo di che il ciclo si ripete.

Si può dimostrare che le oscillazioni di tensione e di corrente sono sinusoidali con pulsazione:

$$\omega = 1/\sqrt{LC} \quad (46)$$

e periodo:

$$T = 2\pi/\omega = 2\pi\sqrt{LC}$$

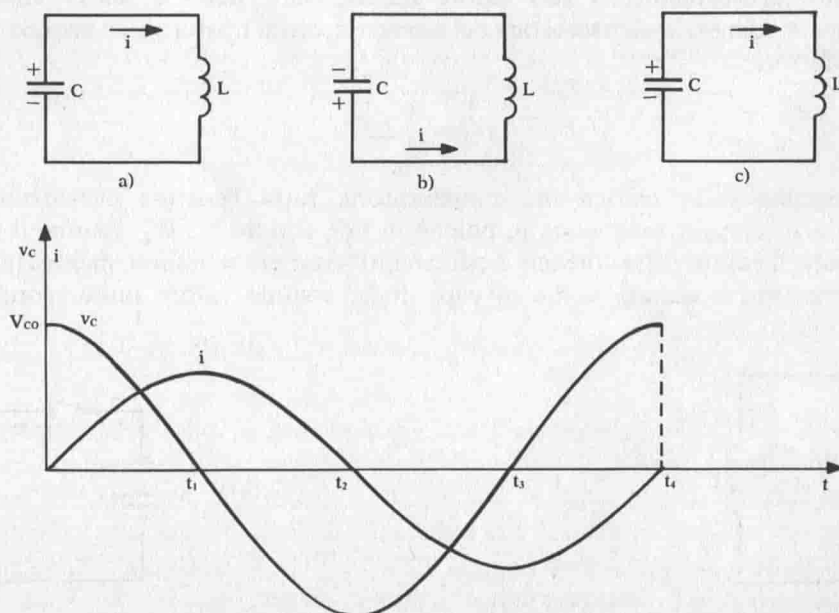


Fig. 28. - Oscillazioni persistenti di corrente e di tensione in un circuito risonante ideale.

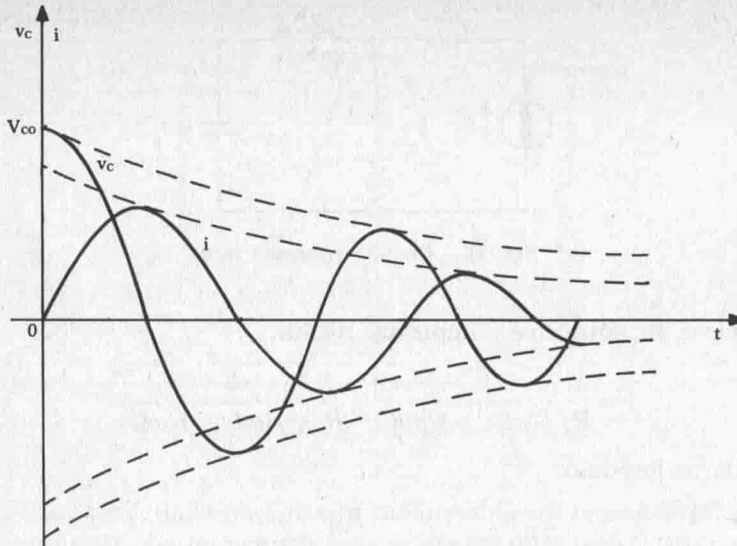


Fig. 29. - Oscillazioni smorzate di corrente e di tensione in un circuito risonante reale.

In realtà gli elementi del circuito non sono mai puramente reattivi, ma saranno presenti componenti resistive dovute alle perdite nel condensatore, alle resistenze nella bobina che costituisce l'induttore e alla resistenza dei collegamenti. Tali resistenze dissipano ad ogni ciclo di oscillazione una parte di energia, per cui l'oscillazione stessa diminuisce di ampiezza fino ad annullarsi, come indicato in figura 29. Si dice che l'oscillazione è smorzata. Si può dimostrare che l'involuppo dell'oscillazione è un esponenziale con costante di tempo $2L/R$.

Nel caso che la resistenza del circuito sia molto elevata, la scarica del condensatore non dà luogo ad oscillazioni. Il valore di resistenza che rappresenta il limite al disopra del quale non ha luogo l'oscillazione prende il nome di resistenza critica R_c . Si può dimostrare che è:

$$R_c = 2 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (47)$$

5. Oscillazioni forzate

Circuito risonante serie

Un circuito risonante serie è costituito, come già accennato in precedenza, da una bobina di induttanza L e resistenza serie R_{so} (che tiene conto di tutte le perdite nella bobina) e da un condensatore di capacità C , supposto di perdite trascurabili, posti in serie ad un generatore di f.e.m. e e resistenza interna R_g , secondo lo schema di figura 30, in cui con R_s si è indicata la resistenza totale del circuito:

$$R_s = R_{so} + R_g$$

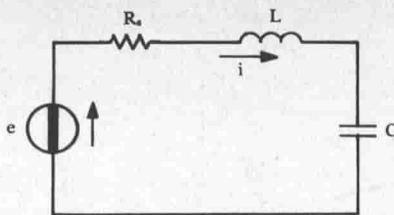


Fig. 30. - Circuito risonante serie.

La corrente i , in notazione complessa, risulta:

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{R_s + j\omega L + 1/j\omega C} = \frac{\bar{E}}{R_s + j(\omega L - 1/\omega C)} \quad (48)$$

cui corrisponde un modulo:

$$I_M = \frac{E_M}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} \quad (49)$$

e uno sfasamento fra corrente e f.e.m. applicata:

$$\varphi = -\arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{R_s} \quad (50)$$

Dalla (49) si osserva che il modulo della corrente I , se i componenti del circuito sono costanti dipende dalla pulsazione ω e risulta massimo quando il denominatore assume il valore minimo, cioè per un valore ω_0 di ω tale che:

$$\omega_0 L = 1/\omega_0 C$$

ovvero per:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (51)$$

cui corrisponde una frequenza:

$$f_0 = \omega_0/2\pi = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (52)$$

La frequenza f_0 e la pulsazione ω_0 prendono il nome di frequenza e pulsazione di risonanza rispettivamente. Tale frequenza coincide con quella propria delle oscillazioni libere del circuito data dalla (46). Per tale valore di pulsazione la (48) diventa:

$$\bar{I} = \bar{E}/R_s \quad (53)$$

cioè il circuito si comporta come se fosse puramente resistivo (infatti dalla (50) lo sfasamento φ fra tensione e corrente risulta nullo) e il valore massimo della corrente risulta:

$$I_{M0} = E_M/R_s \quad (54)$$

Per valori di pulsazione diversi da ω_0 la reattanza nella (48) non è nulla e quindi il modulo di $\bar{I}$ (in valore massimo) risulta minore di I_{M0} . In particolare, per valori di ω inferiori a ω_0 nella (48) il valore di $1/\omega C$ supera quello di ωL , quindi la reattanza complessiva risulta di tipo capacitivo. Per valori di ω superiori a ω_0 , il valore di ωL supera quello di $1/\omega C$, quindi la reattanza complessiva risulta di tipo induttivo. Il

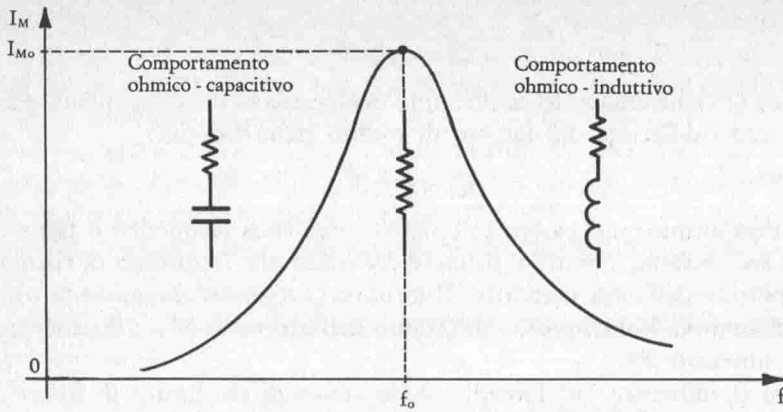


Fig. 31. - Curva di risonanza di un circuito risonante serie.

modulo della corrente i , dalla (49), risulta nullo per $\omega = 0$ (il condensatore non lascia passare le componenti continue) e per $\omega \rightarrow \infty$ (la reattanza di L risulta infinitamente grande) ed assume il valore massimo per $\omega = \omega_0$ (reattanza complessiva del circuito uguale a zero). La curva della corrente in funzione di ω (o della frequenza $f = \omega/2\pi$) risulta avere l'andamento di figura 31 e viene chiamata curva di risonanza del circuito.

Alla pulsazione di risonanza il circuito, come si è detto, si comporta come puramente resistivo, in quanto la reattanza dell'induttanza e quella del condensatore sono uguali, ma di segno opposto. Il diagramma vettoriale delle tensioni e delle correnti risulta in tal caso come in figura 32. La tensione che si localizza sull'induttanza risulta in modulo:

$$\bar{V}_L = j\omega_0 L I_0 = j \frac{\omega_0 L \bar{E}}{R_s} = jQ \bar{E} \quad (54)$$

e quella ai capi del condensatore:

$$\bar{V}_C = -\frac{j}{\omega_0 C} I_0 = -j\omega_0 L I_0 = -jQ \bar{E} \quad (56)$$

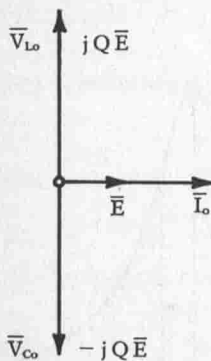
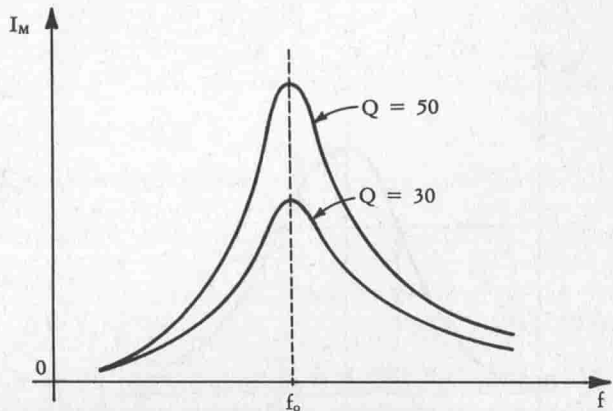


Fig. 32. - Diagramma vettoriale della corrente e delle tensioni nel circuito di figura 8 in condizioni di risonanza.

Fig. 33. - Curve di risonanza per valori differenti di Q .

avendo posto:

$$Q = \omega_o L / R_s \quad (57)$$

Il termine Q viene chiamato coefficiente di sovratensione o coefficiente di risonanza del circuito. Esso differisce dal fattore di merito della bobina:

$$Q_b = \omega L / R_{so} \quad (58)$$

in quanto quest'ultimo può essere calcolato a qualsiasi frequenza e tiene conto delle perdite della sola bobina, mentre il primo è calcolato alla frequenza di risonanza e tiene conto delle perdite dell'intero circuito. Il termine Q è anche chiamato fattore di merito del circuito risonante. Valori pratici di Q sono dell'ordine di $50 \div 100$, mentre i valori di Q_b possono superare 200.

Il fattore Q influenza l'andamento della curva di risonanza di figura 31. Si può infatti dimostrare che, più il Q del circuito è elevato, più la curva di risonanza è appuntita (fig. 33). Ciò si deduce osservando innanzi tutto che la curva di risonanza presenta due valori di ω cui corrisponde la stessa corrente nel circuito (fig. 34), il primo ω' al di sotto della pulsazione di risonanza e il secondo ω'' al di sopra. Per tali valori devono risultare uguali le reattanze del circuito (capacitiva quella in corrispondenza di ω' e induttiva quella in corrispondenza di ω'') essendo costante la resistenza R . Deve quindi risultare:

$$\omega'' L - 1/\omega'' C = -(\omega' L - 1/\omega' C) \quad (59)$$

(il segno $-$ nella (59) è imposto dal fatto che la reattanza capacitiva è negativa).

Dalla (59) si deduce:

$$(\omega'' + \omega') L = \frac{1}{C} \left(\frac{\omega'' + \omega'}{\omega'' \omega'} \right)$$

e ricordando che $1/LC = \omega_o^2$, risulta:

$$\omega'' \omega' = 1/LC = \omega_o^2 \quad (60)$$

La (60) indica che le pulsazioni (o le frequenze) per cui si ha la stessa corrente nel circuito risonante, hanno come media geometrica la pulsazione (o frequenza) di

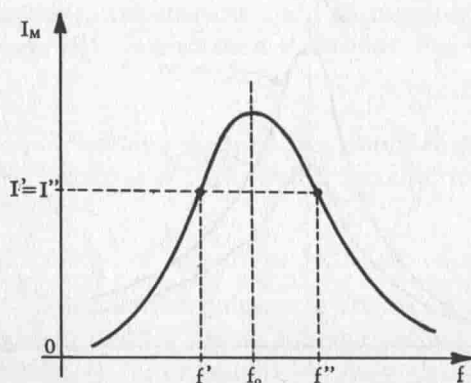


Fig. 34.

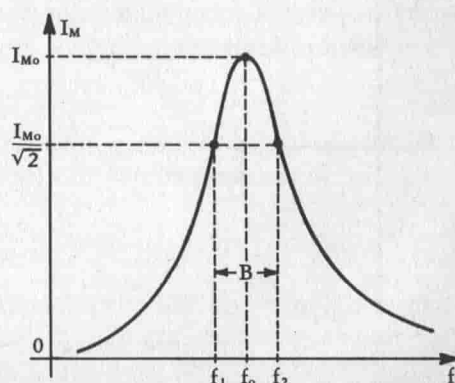


Fig. 35. - Banda passante di un circuito risonante serie.

risonanza. Lo scarto di frequenza $f_o - f'$ a sinistra di f_o è minore dello scarto $f'' - f_o$ a destra di f_o . La curva presenta una dissimmetria tanto più marcata quanto minore è il coefficiente di bontà Q del circuito; per $Q > 30$ invece la curva può essere considerata simmetrica entro una vasta zona intorno a f_o .

Il circuito risonante serie è, come si è visto, di tipo *selettivo*; per esso si può quindi definire una banda passante $B = f_2 - f_1$, dove f_2 e f_1 costituiscono rispettivamente la frequenza di taglio superiore e quella inferiore (fig. 35).

Tali valori di frequenza sono determinati in corrispondenza ai valori di corrente pari a $I_{Mo}/\sqrt{2}$.

Detta $I_1 = I_{Mo}/\sqrt{2}$ l'intensità della corrente corrispondente alla frequenza di taglio f_1 , si può scrivere dalla (49):

$$I_1 = I_{Mo}/\sqrt{2} = E_M/\sqrt{R_s^2 + (\omega_1 L - 1/\omega_1 C)^2} \quad (61)$$

Moltiplicando numeratore e denominatore del secondo membro della (61) per R_s e ricordando che $I_{Mo} = E_M/R_s$, sempre dalla (61) deve essere:

$$\sqrt{2} = \frac{\sqrt{R_s^2 + (\omega_1 L - 1/\omega_1 C)^2}}{R_s} \quad (62)$$

Elevando al quadrato ambo i membri della (62) si ha:

$$2 = 1 + \left(\frac{\omega_1 L - 1/\omega_1 C}{R_s} \right)^2$$

da cui:

$$\frac{\omega_1 L - 1/\omega_1 C}{R_s} = \pm 1$$

In quest'ultima relazione, dato che la reattanza è negativa essendo $f_1 < f_o$, si prende il valore negativo, quindi:

$$L(\omega_1 - 1/\omega_1 LC)/R_s = -1$$

e ricordando la (60) per cui $1/LC = \omega_o^2 = \omega_1 \cdot \omega_2$ e l'espressione del coefficiente di bontà $Q = \omega_o L/R_s$ da cui si ha $L/R_s = Q/\omega_o$, si ottiene:

$$Q(\omega_1 - \omega_1 \cdot \omega_2/\omega_1)/\omega_o = -1$$

e ancora, semplificando:

$$(\omega_2 - \omega_1)/\omega_o = 1/Q$$

Introducendo le frequenze al posto delle pulsazioni:

$$(f_2 - f_1)/f_o = 1/Q$$

Segue per la banda passante $B = f_2 - f_1$:

$$B = f_o/Q \quad (63)$$

Il circuito presenta quindi una selettività tanto maggiore a parità di frequenza di risonanza f_o quanto più alto è il valore del fattore di merito Q ; con una scelta opportuna di f_o e tenendo conto dei valori raggiungibili in pratica per Q , si può ottenere il valore desiderato della banda passante B .

Esempio:

Un circuito risonante serie è costituito da una bobina avente induttanza $L = 100 \mu\text{H}$ e $Q_b = 200$ e da un condensatore di capacità $C = 400 \text{ pF}$. Esso è alimentato da un generatore di f.e.m. di ampiezza $E_M = 10 \text{ mV}$, frequenza pari a quella di risonanza e resistenza interna $R_i = 1,5 \Omega$. Si determinino la frequenza di risonanza, la banda passante e l'ampiezza di tensione che si localizza ai capi del condensatore.

La pulsazione di risonanza è data dalla relazione:

$$\omega_o = 1/\sqrt{LC} = 1/\sqrt{100 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 10^{-12}} = 5 \cdot 10^6 \text{ rad/sec}$$

e la frequenza corrispondente è:

$$f_o = \omega_o/2\pi = 796 \text{ kHz}$$

Per calcolare il Q del circuito occorre determinare la resistenza serie della bobina, che vale:

$$R_{so} = \omega_o L / Q_b = 5 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-6} / 200 = 2,5 \Omega$$

e poiché $R_s = R_{so} + R_i = 2,5 + 1,5 = 4 \Omega$, si ha:

$$\omega_o L / R_s = 5 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-6} / 4$$

per cui, dalla (63) è:

$$B = f_o / Q = 796 \cdot 10^3 / 125 = 6,37 \text{ kHz}$$

Infine l'ampiezza di tensione ai capi del condensatore risulta:

$$V_{CM} = Q E_M = 125 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 1,25 \text{ V}$$

Circuiti risonanti parallelo.

Un circuito risonante parallelo è costituito da una bobina e da un condensatore posti in parallelo ed è alimentato da un generatore di corrente sinusoidale I_o avente la resistenza interna R_o (fig. 36).

Come già visto, il condensatore può essere assimilabile ad una capacità C , mentre la bobina può essere pensata come costituita dagli elementi L e R_{so} posti in serie; il circuito di figura 36 si presenta quindi come in figura 37.

Nel caso del circuito risonante parallelo, interessa la tensione V_p ai capi del condensatore al variare della frequenza del generatore di corrente. Si ha:

$$\bar{V}_p = I_o / \bar{Y} \quad (64)$$

dove $\bar{Y} = \bar{Y}_o + \bar{Y}_B + \bar{Y}_C$ è l'ammettenza del circuito dovuta ai singoli rami con:

$$\bar{Y}_o = 1/R_o; \quad \bar{Y}_B = 1/(R_{so} + j\omega L); \quad \bar{Y}_C = j\omega C \quad (65)$$

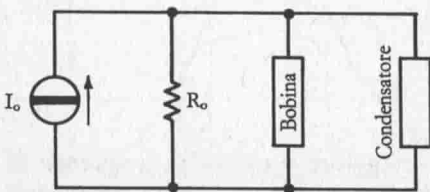


Fig. 36. - Circuito risonante parallelo.

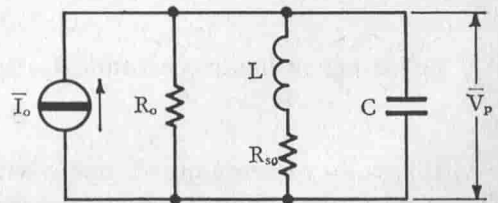


Fig. 37. - Schema elettrico equivalente del circuito di figura 36.

Sostituendo nella (64) le (65) si ha:

$$\begin{aligned}\bar{V}_p &= \frac{\bar{I}_o}{1/R_o + 1/(R_{so} + j\omega L) + j\omega C} = \\ &= \frac{\bar{I}_o}{1/R_o + R_{so}/(R_{so}^2 + \omega^2 L^2) + j[\omega C - \omega L/(R_{so}^2 + \omega^2 L^2)]}\end{aligned}\quad (66)$$

Dalla (66) si può ricavare il valore della frequenza di risonanza f'_o che si raggiunge quando l'ampiezza della tensione V_p assume il suo massimo valore. Questo si verifica in corrispondenza del minimo valore dell'ammettenza, che si ha quando la suscettanza si annulla, cioè si può scrivere:

$$\omega'_o C = \omega'_o L / (R_{so}^2 + \omega_o'^2 L^2) \quad (67)$$

Se il Q_b della bobina è sufficientemente elevato ($\omega_o' L \gg R_{so}$), la (67), trascurando R_{so} rispetto a $\omega_o' L$, diventa:

$$\omega'_o C = 1/\omega'_o L$$

e quindi:

$$\omega'_o = 1/\sqrt{LC} \quad (68)$$

che è ancora la (51), per cui in pratica è $\omega'_o \cong \omega_o$ ($f'_o \cong f_o$).

Al variare della frequenza del generatore di corrente si ottiene per l'ampiezza della tensione V_p un andamento del tutto simile a quello già visto per la corrente I nei circuiti risonanti serie.

La curva di risonanza è riportata in figura 38; il circuito si comporta in modo ohmico-induttivo per $f < f_o$ avendo più peso, dato che gli elementi sono in parallelo, la reattanza induttiva molto piccola alle basse frequenze, mentre per $f > f_o$ il circuito ha carattere ohmico-capacitivo, essendo piccola in questo caso la reattanza $1/\omega C$ offerta dal condensatore.

In corrispondenza della frequenza di risonanza, la tensione ai capi del parallelo assume il valore massimo:

$$V_{po} = \frac{I_o}{1/R_o + R_{so}/(R_{so}^2 + \omega_o'^2 L^2)} = R_p I_o \quad (69)$$

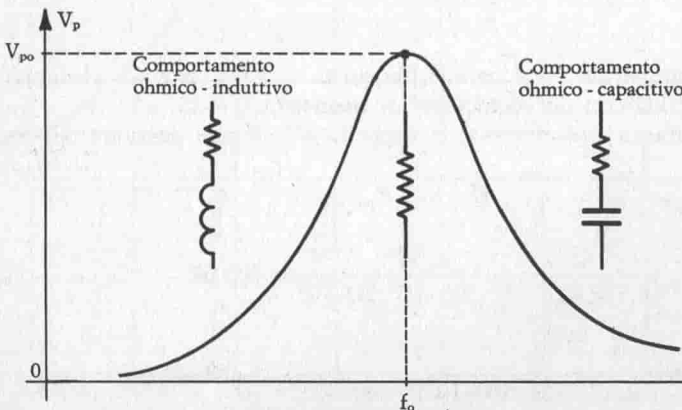


Fig. 38. - Curva di risonanza del circuito risonante parallelo di figura 37.

dove si è indicato con R_p il parallelo di R_o con $(R_{so}^2 + \omega_o^2 L^2)/R_{so}$. La bobina alla risonanza si comporta quindi come una resistenza $R_{so} + \omega_o^2 L^2/R_{so}$ che in pratica essendo $R_{so} \ll \omega_o^2 L^2/R_{so}$ si può considerare pari a:

$$R_{po} = \omega_o^2 L^2 / R_{so} \quad (70)$$

La resistenza parallelo R_{po} di una bobina alla risonanza è tanto più elevata quanto minore è la resistenza serie R_{so} ; la resistenza R_{po} è detta anche *resistenza dinamica della bobina*. Tra le due resistenze R_{so} e R_{po} sussiste la relazione fondamentale:

$$R_{po} R_{so} = \omega_o^2 L^2 \quad (71)$$

Si definisce, analogamente a quanto fatto per il circuito risonante serie, il fattore di merito del circuito:

$$Q = R_p / \omega_o L = R_p \omega_o C \quad (72)$$

che è legato al coefficiente di bontà della bobina dalla relazione:

$$\begin{aligned} Q &= R_p / \omega_o L = R_o R_{po} / [\omega_o L (R_o + R_{po})] = \\ &= R_{po} / [\omega_o L (1 + R_{po}/R_o)] = Q_b / (1 + R_{po}/R_o) \end{aligned} \quad (73)$$

Naturalmente se nel circuito oltre a R_o , ci fossero altre resistenze, se ne dovrà tenere conto applicando le consuete regole dell'elettrotecnica. La (69) può anche essere scritta, dato che è $R_p = \omega_o L Q$:

$$V_{po} = \omega_o L Q I_o \quad (74)$$

Sempre alla frequenza di risonanza, le correnti che circolano nell'induttanza e nel condensatore sono rispettivamente:

$$\begin{aligned} \bar{I}_L &= \bar{V}_{po} / j\omega_o L = -jR_p I_o / \omega_o L = -jQ I_o \\ \bar{I}_C &= j\omega_o C \bar{V}_{po} = j\omega_o C R_p I_o = jQ I_o \end{aligned}$$

Nel caso quindi di circuito risonante parallelo il fattore di merito Q assume il significato di *coefficiente di sovracorrente*.

Come per il circuito risonante serie, la banda passante è data dall'espressione:

$$B = f_o / Q$$

Esempio:

Un circuito risonante parallelo risona alla frequenza di 500 kHz e alla risonanza presenta una resistenza R_{po} di 20 k Ω con un coefficiente di risonanza $Q = 25$.

Determinare l'induttanza della bobina, la capacità e la banda passante del circuito.

Dalla relazione:

$$Q = \omega_o C R_{po}$$

si deduce:

$$C = \frac{Q}{\omega_o R_{po}} = \frac{25}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} \cong 400 \text{ pF}$$

Si ha poi:

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 500 \cdot 10^3)^2 \cdot 400 \cdot 10^{-12}} \cong 250 \text{ } \mu\text{H}$$

$$B = f_o / Q = 500 \cdot 10^3 / 25 = 20 \text{ kHz}$$

Curva di risonanza universale

Sia l'andamento della corrente I nel circuito risonante serie, che quella della tensione V_p nel circuito risonante parallelo, possono essere resi indipendenti dai valori del circuito in esame; si può cioè tracciare una *curva di risonanza universale*, valida per qualunque circuito risonante sia serie che parallelo.

Partendo dall'espressione della corrente (48) nel circuito risonante serie:

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{R_s + j(\omega L - 1/\omega C)} \quad (48)$$

e ricordando che alla risonanza si ha $I_o = E/R_s$, dividendo ambo i membri per I_o :

$$\bar{I}/I_o = \frac{R_s}{R_s + j(\omega L - 1/\omega C)} \quad (75)$$

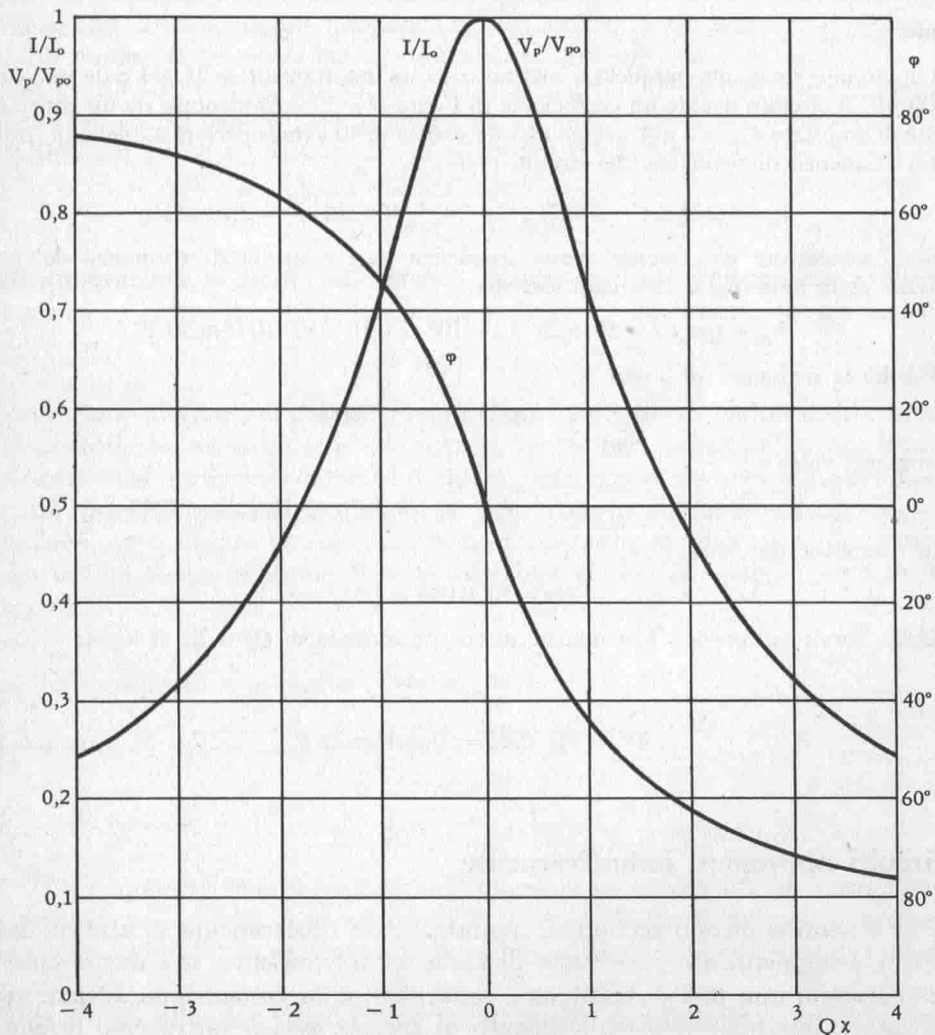


Fig. 39. - Curva di risonanza universale valida per $Q > 20$.

Dividendo numeratore e denominatore della (26) per R_s e mettendo in evidenza $\omega_o L$:

$$\bar{I}/I_o = \frac{1}{1 + j\omega_o L (\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)/R_s} = \frac{1}{1 + jQ\chi} \quad (76)$$

dove χ indica la quantità $(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)$ detta *dissonanza*.

Ponendo $Q(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega) = Q\chi$ sull'asse delle ascisse e $\bar{I}/I_o$ su quello delle ordinate si ottiene la curva di risonanza universale (fig. 39); con procedimento analogo si trova che la stessa curva vale per i circuiti risonanti parallelo, ponendo sull'asse delle ordinate V_p/V_{po} .

In pratica la curva di figura 39 è valida per la maggior parte delle applicazioni correnti, in cui è $Q > 20$; si noti come all'interno della banda passante i fianchi della curva siano molto scoscesi; ciò indica che il circuito selettivo si comporta in modo molto diverso alle varie frequenze.

Esempio:

Un circuito risonante parallelo è costituito da un'induttanza $L = 25 \mu\text{H}$ e da una capacità $C = 100 \text{ pF}$. Il circuito avente un coefficiente di bontà $Q = 50$, è alimentato da un generatore di corrente di ampiezza $I_{Mo} = 2 \text{ mA}$ avente una frequenza di 40 kHz superiore a quella di risonanza.

La frequenza di risonanza del circuito vale:

$$f_o = 1/2\pi\sqrt{LC} = 1/6,28\sqrt{25 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 3,18 \text{ MHz}$$

Se il generatore di corrente avesse frequenza pari a quella di risonanza del circuito, l'ampiezza della tensione ai suoi capi sarebbe:

$$V_{po} = Q\omega_o LI = 50 \cdot 6,28 \cdot 3,18 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cong 50 \text{ V}$$

Poiché la frequenza di lavoro è:

$$f = f_o + 40 \cdot 10^3 = 3,22 \text{ MHz}$$

la dissonanza vale:

$$\chi = \omega/\omega_o - \omega_o/\omega = f/f_o - f_o/f = 3,22/3,18 - 3,18/3,22 = 0,044$$

per cui il termine $Q\chi$ risulta:

$$Q\chi = 50 \cdot 0,044 = 2,2$$

Dalla curva universale di risonanza, in corrispondenza di $Q\chi = 2,2$ si legge:

$$V_p/V_{po} = 0,44$$

per cui:

$$V_p = V_{po} \cdot 0,44 = 50 \cdot 0,44 = 22 \text{ V}$$

6. Circuiti accoppiati induttivamente

Due circuiti si dicono accoppiati quando c'è un trasferimento di energia dall'uno all'altro. L'accoppiamento può essere di varia natura; resistivo se i due circuiti sono connessi tramite una rete di resistenze; capacitivo se la connessione avviene tramite condensatori; induttivo se il trasferimento di energia avviene attraverso il fenomeno della mutua induzione.

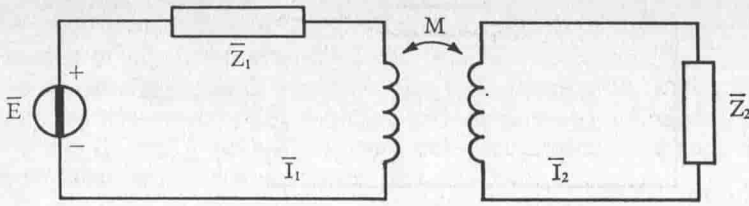


Fig. 40. - Circuiti serie accoppiati per mutua induzione.

Nel presente capitolo viene trattato quest'ultimo caso che è quello più importante.

Due circuiti serie siano accoppiati induttivamente o per mutua induzione; il circuito direttamente alimentato dal generatore $\bar{E}$ si chiama primario, mentre il circuito che riceve energia mediante la mutua induzione dal primario, costituisce il secondario (fig. 40). L'impedenza $\bar{Z}_1$ sta a rappresentare l'impedenza complessiva del primario, compresa la reattanza dovuta all'avvolgimento primario e l'eventuale impedenza interna del generatore; analogamente l'impedenza $\bar{Z}_2$ indica l'impedenza complessiva del secondario compresa la reattanza dovuta all'avvolgimento secondario.

I due avvolgimenti siano avvolti su materiale non magnetico o in aria e la frequenza del generatore sia nel campo delle radiofrequenze; le equazioni per il primario e per il secondario sono:

$$\bar{E} = \bar{Z}_1 \bar{I}_1 + j\omega M \bar{I}_2 \quad (77)$$

$$0 = \bar{Z}_2 \bar{I}_2 + j\omega M \bar{I}_1 \quad (78)$$

dove M rappresenta la mutua induttanza. Il valore di M è legato ai valori delle induttanze L_1 e L_2 dei due circuiti accoppiati, tramite il coefficiente di accoppiamento k :

$$M = k \sqrt{L_1 L_2}$$

Conoscendo gli elementi dei due circuiti si possono trovare i valori delle correnti $\bar{I}_1$ e $\bar{I}_2$ che scorrono nel primario e nel secondario. Spesso però interessa la tensione ai capi di un elemento del primario o del secondario. Si preferisce allora, a seconda dei due casi, operare un *riporto del secondario a primario* oppure un *riporto del primario a secondario*. In ambedue i casi si ottiene un solo *circuito equivalente* che permette una più immediata soluzione del problema in esame. È bene sottolineare che i due circuiti sono ambedue *circuiti serie*.

Riporto del secondario a primario

Ricavando $\bar{I}_2$ dalla (78) e sostituendo nella (77) si ha:

$$\begin{aligned} \bar{I}_2 &= -j(\omega M / \bar{Z}_2) \bar{I}_1 \\ \bar{E} &= \bar{Z}_1 \bar{I}_1 + (\omega^2 M^2 / \bar{Z}_2) \bar{I}_1 \end{aligned} \quad (79)$$

La (79) può essere interpretata come l'equazione di un circuito elettrico costituito da un generatore $\bar{E}$ e dalle due impedenze $\bar{Z}_1$ e $\omega^2 M^2 / \bar{Z}_2$ poste in serie e attraversate dalla corrente $\bar{I}_1$ (fig. 41); la presenza del secondario dà luogo sul primario all'impedenza $\bar{Z}_{12} = \omega^2 M^2 / \bar{Z}_2$.

Si noti che tale impedenza avrà carattere ohmico-induttivo oppure ohmico-capacitivo a seconda che $\bar{Z}_2$ sia rispettivamente ohmico-capacitiva o ohmico-induttiva.

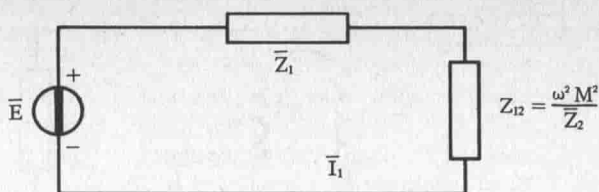


Fig. 41. - Circuito equivalente a quello di figura 40 con secondario riportato a primario.

Può quindi accadere che la somma $\bar{Z}_1 + \bar{Z}_{12}$ sia inferiore a $\bar{Z}_1$.
La corrente $\bar{I}_1$ è data immediatamente da:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}_1 + \omega^2 M^2 / \bar{Z}_2} \quad (80)$$

Riporto del primario a secondario

Risolvendo la (77) rispetto a $\bar{I}_1$ e sostituendo nella (78) si ha:

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 &= \bar{E} / \bar{Z}_1 - j(\omega M / \bar{Z}_1) \bar{I}_2 \\ 0 &= \bar{Z}_2 \bar{I}_2 + j(\omega M / \bar{Z}_1) \bar{E} + (\omega^2 M^2 / \bar{Z}_1) \bar{I}_2 \end{aligned} \quad (81)$$

La (81) può essere riscritta nella forma:

$$-j \frac{\omega M}{\bar{Z}_1} \bar{E} = \left(\bar{Z}_2 + \frac{\omega^2 M^2}{\bar{Z}_1} \right) \bar{I}_2 \quad (82)$$

La (82) rappresenta l'equazione di un circuito elettrico costituito dal generatore $-j(\omega M / \bar{Z}_1) \bar{E}$ e dalle due impedenze in serie $\bar{Z}_2$ e $\omega^2 M^2 / \bar{Z}_1$ attraversate dalla corrente $\bar{I}_2$ (fig. 42).

La corrente $\bar{I}_2$ è data da:

$$\bar{I}_2 = \frac{-j \omega M \bar{E} / \bar{Z}_1}{\bar{Z}_2 + \omega^2 M^2 / \bar{Z}_1} \quad (83)$$

Se si conosce in particolare la corrente $\bar{I}_1$ che attraversa l'avvolgimento primario, si ha il semplice circuito equivalente secondario di figura 43, ricavabile direttamente dall'equazione (78). Naturalmente la corrente $\bar{I}_1$ che è nota tiene conto della presenza del secondario.

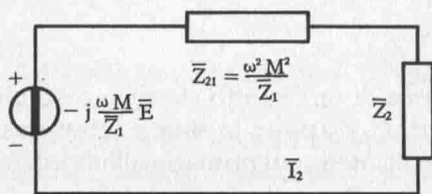


Fig. 42. - Circuito equivalente a quello di figura 40 con primario riportato a secondario.

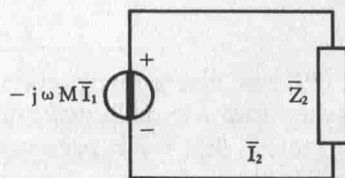


Fig. 43. - Altra presentazione del circuito di figura 40 con primario riportato a secondario.

Esempio:

Nel circuito di figura 40, determinare la corrente erogata dal generatore e la potenza assorbita dal circuito secondario, sapendo che le impedenze $\bar{Z}_1$ e $\bar{Z}_2$ sono rappresentate rispettivamente da una resistenza $R_1 = 6 \text{ k}\Omega$ e un'induttanza $L_1 = 8 \text{ mH}$ per $\bar{Z}_1$ una resistenza $R_2 = 500 \Omega$ e una $L_2 = 12,5 \text{ mH}$ per $\bar{Z}_2$, che i due circuiti sono accoppiati con un coefficiente $k = 0,4$ e la tensione applicata è: $e = 30 \sin 10^6 t$. Poiché è:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = 0,4\sqrt{8 \cdot 10^{-3} \cdot 12,5 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ mH}$$

riportando il secondario a primario si ha:

$$\begin{aligned}\bar{Z}_{12} &= \omega^2 M^2 / \bar{Z}_2 = 10^{12} \cdot 4^2 \cdot 10^{-6} / (500 + j 10^6 \cdot 12,5 \cdot 10^{-3}) \cong \\ &\cong 51 - j 1278\end{aligned}$$

L'impedenza complessiva vista dal generatore e vale:

$$\bar{Z}_t = \bar{Z}_1 + \bar{Z}_{12} = 6 \cdot 10^3 + j 10^6 \cdot 8 \cdot 10^{-3} + 51 - j 1278 = 6051 + j 6722$$

La corrente erogata dal generatore e , vale, in ampiezza:

$$I_M = E_M / Z_t = 30 / \sqrt{6051^2 + 6722^2} = 3,32 \text{ mA}$$

La potenza assorbita dal circuito secondario, corrisponde a quella dissipata nella parte reale della $\bar{Z}_{12}$, quindi:

$$P_2 = R_{12} \cdot I_M^2 / 2 = 51 \cdot 3,32^2 \cdot 10^{-6} / 2 = 0,28 \text{ mW}$$

Condizioni di massimo trasferimento di potenza

Nel caso di circuiti accoppiati per mutua induzione interessa spesso la condizione di accoppiamento cui corrisponde il massimo trasferimento di potenza, nel circuito secondario.

Riprendendo in esame il circuito equivalente di figura 41 riportato in figura 44, lo possiamo pensare come costituito da un generatore di f.e.m. $\bar{E}$ avente come impedenza interna $\bar{Z}_1 = R_1 + jX_1$ e chiuso sull'impedenza di carico $\bar{Z}_{12} = R_{12} + jX_{12}$ essendo $\bar{Z}_{12} = \omega^2 M^2 / \bar{Z}_2$ e quindi:

$$R_{12} = (\omega^2 M^2 / Z_2^2) R_2$$

$$X_{12} = -(\omega^2 M^2 / Z_2^2) X_2$$

Tale circuito risulta perfettamente identico a quello riportato al paragrafo 1 (fig. 1), ponendo $\bar{Z}_g = \bar{Z}_1$ e $\bar{Z}_L = \bar{Z}_{12}$. Come si è visto, le condizioni per il massimo trasferimento di potenza risultano:

$$X_1 = -X_{12} \quad (84)$$

$$R_1 = R_{12} \quad (85)$$

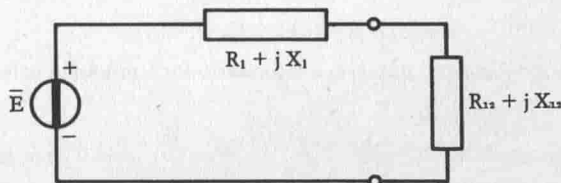


Fig. 44. - Circuito equivalente a quello di figura 40 con secondario riportato a primario.

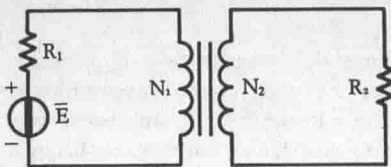


Fig. 45. - Circuito per l'adattamento d'impedenza.

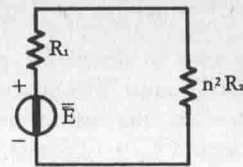


Fig. 46. - Circuito equivalente a quello di figura 45.

Si può notare che, affinché in due circuiti accoppiati sia verificata la (84), occorre che nei singoli circuiti le due reattanze abbiano lo stesso segno, oppure che essi siano separatamente in condizioni di risonanza, per cui X_1 e X_{12} sono ambedue nulle.

Alla condizione di massimo trasferimento di potenza corrisponde un rendimento η inteso come rapporto tra la potenza utilizzata e quella generata pari al 50%.

Qualora lo scopo dell'accoppiamento induttivo sia quello di ottenere il massimo trasferimento di potenza o come si dice l'*adattamento d'impedenza* tra la resistenza di carico R_2 e il generatore avente resistenza interna R_1 (fig. 45), dovranno essere soddisfatte le due condizioni:

$$R_1 = \omega^2 M^2 R_2 / Z_2^2 \quad (86)$$

$$X_1 = \omega^2 M^2 X_2 / Z_2^2 \quad (87)$$

In bassa frequenza detto $(\omega M / Z_2) = n$, tale termine coincide praticamente con il rapporto spire N_1 / N_2 (*); basta quindi regolare opportunamente il rapporto spire per avere l'adattamento richiesto; in tali condizioni il circuito di figura 45 equivale a quello di figura 46. Posto $R_1 = R_{12} = n^2 R_2$, si ha per il rapporto spire $n = N_1 / N_2$:

$$n = \sqrt{R_1 / R_2} \quad (88)$$

Esempio:

Nel circuito di figura 45 si abbia:

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega; \quad N_1 = 2000 \text{ spire}; \quad R_2 = 250 \Omega$$

affinché si abbia il massimo della potenza trasferita in R_2 , occorre che il rapporto spire n sia:

$$n = \sqrt{R_1 / R_2} = \sqrt{1000 / 250} = 2$$

(*) Infatti supponendo che l'accoppiamento sia perfetto, come noto dall'Elettrotecnica è:

$$M = \sqrt{L_1 L_2}$$

Inoltre se $\omega L_2 \gg R_2$, come in genere si verifica, dato che si è in presenza di nucleo ferromagnetico, è $Z_2 \cong \omega L_2$, per cui:

$$\omega M / Z_2 \cong \omega \sqrt{L_1 L_2} / \omega L_2 = \sqrt{L_1 / L_2}$$

e poiché le induttanze degli avvolgimenti primario e secondario sono proporzionali al quadrato delle spire, è anche:

$$\sqrt{L_1 / L_2} = \sqrt{\lambda N_1^2 / \lambda N_2^2} = N_1 / N_2 = n$$

da cui la relazione:

$$\omega M / Z_2 \cong n$$

ovvero:

$$N_1/N_2 = 2$$

quindi:

$$N_2 = N_1/2 = 2000/2 = 1000$$

cioè il secondario deve essere dimensionato con 1000 spire.

7. Circuiti risonanti accoppiati (Filtri di banda)

Un caso particolarmente importante di circuiti accoppiati magneticamente è quello in cui i due circuiti sono risonanti (fig. 47). Il primario è costituito da un circuito risonante parallelo alimentato da un generatore di corrente avente resistenza interna R_o , mentre il secondario, sempre di tipo risonante parallelo, è carico con una resistenza R_C .

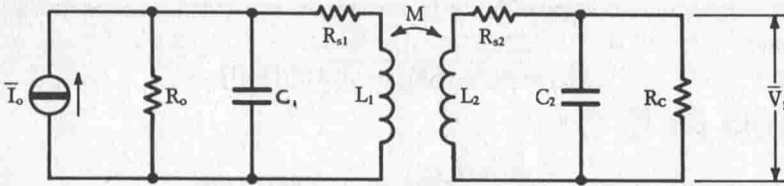


Fig. 47. - Circuiti risonanti accoppiati.

In genere interessa la tensione di uscita ai capi del secondario V_p in condizioni di risonanza, cioè nel caso in cui sia la frequenza del generatore che quelle proprie del circuito primario e del secondario siano uguali (condizione di accordo).

Per sfruttare la teoria dei circuiti accoppiati magneticamente, occorre ricondurre sia il circuito primario che quello secondario a circuiti serie. Al primario applicando il teorema di Thèvenin ai capi della bobina si ottiene:

$$\bar{E}_{eq} = \bar{I}_o \bar{Z}_{eq} \cong \bar{I}_o / j\omega_o C_1$$

essendo $R_o \gg 1/\omega_o C_1$; l'impedenza equivalente vale:

$$\bar{Z}_{eq} = \frac{R_o / j\omega_o C_1}{R_o + 1/j\omega_o C_1} \cong R_{eq} + 1/j\omega_o C_1 \quad (*) \quad (89)$$

dove:

$$R_{eq} = 1/\omega_o^2 C_1^2 R_o = \omega_o^2 L_1^2 / R_o$$

Analogamente al secondario, il parallelo di C_2 con R_C supponendo $R_C \gg 1/\omega_o C_2$ può essere sostituito con la serie C_2 e $R'_{eq} = 1/\omega_o^2 C_2^2 R_C$. Il circuito di figura 47 si riduce quindi come in figura 48.

(*) Infatti è:

$$\bar{Z}_{eq} = \frac{R_o / j\omega_o C_1}{R_o + 1/j\omega_o C_1} = \frac{R_o}{1 + j\omega_o C_1 R_o} = \frac{R_o(1 - j\omega_o C_1 R_o)}{1 + \omega_o^2 C_1^2 R_o^2}$$

e poiché si è supposto che $\omega_o C_1 R_o \gg 1$, trascurando 1 al denominatore, si può scrivere:

$$\bar{Z}_{eq} = \frac{R_o(1 - j\omega_o C_1 R_o)}{\omega_o^2 C_1^2 R_o^2} = \frac{1}{\omega_o^2 C_1^2 R_o} - \frac{j}{\omega_o C_1}$$

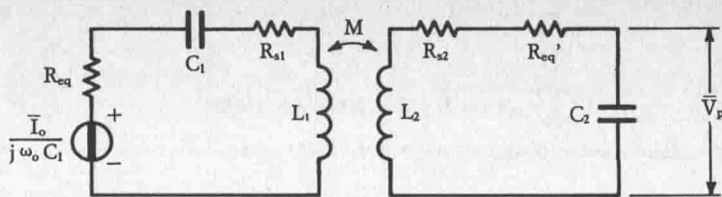


Fig. 48. - Circuiti risonanti accoppiati di figura 47 ricondotti a circuiti risonanti serie.

Convienne ora riportare tutto al secondario, tenendo presente che trovandoci alla risonanza l'impedenza Z_1 è una semplice resistenza $R_1 = R_{s1} + R_{eq}$. Si ottiene così il circuito risonante serie di figura 49 dove con R_2 è stata indicata la somma di R_{eq}' e di R_{s2} . La tensione di uscita è ora Q_{c2} volte quella del generatore, trovandoci in un semplice circuito risonante serie in condizioni di risonanza, dove Q_{c2} è il fattore di merito del circuito sotto carico, cioè comprendente la resistenza riportata a secondario; Q_{c2} è dato dall'espressione:

$$Q_{c2} = \omega_o L_2 / [R_2 + \omega_o^2 M^2 / (R_1)] \quad (90)$$

Si ha quindi per V_p :

$$V_p = \frac{-j\omega_o M \bar{I}_o Q_{c2}}{R_1 j\omega_o C_1} = -\omega_o M \bar{I}_o Q_1 Q_{c2} \quad (91)$$

essendo $Q_1 = 1/(\omega_o R_1 C_1)$ il fattore di merito del primario considerato da solo.

La tensione di uscita V_p dipende dall'accoppiamento magnetico k tra i due circuiti primario e secondario; in particolare si definisce *accoppiamento critico* k_c l'*accoppiamento cui corrisponde il massimo trasferimento di potenza dal primario al secondario*. Questo si ha quando la resistenza riportata a secondario è uguale a quella del secondario, cioè:

$$R_2 = \omega_o^2 M_c^2 / R_1 = \omega_o^2 L_1 L_2 / R_1 \quad (92)$$

Dalla (92) si ricava l'espressione di k_c , ricordando che i fattori di merito dei singoli circuiti primario e secondario sono $Q_1 = \omega_o L_1 / R_1$ e $Q_2 = \omega_o L_2 / R_2$:

$$k_c = 1/\sqrt{Q_1 Q_2} \quad (93)$$

La tensione di uscita V_{po} per $k = k_c$ (tralasciando il segno) è, dalla (91):

$$V_{po} = \omega_o I_o k_c \sqrt{L_1 L_2} Q_1 Q_2 / 2 = \omega_o I_o \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_2} / 2 \quad (94)$$

essendo:

$$Q_{c2} = \frac{\omega_o L_2}{R_2 + \omega_o^2 M_c^2 / R_1} = \omega_o L_2 / 2R_2 = Q_2 / 2$$

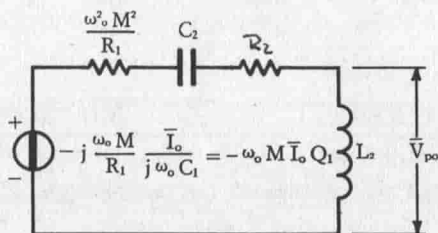


Fig. 49. - Riporto a secondario in condizioni di risonanza.

La (94) è anche rappresentabile nella forma:

$$V_{po} = (I_o/2) \sqrt{R_{p1} \cdot R_{p2}} \quad (95)$$

È interessante vedere come varia la tensione V_p al variare del coefficiente di accoppiamento k ; si può esprimere V_p in funzione di V_{po} ottenuta per $k = k_c$. Partendo dalla (91) in cui si pone $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ e $Q_{c2} = \omega_o L_2 / (R_2 + \omega_o^2 k^2 L_1 L_2 / R_1)$, si ha:

$$V_p = \omega_o I_o k \sqrt{L_1 L_2} Q_1 \frac{\omega_o L_2}{R_2 + \omega_o^2 k^2 L_1 L_2 / R_1}$$

Dividendo per R_2 numeratore e denominatore:

$$V_p = \frac{\omega_o I_o k \sqrt{L_1 L_2} Q_1 Q_2}{1 + \omega_o^2 k^2 L_1 L_2 / R_1 R_2}$$

e introducendo k_c :

$$V_p = \frac{\omega_o I_o k \sqrt{L_1 L_2} Q_1 Q_2}{1 + (k/k_c)^2}$$

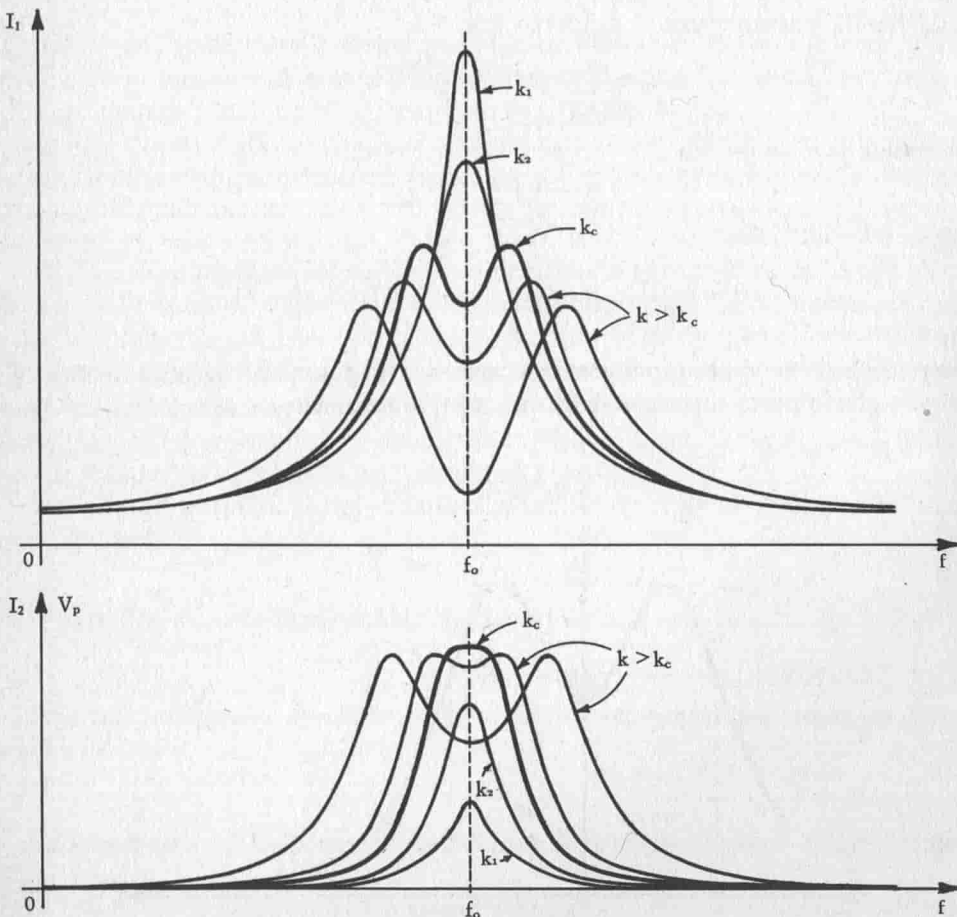


Fig. 50. - Curve di risposta dei circuiti risonanti accoppiati.

e infine isolando l'espressione di V_{po} :

$$V_p = \frac{\omega_o I_o \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_2}}{2} \cdot \frac{2k/k_c}{1 + (k/k_c)^2} = V_{po} \frac{2k/k_c}{1 + (k/k_c)^2} \quad (96)$$

Ovviamente per $k = k_c$ si ottiene V_{po} , mentre per valori di k superiori a k_c la tensione di uscita è minore.

In figura 50, sono riportati gli andamenti della corrente nel primario I_1 e nel secondario I_2 e della tensione V_p in funzione della frequenza e per diversi valori del rapporto k/k_c .

Banda passante dei circuiti risonanti accoppiati

La banda passante, definita come al paragrafo 5, è soggetta nel caso dei circuiti risonanti accoppiati ad una limitazione. Infatti all'aumentare del rapporto k/k_c può esserci una zona centrale nell'intorno della f_o per cui il valore del minimo relativo scenda al di sotto del valore massimo diviso per $\sqrt{2}$ (fig. 51).

Si può dimostrare che per evitare questo inconveniente basta che sia rispettata la condizione: $k/k_c \leq \sqrt{2} + 1 \cong 2,41$. Con buona approssimazione si perviene all'espressione della banda passante per il rapporto $k/k_c > 1$:

$$B = \frac{f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \sqrt{(k/k_c)^2 - 1 + 2k/k_c} \quad (97)$$

che si riduce per $k/k_c = 1$ a:

$$B = \sqrt{2} f_o / \sqrt{Q_1 Q_2} \quad (98)$$

mentre per $k < k_c$ si ha:

$$B = \frac{f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \sqrt{(k/k_c)^2 - 1 + \sqrt{2[(k/k_c)^4 + 1]}} \quad (99)$$

In pratica si usano accoppiamenti leggermente maggiori dell'accoppiamento critico k_c in modo che la parte superiore della curva presenti una zona sufficientemente piatta,

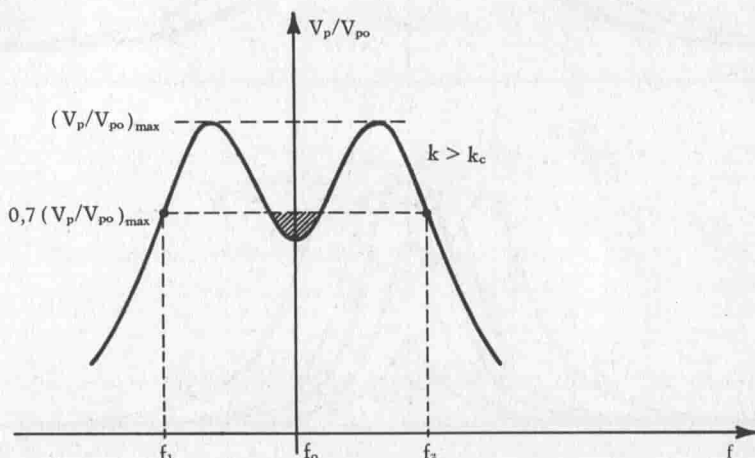


Fig. 51. - Banda oscura al centro della banda passante per $k \gg k_c$.

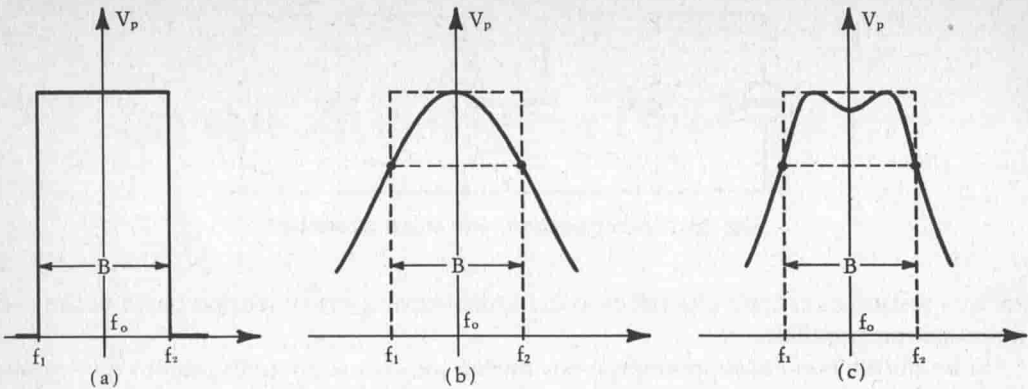


Fig. 52. - Curva di risposta di un filtro di banda: (a) ideale; (b) con semplice circuito risonante; (c) con un filtro di banda.

sia pure con un valore per $f = f_0$ minore rispetto ai due massimi relativi. Così facendo il circuito risulta più *fedele* all'interno della banda passante, rispetto a quanto si possa ottenere con un singolo circuito risonante.

In figura 52 sono riportate tre forme di curva di risposta: in (a) è rappresentato il caso ideale nel quale tutte le frequenze della banda passante sono trattate allo stesso modo, cioè la tensione di uscita è uguale per qualunque frequenza, dentro la banda passante, mentre è nulla per le frequenze al di fuori di essa.

In (b) è riportato il caso della curva di risposta con un semplice circuito risonante; si osserva come le frequenze dentro la banda passante sono trattate in modo diverso e solo una limitatissima zona centrale è amplificata uniformemente col valore massimo; inoltre la tensione di uscita è piuttosto elevata anche al di fuori della banda passante.

In (c) è rappresentata infine la curva di risposta per un filtro di banda che lavora con $k/k_c > 1$; si può notare che la curva di risposta è sufficientemente uniforme all'interno della banda passante e che si ha una buona *attenuazione* della tensione all'esterno. Il filtro di banda a parità di fattore di merito Q dei circuiti risonanti dà luogo ad una banda passante maggiore di quella che si ottiene con un semplice circuito accordato: infatti dal confronto delle (63) e (98) per $k = k_c$ si ha $B_{\text{filtro}} = B \cdot \sqrt{2}$; cioè il filtro di banda ha *una banda più grande ed è più fedele*.

Per contro sempre a parità di fattori di merito e per $k = k_c$ si ha per la tensione di uscita, dalla (69):

$$V_p = \omega_o L I_o Q$$

per il semplice circuito accordato e dalla (48) con $L_1 = L_2 = L$:

$$V_p = (\omega_o L I_o Q)/2$$

per il filtro di banda, cioè si ottiene una tensione di uscita metà rispetto al caso di circuito a semplice accordo.

8. Adattamento d'impedenza mediante l'accoppiamento magnetico

L'uso dei circuiti risonanti accoppiati permette di ottenere, oltre alla voluta curva di risposta, la possibilità di alimentare il primario con un generatore avente ad esempio in

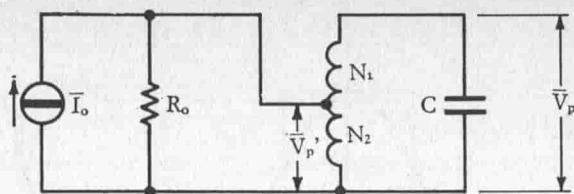


Fig. 53. - Accoppiamento con autotrasformatore.

serie una resistenza troppo alta nel caso di alimentazione serie o troppo bassa nel caso di alimentazione parallelo.

Si ha quindi con l'accoppiamento per mutua induzione un adattamento d'impedenza; la R_{21} riportata a secondario con una scelta opportuna di M può essere resa pari a R_2 o anche minore. Riducendo però M si riduce anche il valore della f.e.m. del generatore equivalente riportato a secondario.

Un altro tipo di accoppiamento molto usato nel caso di amplificatori selettivi di tensione a transistori è quello con autotrasformatore (fig. 53). Il collegamento è necessario quando il generatore presenta una resistenza interna parallelo R_o troppo bassa per alimentare direttamente il circuito risonante parallelo; infatti in tal caso il fattore di merito Q del circuito sarebbe troppo piccolo e quindi inaccettabile la selettività del complesso.

Indicando con n la quantità $(N_2 + N_1)/N_2$, il generatore alla risonanza vede una resistenza $R'_{po} = R_{po}/n^2$; il circuito di figura 53 alla risonanza può essere ricondotto a quello equivalente di figura 54. La tensione di uscita vale manifestamente:

$$V_p = nV_p' = n \frac{I_o}{1/R_o + n^2/R_{po}} \quad (100)$$

Dividendo numeratore e denominatore della (100) per n^2 si ottiene:

$$V_p = \frac{I_o/n}{1/n^2 R_o + 1/R_{po}} \quad (101)$$

cioè il circuito di figura 54 è del tutto equivalente, sempre in condizioni di risonanza, a quello di figura 55.

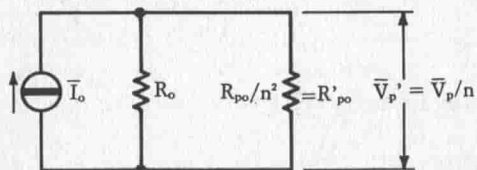


Fig. 54.

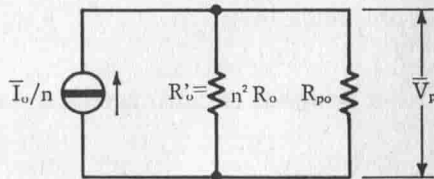


Fig. 55.

Circuiti equivalenti a quello di figura 53.

CAPITOLO TERZO

CONDUZIONE NEI CORPI SOLIDI

1. Cenni sulla costituzione della materia

Come è noto, le particelle più elementari che costituiscono la materia sono le molecole, le quali a loro volta consistono in uno o più atomi. Questi ultimi sono costituiti da un nucleo avente carica positiva e massa circa uguale a quella dell'intero atomo e da un numero variabile di elettroni aventi massa trascurabile rispetto a quella del nucleo e una carica elettrica negativa(*). Gli elettroni girano attorno al nucleo su orbite circolari, come i pianeti intorno al sole nel sistema solare. Il numero di elettroni caratterizza l'elemento chimico della materia e va da uno nell'idrogeno fino a oltre cento negli elementi più complessi. Ad una maggiore complessità dell'elemento corrisponde un numero di orbite maggiore e ognuna di queste può contenere un numero massimo di elettroni; ad esempio, nell'orbita più esterna possono essere contenuti al massimo otto elettroni.

Gli elettroni di ciascuna orbita posseggono differenti valori di energia, detti *livelli di energia*, che dipendono dalla distanza delle orbite dal nucleo. Gli elettroni situati in orbite più vicine al nucleo hanno livelli di energia bassi e sono strettamente legati ad esso; viceversa, quelli situati nell'orbita più esterna hanno livelli di energia più alti e ne sono più debolmente legati.

Fornendo energia ad un elettrone, questo può passare da un'orbita più interna ad una più esterna; in tal caso si dice che l'elettrone è eccitato. Secondo le leggi di Bohr, l'elettrone può possedere solo quantità discrete di energia (*quanti*); un quanto costituisce la più piccola quantità di energia che può assorbire l'elettrone. Per passare quindi da un'orbita ad una più esterna, occorre fornire all'elettrone un certo numero di quanti di energia. L'elettrone resta nello stato di eccitazione un tempo molto breve (da 10^{-7} a 10^{-10} sec), dopo di che tende a riacquistare il suo naturale livello di energia, cioè a rientrare nella propria orbita; in tale passaggio l'elettrone cede i quanti di energia

(*) La carica dell'elettrone risulta essere $1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb e la sua massa $9,1 \cdot 10^{-31}$ kg.

assorbiti sotto forma di energia raggiante ad una frequenza data dalla relazione:

$$f = \frac{W}{h}$$

dove h è la costante di Planck espressa in joule · sec ($h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ J · sec) e W è la variazione di energia in joule.

Fornendo un numero sufficiente di quanti di energia agli elettroni più esterni, questi possono essere strappati dalle loro orbite e resi liberi. L'energia necessaria a questo scopo è anche detta *lavoro di estrazione*.

2. Strutture cristalline e bande di energia

I corpi solidi di origine minerale (metalli, semiconduttori, isolanti) sono costituiti da atomi aggregati in una struttura cristallina, cioè gli atomi si trovano ai nodi di un reticolo di forma geometrica regolare e ripetitiva. In tale configurazione, gli elettroni di atomi contigui si influenzano vicendevolmente. I livelli di energia degli elettroni situati nelle orbite più interne non sono praticamente alterati dalla vicinanza di altri atomi. Viceversa, i livelli di energia degli elettroni situati nell'orbita esterna, ne sono notevolmente influenzati. I nuovi livelli di energia che si stabiliscono sono determinati in base alle leggi della meccanica quantistica, secondo le quali, tali elettroni si trovano in una *banda* di stati energetici (livelli) molto vicini, anziché in livelli piuttosto distanziati fra loro, come si avrebbe in un atomo isolato. Detta banda viene chiamata *banda di energia*.

Se gli elettroni dell'orbita esterna degli atomi di una struttura cristallina non sono eccitati, la *banda di energia* che loro compete viene detta *banda di valenza*, cioè tale banda è occupata dagli elettroni dell'orbita più esterna, che forniscono la *valenza chimica* dell'elemento (un atomo con quattro elettroni nella sua orbita esterna, caratterizza un elemento tetravalente).

Oltre alla banda di valenza, esiste una *banda di conduzione*, comprendente un insieme di livelli di energia in corrispondenza dei quali, gli elettroni possono sfuggire alla loro orbita. Normalmente fra le due bande (di valenza e di conduzione) esiste una *banda proibita*, detta anche *spazio vuoto* o *gap*, che costituisce un insieme di stati energetici che non possono essere assunti dagli elettroni; in altre parole, non possono esistere elettroni con un livello energetico appartenente alla banda proibita.

3. Isolanti, semiconduttori, conduttori

I materiali *isolanti* sono caratterizzati da una scarsissima capacità di condurre elettricità (valori di conduttività molto bassi). Viceversa, i materiali *conduttori* hanno buona capacità di condurre elettricità (valori di conduttività elevati). A metà strada si trovano i *semiconduttori* (valori di conduttività intermedia fra i conduttori e gli isolanti). La classificazione di un materiale dipende dalla struttura delle sue bande di energia. In figura 1 è riportata in forma qualitativa la situazione delle bande di energia nei tre casi, di isolante, semiconduttore e conduttore.

In figura 1a è rappresentata la situazione di un materiale isolante, cioè di un cristallo chimicamente puro a 0 °K. La banda di valenza è completamente piena, mentre

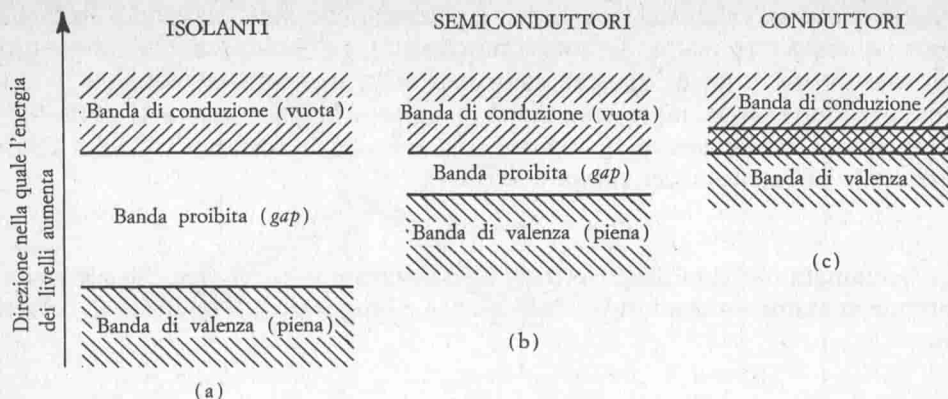


Fig. 1. - Ripartizione delle bande di energia nei materiali supposti chimicamente puri e a 0 °K: (a) isolante; (b) semiconduttore; (c) conduttore.

quella di conduzione è completamente vuota; la banda proibita che le separa ha un'ampiezza di molti elettron-volt (eV). Un elettron-volt è una energia corrispondente al lavoro compiuto da un elettrone quando si sposta fra due punti aventi tra loro una d.d.p. di un volt. L'energia che può essere fornita agli elettroni applicando un campo elettrico, non è sufficiente a far loro saltare l'ostacolo della banda proibita e a portarli in quella di conduzione, che, come si è detto, è vuota. La conduzione è quindi impossibile.

In figura 1b, è rappresentata la situazione delle bande di energia in un semiconduttore come il germanio o il silicio. Anche in questo caso la banda di valenza è completamente piena e quella di conduzione completamente vuota; però la banda proibita è molto più stretta. Ad esempio nel Ge a 0 °K ha un'ampiezza di 0,785 eV e nel Si di 1,21 eV. Energie di questo ammontare sono ancora troppo elevate per poter essere conferite agli elettroni mediante applicazione di un campo elettrico, per cui alle basse temperature tali materiali si comportano come isolanti. Alla temperatura ambiente, però, per effetto dell'energia termica che ricevono dall'esterno, alcuni elettroni acquistano energia sufficiente da passare nella banda di conduzione e, con l'applicazione di un campo elettrico esterno, danno luogo ad una corrente elettrica.

In figura 1c è rappresentato il caso di un metallo: una parte della banda di valenza si sovrappone a quella di conduzione; in questo caso gli elettroni non devono attraversare alcuna banda proibita ed è sufficiente l'applicazione di un campo elettrico per porli in movimento.

4. Conduzione nei metalli

Come si è visto nel paragrafo precedente, nei metalli la banda di valenza e quella di conduzione si sovrappongono; ciò indica che un certo numero di elettroni sono liberi di muoversi sotto l'azione di un campo elettrico. Supponendo di applicare un campo elettrico di intensità $\vec{E}$, se gli elettroni fossero liberi di muoversi, il movimento sarebbe regolato dalle leggi della meccanica classica e, poiché ad un elettrone è applicata una forza:

$$\vec{F} = \vec{E} \cdot e$$

costante, il moto sarebbe uniformemente accelerato, con velocità quindi linearmente crescente col tempo. In realtà, durante il movimento, gli elettroni entrano in collisione con gli ioni (atomi privi di qualche elettrone) della struttura cristallina e in queste collisioni perdono energia, tanto più quanto maggiore è la loro velocità. Il risultato è che viene raggiunta, in condizioni di regime, una velocità u costante (velocità di *drift*), proporzionale all'intensità del campo elettrico:

$$u = \mu E \quad (1)$$

dove μ è chiamata mobilità degli elettroni ed è misurata in $\text{m}^2/\text{V} \cdot \text{sec}$. Ne consegue che se si prende in esame un conduttore di sezione A e lunghezza L , l'intensità di corrente I risulta:

$$I = \frac{Ne}{t} \quad (2)$$

dove N è il numero degli elettroni liberi nel conduttore ed e è la carica dell'elettrone espressa in coulomb. Introducendo il numero n degli elettroni per unità di volume ($N = n \cdot A \cdot L$) la (2) diventa:

$$I = \frac{nALe}{t} \quad (3)$$

da cui segue la densità di corrente J :

$$J = \frac{I}{A} = ne \frac{L}{t} = neu \quad (4)$$

essendo $L/t = u$ la velocità degli elettroni. Tenendo conto della (1), la (4) diventa:

$$J = ne\mu E \quad (5)$$

Il rapporto tra la densità di corrente J e l'intensità di campo elettrico E , rappresenta la conduttività intrinseca σ del metallo:

$$\sigma = \frac{J}{E} = ne\mu \quad (6)$$

e il suo inverso rappresenta la resistività ρ .

Al crescere della temperatura aumenta l'agitazione termica degli elettroni e le possibilità di collisione; ciò dà luogo ad una diminuzione della mobilità μ e quindi della conduttività del metallo.

5. Semiconduttori

Dall'esame della (6) si nota che la conduttività di un materiale è proporzionale al numero n degli elettroni liberi per unità di volume. Per un buon conduttore il valore di n è dell'ordine di 10^{28} elettroni/ m^3 , mentre in un isolante può essere dell'ordine di $10^6 \div 10^7$ elettroni/ m^3 ; in un semiconduttore si hanno valori intermedi. Tra i semiconduttori si ricorda l'ossidulo di rame (Cu_2O), l'ossido di titanio (TiO_2), il solfuro di piombo (PbS) ecc. I più importanti per le applicazioni dell'elettronica risultano essere il germanio (Ge) e il silicio (Si), in quanto costituiscono gli elementi base nella

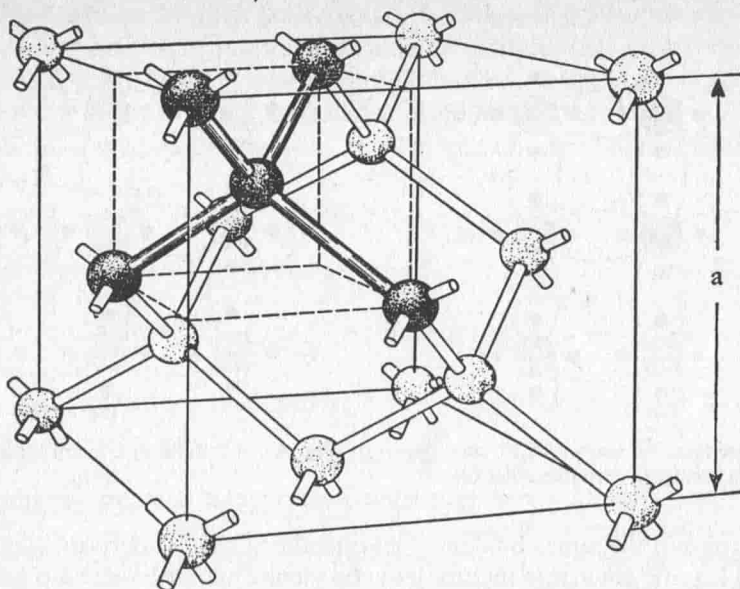


Fig. 2. - Struttura cristallina del germanio e del silicio.

fabbricazione dei dispositivi elettronici a stato solido. La struttura cristallina di questi materiali consiste in una ripetizione regolare, nelle tre direzioni dello spazio di una cella a forma di tetraedro regolare, con un atomo in ciascun vertice. In figura 2 è indicato il reticolo cristallino del Ge o del Si, in cui ciascuna sfera rappresenta un atomo e i bastoncini che congiungono gli atomi e sorreggono la struttura rappresentano i *legami covalenti* fra gli atomi stessi. La dimensione a vale $5,4 \text{ \AA}$ per il Si e $5,7 \text{ \AA}$ per il Ge.

Nella sua struttura atomica, il silicio possiede 14 elettroni, mentre il germanio ne ha 32; entrambi sono tetravalenti, cioè presentano 4 elettroni nell'orbita più esterna (elettroni di valenza).

La figura 3 mostra la struttura in una rappresentazione semplificata a due dimensioni. In essa, attorno a ciascun nucleo sono rappresentati con punti neri i quattro elettroni di valenza. Poiché l'orbita esterna di ciascun atomo può contenere al massimo otto elettroni e, in tali condizioni, l'orbita è completa e al massimo della stabilità (nel senso che l'atomo non può più legarsi ad altri atomi cedendo o ricevendo ulteriori elettroni), nella struttura in esame, gli elettroni di ciascun atomo vengono prestati vicendevolmente agli atomi attigui in modo da completare le loro orbite. Le coppie che così si formano costituiscono i *legami covalenti* indicati a tratteggio in figura 3. In essa, con cerchi più grandi sono rappresentati gli atomi, con esclusione dei quattro elettroni di valenza e che, quindi sono diventati ioni positivi con carica pari a $+4e$, essendo e al solito la carica dell'elettrone.

Il fatto che gli elettroni di valenza tendono a legare fra loro gli atomi contigui, non rende disponibili elettroni per la conduzione, per cui a temperature estremamente basse (intorno a $0 \text{ }^\circ\text{K}$), il materiale si comporta come un isolante. Alla temperatura ambiente ($300 \text{ }^\circ\text{K}$), però, alcuni legami covalenti, per effetto dell'energia termica fornita, si rompono e si rendono disponibili degli elettroni per la conduzione. L'energia necessaria per rompere un legame covalente è circa $0,72 \text{ eV}$ nel Ge e $1,1 \text{ eV}$ nel Si.

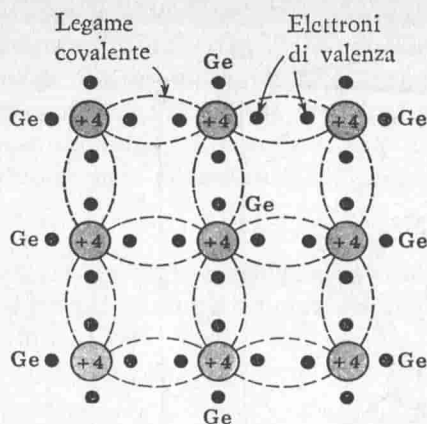


Fig. 3. - Rappresentazione simbolica in due dimensioni della struttura cristallina del Ge.

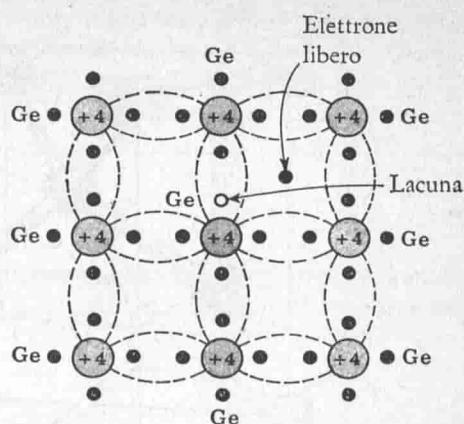


Fig. 4. - Cristallo di Ge con un legame covalente rotto.

Alla rottura di un legame covalente, nel cristallo si rende libero un elettrone e al suo posto resta un legame covalente incompleto che viene chiamato *lacuna* o *buco* (fig. 4). La *lacuna* si comporta come un portatore positivo di elettricità analogamente all'elettrone che ne è un portatore negativo.

Il meccanismo mediante il quale una lacuna partecipa alla conduzione, può essere spiegato qualitativamente in modo sintetico: la *lacuna* formatasi in seguito alla rottura di un legame covalente, può essere *riempita* da un elettrone di valenza di un atomo vicino, che, a sua volta, ha spezzato un altro legame covalente. Questo elettrone lascia nel posto occupato precedentemente una *lacuna*, mentre quella primitiva è sparita perché *riempita* dall'elettrone. La primitiva *lacuna* appare spostata nella posizione del secondo elettrone; essa, nella nuova posizione può essere *riempita* da un terzo elettrone di valenza proveniente da un altro atomo e corrispondentemente appare muoversi di un altro passo in direzione opposta al moto dell'elettrone.

Nei semiconduttori, a differenza dei metalli, si hanno quindi due tipi di portatori: gli *elettroni* e le *lacune*; queste ultime equivalgono ai fini della conduzione a delle effettive cariche positive libere di valore $+e$. In un semiconduttore esente da qualsiasi impurezza, detto anche *semiconduttore intrinseco*, il numero di lacune presenti è uguale a quello degli elettroni liberi, in quanto ogni rottura di legame covalente dà luogo ad una coppia *elettrone-lacuna*. Indicando quindi con n la concentrazione degli elettroni liberi (numero di elettroni per unità di volume) e con p quella delle lacune, è:

$$n = p = n_i$$

dove n_i è detta *concentrazione intrinseca*.

L'agitazione termica produce in continuazione nuove coppie elettrone-lacuna, mentre altre coppie spariscono per ricombinazione. In condizioni di equilibrio, il ritmo di produzione delle coppie è uguale a quello di ricombinazione delle stesse.

6. Proprietà del Germanio e del Silicio

A differenza di quanto avviene nei metalli, nei quali la conduzione di elettricità è affidata agli elettroni liberi, nei semiconduttori, la conducibilità elettrica è dovuta al

contributo degli elettroni liberi e delle lacune. Applicando un campo elettrico E ad una porzione di semiconduttore, queste particelle si muovono in direzioni contrarie, ma avendo cariche di segno opposto, la corrente dovuta a ciascun tipo di particella è nella stessa direzione. Indicando con μ_n la mobilità degli elettroni e con μ_p quella delle lacune e con n e p le rispettive concentrazioni, in analogia con la (5), la densità di corrente J risulta:

$$J = n\mu_n eE + p\mu_p eE = (n\mu_n + p\mu_p) eE \text{ [A/m}^2\text{]} \quad (7)$$

La conduttività σ vale quindi:

$$\sigma = \frac{J}{E} = (n\mu_n + p\mu_p) e \quad (8)$$

Per un semiconduttore intrinseco è $n = p = n_i$, di conseguenza la (8) diventa:

$$\sigma = (\mu_n + \mu_p) n_i e \quad (9)$$

Nel germanio puro, a temperatura ambiente è $n_i = 2,5 \cdot 10^{13}/\text{cm}^3$ e nel silicio è $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}/\text{cm}^3$. La mobilità μ_n degli elettroni, sempre a temperatura ambiente, è di circa $0,38 \text{ m}^2/\text{V} \cdot \text{sec}$ nel germanio e $0,13 \text{ m}^2/\text{V} \cdot \text{sec}$ nel silicio, mentre quella delle lacune μ_p è di circa $0,18 \text{ m}^2/\text{V} \cdot \text{sec}$ nel germanio e $0,05 \text{ m}^2/\text{V} \cdot \text{sec}$ nel silicio. La concentrazione intrinseca n_i cresce con la temperatura, in quanto l'agitazione termica fa aumentare il numero delle coppie elettrone-lacuna, di conseguenza con la temperatura, aumenta la conduttività σ e quindi diminuisce la resistività $\rho = 1/\sigma$. Alla temperatura ambiente la resistività ρ risulta di $\sim 45 \text{ } \Omega\text{cm}$ nel germanio e $\sim 230 \text{ k}\Omega\text{cm}$ nel silicio.

7. Semiconduttori drogati

Aggiungendo al silicio (o al germanio) puro una piccola quantità di un elemento pentavalente, si ottiene un semiconduttore estrinseco o drogato. Gli atomi dell'elemento pentavalente sostituiscono quelli del silicio nella struttura cristallina. Dei cinque elettroni situati nell'orbita periferica dell'elemento pentavalente, quattro formano i legami covalenti con i quattro atomi vicini di silicio, mentre il quinto resta libero e quindi disponibile come portatore di corrente. Infatti l'energia richiesta per rendere libero questo quinto elettrone è dell'ordine di appena $0,01 \text{ eV}$ per il Ge e $0,05 \text{ eV}$ per il Si. Il processo mediante il quale si aggiungono impurezze ad un semiconduttore puro è noto come drogaggio (doping) del semiconduttore. I materiali pentavalenti per il drogaggio più comunemente usati sono l'arsenico (As), l'antimonio (Sb) e il fosforo (P); essi vengono denominati anche materiali *donatori* o di tipo *N*, in quanto forniscono al semiconduttore elettroni liberi (cariche negative). L'atomo pentavalente *donatore*, dopo aver ceduto al cristallo l'elettrone libero, resta immobilizzato nel reticolo cristallino come ione positivo e non partecipa alla conduzione.

La struttura cristallina che si ottiene è indicata in figura 5 nel caso del germanio. Il drogaggio di un semiconduttore con impurezze donatrici fa aumentare notevolmente il numero degli elettroni liberi; diminuisce invece il numero delle lacune al di sotto del valore che si ha nel semiconduttore intrinseco. Infatti la presenza nel cristallo drogato di un maggior numero di elettroni fa aumentare il ritmo di ricombinazione degli elettroni con le lacune; ne consegue che in un semiconduttore drogato con impurezze pentavalenti, la concentrazione n degli elettroni è molto superiore a quella p delle lacune, per cui la

conduttività, detta anche conduttività estrinseca, dalla (8), è dovuta essenzialmente agli elettroni ed il semiconduttore si dice di *tipo N*.

Aggiungendo invece al semiconduttore intrinseco una impurezza trivalente (elemento con solo tre elettroni nell'orbita esterna), quali il boro, gallio, indio, alluminio, solo tre dei quattro legami covalenti possono essere formati con i quattro atomi di silicio (o di germanio) vicini e il vuoto che resta nel quarto legame costituisce una *lacuna*. La situazione è illustrata in figura 6 nel caso del germanio.

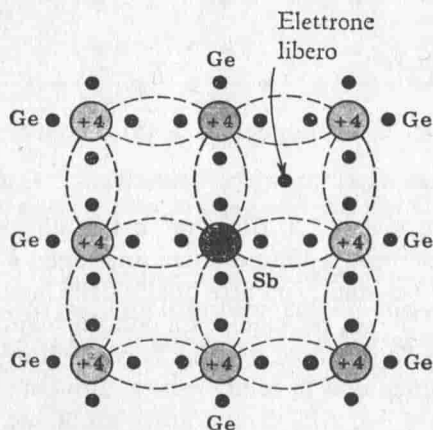


Fig. 5. - Struttura cristallina con un atomo di germanio sostituito da un atomo di impurezza pentavalente (antimonio).

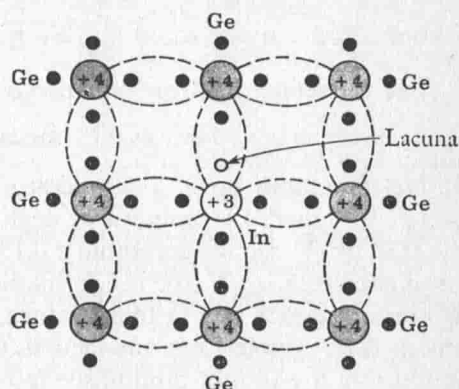


Fig. 6. - Struttura cristallina con un atomo di germanio sostituito da un atomo di impurezza trivalente (indio).

Poiché le impurezze trivalenti rendono il cristallo ricco di lacune (cariche positive), disponibili come portatori, esse vengono chiamate *impurità accettrici* o di *tipo P* in quanto, creando lacune, possono accettare elettroni di valenza dagli atomi circostanti. L'atomo *accettore*, dopo avere catturato un elettrone, rimane immobilizzato nel reticolo cristallino come *ione negativo* e non partecipa alla conduzione elettrica attraverso il cristallo. Nel semiconduttore drogato con impurezze trivalenti, aumenta il numero di lacune presenti, mentre quello degli elettroni liberi diminuisce al di sotto del valore che si ha nel semiconduttore intrinseco, dato che il maggior numero di lacune fa aumentare il ritmo di ricombinazione. Essendo in questo caso la concentrazione p delle lacune molto superiore a quella n degli elettroni, per la (8), la conduttività del semiconduttore drogato è dovuta essenzialmente alle lacune ed esso si dice di *tipo P*.

Minime tracce di impurezze alterano notevolmente la conduttività del semiconduttore; ad esempio l'aggiunta di una parte su 10^8 , altera la conduttività del germanio a 30°C di un fattore pari a 12.

Mentre *donatori* (drogaggio di tipo N) ed *accettori* (drogaggio di tipo P) sono fissi, gli elettroni e le lacune sono dotati di notevole mobilità e tendono a diffondersi in tutto il materiale e sono chiamati anche *portatori di maggioranza*, mentre le lacune e gli elettroni, prodotti dalla rottura dei legami covalenti per effetto termico sono detti *portatori di minoranza*. Si deve tener presente, infine, che nei semiconduttori sia di tipo P che di tipo N, il materiale rimane elettricamente neutro in quanto la somma algebrica delle cariche positive e negative è sempre nulla.

8. Leggi dell'azione di massa e di neutralità elettrica

Siano n e p le concentrazioni degli elettroni e delle lacune rispettivamente, in un semiconduttore drogato e n_i la concentrazione intrinseca definita al paragrafo 5. Tra queste grandezze sussiste la relazione, detta *legge dell'azione di massa*:

$$np = n_i^2 \quad (10)$$

dove n_i è funzione della temperatura.

Dalla (10) si deduce che il prodotto delle concentrazioni degli elettroni e delle lacune è costante e pari al prodotto delle concentrazioni che si hanno nel semiconduttore intrinseco ($n = p = n_i$). Di conseguenza, in un semiconduttore tipo N , la concentrazione degli elettroni è preponderante rispetto a quella delle lacune, viceversa in un semiconduttore tipo P .

In un semiconduttore drogato sia con impurezze tipo N che con impurezze tipo P , indichiamo con N_D la concentrazione degli atomi donatori e con N_A quella degli ioni accettori; poiché gli atomi donatori in seno al cristallo diventano ioni positivi, la densità di carica positiva totale nel semiconduttore è $(N_D + p)e$; gli atomi accettori diventano invece ioni negativi, per cui la densità di carica negativa totale è $(N_A + n)e$. Essendo il semiconduttore nel suo complesso elettricamente neutro, la densità di carica positiva deve essere uguale a quella di carica negativa, per cui deve essere:

$$N_D + p = N_A + n \quad (11)$$

La (11) esprime la legge di neutralità elettrica.

Se si considera un semiconduttore tipo N , è $N_A = 0$ e $p \ll n$, essendo il numero delle lacune molto inferiore a quello degli elettroni, per cui la (11) diventa:

$$n \cong N_D \quad (12)$$

cioè in un semiconduttore tipo N , la concentrazione degli elettroni liberi uguaglia approssimativamente la densità degli atomi donatori. La concentrazione delle lacune dalla (10) e (12) risulta:

$$p = \frac{n_i^2}{N_D} \quad (13)$$

Con lo stesso ragionamento in un semiconduttore tipo P è:

$$p \cong N_A \quad (14)$$

$$n = \frac{n_i^2}{N_A} \quad (15)$$

Dalla (9), tenendo conto delle (12) e (14), considerando che la conduttività dipende in pratica dalle sole cariche maggioritarie, si deduce la conduttività dei semiconduttori drogati. Per il tipo N si ha:

$$\sigma_n = N_D \mu_n e \quad (16)$$

e per il tipo P :

$$\sigma_p = N_A \mu_p e \quad (17)$$

9. Correnti di drift e di diffusione

Quando ad una porzione di semiconduttore è applicato un campo elettrico, le cariche elettriche libere (elettroni nei materiali tipo *N* e lacune in quelli tipo *P*), si spostano ad una certa velocità dipendente dalla loro mobilità, dando luogo ad una corrente elettrica detta *corrente di drift* analogamente a quanto avviene nei metalli.

Nei semiconduttori esiste però un altro tipo di corrente detto di diffusione, originato da una non uniforme concentrazione di cariche (lacune o elettroni).

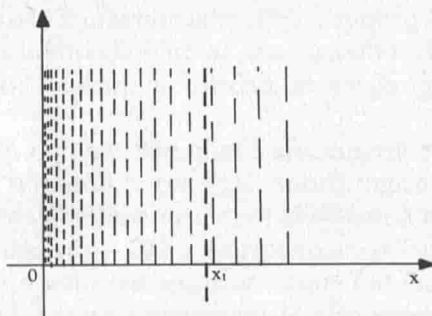


Fig. 7. - Diffusione delle lacune in funzione della concentrazione.

Supponiamo che in un semiconduttore tipo *P* la concentrazione p delle lacune diminuisca lungo l'asse x di figura 7. Considerando una generica superficie alla distanza x_1 dall'origine degli assi, la concentrazione delle cariche a sinistra di tale superficie sarà maggiore che non a destra; si è cioè in presenza di un gradiente di concentrazione $\Delta p / \Delta x$. Poiché per effetto dell'agitazione termica, le lacune sono in continuo movimento, c'è maggiore probabilità che le lacune si muovano verso zone a concentrazione minore che non viceversa. In pratica si ha una *diffusione* di lacune da zone di maggior concentrazione verso zone di minore concentrazione, analogamente a quanto avviene in un gas se in un contenitore si hanno differenze di concentrazione. Il fenomeno dà luogo ad una corrente chiamata *corrente di diffusione*. La densità di corrente di diffusione è proporzionale al gradiente di concentrazione ed è data dalla relazione:

$$J = -eD_p \frac{\Delta p}{\Delta x} \quad (18)$$

dove D_p è chiamata costante di diffusione delle lacune. Il segno $-$ nella (18) è richiesto dal fatto che, come appare dall'esempio di figura 7, le lacune si muovono (diffondono) nella direzione in cui il gradiente di concentrazione $\Delta p / \Delta x$ è negativo. Nel caso in cui sia applicato anche un campo elettrico E , la corrente totale nel semiconduttore è data dalla somma della corrente di drift e di quella di diffusione:

$$J = e\mu_p p E - eD_p \frac{\Delta p}{\Delta x} \quad (19)$$

Considerazioni analoghe valgono per i semiconduttori tipo *N*; in tal caso, però, nella (18) scompare il segno $-$ in quanto il verso positivo della corrente è opposto a quello del moto degli elettroni.

10. Effetto Hall

Se una barretta di semiconduttore è percorsa da una corrente I e posta in un campo magnetico di induzione B trasverso come in figura 8, si induce in essa un campo elettrico E in direzione perpendicolare sia a B che a I . Questo fenomeno è noto come *effetto Hall* e può essere sfruttato per determinare se un semiconduttore è di tipo N o P e per trovare la concentrazione dei portatori in esso presenti. Mediante una simultanea misura della conducibilità σ è possibile inoltre calcolare la mobilità μ dei portatori.

L'effetto Hall si può spiegare fisicamente come segue. Con le direzioni di B e di I indicate in figura, si esercita sui portatori una forza, dovuta al campo magnetico, in direzione al piano individuato da I e da B . Se il semiconduttore è di tipo N , nel quale la corrente è prodotta da elettroni, quest'ultimi sono soggetti ad una forza diretta verso l'alto e spinti verso il lato 1 della barretta, che si carica quindi negativamente rispetto al lato 2. Fra le superfici 1 e 2 appare allora una differenza di potenziale V_H , detta *tensione di Hall*.

In condizioni di equilibrio l'intensità del campo elettrico E dovuto all'effetto Hall deve esercitare sulle cariche una forza tale da bilanciare la forza dovuta al campo magnetico (forza di Lorentz), cioè si ha:

$$eE = eBu \quad (20)$$

in cui e è la carica dell'elettrone, u la velocità di scorrimento (*drift*) dei portatori di corrente. Supponendo il campo elettrico uniforme, risulta: $E = V_H/d$, $J = \delta u = I/wd$, dove J è la densità di corrente, δ la densità di carica e w la dimensione indicata in figura 8. Combinando queste relazioni con la (20) si ottiene:

$$V_H = Ed = Bdu = \frac{BJd}{\delta} = \frac{BI}{w\delta} \quad (21)$$

Misurando V_H , B , I e w si può determinare la densità di carica δ . Se la polarità di V_H è positiva al terminale 2, allora i portatori sono elettroni ed il materiale è di tipo N ; dalla relazione $\delta = ne$ si può calcolare la concentrazione n . Se invece il terminale 1 è positivo rispetto a quello 2, i portatori sono cariche positive (lacune) ed il semiconduttore è di tipo P ; dalla relazione $\delta = pe$ è possibile calcolare la concentrazione p delle lacune.

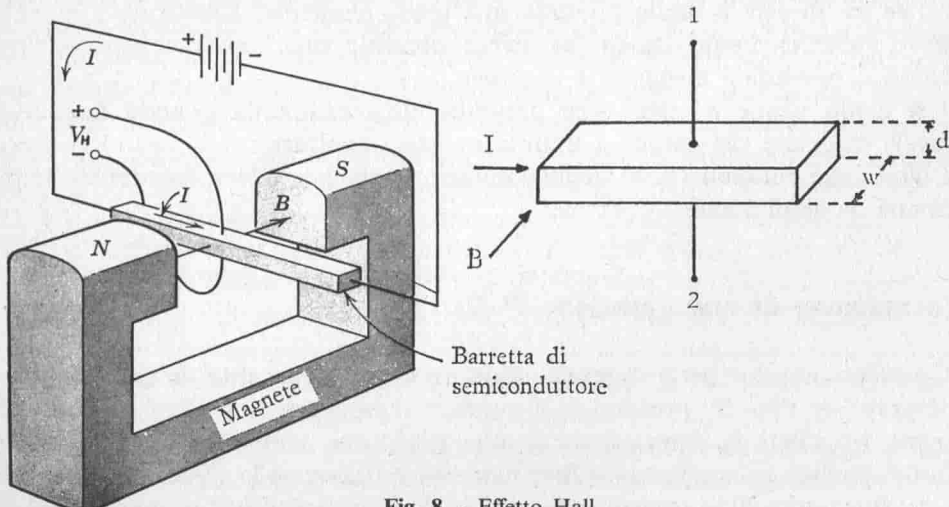


Fig. 8. - Effetto Hall.

CAPITOLO QUARTO

DIODI A GIUNZIONE

1. Generalità

Il diodo è un elemento bipolare, costituito cioè da due elettrodi, che presenta una resistenza diversa al passaggio della corrente a seconda delle polarità della tensione ad essi applicata. Il diodo viene indicato simbolicamente come in figura 1.



Fig. 1. - Rappresentazione simbolica di un diodo.

I due elettrodi sono chiamati rispettivamente *anodo* (*A*) e *catodo* (*K*) e sono individuati in base al loro comportamento elettrico: se applicando una differenza di potenziale tra di essi, il diodo presenta una bassa resistenza, l'elettrodo a potenziale maggiore viene chiamato *anodo*; se invece presenta una resistenza molto elevata, l'elettrodo a potenziale maggiore è il *catodo*.

Un diodo ideale è quello che presenta resistenza nulla quando l'anodo è a potenziale maggiore del catodo e infinita nel caso contrario.

I diodi oggi più diffusi sono quelli a giunzione, che per le loro caratteristiche più si avvicinano ai diodi ideali.

2. Formazione di una giunzione *P-N*

Consideriamo due pezzi di semiconduttore di germanio, uno drogato di tipo *P* e uno drogato di tipo *N*; portandoli a contatto lungo una superficie si ottiene una *giunzione*. In effetti la formazione di una giunzione implica processi tecnologici abbastanza complessi, con i quali si deve mantenere attraverso la giunzione la continuità della struttura cristallina (reticolo) del materiale semiconduttore usato.

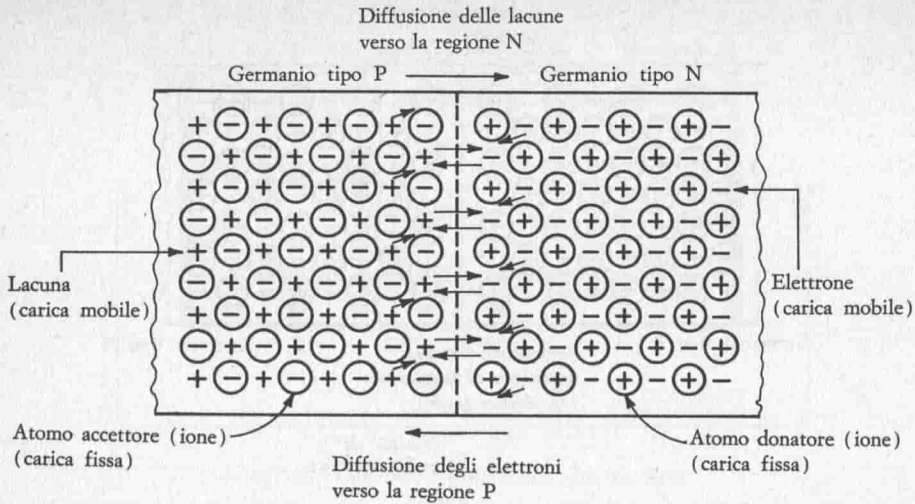


Fig. 2. - Rappresentazione di una giunzione PN, all'atto della sua formazione; le frecce in corrispondenza della giunzione indicano la direzione dello spostamento delle cariche mobili (elettroni e lacune).

I due pezzi di semiconduttore si presentano *inizialmente neutri*; infatti nel germanio di tipo *P* ci sono tante lacune quanti sono gli atomi accettori e ugualmente nel germanio di tipo *N* ci sono tanti elettroni liberi quanti sono gli atomi donatori, non tenendo conto delle coppie elettrone-lacuna di origine termica. La situazione è illustrata in figura 2, dove sono rappresentate schematicamente le cariche fisse (ioni) con un cerchietto recante all'interno un + (donatori) o un - (accettori), mentre le cariche mobili sono indicate semplicemente con un + (lacune) e con un - (elettroni).

Non appena si forma la giunzione, nella regione immediatamente adiacente ad essa si ha una *diffusione spontanea* di elettroni dal Ge di tipo *N* verso il Ge di tipo *P* e di lacune in senso inverso; in pratica gli elettroni e le lacune che si trovano nella zona della giunzione si eliminano gli uni con le altre, nel senso che gli elettroni neutralizzano le lacune. Una volta avvenuto, sempre nella regione immediatamente adiacente alla superficie di separazione dei due pezzi di semiconduttore di diverso tipo, il passaggio di cariche mobili nei due sensi opposti, i due pezzi di materiale non sono più elettricamente neutri. Infatti il Ge di tipo *P* che ha perduto delle lacune, assume una *netta carica negativa*, mentre il Ge di tipo *N* che ha perduto degli elettroni, assume una *netta carica positiva* (fig. 3). La presenza di cariche negative e di cariche positive rispettivamente nel Ge *P* e nel Ge *N*, dà luogo ad un campo elettrico E_i e quindi alla formazione di una differenza di potenziale o *barriera di potenziale* di polarità tale da impedire l'ulteriore diffusione degli elettroni nella regione di tipo *P* e delle lacune in quella di tipo *N*.

L'arresto della diffusione di elettroni verso il Ge tipo *P* e di lacune verso il Ge tipo *N* si può spiegare in maniera elementare. Infatti l'ulteriore passaggio di elettroni attraverso la giunzione è *ostacolato* dalla distribuzione di carica fissa negativa (accettori) e analogamente le lacune non diffondono verso il Ge tipo *N* essendo respinte dalla distribuzione di carica fissa positiva (donatori).

In figura 3 sono riportati gli andamenti della densità di carica e del potenziale lungo il materiale, la barriera di potenziale è dovuta alla distribuzione di cariche nell'adiacenza della giunzione ed è indicata in figura 3(c) con V_o .

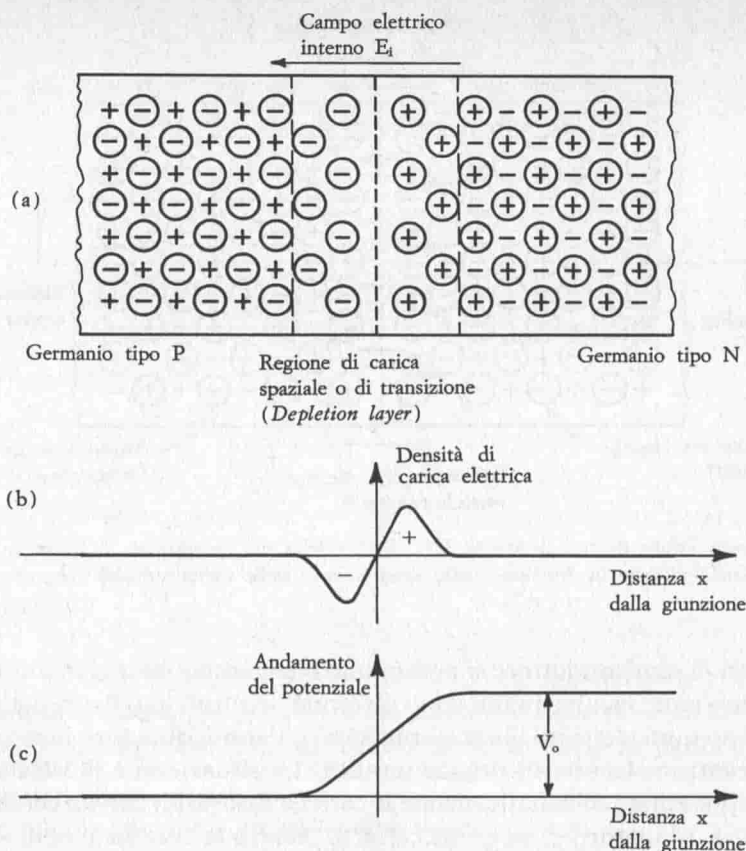


Fig. 3. - (a) situazione delle cariche di una giunzione dopo la diffusione delle cariche mobili; la zona compresa tra i tratteggi è detta zona di svuotamento, o di transizione. E_i rappresenta il campo elettrico dovuto alla distribuzione di cariche negative e positive nella regione di transizione; (b) andamento della densità di carica; (c) andamento del potenziale.

La regione svuotata di cariche mobili viene denominata *regione di transizione o di svuotamento (depletion-layer)*.

3. Giunzione P-N sottoposta a un campo elettrico esterno

Giunzione polarizzata direttamente

Se ad una giunzione PN si applica una d.d.p., ad esempio mediante una batteria, collegata con le polarità indicate in figura 4, cioè con il polo negativo dalla parte del Ge di tipo N. La giunzione viene così sottoposta ad un campo elettrico esterno E di senso opposto ad E_i ; il campo elettrico E ripristina ed agevola la diffusione delle cariche attraverso la giunzione per cui gli elettroni riprendono a passare dalla regione N alla regione P e analogamente le lacune vanno dalla regione P verso la regione N. Si stabilisce quindi una corrente, all'interno del semiconduttore e nel circuito esterno, di intensità I , dipendente dal valore della tensione esterna applicata.

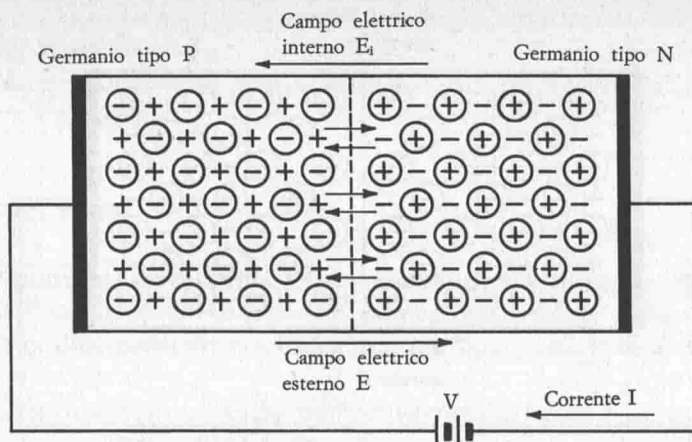


Fig. 4. - Giunzione polarizzata direttamente.

La giunzione è stata polarizzata in *sensu diretto* cioè in modo tale da permettere il passaggio della corrente. La presenza della tensione esterna V ha abbassato la barriera di potenziale, che si opponeva al passaggio della corrente.

In maniera più intuitiva si può spiegare il passaggio della corrente, quando si applica una d.d.p. esterna V con le polarità segnate sempre in figura 4 col fatto che gli elettroni della regione N , che venivano respinti dalla distribuzione di cariche fisse negative (accettori), localizzate nella zona di transizione lato P , ora vengono attratte e sollecitate ad attraversare la giunzione dalla polarità positiva della batteria. Analogamente le lacune che venivano respinte dalla distribuzione di cariche fisse positive (donatori), localizzate nella zona di transizione lato N , ora vengono attratte e portate ad attraversare la giunzione dalla polarità negativa della batteria.

Giunzione polarizzata inversamente

Si invertano ora le polarità della batteria; in questo caso il campo elettrico esterno E ha lo stesso senso del campo interno E_i , che quindi viene *rinforzato* (fig. 5). In tal modo gli elettroni liberi della regione N non possono in queste condizioni diffondersi verso la regione P e allo stesso modo le lacune della regione P non possono diffondersi verso la regione N .

Il risultato è che la giunzione *non conduce*; si dice che la giunzione è *polarizzata in senso inverso*; cioè in modo tale da non permettere la conduzione di corrente. La barriera di potenziale si è innalzata e la zona di transizione si è allargata.

In maniera intuitiva si può pure spiegare l'impossibilità delle cariche libere a superare la giunzione.

Infatti gli elettroni della regione N , che venivano respinti dalla distribuzione di cariche fisse negative (accettori) localizzate nella zona di transizione lato P , ora trovano un ulteriore ostacolo costituito dall'effetto di repulsione dovuto al polo negativo della batteria collegato al Ge tipo P . Con lo stesso ragionamento le lacune che venivano respinte dalla distribuzione di cariche fisse positive (donatori), localizzate nella zona di transizione lato N , ora trovano anch'esse un ulteriore ostacolo dovuto alla repulsione causata dal polo positivo della batteria, collegato al Ge tipo N (fig. 5).

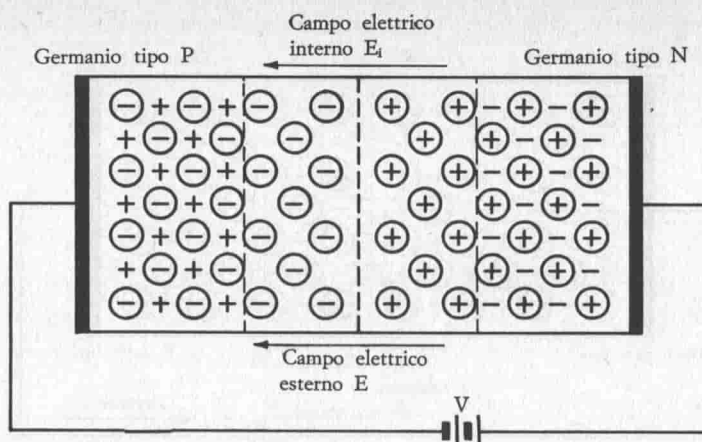


Fig. 5. - Giunzione polarizzata inversamente. Nella figura non sono rappresentati i portatori minoritari.

Corrente inversa in una giunzione

In realtà però anche quando una giunzione è polarizzata inversamente, nel circuito scorre una debolissima corrente. Nelle figure 2, 3, 4 e 5 sono stati rappresentati solo gli elettroni e le lacune liberi dovuti agli atomi di impurità. Non è stato tenuto conto nel ragionamento precedente e in dette figure delle lacune e degli elettroni *provenienti dalla rottura dei legami covalenti* degli atomi che formano il reticolo cristallino del germanio, dovuta all'agitazione termica. Come conseguenza nel pezzo di Ge di tipo *N*, sarà sempre presente una piccola quantità di lacune mobili, in numero proporzionale alla temperatura ambiente. Lo stesso ragionamento porta ad ammettere in un pezzo di Ge di tipo *P*, la presenza di una piccola quantità di elettroni mobili.

La debole *corrente inversa* che scorre nel circuito quando la giunzione è polarizzata inversamente è dovuta proprio a queste cariche mobili, elettroni liberi nel Ge tipo *P* e lacune libere nel Ge tipo *N*, di origine termica, detti *portatori di minoranza*.

Dalla figura 6 si può vedere che il campo elettrico esterno *E* permette ad alcuni

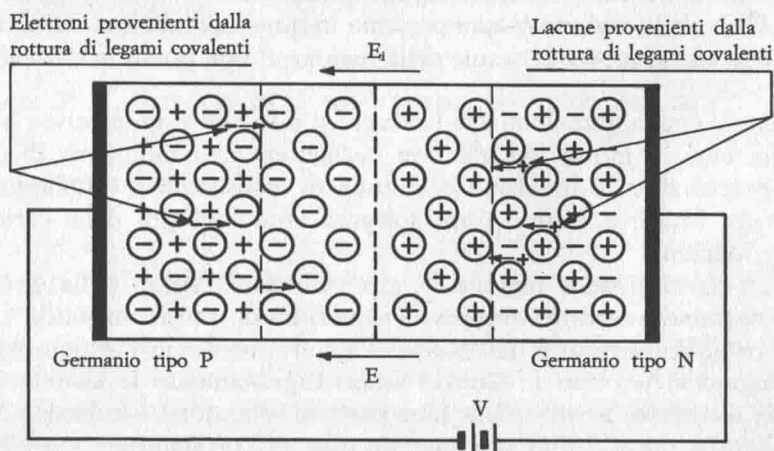


Fig. 6. - Corrente inversa in una giunzione polarizzata inversamente.

elettroni liberi della regione P di passare nel Ge N e ad alcune lacune libere della regione N di passare nel Ge P .

Poiché il numero di queste cariche cresce con la temperatura, la corrente inversa risulta dipendere da quest'ultima.

4. Diodo a giunzione

Il diodo a giunzione è costituito da una giunzione PN di germanio o di silicio. Il cristallo è posto in un involucro di vetro o ceramico o di metallo, a seconda del tipo, da cui escono due reofori collegati internamente alle due parti P e N della giunzione rispettivamente.

Il diodo a giunzione si presenta normalmente come in figura 7; l'elettrodo collegato alla parte P della giunzione costituisce l'anodo e quello collegato alla parte N il catodo. Schematicamente esso viene rappresentato con il simbolo di figura 1.

Facendo riferimento agli argomenti trattati nei paragrafi precedenti, quando la giunzione viene polarizzata in senso diretto, cioè con l'anodo portato a potenziale positivo rispetto al catodo, si ha passaggio di corrente attraverso il diodo, per effetto delle cariche mobili o *portatori maggioritari*. Quando la giunzione viene invece polarizzata inversamente (anodo a potenziale negativo rispetto al catodo), nel diodo circola una corrente debolissima (pochi μA), dovuta ai *portatori di minoranza*.

5. Componenti delle correnti in un diodo a giunzione

Si consideri una giunzione polarizzata direttamente e, per maggior chiarezza nella trattazione, si supponga una giunzione asimmetrica, in cui, cioè, il semiconduttore tipo P abbia una forte concentrazione di *accettori* e quello tipo N una moderata concentrazione di *donatori*.

Le *lacune* nella regione P si spostano, per effetto del campo elettrico applicato, verso la regione tipo N , originando una corrente di *drift*. Tale corrente, se si trascura l'effetto delle cariche minoritarie, di concentrazione molto inferiore a quella delle cariche maggioritarie, si mantiene praticamente costante nelle sezioni lontane dalla giunzione, mentre diminuisce man mano che ci si avvicina alla stessa, per effetto della ricombinazione delle lacune con gli elettroni, che muovendosi in senso opposto, dalla regione N

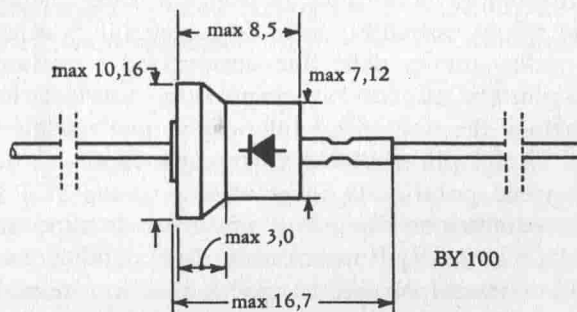


Fig. 7. - Diodo a giunzione.

sono passati, attraversando la barriera di potenziale, nella regione P . Comunque, un grosso quantitativo di lacune attraversa la giunzione e nella regione N queste vengono a far parte delle cariche minoritarie. Si dice anche che le lacune che hanno attraversato la barriera di potenziale, sono *emesse* dalla giunzione o *iniettate* nella regione N . Di conseguenza in detta regione, in prossimità della giunzione, si ha una forte concentrazione di lacune e, per quanto accennato nel capitolo precedente, paragrafo 9, ciò dà luogo ad una corrente di diffusione che dipende dal gradiente di concentrazione. Tale concentrazione diminuisce man mano che ci si allontana dalla giunzione per effetto della ricombinazione delle lacune con gli elettroni (cariche maggioritarie). Si può dimostrare che la variazione di concentrazione segue una legge esponenziale e quindi lo stesso andamento ha anche il gradiente di concentrazione e di conseguenza la corrente di diffusione. L'andamento della corrente dovuta al movimento delle lacune è riportato in figura 8, a tratteggio per la corrente di drift e a tratto pieno per quella di diffusione.

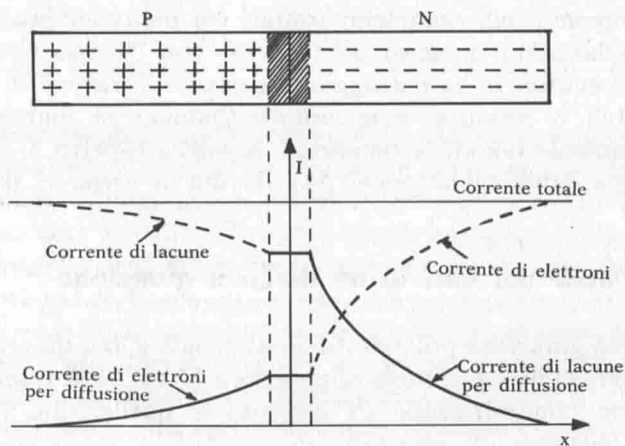


Fig. 8. - Componenti della corrente in un diodo a giunzione.

Analogamente avviene per il moto degli elettroni che si muovono dalla regione N , dando luogo ad una corrente di *drift* e sono *iniettati* nella regione P , originando una corrente di diffusione. L'andamento di tali correnti è riportato sempre in figura 8, a tratteggio per quanto riguarda la corrente di drift e a tratto pieno per la corrente di diffusione. La corrente totale, essendo il moto degli elettroni in senso opposto a quello delle lacune, risulta dalla somma delle due correnti ed è costante in ogni sezione trasversale del semiconduttore, essendo le varie porzioni in serie fra loro. Nell'esempio di figura 8 la concentrazione dei donatori è inferiore a quella degli accettori, quindi la corrente di diffusione risulta più elevata nella regione N .

Se la giunzione viene polarizzata inversamente, come si è visto nei paragrafi precedenti, si ha una conduzione dovuta ai portatori di minoranza (elettroni nella regione P e lacune nella regione N). Il meccanismo della conduzione è analogo a quello illustrato nel caso di polarizzazione diretta, cioè si possono individuare le correnti di drift e quelle di diffusione che risultano in senso opposto alle precedenti (corrente di drift di elettroni nella regione P e di diffusione nella regione N) e di intensità molto piccole.

6. Capacità di transizione e di diffusione

Come si è visto al paragrafo 2, quando si forma una giunzione PN , nell'interno di questa si determina una distribuzione di cariche elettriche immobili costituite dagli ioni degli elementi donatori e da quelli degli elementi accettori. Tale intorno viene anche chiamato *regione di transizione*. Queste cariche elettriche immobili occupano posizioni fisse ben determinate che non possono abbandonare e si comportano come le cariche sulle armature di un condensatore. Inoltre, come già detto, nella regione di transizione non è presente alcuna carica mobile e si può considerare quindi questa zona come un perfetto isolante. Si può perciò definire una capacità caratteristica della giunzione avente come dielettrico lo spessore della zona di transizione. Il valore della capacità è dato dall'espressione:

$$C_T = \varepsilon \frac{S}{w} \quad (1)$$

dove S è l'area della giunzione, w lo spessore della regione di transizione ed ε la costante dielettrica del materiale.

Poiché la regione di transizione aumenta il suo spessore w all'aumentare della tensione inversa applicata, la capacità di transizione C_T diminuisce. Praticamente C_T varia da alcuni pF a qualche decina di pF.

Quando la giunzione viene polarizzata in senso diretto, la barriera di potenziale si abbassa e gli elettroni vanno per diffusione dalla regione N alla regione P , mentre le lacune vanno, sempre per diffusione, da P ad N . Le lacune iniettate nella zona N , come pure gli elettroni iniettati nella zona P , hanno forte probabilità di ricombinarsi con i portatori di maggioranza esistenti nelle regioni in cui vengono iniettati. Di conseguenza le concentrazioni delle lacune nella zona N e degli elettroni nella zona P *diminuiscono esponenzialmente* con la distanza dalla giunzione stessa, come visto nel paragrafo precedente. La presenza di cariche non uniformemente distribuite dà luogo ad una capacità, detta capacità di diffusione C_D , la cui espressione, che non si intende dimostrare, vale:

$$C_D = \frac{L_p}{D_p} \frac{q}{KT} I_p + \frac{L_n}{D_n} \frac{q}{KT} I_n \quad (2)$$

dove I_p e I_n sono rispettivamente la corrente delle lacune e la corrente degli elettroni in conduzione diretta, D_p e D_n le costanti di diffusione delle lacune e degli elettroni (in $\text{m}^2 \text{sec}^{-1}$), definite nel capitolo precedente, paragrafo 9, e, infine L_p e L_n le distanze medie che le lacune e gli elettroni percorrono prima della ricombinazione.

7. Caratteristica di un diodo a giunzione

Se ad un diodo a giunzione viene applicata una differenza di potenziale V_{AK} fra anodo e catodo, in modo che l'anodo si trovi a potenziale positivo rispetto al catodo, si ha un passaggio di corrente attraverso il diodo, dipendente dalla differenza di potenziale applicata. Uno schema di circuito che permette di variare la tensione V_{AK} è indicato in figura 9.

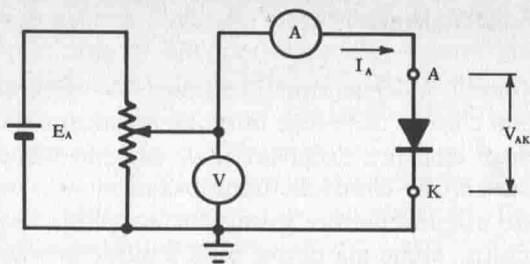


Fig. 9. - Circuito per il rilievo della caratteristica di un diodo.

Variando V_{AK} da zero al valore E_A , si ottiene una corrente I_A , legata a V_{AK} da una relazione, espressa graficamente dalla figura 10. Tale curva rappresenta la caratteristica del diodo.

Essa passa esattamente per l'origine degli assi cartesiani e aumenta molto rapidamente all'aumentare della tensione applicata, quando il diodo è polarizzato in senso diretto. In tal caso, la corrente tende a crescere indefinitamente ed è limitata dalla massima potenza che il diodo può dissipare.

La corrente nel diodo polarizzato in senso inverso è, come si è detto, debolissima e tende, all'aumentare della tensione inversa, ad un valore costante I_s , che dipende dalla temperatura a cui si trova la giunzione e che viene chiamata *corrente inversa di saturazione*. La corrente inversa si mantiene al valore I_s , all'aumentare della tensione inversa, fino a che non si raggiunge un certo limite V_Z , detto *punto di Zener*, oltre il quale la corrente inversa comincia ad aumentare molto rapidamente, con possibile distruzione del diodo.

La spiegazione fisica del fenomeno sta nel fatto che al crescere della tensione inversa, gli elettroni liberi costituenti le cariche minoritarie acquistano per effetto dell'aumentato campo elettrico una sufficiente energia e quindi una velocità tale da spezzare, per urto, dei legami covalenti e liberare altre coppie elettroni-lacune; queste a loro volta acquistano, sempre per effetto del campo elettrico, sufficiente energia da spezzare altri legami covalenti e così di seguito. Si ha perciò un fenomeno moltiplicativo a *valanga* con conseguente brusco aumento di cariche e quindi di corrente.

Tale fenomeno non è di per sé distruttivo, in quanto tornando a diminuire la tensione inversa applicata, il fenomeno cessa, però se la sua durata supera un certo

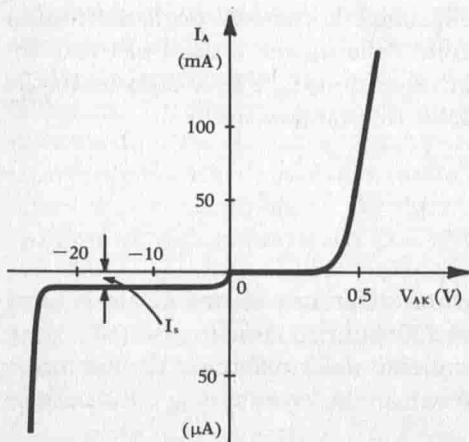


Fig. 10. - Caratteristica di un diodo a giunzione. Nelle ordinate negative la scala è dilatata per mettere in evidenza la corrente inversa.

limite, il riscaldamento della giunzione, dovuto alla potenza che in essa si dissipa, provoca la sua distruzione.

La caratteristica di un diodo a giunzione può, in via approssimata essere espressa dalla relazione:

$$I_A = I_S (e^{\frac{e}{aKT} V_{AK}} - 1) \quad (3)$$

dove:

I_S = corrente di saturazione inversa del diodo;

e = carica dell'elettrone ($e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb);

T = temperatura assoluta in gradi Kelvin ($^{\circ}\text{K}$);

K = costante di Boltzman ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Joule/ $^{\circ}\text{K}$);

a = coefficiente che vale circa 1 per i diodi al germanio e circa 2 per quelli al silicio.

Il termine aKT/e ha le dimensioni di una tensione e, alla temperatura ambiente di 27°C (300°K), vale circa 26 mV per i diodi al germanio e circa 52 mV per quelli al silicio.

Nella (3), per tensione $V_{AK} \gg aKT/e$, si può trascurare il termine 1 rispetto a:

$$e^{\frac{e}{aKT} V_{AK}}$$

per cui la relazione in questione può essere scritta in via approssimata:

$$I_A = I_S e^{\frac{e}{aKT} V_{AK}} = I_S e^{V_{AK}/aV_T} \quad (4)$$

dove $V_T = \frac{KT}{e} = T/11.600 \text{ V}$ è l'equivalente in volt della temperatura.

La corrente inversa di saturazione I_S dipende sia dalla temperatura che dal tipo di diodo. Nei diodi al silicio infatti essa è dell'ordine di 1000 volte più piccola di quella di un corrispondente diodo al germanio. La variazione di I_S con la temperatura segue una legge esponenziale e, mediamente sia per i diodi al germanio che per quelli al silicio, cresce approssimativamente di un 7%/ $^{\circ}\text{C}$, vale a dire si ha circa un raddoppio per ogni aumento di temperatura di 10°C . Se si vuole mantenere costante la corrente nel diodo, un aumento di temperatura deve essere compensato da una diminuzione di tensione; risulta che tale diminuzione deve essere approssimativamente:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} \cong -2,5 \text{ mV}/^{\circ}\text{C} \quad (5)$$

8. Circuito equivalente di un diodo a giunzione

Dall'esame della caratteristica di figura 10, si può notare che, nel senso di conduzione, la caduta di tensione fra anodo e catodo varia poco al variare della corrente che attraversa il diodo, quando questa supera un certo valore; cioè si nota che la caratteristica, dopo il primo tratto iniziale, in cui la corrente assume valori modesti, diventa molto ripida, quasi verticale.

In base a queste considerazioni, la caratteristica di un diodo a giunzione può essere approssimata con una retta praticamente parallela all'asse delle ordinate e che taglia

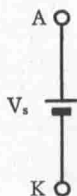


Fig. 11. - Circuito equivalente approssimato di un diodo a giunzione.

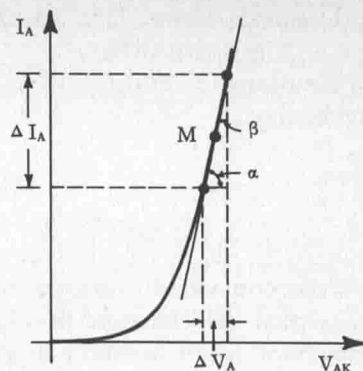


Fig. 12. - Definizione di resistenza differenziale di un diodo a giunzione.

l'asse delle V_{AK} in un punto di ascissa V_s , il cui valore dipende dal tipo di diodo. Il valore di V_s risulta di circa $0,2 \div 0,3$ V per i diodi al germanio e $0,5 \div 0,7$ V per quelli al silicio e spesso viene indicato come *tensione di soglia*, in quanto finché V_{AK} si mantiene inferiore a V_s , la corrente nel diodo risulta molto piccola.

Ciò porta a concludere che se il diodo non lavora con correnti estremamente modeste, esso presenta fra anodo e catodo una caduta di tensione quasi costante e di valore dipendente dal tipo di diodo. In prima approssimazione si può dire che il diodo a giunzione equivale ad una f.c.e.m. di valore V_s e con le polarità indicate in figura 11.

Tornando alla caratteristica di figura 10 si può osservare che in realtà l'approssimazione della caratteristica con una retta parallela all'asse delle ordinate non è del tutto esatta, però è tanto più vicina al vero, quanto maggiori sono le correnti che circolano nel diodo.

Infatti si può dimostrare(*) che la pendenza m di una retta tangente in un punto della caratteristica vale:

$$m = \frac{I_s e}{aKT} e^{\frac{e}{aKT} V_{AK}} \cong \frac{I_A e}{aKT} \quad (6)$$

da cui si deduce che ad esempio nei diodi al germanio, per correnti I_A superiori a 26 mA, il valore di m supera l'unità e assume valori sempre sempre maggiori al crescere di I_A .

L'inverso della pendenza della retta tangente in un punto della caratteristica costituisce la *resistenza differenziale* del diodo a giunzione. Infatti, dall'esame della figura 12, si vede che considerando un intorno del punto M piuttosto ristretto, tale tratto di caratteristica si confonde con la retta ad essa tangente in M . Poiché la resistenza differenziale r_a viene definita dal rapporto $\Delta V_A / \Delta I_A$, quando tali variazioni sono molto

(*) Dalla (4) è:

$$m = \frac{dI_A}{dV_{AK}} = \frac{I_s e}{aKT} e^{\frac{e}{aKT} V_{AK}}$$

e dalla (6), essendo:

$$I_A \cong I_s e^{\frac{e}{aKT} V_{AK}} \quad \text{è anche:} \quad m = \frac{e}{aKT} I_A$$

piccole, risulta che esso è uguale alla tangente dell'angolo β di figura 12, ma è anche:

$$\tan \beta = 1/\tan \alpha = 1/m$$

da cui:

$$r_a = 1/m = \frac{aKT}{eI_A} \quad (7)$$

Si può notare che la resistenza differenziale è molto piccola se la corrente I_A supera un certo valore. Infatti nei diodi al germanio, per $I_a = 26$ mA, essendo $aKT/e = 26$ mV, la resistenza r_a vale:

$$r_a = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} = 1 \, \Omega$$

Per valori superiori di I_A , il valore di r_a è ancora più piccolo, perciò normalmente la resistenza differenziale di un diodo a giunzione è trascurabile. Si può quindi concludere che un diodo a giunzione dà luogo ad una caduta di tensione fissa, di solito non superiore al Volt e per variazioni nell'intorno di un punto della sua caratteristica, si comporta come un cortocircuito (resistenza zero), sempre nel caso che sia polarizzato in senso diretto.

Nel caso di polarizzazione in senso inverso, il diodo si comporta in prima approssimazione come un circuito aperto (corrente circa zero).

9. Potenza dissipata in un diodo a giunzione

In un diodo a giunzione polarizzato in senso diretto, le cariche elettriche che danno luogo alla corrente del diodo, attraversando la barriera di potenziale, compiono un lavoro che si trasforma in calore.

Nella giunzione viene quindi dissipata una certa potenza che è praticamente data dal prodotto della corrente che attraversa il diodo per la caduta di tensione fra anodo e catodo (infatti in prima approssimazione si può ritenere trascurabile la resistenza del cristallo).

Essendo tale caduta piuttosto modesta, cioè in pratica inferiore al Volt, risulta che i diodi a giunzione possono essere percorsi da forti correnti senza che la dissipazione di potenza diventi eccessiva. Tuttavia la potenza dissipata nel diodo dà luogo ad uno sviluppo di calore che innalza la temperatura della giunzione. Tale innalzamento della temperatura è legato alla capacità di dissipazione del calore sviluppato nel diodo verso l'esterno.

A questo scopo si usa introdurre il concetto di *resistenza termica* θ , la quale misura la difficoltà del calore a propagarsi verso l'esterno. Essa viene espressa in $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ e rappresenta l'aumento in $^{\circ}\text{C}$ della temperatura di giunzione, rispetto a quella ambiente, per ogni W di potenza dissipata, per cui se ad esempio la resistenza termica θ vale $50^{\circ}\text{C}/\text{W}$, la temperatura di giunzione aumenta di 50°C quando la potenza dissipata nel diodo è di un watt.

La temperatura di giunzione T_j risulta legata alla potenza dissipata e alla temperatura ambiente dalla relazione:

$$T_j = \theta P_d + T_a \quad (8)$$

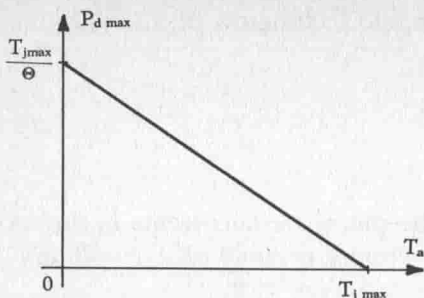


Fig. 13. - Potenza massima dissipabile in un diodo in funzione della temperatura ambiente.

Dalla (8) si deduce la massima potenza che può dissipare un diodo a giunzione in funzione della temperatura ambiente. Infatti risolvendo rispetto a P_d , si ha:

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{\theta} \quad (9)$$

che, scritta per i valori massimi di dissipazione, in corrispondenza della massima temperatura di giunzione T_{jmax} diventa:

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{\theta} \quad (10)$$

Il diagramma di P_{dmax} in funzione di T_a è riportato in figura 13.

Come si vede, se la temperatura ambiente (quella in cui lavora il diodo) raggiunge il valore T_{jmax} , la potenza dissipabile diventa nulla, in quanto qualsiasi valore di corrente non farebbe altro che innalzare ulteriormente la temperatura di giunzione.

Una volta fissata la potenza massima che può essere dissipata nel diodo, poiché la caduta di tensione anodo-catodo è dell'ordine del volt (nei diodi al silicio che sono i più comunemente impiegati nei circuiti di potenza), risulta determinato anche il valore massimo della corrente anodica I_{Amax} .

Il concetto di resistenza termica è molto importante in quanto in un diodo la temperatura della giunzione non può superare certi limiti se non si vuole rischiare la sua distruzione. Di solito viene prescritta una temperatura massima di giunzione T_{jmax} di circa 100°C per i diodi al germanio e di 200°C per quelli al silicio (*).

10. Grandezze caratteristiche di un diodo a giunzione

Spesso si usa suddividere i diodi a giunzione in diodi di segnale e in diodi di potenza a seconda che siano impiegati in circuiti in cui circolano correnti modeste (dell'ordine di decine di mA) oppure in circuiti in cui siano in gioco potenze di una certa entità, nel qual caso le correnti possono variare da alcuni A ad alcune decine o centinaia di A.

(*) Come si vedrà in seguito, trattando delle applicazioni dei diodi in circuiti di potenza, è possibile ridurre la resistenza termica di un diodo montandolo su apparati dissipatori di calore (alette di raffreddamento); in tal modo si può, a parità di temperatura di giunzione, aumentare la potenza dissipata e quindi la corrente I_A .

Le grandezze caratteristiche di un diodo a giunzione, sono fornite normalmente dai manuali; fra esse riportiamo le principali:

1. Il valore massimo della corrente continua in senso diretto $I_{A_{\max}}$ che è quello che può circolare in permanenza ad una data temperatura ambiente;
2. Il massimo valore di picco $I_{\max}$ della corrente per brevi durate (ad esempio 1 sec o un periodo della tensione di rete);
3. Il massimo valore di picco della corrente ad una determinata frequenza;
4. Il massimo valore della caduta di tensione $V_{AK_{\max}}$ in corrispondenza del massimo valore di corrente continua;
5. Il massimo valore della tensione inversa $V_{i_{\max}}$;
6. Il massimo valore della corrente inversa (corrente di saturazione inversa I_s);
7. Il valore della resistenza termica θ ;
8. Il massimo valore di temperatura ammissibile nella giunzione $T_{j_{\max}}$.

A titolo di esempio si riportano le grandezze caratteristiche del diodo di segnale BAX 13:

1. Massimo valore della corrente continua: $I_{A_{\max}} = 75 \text{ mA}$;
2. Massimo valore di picco della corrente per la durata di 1 sec: $I_{\max} = 500 \text{ mA}$;
3. Massimo valore di picco della corrente alla frequenza di 50 Hz: 150 mA ;
4. Valore massimo della caduta di tensione per $I_A = 75 \text{ mA}$: $V_{AK_{\max}} < 1,5 \text{ V}$;
5. Massimo valore della tensione inversa: $V_{i_{\max}} = 50 \text{ V}$;
6. Massimo valore della corrente inversa per $V_i = 50 \text{ V}$: $I_s < 0,2 \mu\text{A}$;
7. Resistenza termica: $\theta = 0,6^\circ\text{C/mW}$;
8. Valore massimo della temperatura di giunzione: $T_{j_{\max}} = 200^\circ\text{C}$.

Come esempio di diodi di potenza, riportiamo le grandezze caratteristiche del diodo al silicio BY 127:

1. Massimo valore della corrente continua: $I_{A_{\max}} = 1 \text{ A}$;
2. Massimo valore di picco della corrente per la durata di 10 msec: $I_{\max} = 40 \text{ A}$;
3. Massimo valore di picco della corrente alla frequenza di 50 Hz: 10 A ;
4. Valore massimo della caduta di tensione per $I_A = 1 \text{ A}$: $V_{AK_{\max}} < 1,5 \text{ V}$;
5. Massimo valore della tensione inversa: $V_{i_{\max}} = 1250 \text{ V}$;
6. Massimo valore della corrente inversa per $V_i = 1250 \text{ V}$: $I_s < 10 \mu\text{A}$;
7. Resistenza termica: $\theta = 60^\circ\text{C/W}$;
8. Valore massimo della temperatura di giunzione: $T_{j_{\max}} = 150^\circ\text{C}$.

11. Diodo sottoposto a brusca inversione di tensione

In base a quanto visto al paragrafo 5, in un diodo polarizzato direttamente si stabilisce una certa concentrazione di cariche minoritarie che vengono fornite dalla regione opposta della giunzione, cioè ad esempio, nella regione *N* le cariche minoritarie (lacune) vengono fornite dalla regione *P* nella quale risultano maggioritarie e viceversa.

Se ora ad un diodo si applica bruscamente una tensione inversa, la corrente circolante in esso non raggiunge immediatamente il valore di regime che corrisponde alla corrente inversa di saturazione I_s . Ciò perché, per effetto della tensione inversa, la concentrazione delle cariche minoritarie non passa bruscamente ai valori corrispondenti

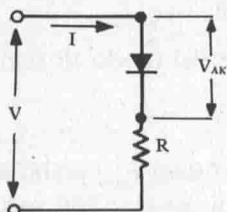


Fig. 14. - Diodo con in serie una resistenza.

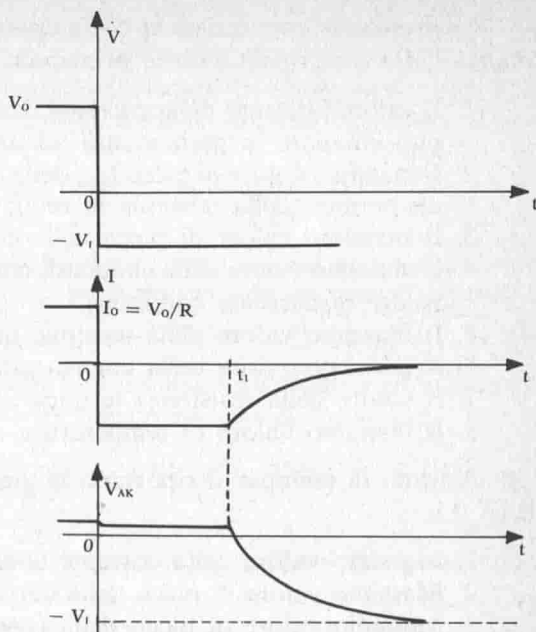


Fig. 15. - Forme d'onda della corrente e della tensione ai capi del diodo in corrispondenza di una brusca inversione della tensione applicata al circuito di figura 14.

alla tensione applicata, che sono estremamente ridotti; di conseguenza la corrente, pur invertendosi, continua a rimanere dello stesso ordine di grandezza di quella che si aveva nella polarizzazione diretta e il diodo si comporta come un buon conduttore. Il fenomeno dura fino a che la concentrazione delle cariche minoritarie che si aveva durante la polarizzazione diretta non si è ridotta a valori praticamente nulli.

Tale fatto può essere ulteriormente chiarito se si fa riferimento al circuito di figura 14. Applicando al circuito una tensione $V = V_0$, si ha una corrente I_0 che approssimativamente vale:

$$I_0 \cong \frac{V_0}{R}$$

se la caduta di tensione V_{AK} è trascurabile rispetto a V_0 .

Se ora, all'istante $t = 0$ viene bruscamente applicata una tensione $V = -V_1$ poiché la concentrazione delle cariche minoritarie (lacune nella regione N e elettroni nella regione P) all'istante $t = 0$ è molto elevata, il diodo rimane conduttore e la tensione V_{AK} si abbassa leggermente per effetto dell'inversione di segno della caduta ohmica nel cristallo causata dall'inversione di corrente, che passa approssimativamente al valore:

$$I_1 \cong -\frac{V_1}{R}$$

Tale stato dura per un tempo t_i chiamato *tempo di immagazzinamento* (*tempo di storage*) durante il quale la concentrazione delle cariche minoritarie preesistente man-

mano diminuisce fino a raggiungere i valori corrispondenti ad una giunzione non polarizzata. A partire da tale istante t_i , la corrente inizia a diminuire e raggiunge in un tempo t_t detto *tempo di transizione* il valore di regime $-I_s$. Tale tempo è quello necessario al formarsi delle concentrazioni che competono ad una giunzione polarizzata inversamente.

La somma dei tempi di immagazzinamento e di transizione viene chiamata *tempo di recupero* (*recovery time*):

$$t_r = t_i + t_t \quad (11)$$

Nei normali diodi tale tempo è dell'ordine di qualche frazione di μsec . In figura 15 è riportato l'andamento della corrente e della tensione V_{AK} ai capi del diodo in corrispondenza di una brusca inversione della tensione applicata al circuito di figura 14.

12. Diodo a punta di contatto

Il diodo a punta di contatto è formato da una piastrina di germanio o di silicio di tipo *N* e da un filo appuntito di tungsteno premuto sulla piastrina e chiamato *baffo di gatto*, secondo lo schema di figura 16. Tali elementi sono racchiusi in un involucro di vetro o di materiale ceramico. In questo componente la corrente può passare dal filamento al cristallo e non viceversa. Si può spiegare ciò in maniera elementare pensando che al passaggio di corrente si viene a formare nell'intorno della punta del filamento una zona di tipo *P* che con la restante parte tipo *N* dà luogo ad una giunzione *PN*. Il diodo a punta di contatto ha praticamente caratteristiche simili a quelli a giunzione, ma possono essere normalmente impiegati solo per correnti limitate, come diodi di segnale.

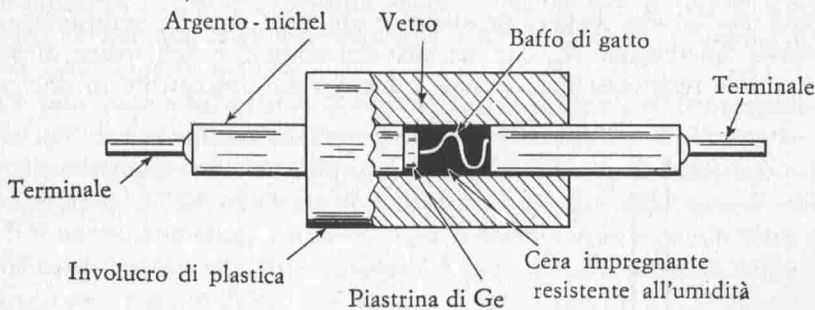


Fig. 16. - Diodo a punta di contatto al germanio con contenitore in vetro impregnato internamente con cera e rivestito esternamente con plastica.

13. Diodo Zener

Si è visto al paragrafo 7 che un diodo a giunzione polarizzato inversamente è percorso da una debolissima corrente inversa, fino a che la tensione non raggiunge un certo valore, chiamato *tensione di Zener*, oltre il quale si ha un fenomeno di moltiplicazione a valanga delle coppie elettroni-lacune, che provoca un brusco aumento di corrente.



Fig. 17. - Rappresentazione schematica di un diodo Zener.

Si è già detto che questo fenomeno non è di per sé distruttivo se il riscaldamento della giunzione viene contenuto e, in tal caso riducendo la tensione inversa, il diodo riprende le sue proprietà raddrizzatrici.

L'effetto Zener può essere però sfruttato per ottenere delle tensioni costanti fra i due elettrodi al variare della corrente inversa che circola nel diodo, sfruttando la parte di caratteristica oltre il punto di Zener, naturalmente limitando la massima potenza dissipata entro valori consentiti dal diodo. I diodi usati a tale scopo sono chiamati *diodi Zener* e sono costruiti dosando opportunamente il drogaggio del semiconduttore che di solito è il silicio.

Il simbolo con cui viene rappresentato un diodo Zener è indicato in figura 17.

I dati più importanti riguardanti i diodi Zener sono la *tensione di Zener* V_z e la massima potenza dissipabile. Si trovano in commercio diodi Zener con valori di V_z compresi fra 2,4 V e 200 V e con potenze massime dissipabili da 1/4 W fino a 50 W.

La caratteristica tipica di un diodo Zener è riportata in figura 18; in essa il tratto utile è limitato dal punto A che è poco oltre il punto di Zener, ovvero prossimo al ginocchio della caratteristica e dal punto B, cui corrisponde la massima potenza dissipabile. Come si può notare, la caratteristica utile non è esattamente parallela all'asse delle ordinate, ma ha una leggera pendenza e quindi il diodo è caratterizzato da una certa resistenza differenziale R_z , che nei casi più comuni è dell'ordine di pochi ohm. Normalmente tale resistenza differenziale è fornita dal costruttore in due punti della

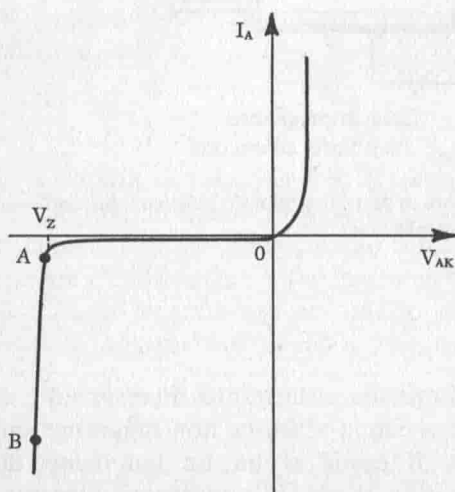


Fig. 18. - Caratteristica di un diodo Zener.

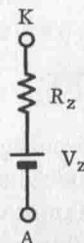


Fig. 19. - Circuito equivalente di un diodo Zener.

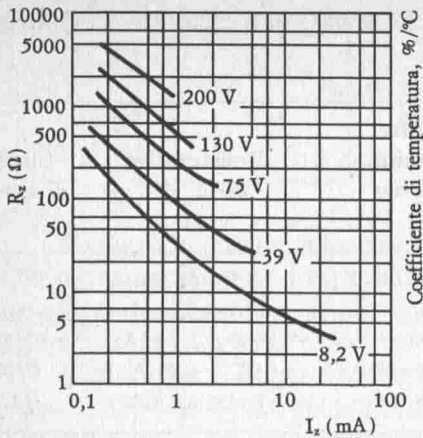


Fig. 20. - Curva di variazione di R_z in un diodo Zener, in funzione della corrente che l'attraversa.

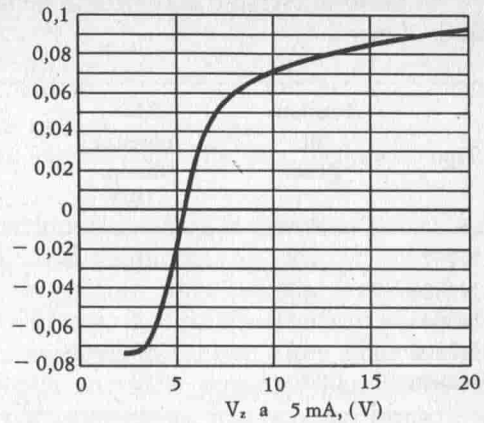


Fig. 21. - Coefficiente di temperatura in un diodo Zener, in funzione della tensione di Zener V_z .

caratteristica, uno in corrispondenza del punto *A* e un altro in un punto intermedio al tratto utile *AB*.

In base alle considerazioni ora svolte, il circuito equivalente di un diodo Zener può essere rappresentato come in figura 19, in cui l'andamento di R_z in funzione della corrente che attraversa il diodo, è riportato in figura 20.

La tensione di Zener V_z è però influenzata dalla temperatura della giunzione; la sua variazione può essere espressa in $\%/^{\circ}\text{C}$ o in $\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ e risulta funzione sia della tensione nominale di Zener, sia della temperatura della giunzione, come indicato in figura 21. Ad esempio un diodo con $V_z = 9,1$ V, risulta avere un coefficiente di temperatura di circa $0,07 \%/^{\circ}\text{C}$, per cui nel caso di una variazione termica di 20°C , la variazione di V_z risulta di $0,07 \cdot 20 = 1,4\%$, cioè di $0,127$ V.

Come si può notare dalla curva di figura 21, il coefficiente di temperatura dipende molto dalla tensione nominale di Zener e al di sotto di $5,5$ V è negativo, cioè V_z diminuisce all'aumentare della temperatura, mentre al di sopra di tali tensioni è positivo. Nell'intorno di $V_z = 5$ V, il coefficiente di temperatura è quasi nullo; quindi i diodi Zener intorno ai 5 V hanno le minime variazioni con la temperatura e perciò sono di uso più comune. Nel caso si abbia necessità di valori V_z più elevati si possono usare uno o più diodi in serie, oppure diodi Zener compensati in temperatura. La compensazione può essere eseguita ponendo in serie allo Zener un diodo a giunzione polarizzato direttamente e quindi avente coefficiente di temperatura negativo.

Dati caratteristici di un diodo Zener

I dati caratteristici di un diodo Zener, che si trovano sui manuali sono:

1. tensione nominale di Zener V_z ;
2. massima potenza dissipabile;
3. resistenza differenziale in uno o più punti della caratteristica;
4. coefficiente di temperatura.

A titolo di esempio si riportano nella tabella che segue i dati caratteristici di alcuni diodi Zener.

Tipo	Tensione di Zener (V)	Max potenza dissip. (W)	Resist. differ. in prossimità del ginocchio Ω	Resist. differ. per $I_z = \dots$ Ω	Coeff. di temp. ($\%/^{\circ}\text{C}$)
1N957	6,8	0,4	700	$5,5 \div 18,5 \text{ mA}$	—
1N3825	4,7	1	500	$8 \div 53 \text{ mA}$	-0,02
1N3048	150	1	6000	$1000 \div 1,7 \text{ mA}$	0,095
1N2804	6,8	50	70	$0,2 \div 1,85 \text{ A}$	0,04
1N2846	200	50	600	$100 \div 65 \text{ mA}$	0,1

I diodi Zener, trovano larga applicazione come stabilizzatori di tensione, come si vedrà nel capitolo sugli alimentatori.

CIRCUITI CON DIODI

14. Serie di un diodo con una resistenza e una f.e.m. continua

Si è visto nel paragrafo 7 che il diodo a giunzione non obbedisce esattamente alla legge di Ohm, cioè non sussiste una relazione di proporzionalità fra tensione applicata ai suoi capi e corrente in esso circolante.

Infatti la legge che lega tensione e corrente è molto più complessa di quella lineare che lega tensione e corrente in una resistenza. Tale legge esprimibile analiticamente dalla relazione generica:

$$I_A = f(V_{AK})$$

nel caso di un diodo a giunzione è approssimabile con la relazione (3). Normalmente, però, la relazione che lega I_A e V_{AK} viene espressa per via grafica tramite la curva caratteristica del diodo.

Nello studio di circuiti comprendenti diodi, si pone molto spesso il problema di determinare il valore della corrente I_A che circola nel diodo e quello della corrispondente tensione V_{AK} ai suoi capi.

Il caso più semplice è quello in cui un diodo si trovi in serie ad un generatore di f.e.m. continua E_A e ad una resistenza R , secondo lo schema di figura 22. È da notare che anche in circuiti più complessi, ci si può ridurre allo schema di figura 22, applicando il teorema di Thèvenin fra i morsetti A e K della rete ottenuta staccando il diodo.

La corrente I_A potrebbe essere determinata per via analitica conoscendo la relazione:

$$I_A = f(V_{AK}) \quad (12)$$

che lega corrente e tensione nel diodo e considerando che, in base alla legge di Ohm generalizzata, è anche:

$$V_{AK} = E_A - RI_A \quad (13)$$

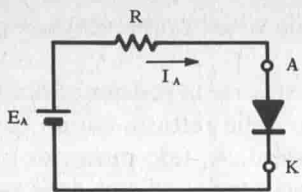


Fig. 22. - Circuito comprendente un diodo con in serie una resistenza e una f.e.m. continua.

Risolvendo il sistema formato dalle equazioni (12) e (13), si ottiene la corrente I_{AO} che passa nel circuito e la tensione V_{AKO} ai capi del diodo.

In realtà la risoluzione per via analitica del sistema non è semplice, essendo la (12) una relazione non lineare. *Normalmente si preferisce risolvere il sistema per via grafica.*

È infatti noto che la soluzione grafica di un sistema di due equazioni a due incognite è data dalle coordinate dei punti d'incontro delle curve che esprimono graficamente le due equazioni; ciò in quanto ciascuna curva rappresenta il luogo dei punti le cui coordinate soddisfano ad una delle equazioni e i punti d'incontro, appartenendo alle due curve, hanno coordinate che soddisfano ad ambedue le equazioni, quindi costituiscono la soluzione del sistema.

Se ora si osserva che la rappresentazione grafica della (12) non è altro che la curva caratteristica del diodo e che la (13), scritta nella forma:

$$I_A = \frac{E_A - V_{AK}}{R} \quad (14)$$

è rappresentata graficamente da una retta che taglia l'asse delle I_A ($V_{AK} = 0$) nel punto di ordinata E_A/R e l'asse delle V_{AK} ($I_A = 0$) nel punto di ascissa $V_{AK} = E_A$, risulta che la soluzione del sistema è fornita, come indicato in figura 23, dalle coordinate del punto d'incontro M delle due curve, detto anche *punto di funzionamento* del diodo. Tali coordinate forniscono quindi la corrente I_{AO} che circola nel diodo e la tensione V_{AKO} ai suoi capi.

La retta risultante dall'equazione (14) prende il nome di *retta di carico* e si può concludere che il punto di funzionamento di un diodo, inserito in un circuito come quello di figura 22, è dato dall'incontro della retta di carico con la caratteristica del diodo.

Graficamente, sempre con riferimento alla figura 23, il segmento AB vale $E_A - V_{AKO}$ e rappresenta la caduta di tensione sulla resistenza R , detta anche resistenza di carico;

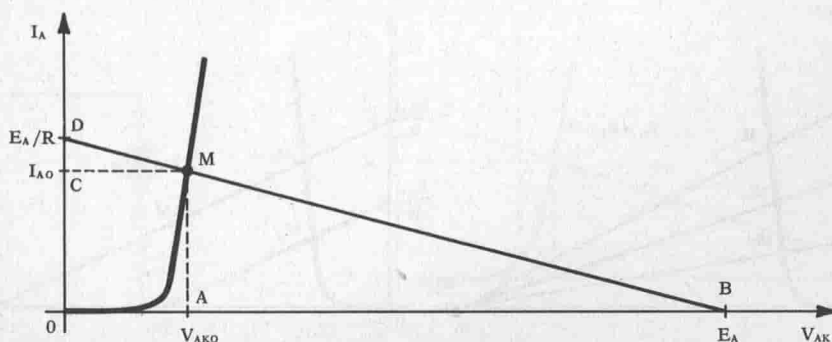


Fig. 23. - Studio grafico di un circuito comprendente un diodo con in serie una resistenza e una f.e.m. continua.

inoltre l'area del rettangolo $OAMC$, tenendo conto delle scale, rappresenta la potenza dissipata nel diodo ($P_d = V_{AKO} I_{AO}$).

Si può ora osservare che, se nel circuito di figura 22 si varia la resistenza di carico R , viene in corrispondenza a cambiare il punto d'incontro della retta di carico con l'asse delle ordinate. Infatti, aumentando ad esempio il valore di R , tale punto di ordinata E_A/R , si avvicina all'origine degli assi, mentre quello d'incontro con l'asse delle ascisse di valore E_A , resta costante dipendendo unicamente dalla f.e.m. applicata. In tal caso quindi la retta di carico ruota intorno al punto E_A , come indicato in figura 24.

Se, invece, tenendo costante la resistenza R , si varia la f.e.m. applicata E_A , vengono a cambiare ambedue i punti d'incontro della retta di carico con gli assi coordinati. Se però si osserva l'equazione (14) oppure il diagramma di figura 23, si nota che non varia l'angolo che tale retta forma con l'asse delle ascisse. Infatti il rapporto OD/OB (fig. 23) vale:

$$\frac{E_A/R}{E_A} = 1/R$$

ed è indipendente dalla f.e.m. E_A .

Si conclude quindi che al variare di E_A la retta di carico si sposta mantenendosi parallela a sé stessa, come indicato in figura 25.

Limitatamente al diodo a giunzione, pur restando valide tutte le considerazioni precedenti, data la forma della sua caratteristica, particolarmente ripida quando la tensione V_{AK} supera il valore di soglia V_s , il procedimento in precedenza esposto, può essere notevolmente semplificato. Infatti si può notare, osservando la figura 24, che i punti d'incontro delle rette di carico con la caratteristica del diodo a giunzione, hanno quasi la stessa ascissa, la quale in prima approssimazione (a meno di qualche frazione di Volt) viene a coincidere con il valore di V_s .

In tali condizioni, comportandosi il diodo, come già visto nel paragrafo 8, praticamente come una f.c.e.m. di valore V_s , si può determinare la corrente I_{AO} , che circola nel diodo, con buona approssimazione, mediante la relazione analitica:

$$I_{AO} = \frac{E_A - V_s}{R} \quad (15)$$

ottenuta dalla (14), sostituendo V_{AK} con V_s .

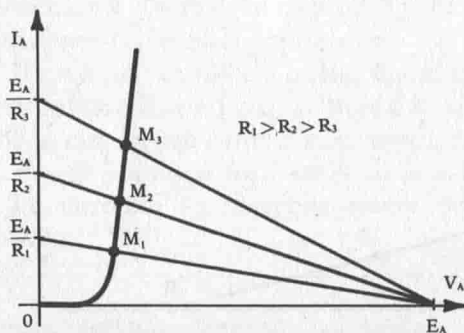


Fig. 24. - Variazione della retta di carico in funzione del valore della resistenza in serie al diodo.

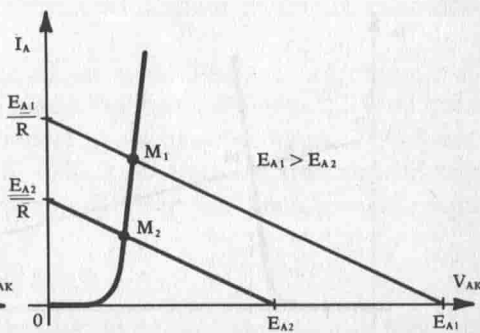


Fig. 25. - Variazione della retta di carico in funzione del valore della f.e.m. applicata E_A .

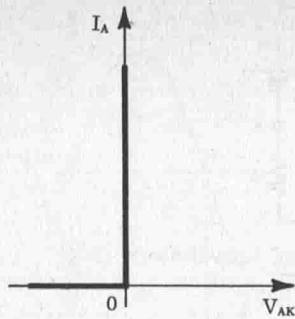


Fig. 26. - Caratteristica di un diodo ideale.

Nel caso in cui la f.e.m. E_A sia abbastanza elevata (almeno una decina di Volt), in modo che $E_A \gg V_s$, la (15) può essere semplificata trascurando il termine V_s rispetto ad E_A ; in tal caso si può scrivere:

$$I_{AO} \cong \frac{E_A}{R} \quad (16)$$

Poiché, come si è visto, normalmente V_s di solito non supera il volt, molto spesso accade di trovarsi nella condizione in cui è valida la relazione (16). Ciò significa che quando il diodo a giunzione è polarizzato in senso diretto, può essere considerato come un cortocircuito, mentre quando è polarizzato in senso inverso come una resistenza infinitamente grande (corrente trascurabile). Si dice in tal caso che il diodo si avvicina ad un diodo ideale, la cui caratteristica appare come in figura 26.

A quest'ultima approssimazione ci si riferirà spesso nelle successive applicazioni.

15. Diodo con in serie una resistenza e una f.e.m. alternata

Prendiamo ora in considerazione il circuito di figura 27, in cui in serie ad un diodo è posto un generatore di f.e.m. alternata di ampiezza E_M e una resistenza R .

Durante la semionda positiva di tensione, cioè con V_{AK} positiva, il diodo conduce e la corrente è limitata dalla resistenza R . Il valore massimo di corrente I_{AM} , circolante nel diodo è facilmente determinabile con la costruzione grafica indicata nel paragrafo

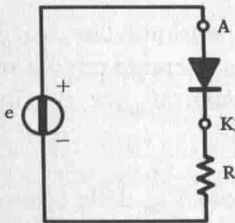
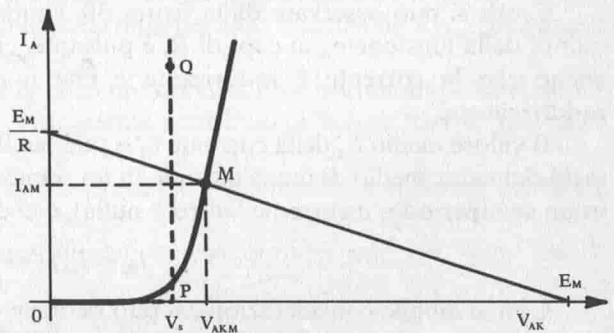


Fig. 27. - Serie di un diodo con una resistenza e una f.e.m. alternata.

Fig. 28. - Costruzione grafica per la determinazione del massimo valore I_{AM} di corrente circolante nel diodo nel circuito di figura 15.

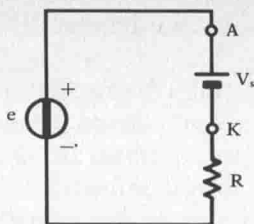


Fig. 29. - Circuito approssimato equivalente a quello di figura 27.

precedente, tenendo presente che esso si ha nell'istante in cui la f.e.m. applicata raggiunge il valore massimo E_M ; basta allora tracciare la retta di carico che incontra gli assi coordinati nei punti E_M e E_M/R , come indicato in figura 28. Le coordinate del punto M forniscono il valore I_{AM} e il corrispondente valore V_{AKM} della tensione anodica.

La costruzione ora effettuata può essere ripetuta per tutti i valori istantanei che assume la f.e.m. nel semiperiodo positivo; così si otterrebbe istante per istante il valore della tensione anodica V_{AK} e della corrente anodica I_A .

Normalmente però tale operazione, piuttosto lunga, non è necessaria. Infatti, come si è detto nel paragrafo precedente, nel caso di un diodo a giunzione si può approssimare la caratteristica con la retta PQ di figura 28 e quindi sostituire il diodo con una f.c.e.m. di valore V_s .

In tali condizioni, durante la semionda positiva della corrente alternata il circuito si comporta approssimativamente come quello di figura 29 e quindi la tensione ai capi della resistenza R ha l'andamento all'incirca di una mezza senoide di ampiezza:

$$V_{RM} = E_M - V_s \quad (17)$$

Durante la semionda negativa, invece, il diodo risulta polarizzato inversamente e la corrente in esso circolante è nulla; di conseguenza è nulla anche la tensione ai capi della resistenza R .

L'andamento della corrente nel circuito di figura 27 e quindi anche della tensione ai capi della resistenza R ($v_R = i_A R$), nonché quello della tensione v_{AK} ai capi del diodo è riportato in figura 30. Si noti che la tensione v_{AK} è ottenuta dalla relazione:

$$v_{AK} = e - Ri_A$$

Come si può osservare dalla figura 30, l'andamento della corrente i_A nel diodo e quindi della tensione v_R ai capi di R , è pulsante, cioè ha sempre lo stesso verso. Si dice anche che la corrente è raddrizzata e che il circuito di figura 27 è un circuito raddrizzatore.

Il valore medio I_m della corrente i_A si può facilmente ricavare pensando che esso è la metà del valor medio di una senoide in un semiperiodo (infatti la corrente circola solo in un semiperiodo, mentre nell'altro è nulla), e che quest'ultimo vale: $2I_{AM}/\pi$, perciò è:

$$I_m = I_{AM}/\pi \quad (18)$$

Con analoghe considerazioni, si può dedurre che il valor medio V_{Rm} della tensione ai capi della resistenza R , vale:

$$V_{Rm} = V_{RM}/\pi = \frac{E_M - V_s}{\pi} \quad (19)$$

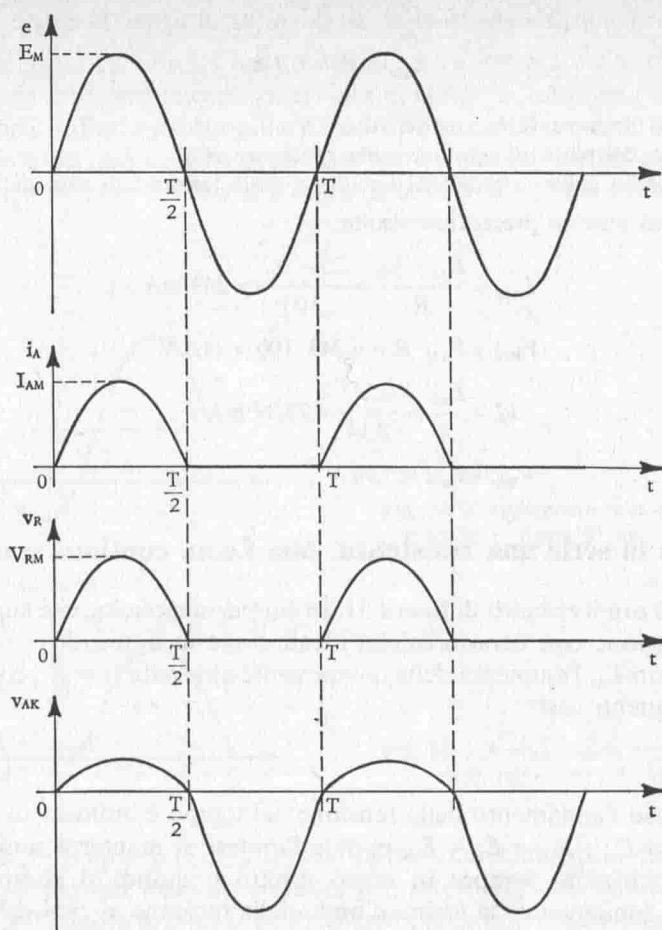


Fig. 30. - Andamento delle tensioni e correnti nel circuito di figura 27.

Per quanto riguarda il valor medio V_{AKm} della tensione ai capi del diodo, basta pensare che la somma dei valori medi delle tensioni ai capi della resistenza R e ai capi del diodo deve essere uguale al valor medio della tensione applicata; poiché quest'ultimo è nullo, essendo il valor medio di una senoide in un periodo, risulta che V_{AKm} deve essere uguale e di segno opposto al valore di V_{Rm} .

Da quanto esposto si deduce che la corrente nel circuito e quindi anche la tensione ai capi di R è caratterizzata da una componente continua, di valore pari al suo valor medio.

Il circuito di figura 27 è quindi atto a produrre una corrente e tensione continua, partendo da una f.e.m. alternata.

Nel caso che sia $E_M > V_S$, quest'ultima è trascurabile, per cui, con buona approssimazione si può scrivere:

$$I_{AM} \cong E_M/R; \quad V_{RM} \cong E_M$$

Esempio:

Si supponga che nel circuito di figura 27 sia applicata una f.e.m. e di ampiezza $E_M = 25$ V, che

la resistenza R sia di $100\ \Omega$ e che l'ascissa del punto M di figura 28 valga:

$$V_{AM} \cong V_S = 0,7\text{ V}$$

Determinare:

1. L'ampiezza di corrente I_{AM} nel diodo;
2. L'ampiezza del picco di tensione sulla resistenza R ;
3. Il valor medio della corrente nel circuito e della tensione ai capi di R .

Dalle relazioni viste in precedenza risulta:

$$I_{AM} = \frac{E_M - V_S}{R} = \frac{25 - 0,7}{100} = 243\text{ mA}$$

$$V_{RM} = I_{AM} \cdot R = 0,243 \cdot 100 = 24,3\text{ V}$$

$$I_m = \frac{I_{AM}}{\pi} = \frac{0,243}{3,14} = 77,39\text{ mA}$$

$$V_{Rm} = I_m R = 7,74\text{ V}$$

16. Diodo con in serie una resistenza, una f.e.m. continua e una alternata

Esaminiamo ora il circuito di figura 31, in cui per semplicità, si è supposto di avere un diodo a giunzione con caratteristiche ideali come in figura 26.

Indicando con E_M l'ampiezza della componente alternata ($e = E_M \cos \omega t$), possiamo considerare i seguenti casi:

- 1) $E_M < E_A$.

In questo caso l'andamento della tensione nel tempo è indicato in figura 32. Essa oscilla fra i valori $E_A + E_M$ e $E_A - E_M$ e, data l'ipotesi, si manterrà sempre positiva. Il diodo risulta polarizzato sempre in senso diretto e quindi si comporta come un cortocircuito; di conseguenza la forma d'onda della tensione ai capi della resistenza R coincide con quella della f.e.m. applicata e tale sarà anche l'andamento della corrente totale i_{At} che è espressa analiticamente dalla relazione:

$$i_{At} = I_{AO} + i_A = \frac{E_A}{R} + \frac{E_M}{R} \cos \omega t \quad (20)$$

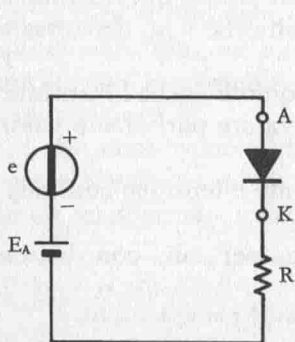


Fig. 31. - Serie di un diodo con una resistenza, una f.e.m. continua e una alternata.

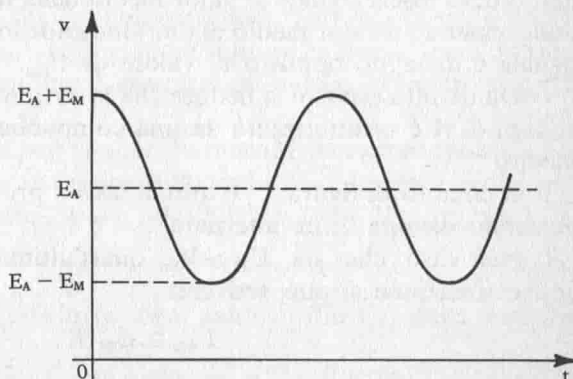


Fig. 32. - Andamento della tensione applicata nel circuito di figura 31 nel caso che $E_M < E_A$.

2) $E_M > E_A$.

In tale caso l'andamento nel tempo della f.e.m. applicata è riportato in figura 33. Come si può osservare, per un certo intervallo di tempo la tensione v diventa negativa; in corrispondenza il diodo risulta polarizzato inversamente e quindi non conduce. La conduzione del diodo non avviene perciò per tutto il periodo della f.e.m., alternata, ma solo per una parte di esso. La forma d'onda della corrente che si ottiene è riportata in figura 34.

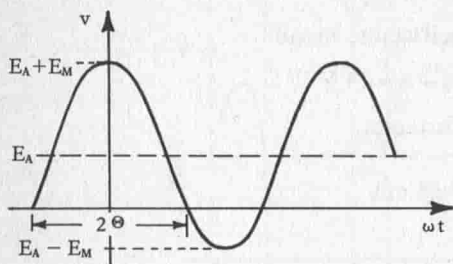


Fig. 33. - Andamento della tensione applicata nel circuito di figura 31 nel caso che $E_M > E_A$.

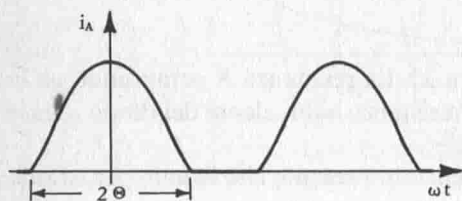


Fig. 34. - Forma d'onda della corrente nel circuito di figura 31, nel caso di $E_M > E_A$.

Si definisce come angolo di circolazione 2θ della corrente, quella frazione di periodo espressa in gradi per cui il diodo conduce (un intero periodo equivale a 360°).

Il calcolo dell'angolo di circolazione 2θ può essere facilmente eseguito considerando la figura 33 ed osservando che il diodo smette di condurre quando la f.e.m. applicata diventa nulla, cioè per un valore $\omega t = \theta$ tale che:

$$E_A + E_M \cos \theta = 0$$

Si deduce:

$$\cos \theta = -E_A/E_M$$

$$\theta = \arccos(-E_A/E_M) \quad (21)$$

Se come casi particolari si considerano $E_A = E_M$ ed $E_A = 0$, rispettivamente si ha:

$$2\theta = 2 \arccos(-1) = 360^\circ \text{ per } E_A = E_M$$

$$2\theta = 2 \arccos 0 = 180^\circ \text{ per } E_A = 0$$

Questi risultati sono evidenti se si considera che nel primo caso la f.e.m. applicata si annulla in un solo istante e nel secondo caso che si è in presenza di sola f.e.m. alternata e perciò si ricade nel caso del semplice circuito raddrizzatore esaminato nel paragrafo precedente in cui il diodo conduce solo durante la semionda positiva.

Infine si può notare che, se la f.e.m. continua E_A è di segno opposto a quella considerata in figura 31, il $\cos \theta$ è positivo, quindi $\theta < 90^\circ$ e l'angolo di circolazione della corrente nel diodo risulta inferiore a mezzo periodo della f.e.m. alternata.

Esempio:

Nel circuito di figura 31 si abbia $E_A = 6 \text{ V}$, $e = 8 \cos \omega t$ e $R = 500 \Omega$.

Si determini l'angolo di circolazione e il valore di picco della corrente anodica.

Dalla (21) si ha:

$$\theta = \arccos\left(-\frac{E_A}{E_M}\right) = \arccos\left(-\frac{6}{8}\right) = 131^\circ 30'$$

e, poiché l'angolo di circolazione vale 2θ , è:

$$2\theta = 2 \cdot (131^\circ 30') = 263^\circ$$

Il valore di picco della corrente anodica si ha nell'istante in cui:

$$V_{AK} = V_{AK\max} = E_A + E_M = 6 + 8 = 14 \text{ V}$$

cui corrisponde, nell'ipotesi di un diodo ideale, una corrente:

$$I_{A\max} = \frac{V_{AK\max}}{R} = \frac{14}{500} = 28 \text{ mA}$$

17. Diodo con in serie una resistenza, un condensatore e una f.e.m. alternata

Il caso che ora si esamina è illustrato in figura 35. La resistenza R comprende sia la resistenza interna del generatore, sia la eventuale resistenza equivalente del diodo in fase di conduzione, considerando quest'ultimo ideale.

Lo studio del circuito può essere effettuato tenendo presente che istante per istante deve valere la relazione:

$$e = v_R + v_{AK} + v_C \quad (22)$$

Supponiamo che all'istante $t = 0$, la f.e.m. e sia all'inizio della semionda positiva di tensione e che il condensatore C sia scarico ($v_C = 0$) come indicato in figura 36. A partire da tale istante, la f.e.m. e inizia ad essere positiva e poiché $v_C = 0$, il diodo risulta polarizzato positivamente e v_{AK} diventa nulla, avendo supposto il diodo ideale; la corrente comincia a circolare nel diodo e va a caricare il condensatore. Man mano che quest'ultimo si carica, la tensione ai suoi capi cresce partendo da zero. La fase di carica del condensatore dura fino a che circola corrente, ma, essendo in questa fase $v_{AK} = 0$ e $v_R = Ri_A$, dalla (22) si ricava:

$$\begin{aligned} e &= Ri_A + v_C \\ i_A &= \frac{e - v_C}{R} \end{aligned} \quad (23)$$

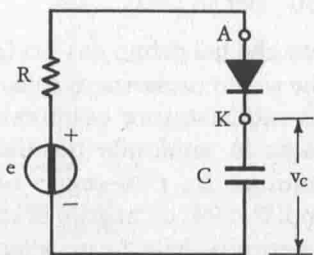


Fig. 35. - Diodo con in serie una resistenza, un condensatore e una f.e.m. alternata.

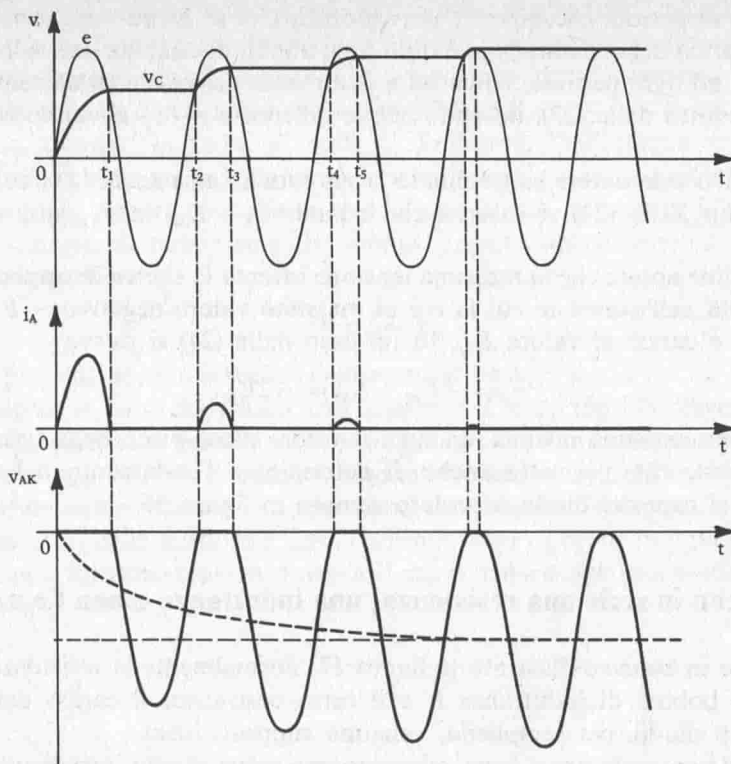


Fig. 36. - Forme d'onda della f.e.m. applicata, della tensione ai capi del condensatore, della corrente nel diodo, e della tensione v_{AK} nel circuito di figura 35.

Si deduce quindi che la corrente nel circuito si annulla nell'istante in cui la tensione v_C raggiunge il valore della f.e.m. applicata e . Tale istante t_1 dipende dalla rapidità con cui si carica il condensatore e quindi dai valori della capacità C e della resistenza R .

Negli istanti successivi la f.e.m. e diventa minore di v_C ; poiché in base alla (23) la corrente dovrebbe diventare negativa e quindi cambiare di verso, ne consegue che la conduzione nel diodo cessa. In questa fase è $v_R = 0$ e la (22) può essere scritta:

$$e = v_{AK} + v_C$$

da cui:

$$v_{AK} = e - v_C \quad (24)$$

Ciò conferma che il diodo è polarizzato inversamente e quindi si comporta come un circuito aperto. In tale intervallo di tempo il condensatore resta carico al valore v_{C1} raggiunto all'istante t_1 . La conduzione del diodo riprende all'istante t_2 in cui la f.e.m. e supera il valore di v_C . Infatti dalla (24) risulta che da tale istante in poi la v_{AK} diventa positiva e quindi il diodo ritorna ad essere polarizzato direttamente. La corrente riprende a circolare nel diodo e quindi il condensatore a ricaricarsi; la tensione v_C di conseguenza riprende a crescere fino a che non ritorna di nuovo uguale ad e all'istante t_3 e così di seguito.

Come si vede dall'andamento di figura 36 la tensione v_C ad ogni periodo della f.e.m. applicata subisce un incremento e tende al valore di cresta E_M , che raggiunge dopo un

certo numero di periodi che dipende dai valori di C e R . Si può anche notare che gli intervalli di carica del condensatore e quindi gli angoli di circolazione della corrente i_A diminuiscono ad ogni periodo, come pure l'ampiezza dei picchi di corrente; tale fatto può essere dedotto dalla (23), notando che le differenze $e - v_C$ si vanno riducendo ad ogni periodo.

Quando il condensatore ha terminato la sua carica, cessa anche la circolazione della corrente; infatti dalla (24) si osserva che quando $v_C = E_M$, la v_{AK} non diventa mai positiva.

Si può infine notare che la massima tensione inversa V_i che viene applicata al diodo viene raggiunta nell'istante in cui la e è al massimo valore negativo $-E_M$ quando il condensatore è carico al valore E_M . In tal caso dalla (24) si ricava:

$$V_i = -E_M - E_M = -2E_M$$

cioè la tensione massima inversa uguaglia il valore picco-picco della f.e.m. applicata.

La relazione (24) permette anche di determinare l'andamento nel tempo della tensione v_{AK} ai capi del diodo, riportato sempre in figura 36.

18. Diodo con in serie una resistenza, una induttanza e una f.e.m. alternata

Il circuito in esame è illustrato in figura 37; normalmente la resistenza R è quella propria della bobina di induttanza L e il tutto costituisce il carico del circuito. Il generatore e il diodo, per semplicità, vengono supposti ideali.

Come nel paragrafo precedente, consideriamo come istante iniziale quello in cui la f.e.m. comincia a diventare positiva (fig. 38). A partire da tale istante il diodo risulta polarizzato direttamente e quindi si comporta come un cortocircuito; tutta la f.e.m. si trova allora applicata al carico e la tensione v_L ai capi di esso coincide con la f.e.m. e .

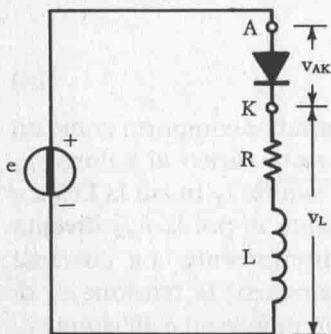


Fig. 37. - Diodo con in serie una induttanza, una resistenza e una f.e.m. alternata.

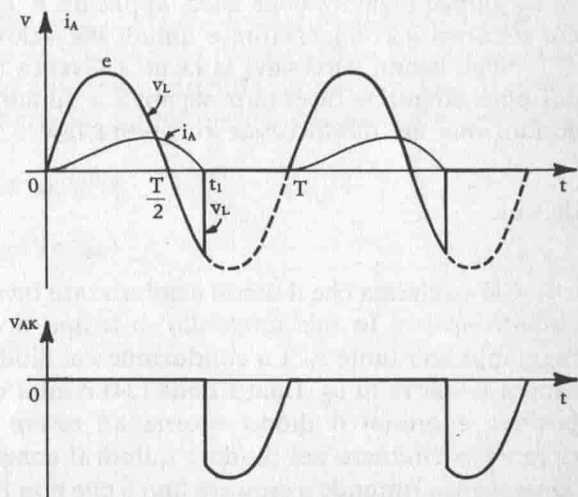


Fig. 38. - Forme d'onda della tensione applicata di quella ai capi del carico, della corrente e della v_{AK} ai capi del diodo nel circuito di figura 37.

La corrente nel diodo tende ad aumentare insieme alla f.e.m. ma viene frenata in questo aumento dall'induttanza, la quale si oppone sempre alla variazione di corrente che l'attraversa, perciò questa aumenta con un certo ritardo rispetto alla tensione applicata; tale ritardo dipendendo dai valori di L e R .

Viceversa, quando la f.e.m. e tende a diminuire, l'induttanza si oppone alla diminuzione di corrente, per cui quando la e ritorna al valore zero, dopo mezzo periodo, la corrente circola ancora per effetto della f.e.m. che si genera nell'induttanza. La tensione v_{AK} si mantiene nulla fino a che circola corrente, per cui, essendo valida istante per istante la relazione:

$$e = v_{AK} + v_L \quad (25)$$

per tutto il periodo per cui circola la corrente si ha $v_L = e$.

La tensione ai capi del carico dall'istante $T/2$ a t_1 (fig. 38) diventa negativa; all'istante t_1 la corrente si annulla, la tensione v_L si riduce bruscamente a zero, mentre dalla (25) risulta $v_{AK} = e$; tale condizione si mantiene fino a che, trascorso un periodo, la f.e.m. e riprende valori positivi e il fenomeno ora descritto si ripete.

Gli andamenti delle tensioni e della corrente sono riportati in figura 38, da cui si può vedere che la massima tensione inversa V_i cui si trova soggetto il diodo, raggiunge il valore E_M .

CAPITOLO QUINTO

TRANSISTORI

1. Principio di funzionamento

Il transistor è un dispositivo a semiconduttore realizzato con tre regioni alternate di tipo *P* ed *N*, in modo da ottenere *due giunzioni*; si possono avere transistori *PNP* e transistori *NPN* (fig. 1). Il comportamento di questi due tipi è identico, solo che, per la diversa struttura, le tensioni e le correnti dei transistori *PNP* e *NPN* sono sempre di segno opposto.

Delle tre regioni costituenti il transistor, quella centrale è *debolmente drogata* e viene chiamata *base*, mentre le due regioni esterne sono *fortemente drogate* e sono chiamate *emettitore* e *collettore* rispettivamente; il diverso drogaggio serve ad ottenere un elevato rapporto tra la resistività della base e quella dell'emettitore (ad ese. 100). La base è molto sottile, compatibilmente con le tecniche costruttive (generalmente inferiore al μm); questa è la condizione fondamentale affinché il transistor funzioni correttamente.

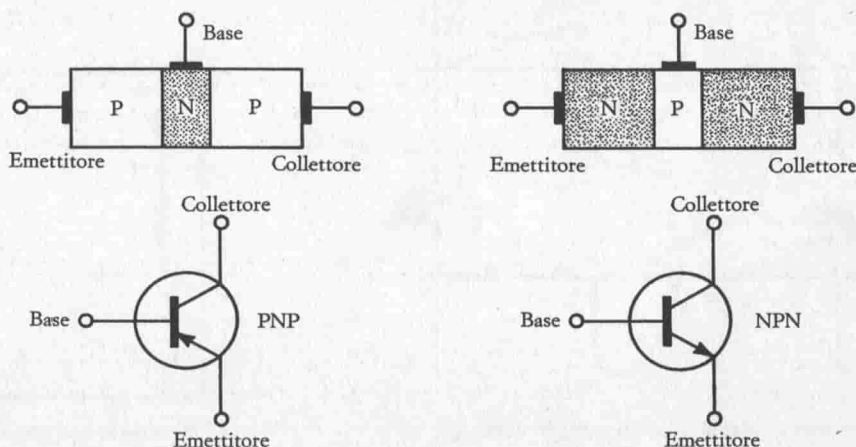


Fig. 1. - Struttura di transistori *PNP* e *NPN* e loro simboli.

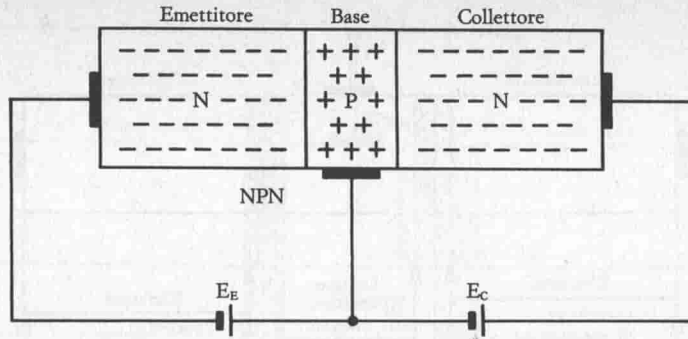


Fig. 2. - Transistore *NPN* polarizzato con le batterie E_E ed E_C .

Per comprendere il principio di funzionamento di un transistor, consideriamo un dispositivo *NPN*, polarizzato come in figura 2. Nel funzionamento normale la giunzione emettitore-base è polarizzata direttamente, mentre la giunzione base-collettore è polarizzata inversamente.

Supponiamo per ora di applicare al transistor la sola polarizzazione base-collettore E_C . In corrispondenza della giunzione base-collettore si formano, a causa della polarizzazione inversa, una barriera di potenziale ed una regione di svuotamento. In queste condizioni nella giunzione circolerà soltanto la *corrente inversa di saturazione* I_{CBO} dovuta ai portatori di minoranza di origine termica; I_{CBO} è la corrente che attraversa la giunzione di collettore quando la corrente di emettitore I_E è zero (emettitore aperto). Se ora polarizziamo direttamente la giunzione emettitore-base con la batteria E_E , gli elettroni dell'emettitore vengono iniettati nella base, dove si diffondono. Poiché questa è *stretta e drogata debolmente* pochi elettroni si ricombineranno nella base stessa con le lacune maggioritarie ivi presenti, dando luogo ad una debole corrente I_B di base, mentre la maggior parte degli elettroni viene attirata dal collettore polarizzato positivamente.

La frazione di elettroni che passa dall'emettitore al collettore è molto elevata ed è indicata con α ; il valore normale di α si aggira intorno a $0,98 \div 0,99$; il che significa che della corrente I_E entrante nella base, il $98\% \div 99\%$ circa si ritrova sul collettore e solo il $2\% \div 1\%$ costituisce la corrente di base I_B . Nel transistor si ha quindi la possibilità di *controllare* una notevole corrente di collettore I_C , con una debole corrente di base I_B ; si dice che il transistor è un dispositivo *a comando di corrente*. Poiché E_E è dell'ordine delle frazioni di volt ($\sim 0,2 \div 0,7$ V) ed E_C può essere compresa fra qualche volt e diverse decine di volt, si comprende che l'amplificazione (di potenza) del transistor consiste nell'assorbire corrente su bassa resistenza e nel trasferirla, quasi per intero, su una resistenza assai più elevata(*).

2. Concentrazione delle cariche mobili, barriera di potenziale, correnti in un transistor *NPN*

Consideriamo un transistor *NPN* al quale non sia stata applicata alcuna tensione esterna, cioè non polarizzato. Se emettitore e collettore sono drogati nella stessa misura

(*) Infatti *transistor* deriva dalla sintesi di *transfer* = trasferire e *resistor* = resistore.

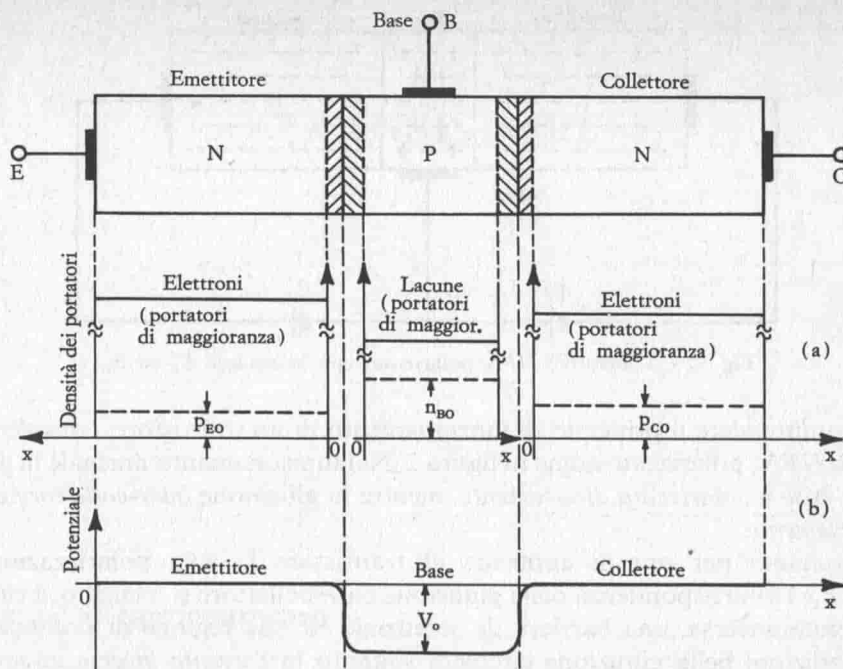


Fig. 3. - (a) Concentrazioni delle cariche mobili maggioritarie e minoritarie lungo il transistor non polarizzato; (b) andamento del potenziale.

mentre la base è drogata molto più debolmente (100 volte meno), la concentrazione delle cariche minoritarie nell'emettitore e nel collettore è molto inferiore (100 volte minore) della concentrazione di cariche minoritarie nella base (cap. III par. 8). Le cariche minoritarie nell'emettitore e nel collettore, ricchissimi di elettroni, essendo drogati di tipo N, sono costituite da lacune le cui concentrazioni indichiamo rispettivamente con p_{EO} e p_{CO} ; analogamente le cariche minoritarie nella base, ricca di lacune essendo di tipo P, sono costituite da elettroni la cui concentrazione viene indicata con n_{BO} . In figura 3 sono riportati gli andamenti delle concentrazioni delle cariche minoritarie e maggioritarie e l'andamento del potenziale lungo la barretta di semiconduttore. Si notino la *doppia barriera di potenziale* in corrispondenza delle due giunzioni e le *due regioni di svuotamento*.

Polarizziamo ora il transistor in modo normale, cioè la *giunzione emettitore-base direttamente* e la *giunzione collettore-base inversamente* (fig. 4).

La concentrazione delle cariche minoritarie nell'emettitore, essendo la giunzione E-B polarizzata direttamente, assume un andamento esponenziale con valore massimo in prossimità della regione di svuotamento, come già visto a proposito della giunzione polarizzata in senso diretto (cap. IV, par. 5). All'interno della base la concentrazione delle cariche minoritarie (elettroni) nell'immediata contiguità della giunzione con l'emettitore è la stessa già vista nel caso di giunzione polarizzata direttamente. Invece, nell'immediata adiacenza della giunzione con il collettore, la concentrazione delle cariche minoritarie è molto bassa a causa del rapido *risucchio* di elettroni esercitato dalla barriera di potenziale base-collettore. Poiché lo spessore della base è molto sottile rispetto alla *lunghezza di diffusione* delle cariche minoritarie, la concentrazione di

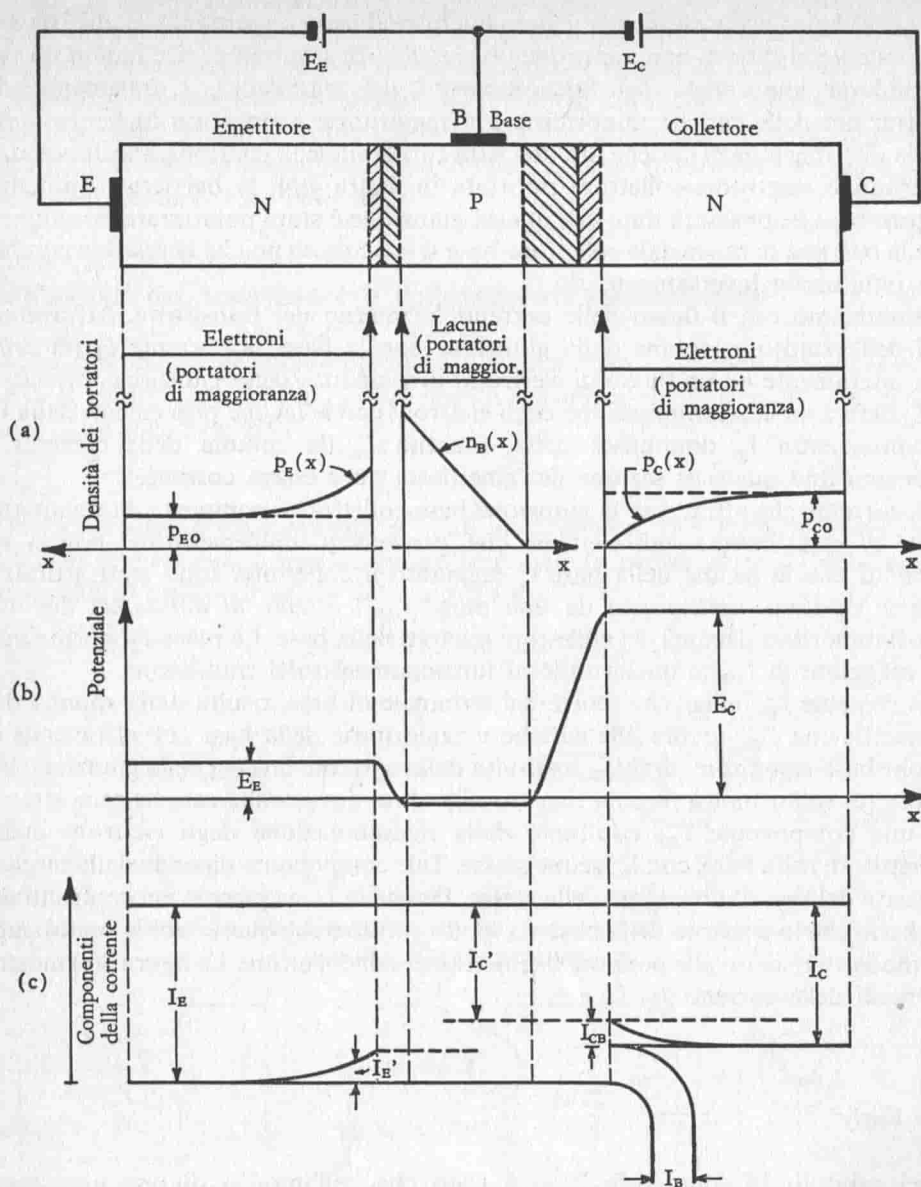


Fig. 4. - (a) Andamento delle concentrazioni delle cariche mobili; (b) andamento del potenziale; (c) andamento delle componenti delle correnti.

quest'ultima varia pressoché linearmente, come si vede in figura 4(a); il gradiente della concentrazione delle cariche minoritarie attraverso lo spessore della base può ritenersi costante. Con questa ipotesi il gradiente di concentrazione è il rapporto fra la concentrazione delle cariche minoritarie presenti in corrispondenza della giunzione con l'emettitore e lo spessore della base. Dato che la base ha uno spessore minimo, il gradiente di concentrazione risulta molto elevato; ne consegue che la corrente che attraversa la base è essenzialmente una *corrente di diffusione* (non c'è corrente di *drift* essendo il potenziale lungo la base costante).

Le cariche minoritarie presenti nel collettore (lacune) assumono la distribuzione corrispondente al caso di una giunzione polarizzata inversamente; esse hanno un ruolo di secondaria importanza nel funzionamento del transistor. L'andamento delle concentrazioni delle cariche minoritarie e maggioritarie è riportato in figura 4(a).

Alla distribuzione di cariche ora descritta corrisponde la distribuzione di potenziale fra i terminali emettitore-collettore riportata in figura 4(b); la barriera di potenziale emettitore-base è abbassata dato che questa giunzione è stata polarizzata direttamente, mentre la barriera di potenziale collettore-base si è *innalzata* poiché la relativa giunzione è stata polarizzata inversamente.

Esaminiamo ora il flusso delle correnti all'interno del transistor. Attraverso le sezioni dell'emettitore lontane dalla giunzione con la base, la corrente I_E (di *drift*) è dovuta interamente ad un flusso di elettroni; in vicinanza della giunzione, invece, una parte I'_E deriva dalla ricombinazione degli elettroni con le lacune provenienti dalla base e di conseguenza I_E diminuisce della quantità I'_E (la somma delle correnti che attraversano una qualsiasi sezione dell'emettitore deve essere costante).

La corrente che attraversa la giunzione base-collettore è composta da una parte I'_C (corrente di *drift*) dovuta agli elettroni che, provenienti dall'emettitore, non si sono ricombinati con le lacune della base e, raggiunto il collettore, sono stati attirati dal

Le conseguenze di questo effetto stanno in una minore probabilità di ricombinazione degli elettroni provenienti dall'emettitore, con le lacune di base e quindi in una diminuzione della componente I_{BB} della corrente, per cui il coefficiente α aumenta con l'aumentare della tensione collettore-base; inoltre si ha un maggior gradiente di concentrazione delle cariche minoritarie di base, essendo questo inversamente proporzionale allo spessore della base stessa.

3. Equazioni del transistor e collegamenti fondamentali

Convenzionalmente le correnti entranti nel transistor vengono considerate positive; se la I_E è positiva, la I_C e la I_B sono negative. Applicando il principio di Kirchhoff al nodo di base (fig. 5) si ha:

$$I_E + I_C + I_B = 0 \quad (1)$$

Nei dispositivi a tre terminali, ai quali appartiene il transistor, si mette uno dei terminali *a comune* cioè a massa; questo terminale fa perciò parte sia del circuito di

Si possono avere tre montaggi del transistor: ad *emettitore comune*, a *collettore comune* e a *base comune*.

In figura 6 sono illustrati i tre montaggi con le batterie di polarizzazione, per transistori *PNP* e *NPN*. Per poter polarizzare correttamente i transistori occorre tener sempre presente che le giunzioni emettitore-base e base-collettore devono essere polarizzate rispettivamente in *senso diretto* e in *senso inverso*. Si noti che il circuito d'ingresso, al quale viene applicato il segnale, può essere solo di base o di emettitore, con esclusione quindi del collettore cioè il circuito d'ingresso non è mai dalla parte del collettore, mentre il circuito di uscita è solo di collettore o di emettitore, cioè non si esce mai dalla base.

Collegamento con base comune

La corrente di collettore I_C (corrente di uscita) è una frazione α della corrente I_E di emettitore (corrente d'ingresso), ma non bisogna dimenticare la corrente I_{CBO} (corrente dei portatori di minoranza) che scorre nel collettore quando l'emettitore è aperto, quindi si può scrivere, con le convenzioni di segno fissate (I_C è sempre di segno opposto a I_E):

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CBO} \quad (2)$$

La corrente I_{CBO} , negativa o positiva a seconda che il transistor sia di tipo *PNP* o *NPN* rispettivamente, è in genere molto piccola, dell'ordine di pochi μA , nei transistori al germanio e di alcuni nA in quelli al silicio, ma dipende dalla temperatura e, analogamente a quanto visto per la corrente inversa dei diodi (cap. IV, par. 7) essa varia di circa un $7\%/^{\circ}C$, vale a dire raddoppia per ogni aumento di temperatura di $10^{\circ}C$.

Collegamento con emettitore comune

Nella (2) occorre ora mettere I_C , corrente di uscita in funzione di I_B corrente d'ingresso, quindi ricavando I_E dalla (1) e sostituendo nella (2) si ottiene:

$$I_C = I_{CBO} - \alpha(-I_B - I_C)$$

da cui risolvendo rispetto a I_C :

$$I_C = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} + \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B \quad (3)$$

ponendo $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ dalla (3) si ottiene:

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO} \quad (4)$$

Il numero β è di solito grande: infatti per $\alpha = 0,98$, $\beta = 49$, per $\alpha = 0,99$, β vale 99 e una piccolissima variazione di α comporta una grande variazione di β .

Il costruttore fornisce di solito il parametro h_{FE} definito come rapporto tra la corrente di collettore e quella di base e denominato *guadagno di corrente statico* o in D.C. (*Direct current* = corrente continua):

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (5)$$

il valore del parametro h_{FE} non è costante, ma aumenta al crescere della temperatura e inoltre diminuisce sia alle piccole correnti che a quelle elevate; ne consegue una non linearità nel legame fra I_C e I_B sia nel germanio che nel silicio. Dalla (4) si osserva che nel caso in cui I_{CBO} sia trascurabile (ad esempio nei transistori al silicio) il parametro β viene praticamente a coincidere con h_{FE} .

Collegamento a collettore comune

In questo caso occorre esprimere la corrente di uscita I_E in funzione di quella d'ingresso I_B . Dalla (2) tenendo conto della (1), si deduce:

$$-(I_E + I_B) = -\alpha I_E + I_{CBO}$$

da cui:

$$I_B + I_{CBO} = -I_E(1 - \alpha)$$

e quindi:

$$I_E = -\frac{I_B}{1 - \alpha} - \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} = -(1 + \beta)I_B - (1 + \beta)I_{CBO} \quad (6)$$

4. Caratteristiche del transistor

Il transistor è caratterizzato dalle grandezze corrente e tensione d'ingresso e corrente e tensione di uscita; a seconda del tipo di montaggio del transistor, a queste grandezze corrispondono ordinatamente (fig. 6): I_B, I_E, V_{BE}, V_{BC} all'ingresso e I_C, I_E, V_{CE}, V_{CB} all'uscita.

Poiché le grandezze in gioco sono quattro per ogni tipo di montaggio del transistor, si possono scrivere due equazioni che legano queste variabili; due grandezze saranno le variabili indipendenti e le altre due funzioni di quest'ultime. Si hanno diverse possibilità di scelta, ma la coppia di equazioni più usata ha come variabili indipendenti la corrente d'ingresso I_i e la tensione di uscita V_u ; ne risulta:

$$V_i = f(I_i, V_u) \quad (7)$$

$$I_u = f(I_i, V_u) \quad (8)$$

Le due equazioni (7) e (8) non sono lineari, cioè il legame tra le tensioni e le correnti non è costituito da equazioni di primo grado a coefficienti costanti. Esse rappresentano geometricamente due superfici; per poterle rappresentare sul piano basta di volta in volta mantenere fissa una delle due variabili indipendenti (I_i o V_u) e far variare l'altra. Si tracciano così le curve che rappresentano la funzione: la variabile mantenuta di volta in volta costante viene assunta come *parametro*. Si possono così ottenere quattro famiglie di curve caratteristiche, di diversa importanza, per ogni tipo di montaggio.

5. Montaggio ad emettitore comune

Le curve caratteristiche che in genere vengono fornite dal costruttore sono quelle relative al montaggio con emettitore comune, dato che questo è il tipo più largamente

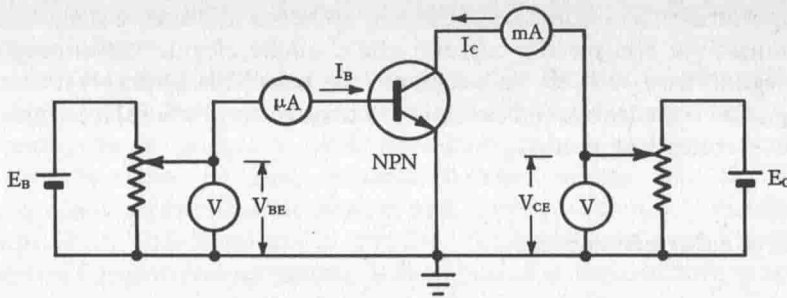


Fig. 7. - Schema di principio di un circuito per il rilievo delle caratteristiche di un transistor *NPN* collegato ad emettitore comune.

impiegato. Con le tensioni e correnti relative al caso che si considera, le (7) e (8) si scrivono:

$$V_{BE} = f(I_B, V_{CE}) \quad (9)$$

$$I_C = f(I_B, V_{CE}) \quad (10)$$

Con il circuito di figura 7 possono essere eseguiti i rilievi sperimentali delle caratteristiche; durante le operazioni occorre che la temperatura ambiente sia costante, essendo le grandezze in gioco influenzate sensibilmente dalla temperatura.

Caratteristiche di collettore

Si chiamano caratteristiche di collettore le curve $I_C = f(V_{CE})$ con parametro I_B ; esse sono le caratteristiche di gran lunga più importanti del transistor. Con corrente $I_B = 0$ come parametro, si fa crescere gradualmente la tensione V_{CE} , che viene riportata sulle ascisse, mentre i corrispondenti valori della corrente di collettore I_C sono riportati sull'asse delle ordinate. Ogni coppia di valori V_{CE} ed I_C , letti sui rispettivi strumenti, individuano un punto nel piano: il luogo geometrico di questi punti costituisce una curva caratteristica, detta *caratteristica di collettore*. Si dà poi un valore diverso da zero ad I_B e operando come in precedenza si può tracciare la seconda curva. Si procede allo stesso modo dando altri valori discreti a I_B e si ottiene così la *famiglia di curve di uscita* o *caratteristiche di collettore* riportate in figura 8. Anche in corrispondenza di $I_B = 0$ passa una corrente I_C che corrisponde alla corrente inversa dovuta ai portatori di minoranza; essa è presente trovandosi la giunzione V_{CB} polarizzata inversamente. Si noti che le caratteristiche di collettore lungo il primo tratto hanno tutte una parte di curva in comune e già per modesti incrementi di V_{CE} , la corrente I_C cresce rapidamente (per $I_B = \text{costante}$); per ulteriori aumenti di V_{CE} , una volta oltrepassato il ginocchio delle caratteristiche si hanno incrementi piccoli di I_C e le curve assumono andamento pressoché rettilineo con leggera pendenza positiva; questa parte comprendente i tratti lineari e circa equidistanti delle caratteristiche, viene chiamata *regione attiva*. I piccoli incrementi di I_C nella regione attiva sono conseguenza dell'*effetto Early* (par. 2).

Se però la V_{CE} diventa troppo elevata, la regione di transizione si allarga a tutta la base fino a raggiungere la giunzione base-emettitore, in pratica cortocircuitando il transistor tra collettore e emettitore; il fenomeno è detto di *punch-through*.

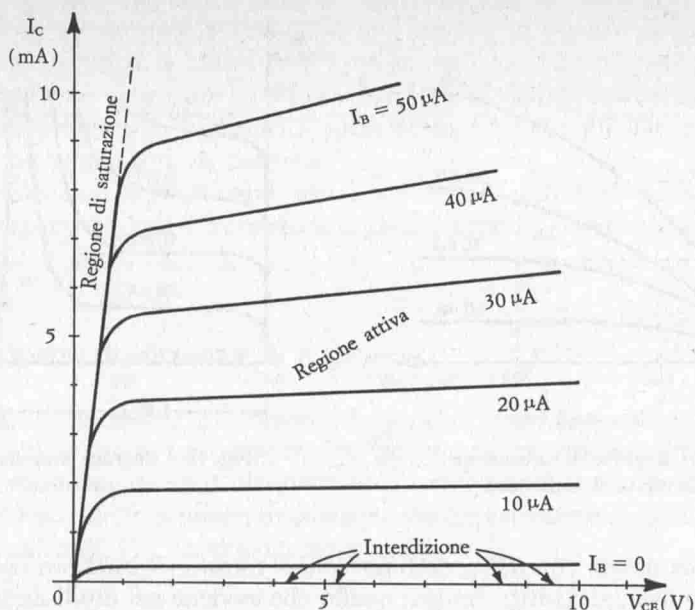


Fig. 8. - Caratteristiche di collettore o caratteristiche di uscita di un transistor NPN.

Dilatando la zona delle caratteristiche nelle vicinanze di $V_{CE}=0$ mediante un opportuno cambiamento di scala sull'asse orizzontale esse si presentano come in figura 9.

Nel caso di emettitore comune si vede che occorre una certa tensione di soglia V_s , dell'ordine di pochi mV (che non dipende dalla corrente di base) per avere corrente di collettore diversa da zero e che inoltre solo per una ben determinata corrente di collettore (dipendente dalla corrente di base) ciascuna caratteristica raggiunge il ginocchio. La regione delle caratteristiche di emettitore illustrata si chiama *regione di saturazione*. La tensione V_{CEsat} corrispondente al ginocchio della caratteristica è detta *tensione di saturazione* e viene data per un prefissato valore di I_C e dipende dal materiale semiconduttore costituente il transistor.

La tensione di saturazione V_{CEsat} è dell'ordine di 0,1 V per transistori al germanio e di 0,3 V per transistori al silicio. Quando la corrente di collettore si riduce alla sola I_{CBO} il transistor si dice *interdetto* (cutoff) oppure che si è all'*interdizione*. Dalla (4) si vede che per ridurre la I_C alla sola I_{CBO} non basta rendere I_B nulla; infatti per $I_B = 0$ la (4) diventa:

$$I_C = 0 + (1 + \beta)I_{CBO}$$

Poiché I_{CBO} a temperatura ambiente è dell'ordine dei μA nel germanio e β dell'ordine di qualche decina, $(1 + \beta)I_{CBO}$ è dell'ordine delle decine di μA . Per interdire il transistor occorre quindi polarizzare inversamente la giunzione base-emettitore di almeno 0,1 V. Nel caso del silicio, per il quale è I_{CBO} dell'ordine dei nA, il termine $(1 + \beta)I_{CBO}$ rimane di solito inferiore al μA . Per ottenere in questo caso l'interdizione del transistor basta annullare la tensione V_{BE} , cortocircuitando l'ingresso.

Se si estende il rilievo delle caratteristiche statiche di collettore nel campo delle tensioni elevate si hanno famiglie di curve come in figura 10. Si osserva un brusco ripiegamento verso l'alto delle curve in corrispondenza di valori di V_{CE} (dipendenti da

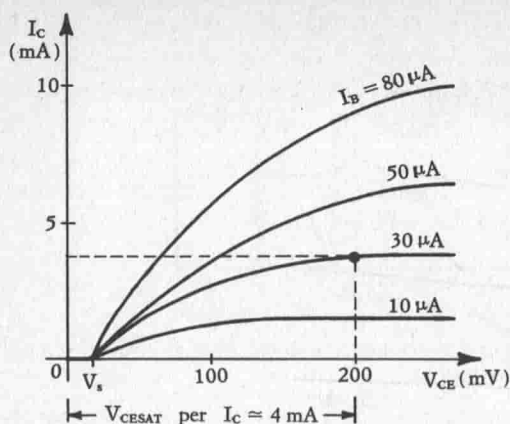


Fig. 9. - Regione di saturazione delle curve di collettore.

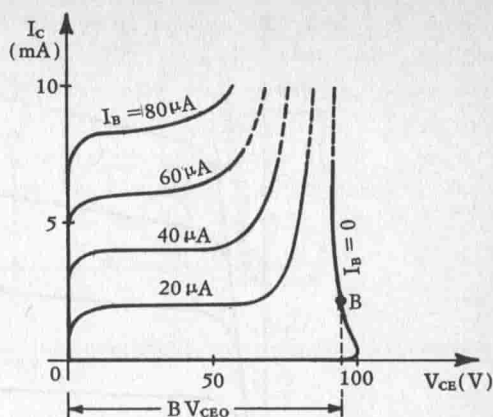


Fig. 10. - Regione delle tensioni V_{CE} elevate.

I_B) indicati nei cataloghi con BV_{CE} , detti *tensioni di rottura (Breakdown voltage)*. Si tratta di un fenomeno fisico del tutto simile a quello che avviene nei diodi Zener. Se si indica con BV_{CEO} la tensione di rottura con la base aperta, questa può variare tra 10 e 300 V, con valori tipici compresi fra 25 e 50 V.

Caratteristiche d'ingresso

Questo tipo di curve si ottiene considerando nella (9) come parametro la tensione V_{CE} , cioè si ha il legame $V_{BE} = f(I_B)$ per V_{CE} che assume valori discreti. Ancora col circuito di figura 7 si dà il valore $V_{CE} = 0$ e variando V_{BE} si ottiene I_B ; leggendo le coppie di valori I_B e V_{BE} corrispondenti sugli strumenti si ottiene la prima curva di ingresso (fig. 11). Essa si presenta come la caratteristica di un diodo, trattandosi in effetti della giunzione BE polarizzata direttamente; la corrente di base non diventa apprezzabile finché la tensione V_{BE} non supera la tensione di soglia V_s (0,5 V per Si; 0,1 per Ge). Per

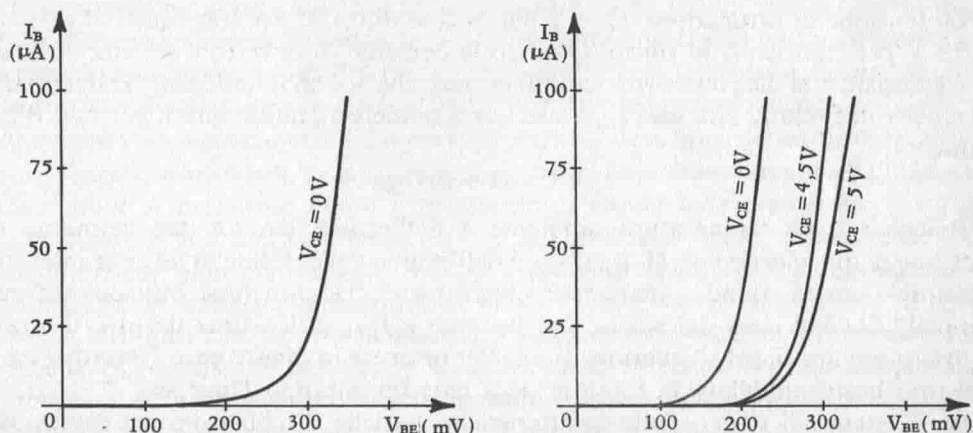


Fig. 11. - (a) Caratteristica d'ingresso di un transistor NPN per $V_{CE} = 0$; (b) caratteristiche d'ingresso di un transistor NPN per diversi valori di V_{CE} .

valori di V_{CE} diversi (intorno a $4 \div 5$ V) si trova che le curve si diversificano fra loro di poco (fig. 11b). In pratica il costruttore fornisce una sola caratteristica per una V_{CE} prefissata. Per piccole variazioni di V_{BE} ($\sim 0,2$ V) si hanno grandissime variazioni di corrente I_B : per ottenere la corrente I_B desiderata è molto più facile alimentare la giunzione con un generatore di corrente.

Nel funzionamento normale sono usuali valori di V_{BE} di 0,2 V per il Ge e di 0,6 V per il Si, mentre per mandare il transistor in saturazione V_{BE} deve essere di $\sim 0,3$ V per il Ge e di $\sim 0,7$ V per il Si.

Caratteristiche mutue di corrente e di tensione

Le caratteristiche mutue di corrente $I_C = f(I_B)$ con $V_{CE} = \text{cost.}$ sono in pratica rettilinee (fig. 12) e quasi sovrapposte; in genere se ne riporta una sola. Queste caratteristiche sono leggermente incurvate solo per i valori molto bassi di I_B ; esse si incontrano con l'asse delle ordinate in corrispondenza del valore I_{CBO} che si ottiene per $I_B = 0$ con il valore di V_{CE} assunto come parametro

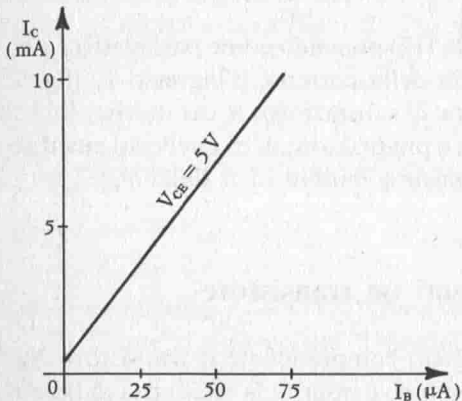


Fig. 12. - Caratteristica mutua di corrente.

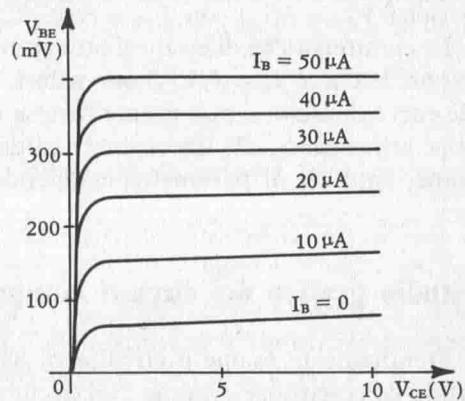


Fig. 13. - Caratteristica mutua di tensione.

Le caratteristiche mutue di tensione $V_B = f(V_{CE})$ per $I_B = \text{cost.}$ sono rette praticamente parallele all'asse delle V_{CE} (fig. 13), soprattutto per valori alti di I_B . Esse mettono in luce la dipendenza (interazione) della variazione della tensione di uscita su quella d'ingresso; di solito questa interazione è trascurabile e le caratteristiche mutue di tensione non servono per il calcolo dei circuiti comprendenti transistori.

6. Montaggio a base comune

Qualche volta vengono fornite le curve d'ingresso e quelle di uscita nel caso che il transistor sia montato a base comune.

Le equazioni (7) e (8) nel caso di montaggio con base comune, si scrivono:

$$V_{EB} = f(I_E, V_{CB}) \quad (11)$$

$$I_C = f(I_E, V_{CB}) \quad (12)$$

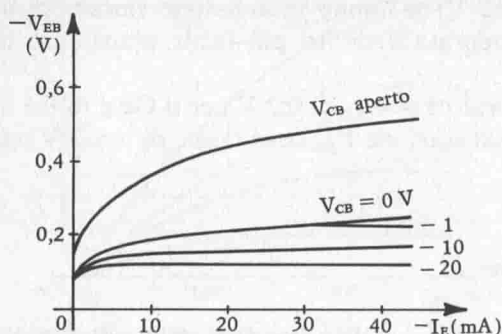


Fig. 14. - Caratteristiche d'ingresso di un transistor collegato con base comune.

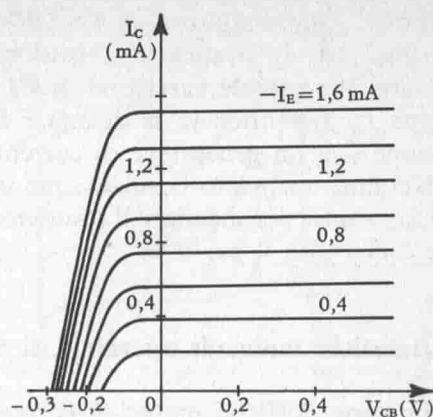


Fig. 15. - Caratteristiche di uscita di un transistor collegato con base comune.

Le caratteristiche d'ingresso si ottengono dalla (11) ponendo come parametro V_{CB} , cioè si ha $V_{EB} = f(I_E)$ con $V_{CB} = \text{cost.}$ (fig. 14).

Le caratteristiche di uscita si ottengono dalla (12) ponendo come parametro I_E , cioè si hanno le curve $I_C = f(V_{CB})$ per valori discreti della corrente d'ingresso I_E (fig. 15). Nelle curve di uscita si può notare l'estesa regione di saturazione; le caratteristiche nella regione attiva sono sufficientemente equidistanti e più orizzontali di quelle ad emettitore comune, dato che il parametro α dipende in misura minore di β dalla V_{CE} .

7. Studio grafico dei circuiti comprendenti un transistor

Prendiamo in esame il circuito di figura 16(a) comprendente il transistor *NPN* montato ad emettitore comune. Nel circuito d'ingresso è inserita la resistenza di base R_B , mentre in quello di uscita, la resistenza di collettore R_C . Per la determinazione del punto di funzionamento a riposo si ricorre al metodo grafico con la costruzione della retta di carico (cap. IV, par. 14), sia per il circuito d'ingresso che per quello di uscita.

Applicando il secondo principio di Kirchhoff al circuito d'ingresso e considerando l'equazione della caratteristica d'ingresso si ha:

$$\begin{aligned} E_B &= R_B I_B + V_{BE} \\ V_{BE} &= f(I_B) \end{aligned} \quad (13)$$

Le coordinate del punto d'incontro della retta di carico:

$$I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B}$$

con la caratteristica d'ingresso ci fornisce la soluzione del sistema (13) e quindi i valori di I_{B0} e V_{BE0} a riposo (fig. 16b). Poiché il valore di V_{BE0} è una frazione molto piccola della E_B , il valore della resistenza R_B risulta piuttosto elevato e la retta di carico è molto inclinata rispetto all'asse delle ascisse, quindi, in prima approssimazione è $I_B = E_B/R_B$. Il generatore d'ingresso costituito da E_B con in serie R_B ha le caratteristiche di un

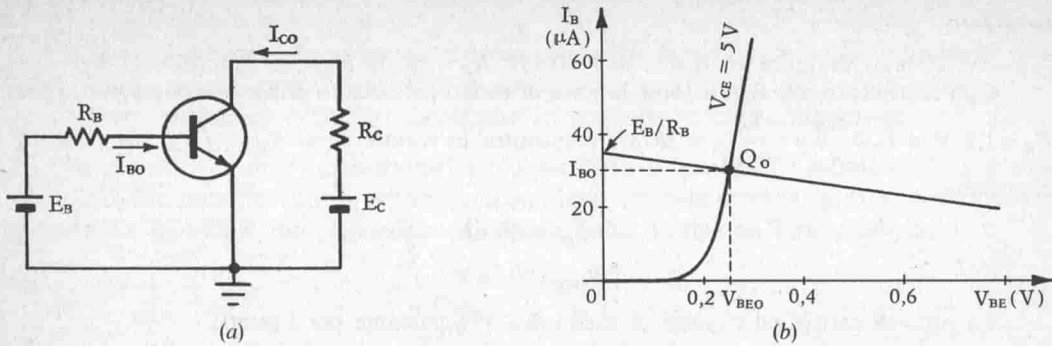


Fig. 16. - (a) Semplice circuito con resistenza di carico sull'uscita; (b) costruzione della retta di carico per il circuito d'ingresso.

generatore di corrente: infatti la sua resistenza di carico corrispondente a quella d'ingresso del transistoro è molto bassa rispetto alla sua resistenza interna R_B .

Per determinare ora i valori di riposo I_{CO} e V_{CE0} , si traccia la retta di carico sulle caratteristiche di collettore e, come in precedenza, applicando il principio di Kirchhoff al circuito di uscita e considerando l'equazione delle caratteristiche di uscita si ha:

$$E_C = R_C I_C + V_{CE} \quad (14)$$

$$I_C = f(V_{CE})$$

Le coordinate del punto P_O d'incontro della retta di carico:

$$I_C = \frac{E_C - V_{CE}}{R_C}$$

con la caratteristica $I_C = f(V_{CE})$ tracciata per $I_B = I_{BO}$, forniscono i valori di I_{CO} e V_{CE0} (fig. 17). Come si può vedere il punto P_O di funzionamento a riposo (in assenza di segnale, cioè di tensione alternativa all'ingresso) dipende dai valori di R_B , E_B , R_C ed E_C ; esso va scelto nella regione attiva delle caratteristiche statiche di collettore.

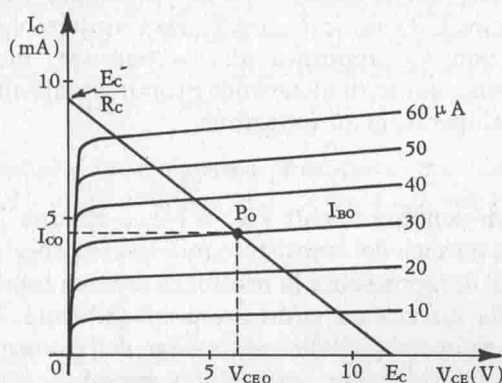


Fig. 17. - Costruzione della retta di carico sulle caratteristiche di uscita e determinazione del punto di riposo P_O .

Esempio:

Nel circuito di figura 16(a) sia: $R_B = 50 \text{ k}\Omega$; $E_B = 1,8 \text{ V}$; $R_C = 1,2 \text{ k}\Omega$; $E_C = 11 \text{ V}$.

Con riferimento alla figura 16(b), la retta di carico del circuito d'ingresso passa per i punti $E_B = 1,8 \text{ V}$ e $I_B = \frac{E_B}{R_B} = \frac{1,8}{50 \cdot 10^3} = 36 \text{ }\mu\text{A}$ e incontra la caratteristica $V_{BE} = f(I_B)$ nel punto di coordinate:

$$I_{BO} = 30 \text{ }\mu\text{A}$$

$$V_{BEO} = 0,25 \text{ V}$$

La retta di carico del circuito di uscita (fig. 17), passante per i punti:

$$E_C = 11 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_C = \frac{E_C}{R_C} = \frac{11}{1,2 \cdot 10^3} \cong 9 \text{ mA}$$

incontra la caratteristica di collettore, tracciata per il valore di $I_B = I_{BO} = 30 \text{ }\mu\text{A}$, nel punto P_O di coordinate:

$$I_{CO} = 4,5 \text{ mA}$$

$$V_{CEO} = 5,6 \text{ V}$$

Dissipazione di potenza in un transistoro

Nel transistoro quando è polarizzato, viene assorbita una potenza elettrica, la maggior parte della quale interessa la giunzione base-collettore. La potenza assorbita quando il transistoro lavora nel punto di funzionamento a riposo P_O , caratterizzato dai valori I_{CO} , V_{CEO} , I_{BO} è data da:

$$P_{CE} = I_{CO} \cdot V_{CEO}$$

Ricordando che $I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO}$, si vede come la corrente I_{CO} dipenda dalla temperatura tramite il termine I_{CBO} , che è funzione della temperatura stessa, essendo la corrente inversa originata dai portatori minoritari, prodotti per effetto termico.

La potenza P_{CE} assorbita dal transistoro viene dissipata sotto forma di calore e ne consegue un riscaldamento del transistoro ed in particolare della giunzione CB. La temperatura della giunzione CB è indicata con T_j ; essa risulterà uguale alla temperatura ambiente T_a , qualora non sia applicata alcuna tensione, mentre in presenza di polarizzazione si dovrà tener conto di un termine proporzionale alla potenza P_{CE} . Si può quindi scrivere per la temperatura di giunzione:

$$T_j = T_a + \theta P_{CE} \quad (15)$$

θ ha le dimensioni gradi centigradi/watt [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$] e si chiama *resistenza termica* del transistoro. La resistenza termica del transistoro può essere pensata come somma di due termini: $\theta = \theta_i + \theta_e$, in cui θ_i rappresenta la resistenza termica totale della giunzione fino al contenitore e θ_e quella esterna fra contenitore ed ambiente. La resistenza termica interna θ_i dipende dalla geometria e dalla costruzione dell'elemento di semiconduttore, dal materiale interposto fra l'elemento semiconduttore ed il contenitore e dal tipo di materiale di cui è fatto il contenitore.

La resistenza termica esterna θ_e , dipende da tutti i modi con cui il calore viene asportato dal contenitore. Ciò avviene simultaneamente:

1. per irradiazione;
2. per conduzione (attraverso i terminali o per contatto di parti del contenitore con altri metalli aventi maggiore massa, come lo chassis);
3. per convezione dell'aria circostante in contatto con il contenitore.

In genere i manuali forniscono la temperatura di giunzione massima T_{jmax} e una volta stabilita la temperatura ambiente in cui deve lavorare il transistor, si può ricavare la potenza massima che può essere dissipata nella giunzione base emettitore:

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{\theta} \quad (16)$$

Esempio:

Con riferimento al circuito di figura 16(a) e all'esempio precedente, supponendo $\theta = 400^\circ\text{C/W}$; $T_{jmax} = 190^\circ\text{C}$ e $T_a = 25^\circ\text{C}$, si ha:

$$P_{dmax} = \frac{190 - 25}{400} = 0,412 \text{ W}$$

Nel punto di funzionamento fissato ($I_{CO} = 4,5 \text{ mA}$; $V_{CEO} = 5,6 \text{ V}$) si ha:

$$P_d = 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6 = 25,2 \text{ mW}$$

cui, per la (15) corrisponde una temperatura di giunzione:

$$T_j = 25 + 400 \cdot 25,2 \cdot 10^{-3} = 35,08^\circ\text{C}$$

Studio grafico in presenza di segnale

Consideriamo ora il circuito di figura 18, nel quale all'ingresso è stato posto un generatore di tensione sinusoidale (segnale) e la cui ampiezza sia minore di E_B . Per trovare tutte le grandezze alternative che interessano, cioè i_B , v_{BE} , i_C e v_{CE} si può ricorrere ancora al metodo grafico.

Questa volta la tensione applicata all'ingresso è $e_i = E_B + e$, quindi occorre riportare sull'asse v_{BE} i valori istantanei e tracciare tante rette di carico parallele (con pendenza costante dipendente da R_B) per poter trovare negli istanti considerati i valori di i_B (fig. 19). In pratica basterà tracciare le rette di carico per i valori estremi del segnale e per quello a riposo ($E_B - E_M$, E_B , $E_B + E_M$) ed eventualmente per qualche altro punto. La costruzione risulta identica a quella già illustrata nel capitolo IV, paragrafo 16, a proposito del diodo.

Per ogni posizione della retta di carico, corrispondente ad un istante considerato, si possono tracciare i punti corrispondenti alla corrente i_B e alla tensione v_{BE} , ottenendo il

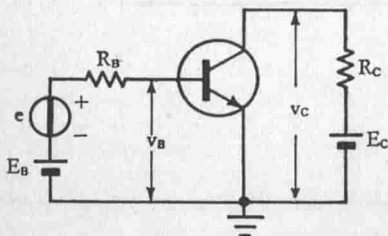


Fig. 18. - Circuito con transistor *NPN* con resistenza di carico R_C sul collettore e generatore sinusoidale posto in ingresso.

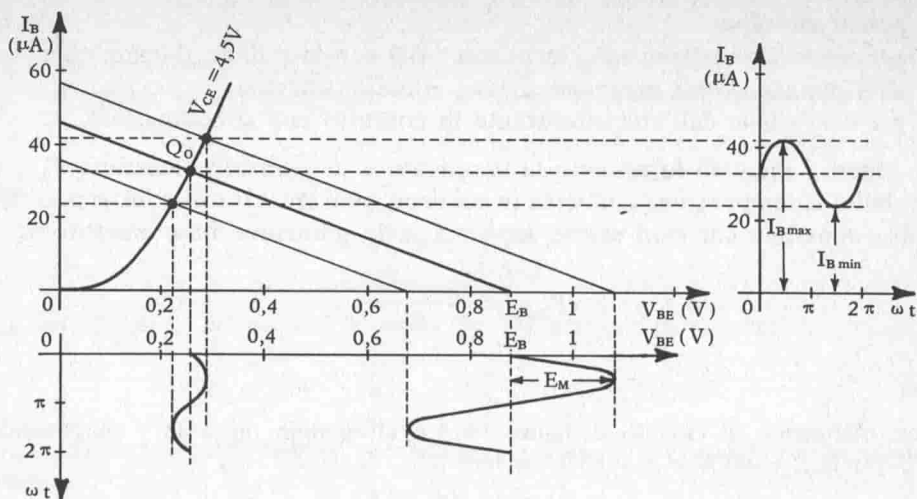


Fig. 19. - Costruzione grafica sulle caratteristiche d'ingresso per determinare l'andamento della corrente i_B e della tensione v_{BE} (quest'ultima di scarso interesse pratico).

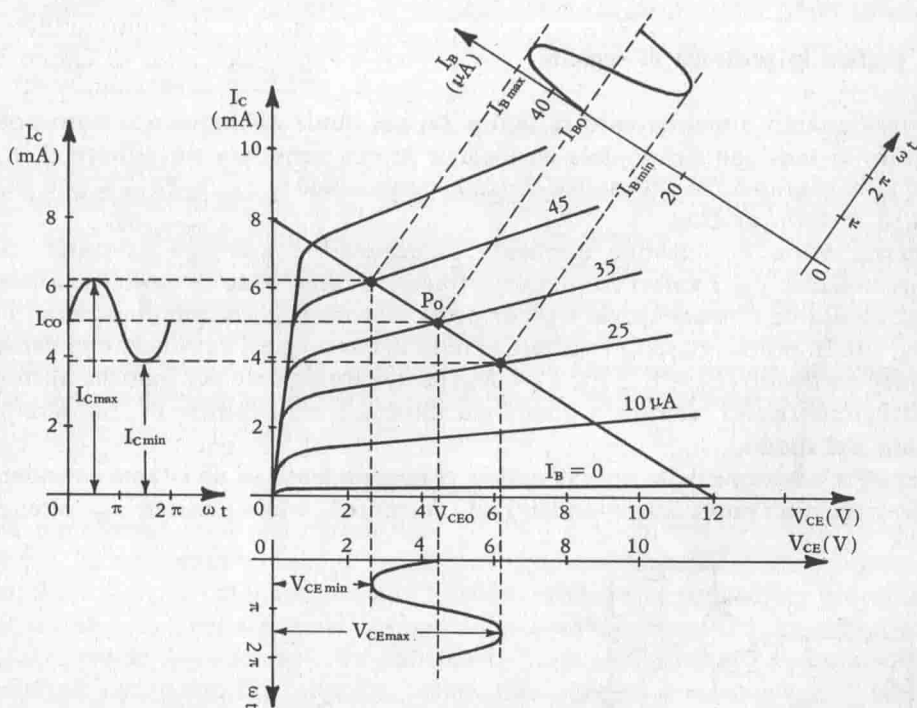


Fig. 20. - Costruzione grafica sulle caratteristiche di uscita per determinare gli andamenti della corrente i_C e della tensione v_{CE} .

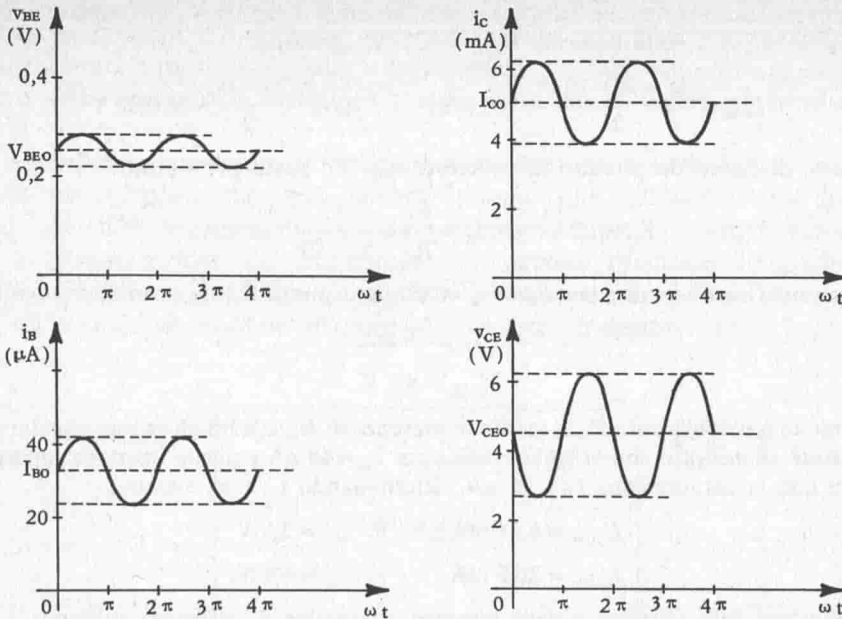


Fig. 21. - Andamenti delle correnti e tensioni relative al circuito di figura 18.

loro andamento nel tempo. Una volta noto l'andamento della corrente i_B , si traccia la retta di carico sulle caratteristiche di uscita (fig. 20). Su tale retta il punto di lavoro P si sposta nell'intorno di P_O , corrispondente all'intersezione della retta di carico con la caratteristica per $I_B = I_{BO}$, fra le due caratteristiche estreme corrispondenti ai valori $i_B = I_{B\max}$ e $i_B = I_{B\min}$. In corrispondenza la corrente i_C e la tensione v_C variano alternativamente intorno al loro punto di riposo (P_O , V_{CEO} , I_{CO}) fra i valori $I_{C\max}$, $V_{CE\min}$ e $I_{C\min}$, $V_{CE\max}$. Si osserva che mentre le correnti alternative i_B e i_C sono in fase fra loro, la tensione v_{CE} è in opposizione di fase rispetto ad esse, cioè *il transistorore inverte di fase*.

Le forme d'onda ottenute, con le rispettive fasi, sono riportate in figura 21.

Esempio:

Supponendo che nel circuito di figura 18 si abbia: $E_B = 0,88$ V; $e = E_M \cos \omega t = 0,2 \cos \omega t$; $E_C = 12$ V; $R_B = 20$ k Ω ; $R_C = 1,5$ k Ω ; la retta di carico del circuito d'ingresso (fig. 19) che in condizioni di riposo passa per i punti: $E_B = 0,88$ V; $I_B = \frac{E_B}{R_B} = 44$ μ A, in corrispondenza dei valori massimo e minimo del segnale applicato, si sposta passando per i punti:

$$E_B + E_M = 0,88 + 0,2 = 1,08; \quad I_B = \frac{E_B + E_M}{R_B} = 54 \mu A; \quad e$$

$$E_B - E_M = 0,88 - 0,2 = 0,68 \text{ V}; \quad I_B = \frac{E_B - E_M}{R_B} = 34 \mu A$$

In corrispondenza sulla caratteristica d'ingresso di figura 19, si legge:

$$I_{B\max} = 45 \mu A; \quad V_{BE\max} = 0,28 \text{ V}$$

$$I_{B\min} = 25 \mu A; \quad V_{BE\min} = 0,22 \text{ V}$$

Le ampiezze della corrente e della tensione alternativa di base a cavallo rispettivamente della corrente $I_{BO} = 35 \mu\text{A}$ e della tensione $V_{BEO} = 0,25 \text{ V}$, risultano:

$$I_{BM} = \frac{(45 - 25) \cdot 10^{-6}}{2} = 10 \mu\text{A}; \quad V_{tM} = \frac{0,28 - 0,22}{2} = 0,03 \text{ V}$$

La retta di carico del circuito di collettore (fig. 20) passa per i punti:

$$E_C = 12 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_C = \frac{E_C}{R_C} = \frac{12}{1,5 \cdot 10^3} = 8 \text{ mA}$$

e determina sulla caratteristica per $I_B = I_{BO} = 35 \mu\text{A}$ il punto P_O di coordinate:

$$I_{CO} = 5 \text{ mA}$$

$$V_{CEO} = 4,5 \text{ V}$$

Il punto di funzionamento P_O si sposta in presenza di segnale fra gli estremi, quello superiore corrispondente all'incontro con la caratteristica per $I_B = 45 \mu\text{A}$ e quello inferiore corrispondente all'incontro con la caratteristica $I_B = 25 \mu\text{A}$, determinando i valori estremi:

$$I_{C\max} = 6,25 \text{ mA}; \quad V_{CE\min} = 2,6 \text{ V}$$

$$I_{C\min} = 3,75 \text{ mA}; \quad V_{CE\max} = 6,4 \text{ V}$$

Le ampiezze della corrente e della tensione alternative di collettore valgono:

$$I_{CM} = \frac{I_{C\max} - I_{C\min}}{2} = \frac{6,25 - 3,75}{2} = 1,25 \text{ mA}$$

$$V_{CEM} = \frac{V_{CE\max} - V_{CE\min}}{2} = \frac{6,4 - 2,6}{2} = 1,9 \text{ V}$$

La potenza alternativa assorbita dal circuito d'ingresso del transistor risulta:

$$P_i = \frac{I_{BM} \cdot V_{BEM}}{2} = \frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 0,03}{2} = 0,15 \cdot 10^{-6} \text{ W}$$

mentre quella sul circuito di collettore vale:

$$P_C = \frac{I_{CM} \cdot V_{CEM}}{2} = \frac{1,25 \cdot 10^{-3} \cdot 1,9}{2} = 1,19 \cdot 10^{-3} \text{ W}$$

da cui appare che il segnale alternativo sul circuito di uscita ha subito un notevole incremento di potenza nel rapporto:

$$\frac{P_C}{P_i} = \frac{1,19 \cdot 10^{-3}}{0,15 \cdot 10^{-6}} = 7900$$

a spese della potenza fornita dalla batteria E_C . Tale concetto verrà meglio illustrato nel capitolo che segue.

8. Circuiti equivalenti di un transistorore

Dallo studio grafico del semplice circuito di figura 18 si è visto come si possono ricavare gli andamenti delle tensioni e delle correnti con l'aiuto delle caratteristiche del transistorore. In particolare si può osservare che se il tratto di caratteristica $I_B = f(V_{BE})$ compreso tra le due rette di carico limiti è assimilabile ad un segmento, le componenti

alternative di V_{BE} e di I_B sono sinusoidali come la tensione del generatore d'ingresso. Analogamente nelle curve di uscita se le caratteristiche estreme corrispondenti ai valori limiti di I_B sono equidistanti dalla caratteristica relativa alla I_{BO} , le componenti alternative della corrente di collettore e della tensione di collettore sono anch'esse sinusoidali.

Affinché queste condizioni si verifichino occorre un'accurata scelta del punto di funzionamento a riposo, che deve trovarsi in una zona sufficientemente lineare, ed inoltre l'ampiezza del segnale d'ingresso deve essere molto piccola rispetto ai valori delle tensioni di polarizzazione del transistoro. Con queste premesse il circuito ha un *comportamento lineare*, cioè dato un segnale di forma sinusoidale all'ingresso si può ottenere un segnale sinusoidale all'uscita di ampiezza maggiore.

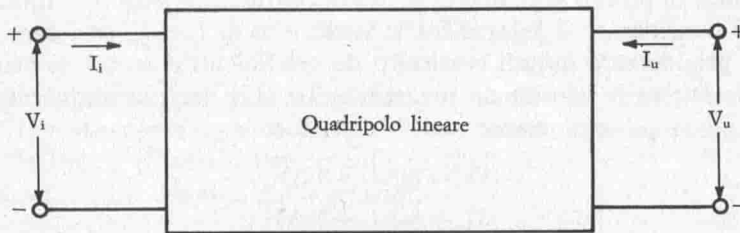


Fig. 22. - Quadripolo per lo studio del circuito con transistoro limitatamente alle componenti alternative per piccoli segnali.

Con piccoli segnali, in condizioni di linearità, non è necessario ricorrere allo studio grafico del circuito, che sarà eseguito solo per determinare il punto di funzionamento a riposo. Abbiamo già visto che le grandezze I_i , V_i , I_u e V_u riportate in figura 22 in cui il transistoro è rappresentato come un elemento a quattro morsetti o quadripolo (cap. II, par. 2), possono essere legate tra loro mediante due equazioni; fra tutte le possibili combinazioni hanno trovato applicazioni pratiche soprattutto tre tipi è cioè:

$$\begin{aligned} V_i &= f(I_i, V_u) \\ I_u &= f(I_i, V_u) \end{aligned} \quad (17)$$

che già sono state usate per ricavare le caratteristiche del transistoro e da cui hanno origine i *parametri ibridi* o h ;

$$\begin{aligned} V_i &= f(I_i, I_u) \\ V_u &= f(I_i, I_u) \end{aligned} \quad (18)$$

in cui le variabili indipendenti sono le due correnti e che danno origine ai *parametri resistivi* o r ;

$$\begin{aligned} I_i &= f(V_i, V_u) \\ I_u &= f(V_i, V_u) \end{aligned} \quad (19)$$

aventi come variabili indipendenti le due tensioni e che danno origine ai *parametri y*.

Nel campo delle basse frequenze si usano prevalentemente i parametri ibridi h , di rado i parametri r ; in alta frequenza si usano i parametri y , che il costruttore dà esclusivamente per i transistori che lavorano in alta frequenza.

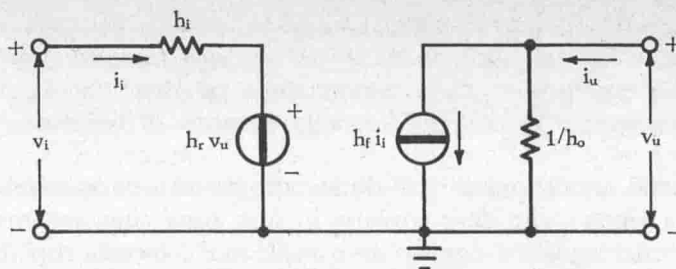


Fig. 23. - Circuito equivalente o differenziale del transistor per piccoli segnali.

Parametri ibridi h

Nella ipotesi di piccoli segnali e di scelta opportuna del punto di funzionamento a riposo, si può considerare il legame fra le variazioni di I_i e V_u con V_i e I_u lineare; il legame tra le grandezze è quindi costituito da coefficienti costanti di proporzionalità indicati con la lettera h seguita da un pedice. Le (17) per piccole variazioni Δ delle grandezze in gioco possono essere scritte nella forma:

$$\begin{aligned}\Delta V_i &= h_i \Delta I_i + h_r \Delta V_u \\ \Delta I_u &= h_f \Delta I_i + h_o \Delta V_u\end{aligned}\quad (20)$$

Poiché i segnali alternativi non sono altro che variazioni intorno ad un valore costante, sostituendo alle variazioni Δ i segni sinusoidali, si ha (*):

$$\begin{aligned}v_i &= h_i i_i + h_r v_u \\ i_u &= h_f i_i + h_o v_u\end{aligned}\quad (21)$$

Le (21), del tutto simili alle (7') del capitolo II, possono essere interpretate come equazioni derivanti dall'applicazione dei principi di Kirchhoff ad un quadripolo avente circuito equivalente come quello di figura 7 del capitolo II, che, per comodità e con le notazioni appropriate è riportato in figura 23.

(*) Analiticamente partendo dalle relazioni:

$$V_i = f(I_i, V_u)$$

$$I_u = f(I_i, V_u)$$

relativi al quadripolo di figura 22 si ha, per il differenziale totale:

$$dv_i = \frac{\partial v_i}{\partial i_i} di_i + \frac{\partial v_i}{\partial v_u} dv_u$$

$$di_u = \frac{\partial i_u}{\partial i_i} di_i + \frac{\partial i_u}{\partial v_u} dv_u$$

Le derivate parziali calcolate nel punto di riposo costituiscono i parametri h , perciò si può scrivere:

$$dv_i = h_i di_i + h_r dv_u$$

$$di_u = h_f di_i + h_o dv_u$$

Sostituendo infine alle quantità infinitesimali dv_i ecc. i piccoli segnali si ricavano le (21). Da un punto di vista geometrico la sostituzione delle (21) con le (17) equivale alla sostituzione delle due superfici che esse rappresentano con i rispettivi piani tangenti nel punto di riposo, il che è lecito se la curvatura delle superfici è minima nell'intorno del punto considerato e se lo scostamento da esso è pure piccolo.

Il circuito è stato desunto *senza riferirsi ad alcun tipo di montaggio*; infatti esso è valido per tutti e tre i tipi di montaggio del transistor descritti al paragrafo 3. I parametri assumono valori diversi a seconda del tipo di montaggio, ma risultano legati in modo tale che, noti quelli relativi ad un tipo di montaggio si possono ricavare con semplici relazioni lineari gli altri. Al pedice di h si fa seguire la lettera e nel caso di emettitore comune, la lettera b nel caso di base comune o infine la lettera c per il collegamento a collettore comune.

Significato fisico dei parametri h

Con riferimento a quanto esposto nel capitolo II, paragrafo 2, è:

$$h_i = \left(\frac{v_i}{i_i} \right)_{v_u=0}$$

Dimensionalmente h_i è una resistenza e si misura in Ω ; h_i ($i = \text{input}$: ingresso) rappresenta la *resistenza d'ingresso del transistor, quando l'uscita è cortocircuitata*, cioè quando la resistenza di carico del circuito di uscita è zero.

Il parametro h_r è definito dalla relazione:

$$h_r = \left(\frac{v_i}{v_u} \right)_{i_i=0}$$

Il parametro h_r ($r = \text{revers}$: inverso) rappresenta il *coefficiente di reazione o retroreazione*; esso è un numero puro la cui grandezza sta ad indicare l'entità delle variazioni su v_i provocate da variazioni della tensione di uscita v_u quando la corrente d'ingresso è costante (corrente alternativa nulla).

Per il parametro h_f è:

$$h_f = \left(\frac{i_u}{i_i} \right)_{v_u=0}$$

Il parametro h_f ($f = \text{forward}$: diretto) rappresenta il *coefficiente di amplificazione di corrente del transistor quando la resistenza di carico del circuito di uscita è zero*. In queste ultime condizioni, esso determina l'ammontare della variazione su i_u provocata da una variazione di i_i .

Infine, si ha:

$$h_o = \left(\frac{i_u}{v_u} \right)_{i_i=0}$$

Il parametro h_o ($o = \text{output}$: uscita) è dimensionalmente una *conduttanza* (Ω^{-1}) e rappresenta la *conduttanza di uscita del transistor quando la corrente d'ingresso è costante* ($i_i = 0$).

In figura 24 sono riportati i tre tipi di montaggio con accanto i rispettivi circuiti differenziali.

I parametri ibridi relativi al montaggio con emettitore comune possono essere ricavati direttamente dalle caratteristiche del transistor. In figura 25(a) e (b) sono riportate le caratteristiche di collettore sulle quali sono ricavati graficamente i parametri h_{fe} e h_{oe} . In base alla loro definizione, considerando al posto delle grandezze alternative

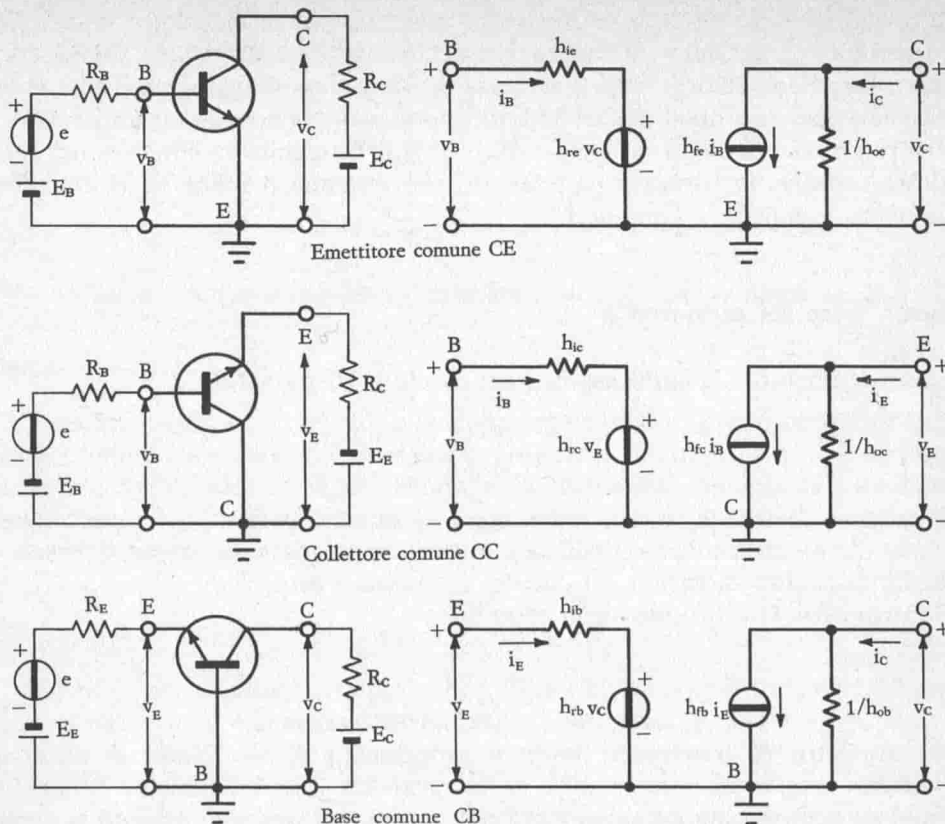


Fig. 24. - Schemi di montaggio di un transistor e relativi circuiti equivalenti.

le variazioni intorno ad un punto considerato si ha:

$$h_{fe} = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right)_{V_{CE} = \text{cost}} = \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} \right)_{V_{CE} = \text{cost}}$$

$$h_{oe} = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta V_C} \right)_{I_B = \text{cost}} = \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{V_{C2} - V_{C1}} \right)_{I_B = \text{cost}}$$

In figura 25(c) e (d) sono riportate le caratteristiche d'ingresso del transistor e su di esse sono ricavati graficamente i parametri ibridi h_{ie} e h_{re} che assumono le espressioni:

$$h_{ie} = \left(\frac{\Delta V_B}{\Delta I_B} \right)_{V_{CE} = \text{cost}} = \left(\frac{V_{B2} - V_{B1}}{I_{B2} - I_{B1}} \right)_{V_{CE} = \text{cost}}$$

$$h_{re} = \left(\frac{\Delta V_B}{\Delta V_C} \right)_{I_B = \text{cost}} = \left(\frac{V_{B2} - V_{B1}}{V_{C2} - V_{C1}} \right)_{I_B = \text{cost}}$$

Esempio:

Dalle caratteristiche di figura 25(a) per variazioni nell'intorno del punto P_O , caratterizzato da $V_{CEO} = 4,5 \text{ V}$, $I_{CO} = 7 \text{ mA}$ e $I_{BO} = 60 \mu\text{A}$, risulta:

$$I_{C2} = 9 \text{ mA}; \quad I_{C1} = 5 \text{ mA}; \quad I_{B2} = 80 \mu\text{A}; \quad I_{B1} = 40 \mu\text{A}$$

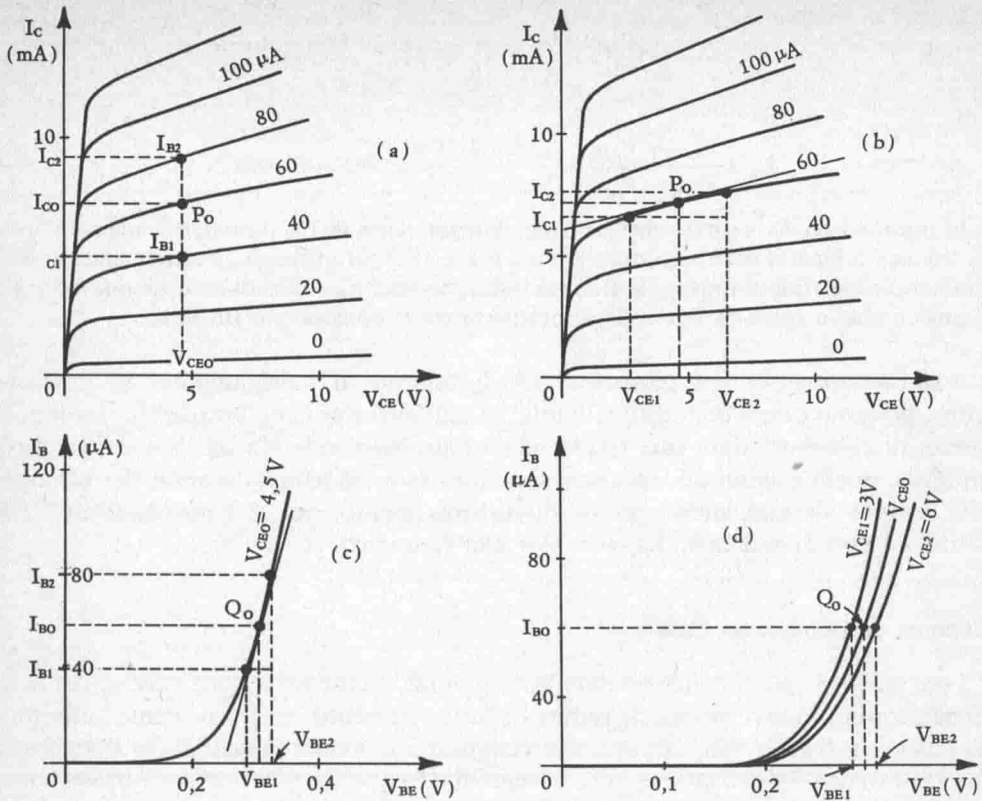


Fig. 25. - Determinazione grafica dei parametri ibridi.

quindi:

$$h_{fe} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} = \frac{(9 - 5) \cdot 10^{-3}}{(80 - 40) \cdot 10^{-6}} = 100$$

Dalla figura 25(b) per $I_{B0} = 60 \mu A$ si ha:

$$I_{C2} = 7,5 \text{ mA}; \quad I_{C1} = 6,5 \text{ mA}$$

$$V_{CE2} = 6,5 \text{ V}; \quad V_{CE1} = 3 \text{ V}$$

quindi:

$$h_{oe} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{V_{CE2} - V_{CE1}} = \frac{(7,5 - 6,5) \cdot 10^{-3}}{6,5 - 3} = \frac{10^{-3}}{3,5} = 0,286 \text{ mA/V}$$

Se poi sulla caratteristica d'ingresso di figura 25(c), tracciata per $V_{CE} = 4,5 \text{ V}$, si considera una variazione nell'intorno del punto Q_0 , cui corrisponde $I_B = I_{B0} = 60 \mu A$, si legge:

$$I_{B2} = 60 \mu A; \quad I_{B1} = 40 \mu A$$

$$V_{BE2} = 0,32 \text{ V}; \quad V_{BE1} = 0,28 \text{ V}$$

da cui:

$$h_{ie} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{I_{B2} - I_{B1}} = \frac{0,32 - 0,28}{(80 - 40) \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Infine dalla figura 25(d), con $I_B = I_{B0} = 60 \mu A$, considerando caratteristiche d'ingresso per

V_{CE} diverse, si ottiene:

$$V_{CE1} = 3 \text{ V}; \quad V_{BE1} = 0,29 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = 6 \text{ V}; \quad V_{BE2} = 0,31 \text{ V}$$

per cui:

$$h_{re} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_{CE2} - V_{CE1}} = \frac{0,31 - 0,29}{6 - 3} = 0,0066 = 66 \cdot 10^{-6}$$

In pratica essendo le caratteristiche d'ingresso per valori di V_{CE} diversi, ma superiori al Volt, molto vicine fra loro, la determinazione per via grafica del parametro h_{re} è estremamente difficile se non impossibile. Infatti i manuali di solito forniscono per h_{re} valori di qualche unità per 10^{-4} , ciò significa che le curve di figura 25(d) praticamente si confondono fra loro.

Dalla conoscenza dei parametri ibridi relativi al collegamento ad emettitore comune, possono essere dedotti quelli relativi agli altri tipi di collegamento. La tabella I permette di calcolare, data una quaterna di parametri, relativa ad uno dei tre tipi di montaggio, quelli relativi ad un altro tipo. Inoltre è riportato il valore dei parametri, riferiti sempre ad uno stesso punto di funzionamento, per il transistor BC 318A, funzionante con $I_C = 2 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$ e alla frequenza di 1 kHz .

Variazione dei parametri ibridi

I parametri ibridi dipendono dal punto di funzionamento a riposo scelto per la loro determinazione; inoltre poiché il punto di funzionamento a riposo, come vedremo, si sposta al variare della temperatura, essi vengono a dipendere anche dalla temperatura. Infine i parametri ibridi usati per piccoli segnali a frequenze relativamente basse, sono in genere ricavati per la frequenza di 1 kHz e dipendono dalla frequenza stessa; essi sono validi solo entro un determinato campo di frequenze. I parametri ibridi risultano dipendere in misura maggiore dalla corrente I_C che non dalla tensione V_{CE} .

In figura 26 sono riportate le variazioni dei parametri ibridi, calcolati alla frequenza di 1 kHz , al variare della corrente I_C , prendendo come valori di riferimento quelli relativi ai parametri ricavati per $I_C = 1 \text{ mA}$ e $V_{CE} = 5 \text{ V}$. In figura 27 sono riportate le variazioni dei parametri ibridi, calcolati sempre alla frequenza di 1 kHz , in funzione della

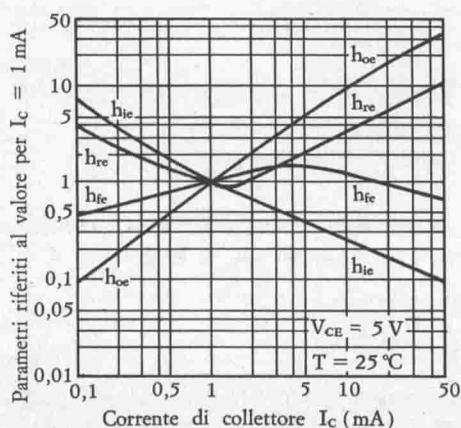


Fig. 26. - Variazioni relative dei parametri ibridi con la corrente di collettore.

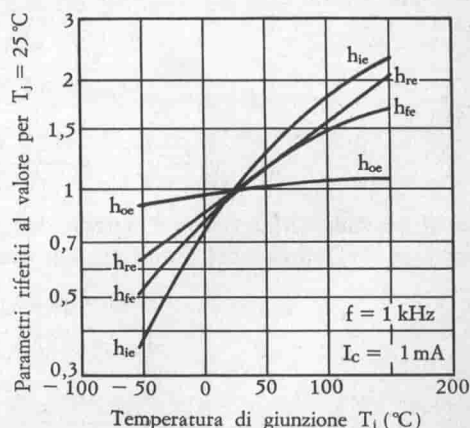


Fig. 27. - Variazioni relative dei parametri ibridi con la temperatura di giunzione.

Tabella I. - Formule di conversione dei parametri dei transistori. I valori si riferiscono al transistoro BC 318A per un punto di funzionamento P tipico ($I_C = 2$ mA; $V_{CE} = 5$ V per $f = 1$ kHz).

Simbolo	Emettitore comune	Base comune	Collettore comune
h_{ie}	5 k Ω	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}$	h_{ic}
h_{re}	$2 \cdot 10^{-4}$	$\frac{h_{ib}h_{ob}}{1 + h_{fb}} - h_{rb}$	$1 - h_{rc}$
h_{fe}	220	$-\frac{h_{fb}}{1 + h_{fb}}$	$-(1 + h_{fc})$
h_{oe}	20 μ A/V	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$	h_{oc}
h_{ib}	$\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	22,6 Ω	$-\frac{h_{ic}}{h_{fc}}$
h_{rb}	$\frac{h_{ie}h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re}$	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$h_{rc} - \frac{h_{ic}h_{oc}}{h_{fc}} - 1$
h_{fb}	$-\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	-0,995	$-\frac{1 + h_{fc}}{h_{fc}}$
h_{ob}	$\frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$	0,09 μ A/V	$-\frac{h_{oc}}{h_{fc}}$
h_{ic}	h_{ie}	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}$	5 k Ω
h_{rc}	$1 - h_{re} \simeq 1$	1	1
h_{fc}	$-(1 + h_{fe})$	$-\frac{1}{1 + h_{fb}}$	-121
h_{oc}	h_{oe}	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$	20 μ A/V

temperatura di giunzione, prendendo come valori di riferimento quelli relativi ai parametri ricavati per $I_C = 1$ mA e $V_{CE} = 5$ V.

In particolare si può osservare che la h_{fe} varia poco al variare di I_C e presenta un massimo, intorno al quale si consiglia di scegliere il punto di funzionamento a riposo. I cataloghi riportano per i parametri ibridi il valore tipico, quello massimo e quello minimo garantiti.

CAPITOLO SESTO

TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

1. Generalità

I transistori ad effetto di campo sono dispositivi comandati in tensione, cioè il controllo della corrente che attraversa il componente è affidato ad un campo elettrico prodotto da una tensione applicata; ciò in contrasto ai transistori bipolari nei quali la corrente di collettore è controllata da quella di base (dispositivi comandati in corrente). Questi ultimi sono chiamati *bipolari* perché alla conduzione partecipano sia le cariche maggioritarie che quelle minoritarie; i transistori ad effetto di campo, chiamati normalmente FET (*field effect transistor*) sono dispositivi *unipolari*, in quanto la conduzione è affidata alle sole cariche maggioritarie.

Esistono due tipi di FET: quelli a giunzione, detti anche JFET (*junction field effect transistor*) e quelli a *semiconduttore-ossido-metallo*, chiamati MOSFET (*metal oxide semiconductor FET*), per la loro particolare conformazione.

TRANSISTORI JFET

2. Principio di funzionamento dei JFET

La struttura idealizzata di un JFET canale *N* è mostrata in figura 1. Essa è costituita da una barretta di silicio drogata uniformemente di tipo *N* (per i JFET canale *P*, la barretta è drogata tipo *P*); ai suoi estremi sono riportati due contatti ohmici (mediante processo di metallizzazione). Se a questi è applicata una differenza di potenziale, nella barretta scorre una corrente dovuta ai portatori di maggioranza, che nel caso in esame risultano elettroni. Il terminale attraverso il quale gli elettroni entrano nella barretta viene chiamato *source S* (*sorgente*) e quello da cui gli elettroni escono *drain D* (*scarico, raccolta*). In queste condizioni la barretta di semiconduttore ha un comportamento ohmico e la corrente risulta proporzionale alla tensione applicata.

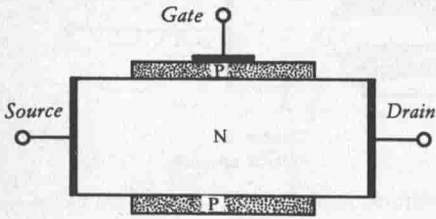


Fig. 1. - Struttura idealizzata di un JFET canale N .

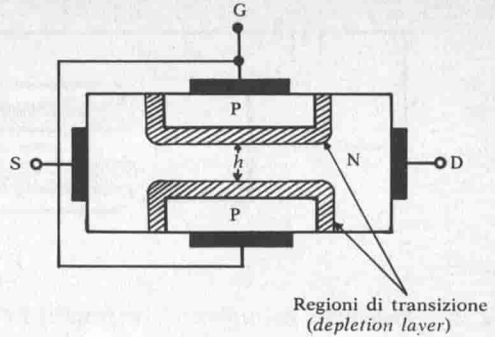


Fig. 2. - Regioni di transizione e larghezza del canale in un JFET canale N .

Sulle due facce opposte della barretta, normali alle metallizzazioni di *source* e di *drain*, vengono diffusi due strati di tipo P fortemente drogati rispetto alla barretta N . Questi due strati danno origine a due regioni di transizione (*depletion layer*), che, come visto nei capitoli precedenti, sono regioni di carica spaziale, prive di cariche mobili e la cui profondità è inversamente proporzionale al drogaggio del materiale. La situazione che si viene a creare è illustrata in figura 2, in cui ai due strati tipo P è collegato, sempre per metallizzazione un terzo elettrodo chiamato *gate* G (*porta*).

Osservando la figura 2, si nota che fra le due regioni di transizione tratteggiate, si viene a formare un canale conduttivo di larghezza h , la cui resistività dipende dalle sue dimensioni fisiche e dal drogaggio del materiale.

Se si applica ora soltanto la tensione V_{GS} fra *gate* e *source* di polarità tale da polarizzare *inversamente* le due giunzioni, gli strati di carica spaziale (che sono, ripetiamo, regioni svuotate di portatori di cariche mobili) *penetrano* più profondamente entro il canale (fig. 3) in modo uniforme e questo risulta quindi più stretto che nel caso di figura 2. La conduttanza del canale è perciò più piccola di quella che si aveva in assenza di polarizzazione; aumentando la tensione V_{GS} , gli strati di svuotamento penetrano ulteriormente nel canale finché finiscono per *toccarsi* annullando completamente il canale conduttivo tra *source* e *drain*, in quanto esso è del tutto svuotato di portatori.

La tensione V_{GS} per la quale si verifica la scomparsa del canale si chiama *tensione di pinch-off* (di *strozzatura*) V_P e per $V_{GS} = V_P$ la corrente tra *source* e *drain* è nulla per qualunque valore della tensione V_{DS} che venisse applicata tra questi elettrodi. È possibile dimostrare che la tensione di *pinch-off* è data dall'espressione: $V_P = -h^2 e N_D / 8\epsilon$, dove h è la larghezza massima del canale, e la carica dell'elettrone, ϵ la costante dielettrica e N_D la concentrazione dei donatori.

Quanto sopra mostra come la conduttività del canale possa essere controllata da un campo elettrico trasversale, da cui il nome di *effetto di campo*.

Se, invece, si applica una tensione V_{DS} fra *drain* e *source* (quest'ultimo posto a massa), con il *gate* connesso al *source* ($V_{GS} = 0$), come indicato in figura 4, il canale presenta una resistenza ohmica e lungo di esso, il potenziale rispetto a massa varia gradualmente da zero nelle vicinanze del *source* fino al valore V_D nelle vicinanze del *drain*. Ne risulta che i vari punti delle giunzioni PN sono polarizzate inversamente di un ammontare pari al potenziale nei vari punti del canale e quindi crescente dal *source* verso il *drain*; di conseguenza lo spessore del *depletion layer* non è più uniforme, come nel caso di figura 3, ma varia in funzione della polarizzazione inversa, da un minimo

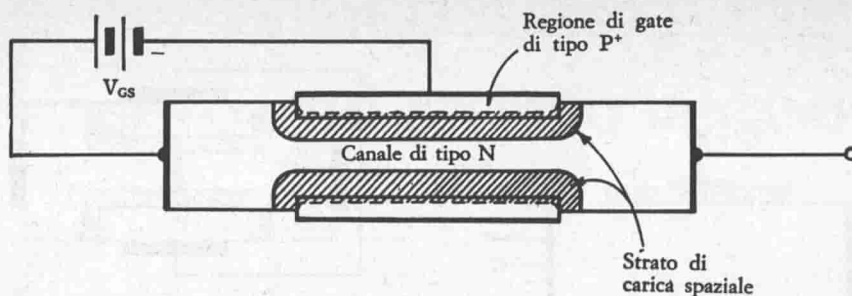


Fig. 3. - Andamento del *depletion layer* in un JFET sottoposto ad una polarizzazione V_{GS} fra *gate* e *source*.

dalla parte del *source*, ad un massimo verso il *drain*, assumendo la forma di cuneo. Anche la corrente che scorre per effetto della V_{DS} applicata risulta avere una densità che va crescendo gradualmente nelle sezioni del canale che sono più vicine al *drain*. Il fenomeno si accentua aumentando la tensione V_{DS} e si manifesta in pratica in un incremento della resistenza del canale al crescere di V_{DS} . Il diagramma della corrente di *drain* I_D in funzione di V_{DS} appare come in figura 5 (tratto *O-a*), cioè a causa della variazione di resistenza del canale con la V_{DS} , non esiste una relazione di linearità fra corrente I_D e tensione V_{DS} .

Quando la tensione V_{DS} diventa sufficientemente grande, tale che la polarizzazione delle giunzioni dal lato *drain* supera il valore V_P di *pinch-off*, il canale in tale punto si strozza. A prima vista si direbbe che la corrente I_D dovrebbe annullarsi; in effetti, però, non appena la I_D tende a diminuire, tende a ridursi anche la caduta di tensione lungo il canale, quindi la polarizzazione delle giunzioni e il *depletion layer*, permettendo alla corrente di scorrere di nuovo. Si determina cioè una condizione di equilibrio in cui la corrente raggiunge un valore di regime quasi indipendente dalla tensione V_{DS} , come indicato in figura 5 (tratto *a-b*). Tale tratto è anche indicato come *regione di pinch-off*, mentre il tratto *O-a* è indicato come *regione ohmica*. Aumentando ancora V_{DS} , si raggiunge la cosiddetta *regione di breakdown*, in cui la polarizzazione inversa dà luogo a fenomeni a valanga, già descritti nel capitolo IV a proposito dei diodi polarizzati inversamente, con conseguente brusco aumento della corrente e con possibili fenomeni distruttivi se non viene limitata la dissipazione di potenza che ne deriva (tratto *b-c* della caratteristica di fig. 5).

Quanto esposto sopra ipotizzava la tensione $V_{GS}=0$. Se però si applica una polarizzazione V_{GS} in modo tale che con $V_{DS}=0$ le giunzioni *PN* siano polarizzate

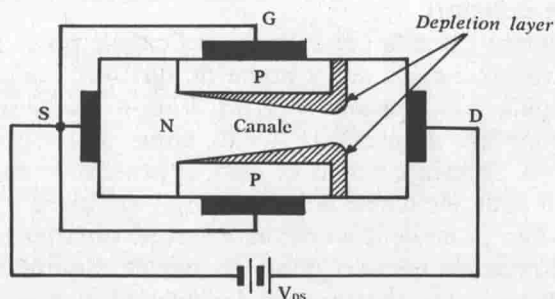


Fig. 4. - Andamento del *depletion layer* in un JFET sottoposto a tensione fra *drain* e *source* con $V_{GS}=0$.

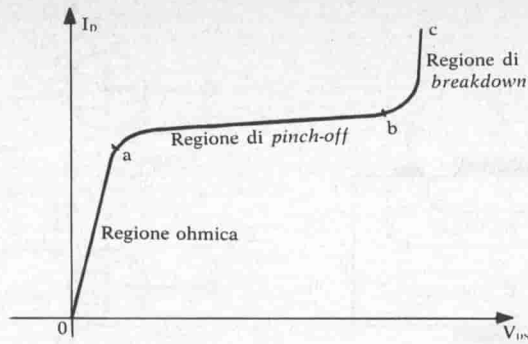


Fig. 5. - Andamento della corrente I_D in funzione della tensione V_{DS} con $V_{GS}=0$.

inversamente, la larghezza del canale dipende dalla risultante degli effetti della V_{GS} e della V_{DS} ; la prima determina un *depletion layer* uniforme, come visto in figura 3, mentre la seconda una forma a cuneo come in figura 4. Il risultato che si ottiene appare in figura 6, da cui si nota che la *strozzatura* del canale si raggiunge con un valore più basso di V_{DS} e quindi a tale valore corrisponde anche un valore inferiore della corrente I_D . Tale valore di V_{DS} è quello risultante dalla relazione:

$$|V_P| = |V_{GS}| + |V_{DS}|$$

Per $V_{GS} = V_P$, la corrente I_D si riduce praticamente a zero per qualsiasi valore di V_{DS} e il JFET si dice *interdetto* (la corrente inversa dovuta alle cariche minoritarie delle giunzioni polarizzate inversamente è trascurabile). Si nota che questa situazione è diversa da quella di *pinch-off* dovuta alla tensione V_{DS} , in corrispondenza della quale la I_D diventa circa costante al variare di V_{DS} .

Le considerazioni svolte in precedenza sono basate sulla struttura idealizzata del JFET di figura 1. Sostanzialmente esse risultano ancora valide per la struttura reale che si presenta come in figura 7 per un dispositivo a canale N . Esso in pratica viene ottenuto da una porzione di silicio drogato tipo P , chiamato *substrato*, in cui è diffusa una regione tipo N e su quest'ultima, nella zona centrale, viene ancora diffusa un'altra regione tipo P , che lascia un sottile canale di tipo N ; le metallizzazioni alle estremità del canale

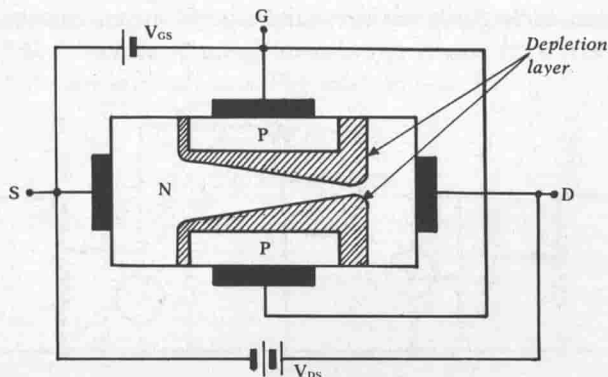


Fig. 6. - Forma del *depletion layer* in un JFET polarizzato sia con V_{GS} che con V_{DS} .

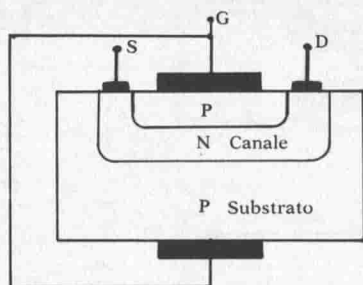


Fig. 7. - Struttura reale di un JFET canale N.

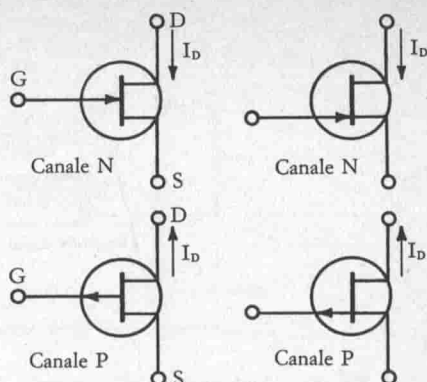


Fig. 8. - Simboli più comunemente usati per rappresentare un transistor JFET, canale N e canale P.

costituiscono gli elettrodi di *source* e di *drain*, mentre quella centrale, collegata al *substrato* costituisce l'elettrodo di *gate*.

Il JFET a canale *p* risulta del tutto simile a quello a canale *n*, invertendo le regioni *N* con quelle *P* e il funzionamento è del tutto identico, con la sola differenza che le polarità delle tensioni sono invertite, le cariche maggioritarie cui è affidata la conduzione sono le *lacune* e il verso della corrente è opposto rispetto a quello che si ha in un JFET canale *n*.

I simboli usati più correntemente per rappresentare un JFET sono riportati in figura 8, sia nella versione a canale *N*, che in quella a canale *P*.

3. Curve caratteristiche dei JFET

Poiché la tensione di *gate* è applicata in modo da polarizzare inversamente le giunzioni *PN* del JFET, in questo elettrodo non passa corrente o meglio scorre solo la *corrente inversa di saturazione*. Le grandezze in gioco sono quindi la corrente I_D che scorre tra *source* e *drain* e le tensioni V_{GS} e V_{DS} ; si può scrivere in generale:

$$I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \quad (1)$$

I manuali forniscono le curve caratteristiche per il montaggio con *source* comune; esse possono essere rilevate con il circuito di figura 9, in cui il JFET è di canale *N*.

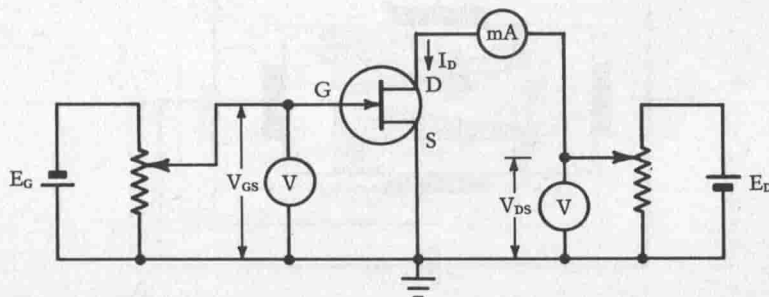


Fig. 9. - Circuito per il rilievo delle caratteristiche di un JFET (canale N).

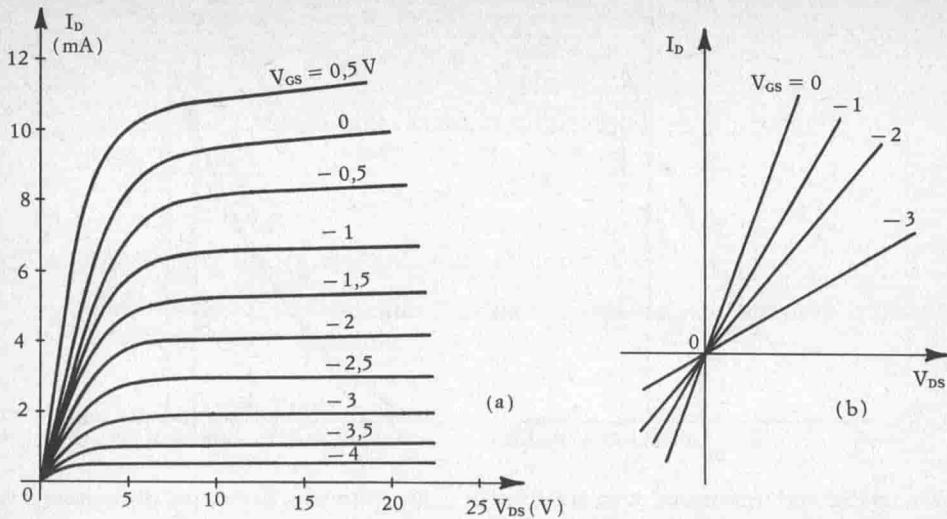


Fig. 10. - (a) Caratteristiche di drain di un JFET; (b) particolare delle stesse alle basse tensioni di drain.

Caratteristiche di uscita o di drain

Dalla (1) assumendo come parametro V_{GS} al quale si danno valori discreti negativi (si può giungere fino a valori positivi di circa 0,5 V, cioè fino a valori di polarizzazione diretta della giunzione, inferiori alla tensione di soglia V_S , dopo dei quali si avrebbe corrente di gate non desiderata), si ha $I_D = f(V_{DS})_{V_{GS}=\text{cost}}$ che dà luogo alle *caratteristiche di uscita o di drain*.

In esse si distingue una zona attiva dove le curve sono pressoché rettilinee, equidistanti e parallele. La zona attiva è detta anche regione di *pinch-off* e ad essa corrispondono valori della tensione $|V_{DS}| > |V_P| + V_{GS}$ dove V_P è la tensione di *pinch-off*. Tali curve sono riportate in (fig. 10a). Nella zona attiva la corrente I_D dipende quasi solamente dalla tensione d'ingresso V_{GS} . La zona a sinistra della regione attiva viene indicata come *zona ohmica* ed in essa la I_D dipende moltissimo dalla V_{DS} e per piccoli valori di V_{DS} , essa cresce linearmente con V_{DS} , ferma restando la V_{GS} ; il comportamento del dispositivo è *ohmico*, cioè il JFET equivale ad una resistenza controllata in tensione (fig. 10b).

Sulle caratteristiche di drain si può definire la resistenza differenziale di drain r_d . Per un incremento ΔV_{DS} dato alla V_{DS} , leggendo il corrispondente incremento ΔI_D della corrente di drain sulla caratteristica a V_{GS} costante, si ha:

$$r_d = \left(\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right)_{V_{GS}=\text{cost}} \quad (2)$$

Il valore di r_d risulta dell'ordine di qualche decina di k Ω .

Caratteristica mutua

Dalla (1) fissando come parametro V_{DS} , si ha $I_D = f(V_{GS})$; poiché si è visto che nella zona attiva I_D dipende quasi esclusivamente da V_{GS} , si ha in pratica una sola curva fino a

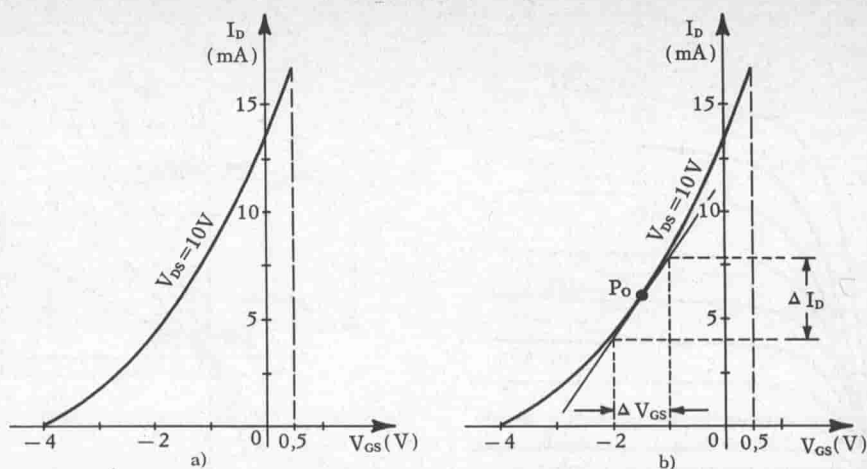


Fig. 11. - (a) Caratteristiche mutue di un JFET canale N; (b) costruzione grafica per determinare il valore della conduttanza mutua g_m .

che è $|V_{DS}| > |V_P| + V_{GS}$. La curva riportata in figura 11, prende il nome di *caratteristica mutua*.

Si può dare un'espressione analitica abbastanza precisa alla caratteristica mutua, in funzione oltre che di V_{GS} e di V_P , di I_{DSS} che rappresenta la corrente per $V_{GS} = 0$. Si ha:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (3)$$

Il simbolo I_{DS} sta ad indicare sempre la corrente di *drain* però nella regione attiva per la quale è valida la (3). Teoricamente per $V_{GS} = V_P$ si ha $I_D = 0$, ma in pratica scorre una piccolissima corrente di *drain* che viene indicata con $I_{D(off)}$; essa è dell'ordine dei nA nei JFET al silicio e del μA in quelli al germanio.

Sulla caratteristica mutua si definisce il parametro g_m detto *conduttanza mutua* (fig. 11b): dando un incremento ΔV_{GS} alla V_{GS} , si legge il corrispondente incremento ΔI_D , in modo da rimanere sulla caratteristica a V_{DS} costante. Si ha:

$$g_m = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right)_{V_{DS} = \text{cost}} \quad (4)$$

La conduttanza mutua può essere ricavata anche analiticamente dalla (3) e può essere espressa sia in funzione di V_{GS} che di I_{DS}^* . Si ha:

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \quad (5)$$

(*) Derivando la (3) si ottiene:

$$\frac{dI_{DS}}{dV_{GS}} = -2 \frac{I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$$

ma dalla (3):

$$1 - \frac{V_{GS}}{V_P} = \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}}$$

da cui la (6).

e

$$g_m = g_{mo} \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} \quad (6)$$

dove g_{mo} rappresenta il valore della conduttanza mutua per $V_{GS} = 0$:

$$g_{mo} = -2 \frac{I_{DSS}}{V_P}$$

Il valore di g_m si aggira sull'ordine di alcuni mA/V.

I parametri *resistenza differenziale di drain* r_d e *conduttanza mutua* (o *transconduttanza*) g_m sono legati dalla relazione:

$$\mu = g_m \cdot r_d$$

dove μ prende il nome di *coefficiente di amplificazione* definito come

$$\mu = \left(\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \right)_{I_D = \text{cost}}$$

Il coefficiente di amplificazione risulta dell'ordine di alcune decine.

4. Studio grafico di un circuito comprendente un JFET

Come nel caso del transistor si possono avere tre tipi di montaggio anche con il JFET rispettivamente con *source*, *drain* o *gate* in comune; in figura 12 sono rappresentati i tre tipi di *montaggi* con JFET a canale *N* e a canale *P*, insieme alle polarizzazioni degli elettrodi. Si vede come l'ingresso sia di *gate* o di *source*, mentre l'uscita si ha di *drain* o di *source*. Le operazioni si eseguono correttamente ricordando che nel JFET canale *N*, V_{DS} è positiva, V_{GS} è negativa ed I_D positiva (entrante), mentre nel JFET canale *P*, V_{DS} è negativa, V_{GS} positiva e I_D negativa (uscente).

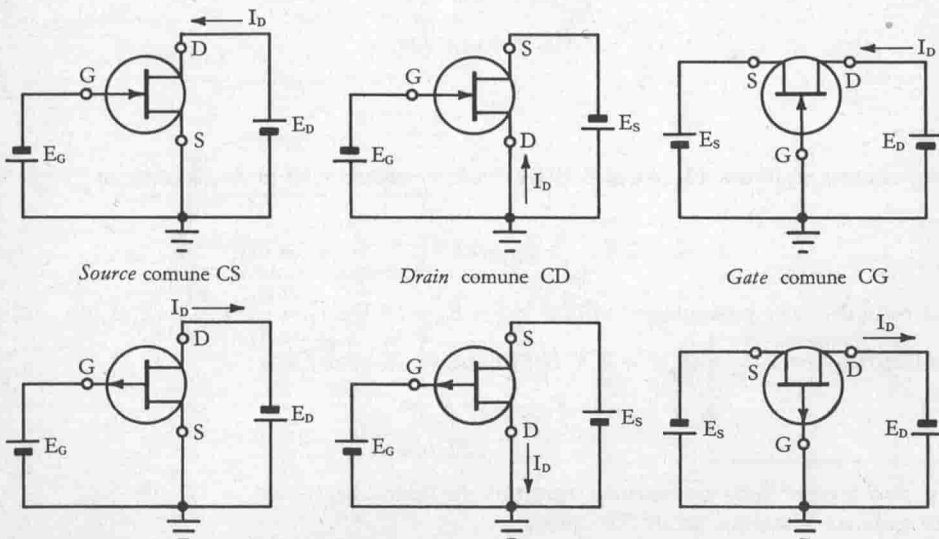


Fig. 12. - Possibili modi di collegamento di un JFET.

Il punto di funzionamento a riposo per un circuito con *source* comune e resistenza di carico sul *drain* come in figura 13, si trova con la costruzione della retta di carico, sulle

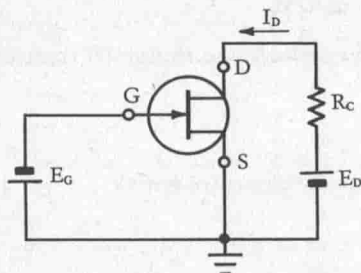


Fig. 13. - Circuito con JFET montato con *source* comune.

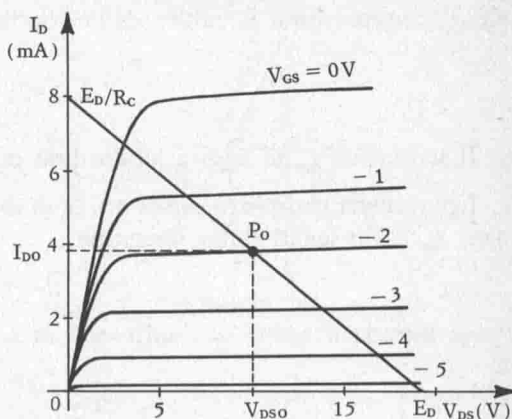


Fig. 14. - Costruzione della retta di carico per determinare il punto di funzionamento a riposo P_o .

caratteristiche di *drain* (14). Applicando il secondo principio di Kirchhoff alla maglia di uscita e ricordando la (1), si ha:

$$\begin{aligned} E_D &= R_C I_D + V_{DS} \\ I_D &= f(V_{GS}, V_{DS}) \end{aligned} \quad (8)$$

Il punto di funzionamento a riposo P_o di coordinate V_{DSO} , I_{DO} si ottiene dall'incontro della retta di carico $I_D = \frac{E_D - V_{DS}}{R_C}$ con la caratteristica per $V_{GS} = V_{GSO}$; a questo punto di funzionamento corrisponde una potenza dissipata nel JFET di valore:

$$P_{do} = V_{DSO} \cdot I_{DO}$$

Esempio:

Nel circuito di figura 13, in cui il JFET ha le caratteristiche di *drain* come in figura 14, si abbia:

$$E_G = -2 \text{ V}; \quad E_D = 19 \text{ V}; \quad R_C = 2,4 \text{ k}\Omega$$

La retta di carica passante per i punti $V_{DS} = E_D = 19 \text{ V}$ e $I_D = \frac{E_D}{R_C} = \frac{19}{2,4} = 7,95 \text{ mA}$, incontra la caratteristica per $V_{GSO} = E_G = -2 \text{ V}$ nel punto P_o di coordinate:

$$V_{DSO} = 10 \text{ V}$$

$$I_{DO} = 3,75 \text{ mA}$$

come si può leggere sulla costruzione riportata in figura 14.

La potenza dissipata nel JFET risulta:

$$P_{do} = V_{DSO} I_{DO} = 10 \cdot 3,75 \cdot 10^{-3} = 37,5 \text{ mW}$$

Studio grafico per segnali sinusoidali

Se all'ingresso del circuito di figura 16 è posto un generatore di tensione sinusoidale $e = E_M \sin \omega t$, si può studiare graficamente l'andamento della tensione di uscita V_D e della corrente I_D . Si trova come in precedenza il punto di funzionamento P_O a riposo; sotto il comando del segnale d'ingresso il punto di funzionamento si sposta lungo la retta di carico tra i punti relativi alle caratteristiche estreme $V_{GS} = V_{GSO} + E_M$ e $V_{GS} = V_{GSO} - E_M$. In conseguenza di ciò la tensione di *drain* varia alternativamente tra i valori V_D' e V_D'' e la corrente di *drain* varia anch'essa alternativamente tra i valori I_D' e I_D'' (fig. 15). L'ampiezza della tensione alternativa di uscita risulta molto maggiore di quella d'ingresso E_M , cioè il circuito amplifica in tensione e, senza che il generatore d'ingresso eroghi potenza, esso fornisce una potenza alternativa in uscita. In particolare si può vedere come la tensione alternativa di uscita sia in opposizione di fase (cioè a 180°) con la tensione d'ingresso: con *source* in comune il JFET inverte di fase il segnale di uscita rispetto a quello d'ingresso.

Affinché il circuito si comporti in modo sufficientemente lineare cioè permetta di ottenere in uscita una forma d'onda uguale a quella d'ingresso, occorre che il JFET sia opportunamente polarizzato e che la tensione d'ingresso $E_G + E_M \sin \omega t$ non assuma valori superiori a $V_{GS} = 0 \div 0,5$ V o inferiori a $V_{GS} = V_{Gi}$, essendo V_{Gi} la tensione di interdizione, cioè quel valore per cui I_D diventa nulla e infine che l'ampiezza E_M del segnale di ingresso sia sufficientemente piccola.

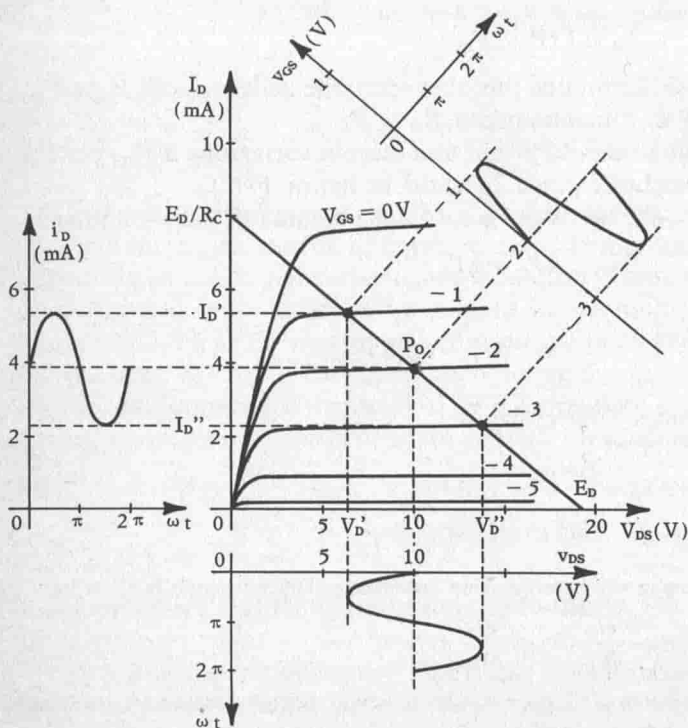


Fig. 15. - Costruzione grafica per trovare gli andamenti di i_D e v_{DS} .

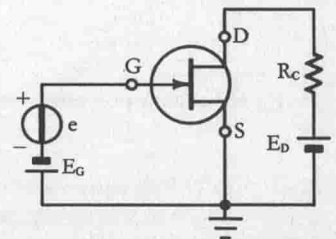


Fig. 16. - Circuito con JFET avente un generatore sinusoidale sul gate.

Esempio:

Riprendendo l'esempio precedente e supponendo che l'ampiezza del segnale alternativo applicato all'ingresso sia $E_M = 1$ V, dalla figura 15 si deduce:

$$V'_D = 6,1 \text{ V} \quad I'_D = 5,4 \text{ mA}$$

$$V''_D = 13,5 \text{ V} \quad I''_D = 2,3 \text{ mA}$$

L'ampiezza del segnale alternativo di corrente risulta:

$$I_{DM} = \frac{I'_D - I''_D}{2} = \frac{5,4 - 2,3}{2} = 1,55 \text{ mA}$$

e quello di tensione:

$$V_{DM} = \frac{12,5 - 6,1}{2} = 3,7 \text{ V}$$

cioè 3,7 volte più grande di quello E_M del segnale d'ingresso.

5. Circuito equivalente del JFET per piccoli segnali

Per piccoli segnali e per un punto di funzionamento a riposo scelto nella zona attiva delle caratteristiche di *drain*, si può definire il circuito differenziale del JFET. In questo dispositivo la corrente di *gate* è trascurabile (si tratta come già detto della corrente inversa della giunzione, che è dell'ordine dei nA per il Si e dei μ A per il Ge).

Riprendiamo l'equazione (1):

$$I_D = f(V_{GS}, V_{DS})$$

e con riferimento alla figura 17, si effettui una piccola variazione delle tensioni V_{DS} e V_{GS} , in modo da passare dal punto di funzionamento P_0 a P_1 .

Tale variazione può aver luogo dando prima una piccola variazione a V_{DS} per V_{GS} costante e poi a V_{GS} per V_{DS} costante come indicato in figura 17(*).

La variazione di corrente I_D che ne risulta è data dalla somma di due componenti:

$$\Delta I_D = \Delta I'_D + \Delta I''_D \quad (9)$$

dove:

$$\Delta I'_D = \left(\frac{\Delta V_{DS}}{r_d} \right)_{V_{GS} = \text{cost}} \quad \text{e} \quad \Delta I''_D = (g_m \Delta V_{GS})_{V_{DS} = \text{cost}}$$

che sostituite nella (9) danno luogo alla relazione:

$$\Delta I_D = \frac{\Delta V_{DS}}{r_d} + g_m \Delta V_{GS} \quad (10)$$

(*) Il risultato può essere ottenuto in via rigorosamente matematica. Differenziando la (1) si ha:

$$dI_D = \frac{\delta I_D}{\delta V_{DS}} dV_{DS} + \frac{\delta I_D}{\delta V_{GS}} dV_{GS}$$

Calcolando le derivate parziali nel punto di riposo, esse corrispondono rispettivamente a $1/r_d$ e a g_m per cui sostituendo nella (11):

$$dI_D = \frac{dV_{DS}}{r_d} + g_m dV_{GS}$$

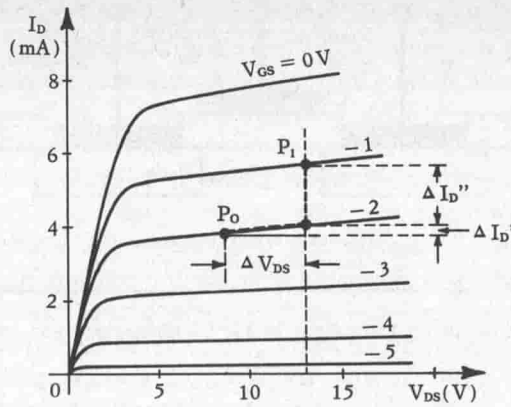


Fig. 17. - Costruzione grafica per risalire al circuito differenziale del JFET.

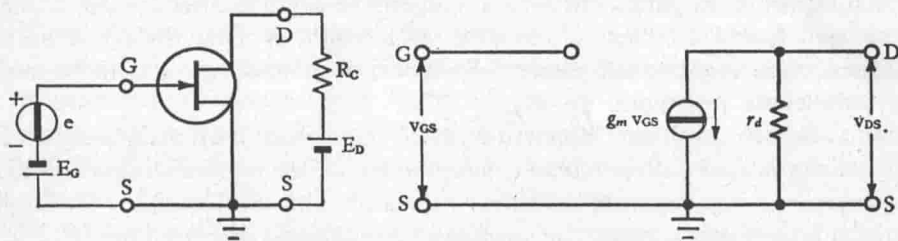


Fig. 18. - Circuito differenziale equivalente di un JFET.

e per piccoli segnali alternativi:

$$i_D = \frac{v_{DS}}{r_d} + g_m v_{GS} \quad (12)$$

Il circuito differenziale del JFET, valido per piccoli segnali, si può considerare costituito da un generatore di corrente $g_m v_{GS}$ avente una resistenza interna r_d (fig. 18). L'elettrodo di *gate* rimane *aperto*, non essendoci corrente di *gate*; poiché le caratteristiche di *drain* hanno una pendenza minima, la r_d è molto grande (dell'ordine di qualche decina di $k\Omega$) e il JFET si comporta come un buon generatore di corrente, analogamente al transistor. Mentre quest'ultimo però presenta una resistenza d'ingresso finita (infatti assorbe una corrente d'ingresso), il JFET presenta il *gate aperto* il che equivale ad ammettere una resistenza d'ingresso infinita (praticamente grandissima).

TRANSISTORI MOS

6. Transistori MOS in enhancement-mode

Un altro dispositivo dopo il JFET, che basa il suo funzionamento sull'effetto di un campo trasverso sulla conduttività di un canale, è il transistor MOS (*Metallo-Ossido-Semiconduttore*), conosciuto anche con la sigla I.G.F.E.T. (*Insulated - Gate - Field - Effect - Transistor*) per il fatto che l'elettrodo *gate* è isolato dal canale mediante uno strato di ossido.

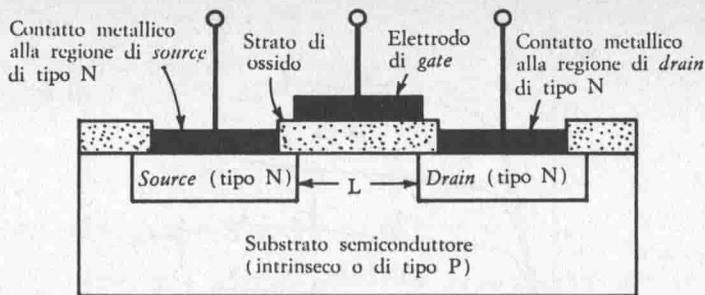


Fig. 19. - Sezione di un transistore MOS. Le dimensioni non sono in scala.

La struttura di un transistore ad effetto di campo tipo MOS canale N , è rappresentata in figura 19 ed è caratterizzata da tre terminali, due collegati alle regioni di tipo N fortemente drogate, detti *source* (sorgente) e *drain* (scarico, raccolta) mentre il terzo detto *gate* (porta) è collegato allo strato di biossido di silicio (SiO_2) isolante posto sopra al semiconduttore che può essere debolmente drogato di tipo P o anche intrinseco e quindi ad elevata resistività.

Quando l'elettrodo di *gate* è aperto e perciò in assenza di un campo elettrico nello strato di ossido, non vi è un *percorso conduttivo* fra le due regioni di *source* e di *drain*; queste due regioni sono separate dal substrato tramite due giunzioni N - P , le quali sono affacciate fra loro in opposizione (*back-to-back*). Applicando una tensione V_{DS} fra *source* e *drain*, qualunque sia la polarità di questa tensione, o l'una o l'altra delle giunzioni N - P viene ad essere polarizzata inversamente e ciò impedisce di conseguenza la conduzione elettrica attraverso la regione del substrato. È possibile invece ottenere la conduzione attraverso la regione del substrato semiconduttore sottostante lo strato di ossido, quando si applica un'opportuna tensione all'elettrodo di *gate*.

Se infatti quest'ultimo è portato ad un potenziale positivo rispetto alle regioni di *source* e di *drain* (e quindi rispetto al substrato che in generale è metallizzato e connesso all'elettrodo di *source*), si produce un campo elettrico nello strato di ossido (fig. 20) sotto l'elettrodo di *gate* che penetra ad una certa profondità sotto la superficie del semiconduttore. Questo campo *ha origine* nella carica positiva dell'elettrodo metallico di

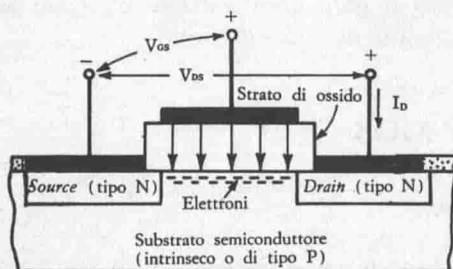


Fig. 20. - Canale conduttivo indotto fra *source* e *drain* in seguito all'applicazione della tensione positiva V_{GS} .

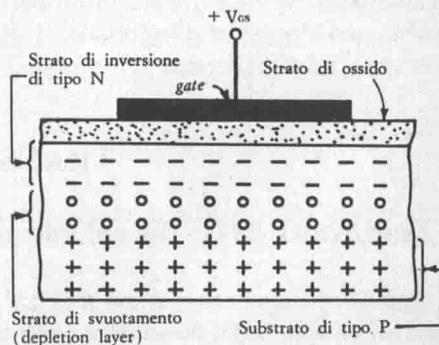


Fig. 21. - Strati di inversione e di svuotamento nel semiconduttore dopo l'applicazione della tensione V_{GS} .

gate e termina, con le sue linee di forza, sulla carica negativa indotta che viene a localizzarsi nel semiconduttore sottostante.

Questa carica negativa è costituita da *elettroni* i quali, in seguito all'applicazione della tensione positiva di gate, vengono estratti dalle regioni di *source* e di *drain* (ricchissime di elettroni) e portati (*indotti*) nella regione di semiconduttore compresa fra *source* e *drain*. Si ha allora, sotto la superficie del semiconduttore, uno strato di elettroni, liberi di muoversi, che danno luogo ad un percorso conduttivo fra *source* e *drain*, chiamato *canale*. Lo strato di elettroni crea una regione di tipo *N* in vicinanza della superficie e forma una giunzione con la restante parte di substrato di tipo *P* (fig. 21).

Questa giunzione *indotta* si comporta come una ordinaria giunzione e quindi si origina una *regione di transizione* o *strato di deplezione* (*svuotamento*) (fig. 21) entro il quale non esistono portatori liberi. Lo strato di elettroni liberi che costituisce il canale conduttivo è anche chiamato *strato d'inversione di tipo N*.

La presenza di elettroni liberi nel canale «innalza» la conducibilità del percorso *source-drain* ed il *grado di innalzamento* (*enhancement*) della conducibilità del canale dipende dall'intensità del campo elettrico trasversale al canale stesso e quindi dalla tensione di gate V_{GS} . Se infatti quest'ultima aumenta, aumenta il campo elettrico e quindi la quantità di carica degli elettroni che è necessaria nel canale per la «terminazione» delle linee di forza di questo campo elettrico; aumenta allora in corrispondenza la conduttanza del canale (*modulazione della conduttanza del canale*). Applicando una tensione fra *drain* e *source*, con l'elettrodo di *drain* positivo rispetto a quello di *source*, è possibile ottenere un passaggio di corrente fra *source* e *drain* e questa corrente I_D può essere controllata variando il potenziale dell'elettrodo di gate.

A parità di tensione V_{DS} , occorre però un valore minimo di V_{GS} perché la corrente I_D assuma valori apprezzabili; in altri termini occorre un valore minimo di V_{GS} , chiamato *tensione di soglia* V_S , perché si stabilisca il canale *N* conduttivo al di sotto dello strato di ossido. Infatti con $V_{GS} < V_S$, gli elettroni indotti dal campo elettrico non sono sufficienti a neutralizzare le cariche positive della regione *P* sottostante lo strato di ossido SiO_2 .

In figura 22 è rappresentato l'andamento della corrente I_D in funzione della tensione V_{DS} per due fissati valori della tensione V_{GS} .

Nella figura 20 si è tacitamente assunto che la tensione V_{DS} sia piccola rispetto alla tensione V_{GS} . In questo caso l'intensità del campo elettrico nello strato di ossido è pressoché la stessa in ogni punto lungo il canale indotto e la conducibilità del canale

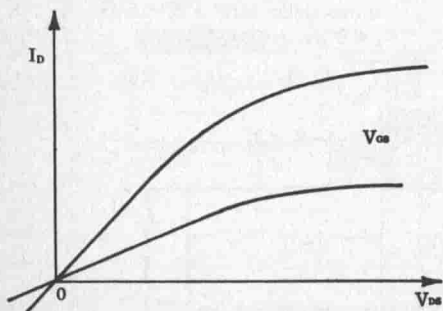


Fig. 22. - Caratteristiche di drain per due diversi valori di V_{GS} .

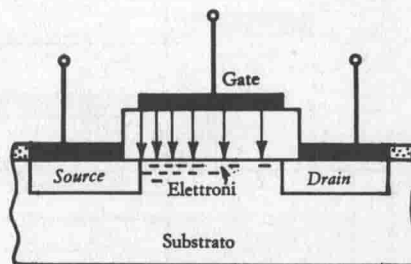


Fig. 23. - Distribuzione non uniforme del campo elettrico quando la tensione *drain-source* non è più trascurabile rispetto a V_{GS} .

risultante è uniforme. La corrente I_D varia allora linearmente con V_{DS} , come si può osservare nel tratto iniziale delle curve di figura 22. Se invece la tensione V_{DS} è paragonabile alla V_{GS} , il campo elettrico varia lungo il canale come mostrato in figura 23. Esso è più intenso alla estremità del canale dal lato *source*, dove la tensione attraverso lo strato di ossido è V_{GS} , ed è più piccolo nei pressi dell'estremità del canale lato *drain* dove la tensione attraverso lo strato di ossido è $V_{GS} - V_{DS}$. La densità di carica indotta è allora variabile lungo il canale (fig. 24) e non è più possibile descrivere il canale stesso in termini di una *conduttanza lineare*, cioè la conduttanza lungo il canale è variabile.

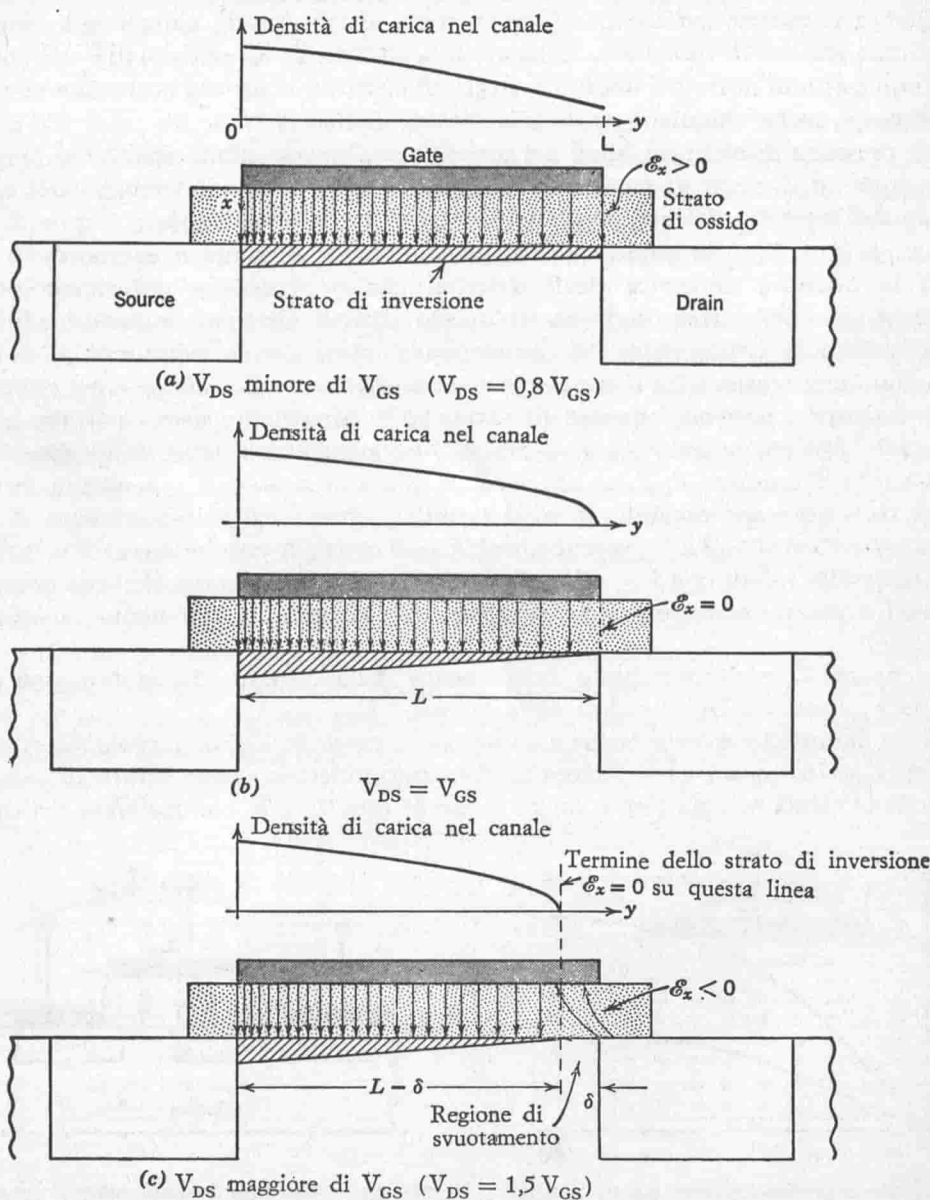


Fig. 24. - Rappresentazione del campo elettrico nell'ossido, della densità di carica nel canale e della configurazione del canale per tre diversi valori di V_{DS} .

L'andamento di I_D in funzione di V_{DS} , per un fissato valore positivo di V_{GS} , non è più lineare, come mostrato in figura 22, e la corrente praticamente raggiunge un valore di saturazione all'aumentare di V_{DS} . La corrente I_D raggiunge il suo valore di saturazione quando la d.d.p. attraverso lo strato di ossido sull'estremità di *drain* del canale, raggiunge il valore zero e lo strato di inversione assume la caratteristica configurazione a cuneo (fig. 24).

A questo punto non vi è sull'estremità lato *drain* del canale accumulazione di carica indotta. Un ulteriore aumento di V_{DS} modifica poco il valore della corrente I_D e non influenza apprezzabilmente la densità della carica indotta sulla maggior parte della larghezza del canale (fig. 24c).

Quando V_{DS} è maggiore di V_{GS} , il campo elettrico nello strato di ossido all'estremità di *drain* del canale s'inverte in direzione (fig. 24c) e lo strato d'inversione, con la sua forma a *cuneo*, non raggiunge più la regione di *drain*. Vi è infatti una *regione svuotata* (*depletion region*) all'estremità di *drain* del canale. Il campo elettrico in questa regione nasce dagli atomi donatori nella regione di *drain* fortemente drogata di tipo *N* e termina sulla carica elettronica nello strato di inversione e sull'elettrodo di *gate*.

La corrente scorre attraverso la regione svuotata compresa fra l'estremità dello strato d'inversione (punto di *pinch-off*) e il *drain* poiché vi è, in tale regione, un *intenso campo elettrico* nella direzione *y* *negativa* (fig. 24c), il quale fa sì che gli elettroni fluiscano dall'estremità dello strato d'inversione verso il *drain*.

A causa della caduta di tensione lungo il canale, in seguito allo scorrere della corrente fra *source* e *drain*, si osserva inoltre una variazione nella *larghezza dello strato di svuotamento fra canale e substrato e fra regione di drain e substrato*, come è rappresentato schematicamente in figura 25.

Le caratteristiche di corrente di *drain* ottenute sperimentalmente e rappresentate nella figura 26, hanno nella regione di saturazione, in cui è $V_{DS} > V_{GS}$, una pendenza diversa da zero; questa pendenza è la manifestazione dell'*effetto di accorciamento* dello strato d'inversione di lunghezza $L - \delta$ in figura 24(c).

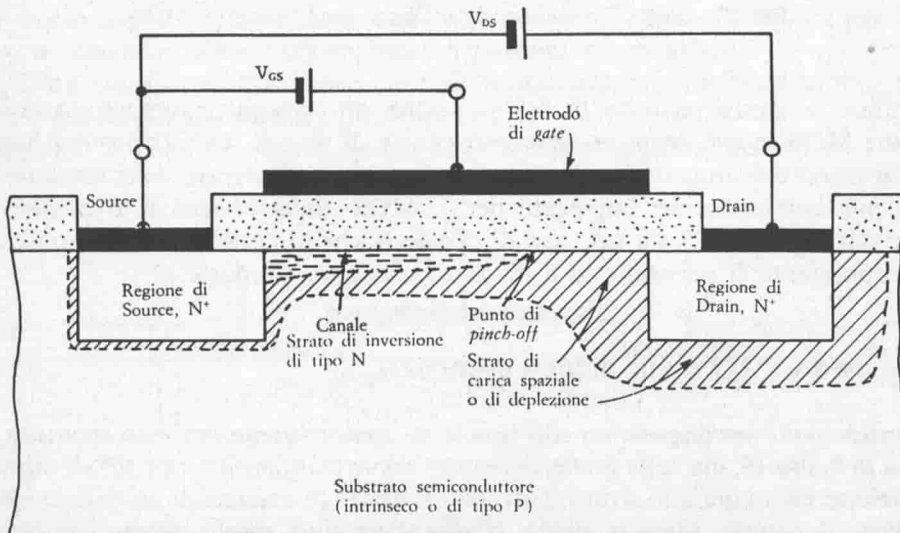


Fig. 25. - Allargamento dello strato di svuotamento verso la regione di *drain* a causa della caduta di tensione lungo il canale in seguito allo scorrere della corrente I_D .

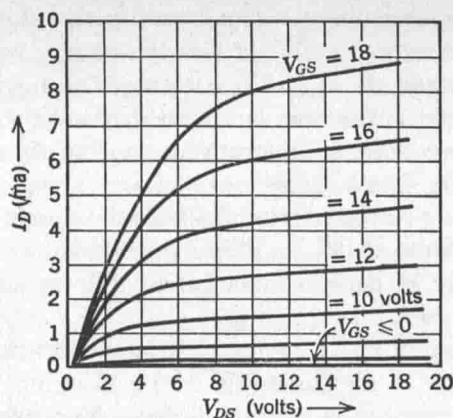


Fig. 26. - Caratteristiche della corrente di *drain* in funzione di V_{DS} per valori costanti di V_{GS} in un MOS enhancement.

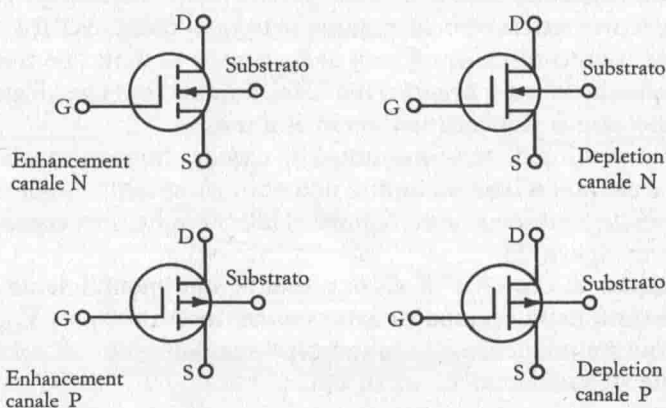


Fig. 27. - Simboli comunemente impiegati per i transistori MOS.

Usando le stesse tecniche di fabbricazione ora descritte, si possono costruire transistori MOS in *enhancement-mode* con canale di tipo *P*. Tali dispositivi hanno le regioni di *source* e di *drain* di tipo *P* e funzionano con valori *negativi* della tensione V_{GS} . I simboli più comunemente impiegati per i MOS *Enhancement* e *Depletion* sono rappresentati in figura 27 sia nel caso di canale *N* che di canale *P*. L'elettrodo con la freccia rappresenta il *substrato* ed è di solito connesso al *source*.

7. Transistore MOS «in depletion-mode»

Consideriamo un dispositivo con canale di tipo *N* avente la stessa struttura fisica mostrata in figura 19, ma nella quale, in seguito ad un *trattamento superficiale* durante la fabbricazione, esista già uno strato d'inversione anche in assenza di un campo elettrico trasversale al canale. Questo strato d'inversione può essere creato o da «*stati superficiali*» risultanti dalla crescita dell'ossido sulla superficie di silicio di tipo *N* o con una «*diffusione di impurezze*» nel substrato di silicio. Si fa in modo che vi sia uno strato

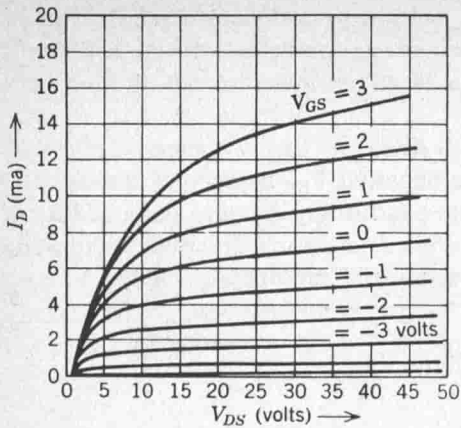


Fig. 28. - Caratteristiche di *drain* di un transistor MOS con canale *N* che può lavorare in *enhancement-mode* e in *depletion-mode*.

di carica superficiale positiva all'interfaccia fra l'ossido ed il semiconduttore. Per la presenza del suddetto strato di carica superficiale positiva, una parte del campo elettrico nel canale nasce dall'elettrodo di *gate* e una parte della carica superficiale positiva. La densità di carica nel canale è allora governata da una combinazione lineare del campo elettrico nello strato di ossido e della densità superficiale di carica. È facile dedurre che si forma uno strato d'inversione di tipo *N* anche quando l'elettrodo di *gate* è aperto e in questa condizione esiste già un canale conduttivo inizialmente presente fra *source* e *drain*, senza la necessità di una tensione V_{GS} .

Applicando ora una tensione positiva fra *gate* e *source* si viene a rinforzare lo strato d'inversione, aumenta la conduttanza del canale e quindi la corrente di *drain*. Invece con valori negativi della tensione V_{GS} si riduce il campo entro il semiconduttore, si indebolisce lo strato d'inversione e, in seguito allo svuotamento di quest'ultimo, diminuisce la conduttanza del canale e quindi la corrente di *drain*. In figura 28 sono mostrate le caratteristiche di *drain* di questo dispositivo, chiamato transistor MOS con canale *N depletion-mode*.

Il nome deriva dal fatto che la conduttanza del canale, che già esiste per $V_{GS} = 0$, può essere abbassata (*depleted*) applicando tensioni V_{GS} negative.

Questo transistor MOS può dunque funzionare sia con tensioni V_{GS} positive (*enhancement-mode*) sia negative (*depletion-mode*).

Quando la tensione V_{GS} raggiunge un determinato valore negativo V_P , detto di

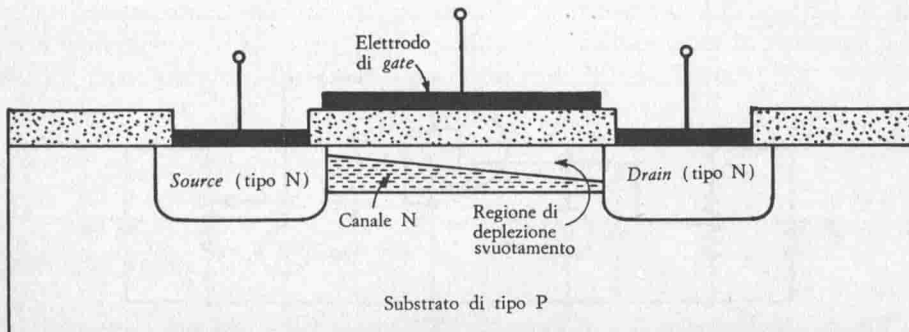


Fig. 29. - Fenomeno di svuotamento del canale nel funzionamento in *depletion-mode*.

pinch-off, il canale conduttore (già presente per $V_{GS} = 0$) viene completamente distrutto e per $V_{GS} = V_p$ la corrente di *drain* I_D è nulla per qualsiasi valore della tensione V_{DS} . Per il MOS le cui caratteristiche sono mostrate in figura 28, la *tensione di pinch-off* V_p è circa -5 V.

In figura 29 è indicato in forma semplificata il *fenomeno di svuotamento del canale* nel funzionamento in *depletion-mode*. La tensione negativa V_{GS} induce nel canale delle cariche positive che, svuotandolo, lo rendono meno conduttivo. A causa della caduta di tensione lungo il canale, dovuta alla corrente di *drain* I_D , la zona di canale vicina alla regione di *drain* risulta più svuotata di quella vicina alla regione di *source*.

8. Curve caratteristiche dei MOS

Poiché l'elettrodo di *gate* è separato dal canale mediante uno strato di ossido, in esso non passa corrente; le grandezze in gioco sono quindi, come nel JFET, la corrente I_D che scorre tra *source* e *drain* e le tensioni V_{GS} e V_{DS} , legate tra loro dalla relazione (1) che qui riportiamo:

$$I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \quad (1)$$

I manuali forniscono le curve caratteristiche per il montaggio con *source comune*; esse possono essere rilevate con il circuito di figura 30 in cui il transistorore è un MOS *enhancement* canale N.

Caratteristiche di uscita o di drain

Dalla (1) assumendo come parametro V_{GS} al quale si danno valori discreti positivi (MOS *enhancement*) oppure sia positivi che negativi (MOS *depletion*), si ha:

$$I_D = f(V_{DS})_{V_{GS} = \text{cost}} \quad (13)$$

La (13) dà luogo alle *caratteristiche di uscita* o di *drain*. In esse si distingue una *zona attiva* dove le curve sono pressoché rettilinee equidistanti e parallele; la zona attiva è detta *regione di pinch-off* e si trova a destra del valore di tensione $|V_{DS}| > |V_p|$ dove V_p , come nei JFET, è la *tensione di pinch-off* (fig. 31). In questa zona la corrente I_D dipende quasi solamente dalla tensione V_{GS} (I_D rimane pressoché costante al variare di V_{DS}).

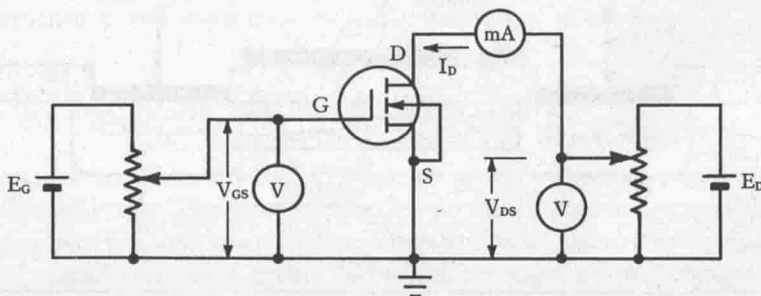


Fig. 30. - Circuito per il rilievo delle curve caratteristiche di un transistorore MOS *enhancement* canale N.

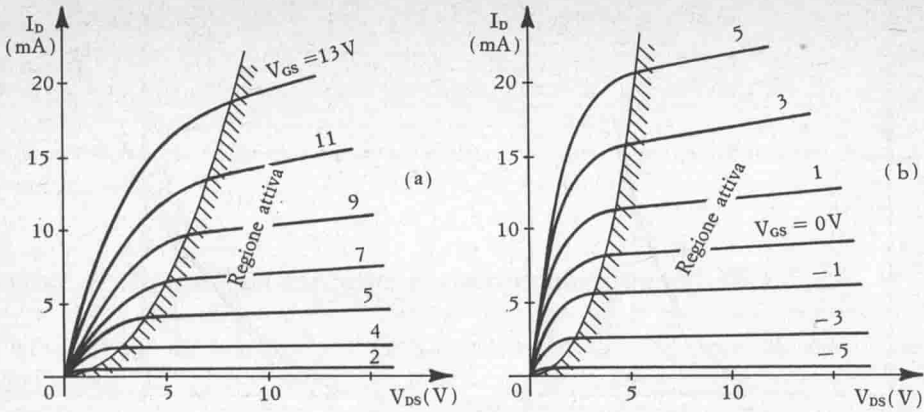


Fig. 31. - Caratteristiche di drain di un MOS; (a) enhancement, (b) depletion.

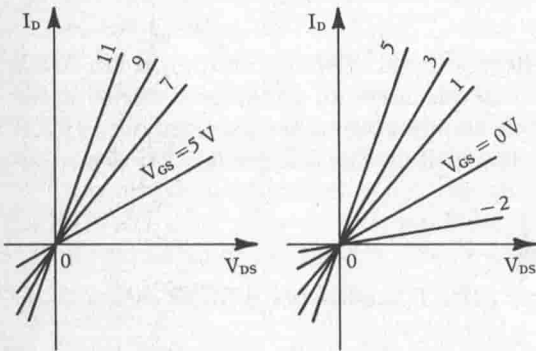


Fig. 32. - Zona ohmica delle caratteristiche di drain di un MOS enhancement e di un MOS depletion.

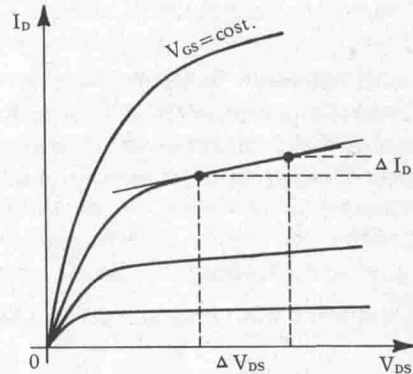


Fig. 33. - Costruzione grafica per determinare il valore del parametro r_d .

La zona a sinistra della regione di *pinch-off* viene indicata con il nome di *zona ohmica* ed in essa la I_D dipende moltissimo dalla V_{DS} e per piccoli valori di quest'ultima, I_D cresce linearmente con V_{DS} , ferma restando la V_{GS} ; il comportamento del dispositivo è ohmico, cioè il MOS equivale in questa zona ad una *resistenza controllata in tensione* e per variare il suo valore basta agire sulla V_{GS} (fig. 32).

Sulle caratteristiche di *drain* si può definire la resistenza differenziale di *drain* r_d ; dando un incremento ΔV_{DS} alla V_{DS} e leggendo il corrispondente incremento ΔI_D della corrente I_D , sulla caratteristica a V_{GS} costante (fig. 33) si ottiene:

$$\left(\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right)_{V_{GS} = \text{cost}} = r_d \quad (14)$$

Caratteristiche mutue

Poiché nella zona attiva la corrente I_D è quasi del tutto indipendente dalla V_{DS} , si ha in genere una sola *caratteristica mutua* $I_D = f(V_{GS})$ con V_{DS} costante e compreso nella

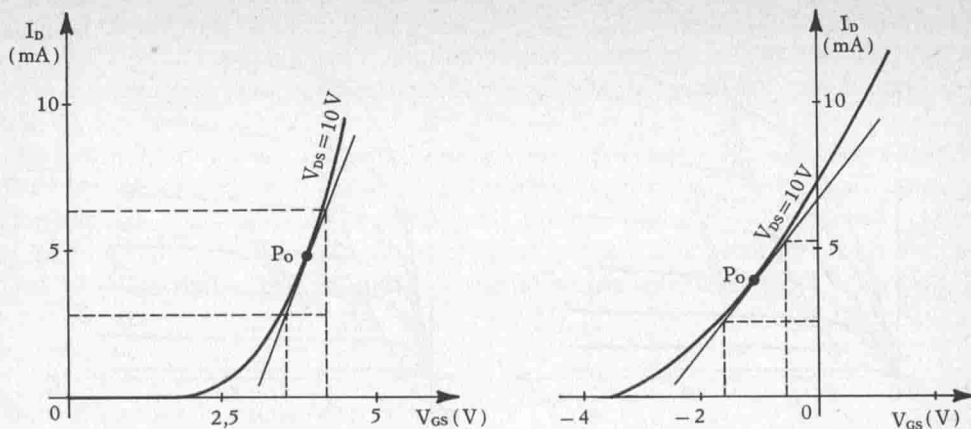


Fig. 34. - Caratteristiche mutue di un MOS *enhancement* e di uno *depletion*, ambedue canale *N*.

regione di *pinch-off*. In figura 34, sono riportate le caratteristiche mutue per un MOS *enhancement* e per un MOS *depletion*. Si tratta di due curve ad andamento molto simile al parabolico e di cui si può dare un'espressione analitica, come si è già fatto per i JFET. Con discreta approssimazione si può scrivere l'equazione valevole per il MOS *depletion*:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (15)$$

dove i simboli hanno il significato già visto per i JFET, mentre per il MOS *enhancement* si ha:

$$I_{DS} = K V_s^2 \left(\frac{V_{GS}}{V_s} - 1 \right)^2 \quad (16)$$

dove V_s è la tensione di soglia, cioè quel valore che deve essere superato da V_{GS} affinché la corrente I_D cominci a scorrere in misura apprezzabile; la (16) è valevole solo per $V_{GS} > V_s$. La costante K che ha le dimensioni di mA/V^2 per I_D espresso in mA, in genere non è data dal costruttore. La tensione V_s è dell'ordine di qualche volt; in corrispondenza di $V_{GS} = V_s$ scorre una corrente indicata con $I_{D(\text{off})}$ dell'ordine del μA e addirittura dell'ordine del nA per tensioni V_{DS} piccole.

Sulla caratteristica mutua si definisce graficamente il parametro g_m detto *conduttanza mutua*; dando un incremento ΔV_{GS} alla V_{GS} si legge il corrispondente incremento ΔI_D , in modo da rimanere sulla caratteristica a $V_{DS} = \text{cost}$. Si ottiene:

$$g_m = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right)_{V_{DS} = \text{cost}} \quad (17)$$

La conduttanza mutua può essere ricavata anche analiticamente dalla (15) e può essere espressa sia in funzione di V_{GS} che di I_{DS} . Si deducono in modo perfettamente identico al caso dei JFET, le espressioni di g_m valide per i MOS *depletion*:

$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \quad \text{e} \quad g_m = g_{mo} \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}}$$

dove g_{mo} rappresenta il valore della conduttanza per $V_{GS} = 0$:

$$g_{mo} = - \frac{2I_{DSS}}{V_P}$$

Non viene ricavato invece analiticamente il valore della conduttanza mutua per il MOS *enhancement*.

9. Studio grafico di un circuito comprendente un MOS

I tipi possibili di montaggio di un transistor MOS sono tre, come per i transistori convenzionali e per i JFET, rispettivamente con *source*, *drain* o *gate in comune*; in figura 35 sono riportati i tre tipi di montaggio realizzati con MOS *enhancement* a canale *N* e a canale *P*, tutti con le rispettive polarizzazioni. L'ingresso dei circuiti può essere solo di *gate* o di *source*, mentre l'uscita è possibile sul *drain* o sul *source*.

Per eseguire correttamente le polarizzazioni occorre tener presente che nel MOS *enhancement* canale *N*, V_{GS} , V_{DS} e I_D sono sempre positivi, mentre con canale *P* queste grandezze sono tutte negative; nei MOS *depletion* canale *N* e canale *P* la corrente I_D e la tensione V_{DS} hanno gli stessi segni dei rispettivi casi precedenti con l'avvertenza però che la tensione V_{GS} può essere sia positiva che negativa, potendo lavorare il MOS *depletion* sia in *depletion-mode* che in *enhancement-mode*.

Il punto di funzionamento a riposo per un circuito con *source* comune e resistenza di carico sull'uscita (*drain*) si trova con la costruzione della retta di carico sulle caratteristiche di *drain* (fig. 36). Con il principio di Kirchhoff applicato alla maglia di uscita e ricordando la (1), le coordinate V_{DSO} , I_{DO} del punto P_O sono date dalla soluzione del sistema:

$$\begin{cases} E_D = R_C I_D + V_{DS} \\ I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \end{cases} \quad (18)$$

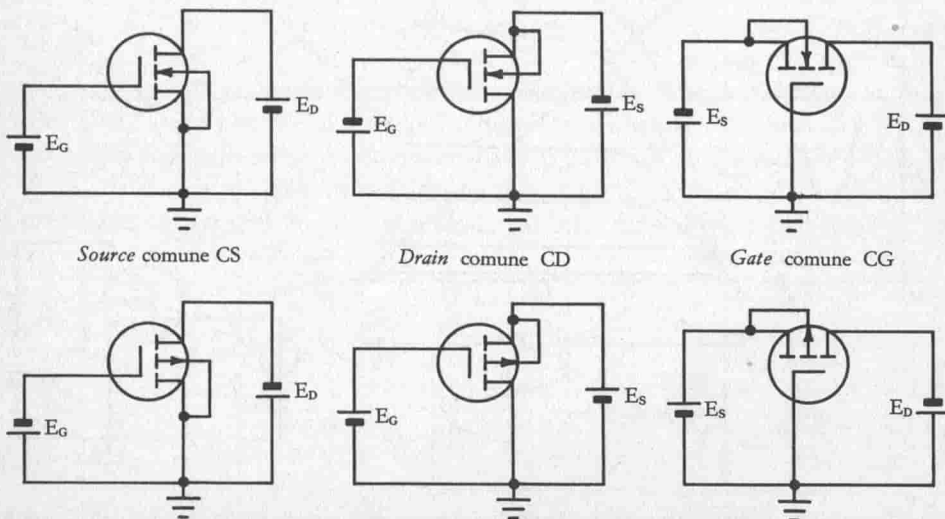


Fig. 35. - Possibili modi di collegamento di MOS *enhancement* canale *N* e canale *P*.

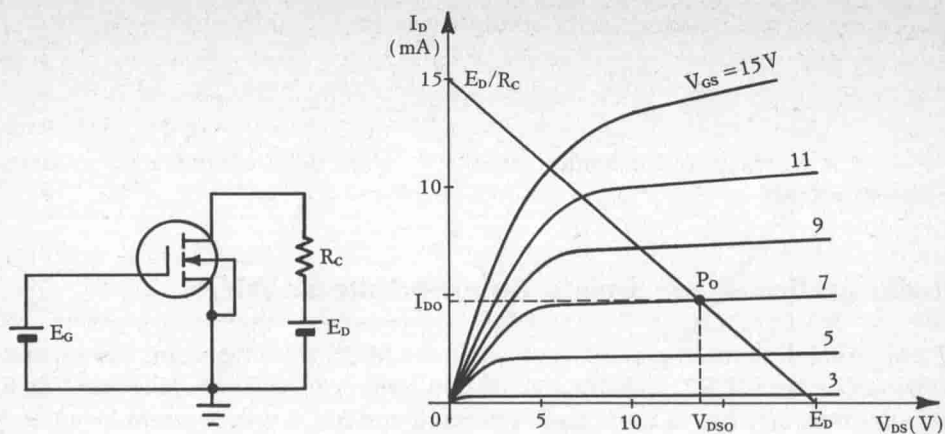


Fig. 36. - Circuito a *source* comune con MOS *enhancement* canale *N* e costruzione grafica per determinare il punto P_o di funzionamento a riposo.

Al punto di funzionamento a riposo P_o corrisponde una potenza dissipata nel MOS di valore:

$$P_{do} = V_{DS0} \cdot I_{D0}$$

Studio grafico per segnali sinusoidali

Se all'ingresso del circuito di figura 37 è posto un generatore di tensione sinusoidale $e = E_M \sin \omega t$, si può studiare graficamente l'andamento della tensione di uscita e della

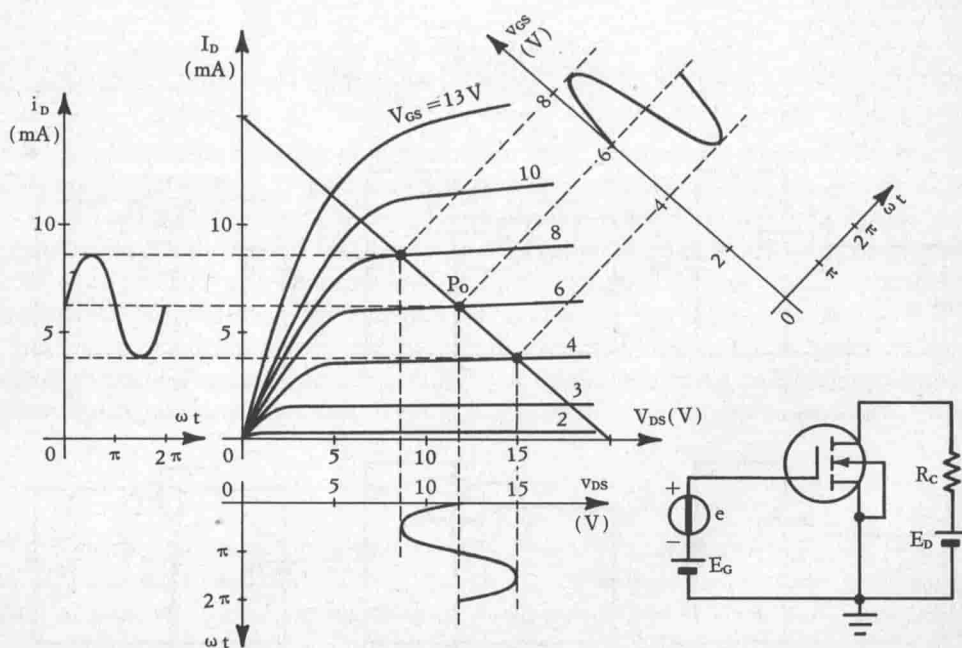


Fig. 37. - Costruzione grafica sulle caratteristiche di *drain* per determinare gli andamenti della corrente i_D e della tensione v_{DS} .

corrente di *drain*. Una volta trovato il punto di funzionamento a riposo P_O con la costruzione della retta di carico sulle caratteristiche di *drain*, si può seguire lo spostamento del punto di funzionamento, sotto il comando del segnale di ingresso. Esso si muove sulla retta di carico tra i valori estremi corrispondenti alle caratteristiche con $V_{GS} = V_{GSO} + E_M$ e $V_{GS} = V_{GSO} - E_M$ e come conseguenza la tensione di *drain* varia alternativamente tra i valori V'_{DS} e V''_{DS} e analogamente la corrente I_D varia alternativamente tra i valori estremi I'_D e I''_D .

L'ampiezza della tensione alternativa di uscita è molto maggiore di quella d'ingresso E_M ; il circuito *amplifica* quindi di tensione e fornisce una potenza alternativa in uscita, senza che il generatore d'ingresso eroghi alcuna potenza, essendo la corrente d'ingresso zero.

La tensione alternativa di uscita è in opposizione di fase (cioè sfasata di 180°) con la tensione del generatore d'ingresso; questo significa che nel montaggio con *source comune* il MOS inverte di fase il segnale di uscita rispetto a quello d'ingresso. La forma d'onda alternativa di uscita può essere ottenuta simile a quella d'ingresso (o con minimo scostamento, cioè con piccola *distorsione*), purché l'ampiezza E_M del segnale d'ingresso sia piccola e il MOS sia opportunamente polarizzato (in particolare ovviamente la tensione $E_G + E_M$ non deve assumere valori inferiori a quello di interdizione).

10. Circuito equivalente del MOS per piccoli segnali

Il circuito equivalente o differenziale del MOS per piccoli segnali e a basse frequenze, è del tutto identico a quello del JFET. Infatti le curve di *drain* sono simili a quelle del JFET e come per questi non c'è corrente d'ingresso. Riprendendo l'equazione fondamentale (1):

$$I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$$

da essa per piccoli segnali e in condizioni di funzionamento in una zona sufficientemente lineare, si può dedurre con lo stesso procedimento esposto per i JFET:

$$i_D = \frac{v_{DS}}{r_d} + g_m v_{GS} \quad (19)$$

All'equazione (19) corrisponde il circuito differenziale di figura 38. Esso è identico a quello dei JFET, cioè non si ha corrente d'ingresso e quindi il circuito di *gate* rimane aperto; il MOS equivale ad un buon generatore di corrente ai morsetti di uscita. Infatti la resistenza di *drain* r_d è abbastanza elevata rispetto alle usuali resistenze che vengono poste sul *drain*; essa è dell'ordine delle decine di $k\Omega$, mentre g_m può essere di diversi mA/V .

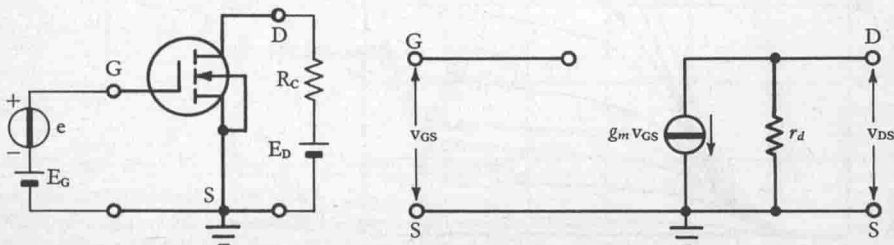


Fig. 38. - Circuito MOS collegato a *source comune* e circuito differenziale del solo MOS.

11. Transistori MOS a due gate (dual-gate MOS)

I transistori MOS *a due gate* hanno due canali in serie separati fra loro, come è indicato in figura 39 e ciascun canale ha un controllo indipendente di *gate*. La possibilità di avere due *gate* di controllo indipendenti è particolarmente vantaggiosa in quelle applicazioni che implicano la combinazione di due segnali, come nei mescolatori per la conversione di frequenza, nei demodulatori del segnale di crominanza nei ricevitori per televisione a colori, nei modulatori bilanciati, ecc.

In figura 40 sono rappresentate insieme al suo simbolo elettrico, le caratteristiche mutua del transistor MOS *a due gate* RCA-3 N 140, che forniscono la corrente di *drain*, per un fissato valore della tensione V_{DS} , in funzione della tensione fra *gate 1* e *source* V_{G1-S} con la tensione fra *gate 2* e *source* V_{G2-S} costante per ciascuna curva.

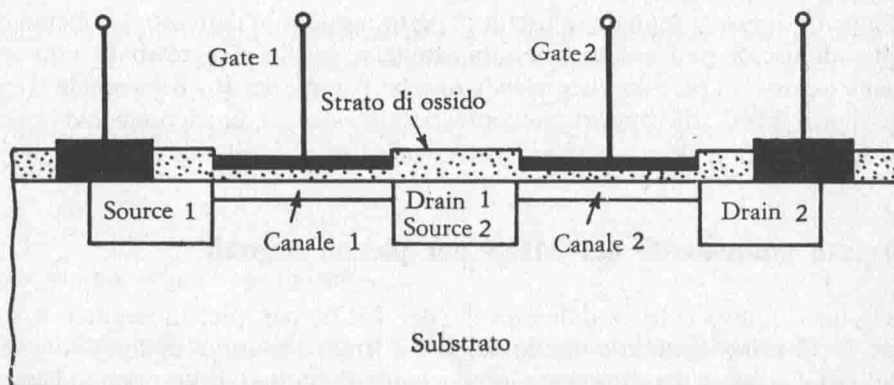


Fig. 39. - Sezione di un transistor MOS a due *gate*.

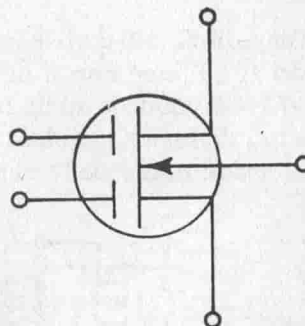
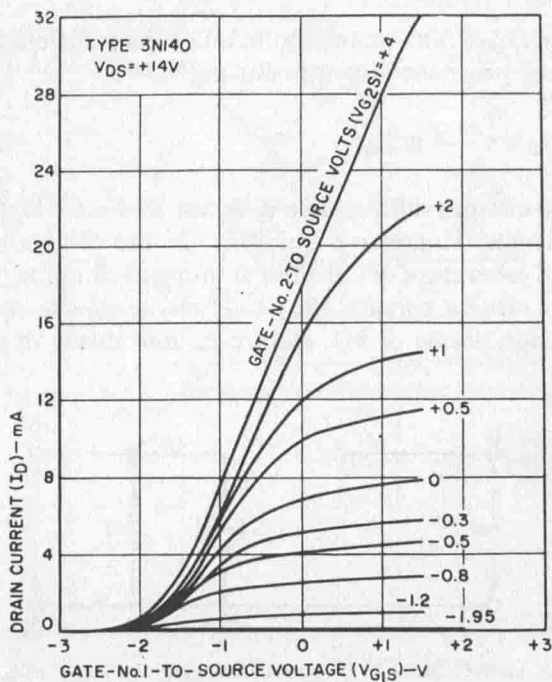


Fig. 40. - Caratteristiche di trasferimento del transistor MOS a due *gate* 3N140 per $V_{DS} = 14$ V e suo simbolo.

12. MOS di potenza - Transistori V-MOS

I transistori MOS fino ad ora esaminati sono caratterizzati da correnti e tensioni limitate (qualche decina di mA e qualche decina di V) e quindi non sono adatti ad essere impiegati nei casi in cui sono in gioco potenze di una certa entità.

Recentemente sono stati sviluppati alcuni tipi di MOS chiamati V-MOS (*vertical metal-oxide semiconductor*), che sono in grado di sopportare correnti fino a oltre 10 A con tensione V_{DS} fino a oltre 400 V e quindi atti a controllare notevoli potenze.

La tecnologia V-MOS deriva da quella dei transistori bipolari e da quella dei MOS precedentemente esaminati. Essa consiste nel diffondere le regioni del *canale* e del *source* in modo simile a quanto avviene per la diffusione della base e dell'emettitore nei transistori bipolari; quindi viene fatta una incisione a V attraverso queste regioni; in questa V viene fatto crescere uno strato di biossido di silicio SiO_2 e al di sopra, la metallizzazione del *gate*, come nei MOS precedentemente visti.

La configurazione di un V-MOS si presenta come in figura 41, in cui il substrato di tipo N, fortemente drogato (N^+) funge da *drain* e uno strato ancora tipo N, meno drogato (N^-), ha lo scopo di creare una regione di carica spaziale che rende piuttosto elevata la tensione di *breakdown* del *drain* e quindi permette al dispositivo di lavorare a tensioni alte.

Applicando una tensione V_{GS} positiva fra *gate* e *source*, come per i normali MOS *enhancement*, si forma nella regione P sottostante lo strato di biossido di silicio, una carica indotta negativa che dà luogo ad un canale che mette in comunicazione le regioni N^+ di *source* e N^- di *drain*. Tale canale si forma dalle due parti della V e la sua lunghezza dipende dallo spessore dello strato P che è normalmente molto ridotto.

Osservando la figura 41, si vede che la corrente dal *source* al *drain* scorre verticalmente (da cui il nome V-MOS) e può raggiungere una elevata intensità sia perché il canale che si forma lungo i fianchi della V è molto corto (circa $1,5 \div 2 \mu$) e di sezione abbastanza grande perché interessa i due fianchi, sia perché il *drain* ricavato dal *substrato* presenta una notevole superficie. Ciò a differenza dei MOS tradizionali in cui *source* e *drain* sono da un solo lato e, per problemi di mascheratura e diffusione, le due regioni N di *source* e di *drain* non possono essere molto vicine, con la conseguenza che la lunghezza minima del canale raramente risulta inferiore ai 5μ .

Un risultato della maggior sezione del canale nei V-MOS è un aumento del valore della conduttanza mutua g_m rispetto ai normali MOS e una migliore linearità delle caratteristiche.

I V-MOS trovano impiego, come si è accennato, nei circuiti di potenza e come *interruttori statici* per forti correnti.

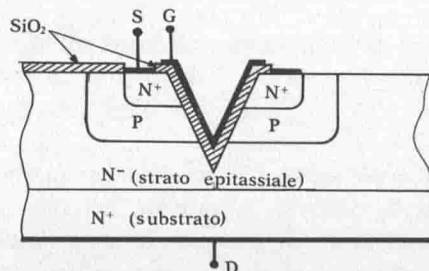


Fig. 41. - Configurazione di un V-MOS.

13. Precauzioni nell'uso dei MOS

I MOS hanno una limitazione che deve essere tenuta presente nell'uso di questi dispositivi. Lo strato di biossido di silicio che funge da dielettrico fra il *gate* e il *canale*, è di solito molto sottile, dell'ordine di $1000 \text{ \AA}$, per cui se il campo elettrico fra *gate* e *canale* supera certi valori, lo strato di SiO_2 si perfora rendendo inutilizzabile il MOS. Ciò può avvenire anche per accumulo di cariche elettrostatiche sul *gate* in ambiente secco, manipolando il componente, oppure per scarso isolamento dalla rete, durante le operazioni di saldatura del dispositivo su un circuito stampato; basta una tensione di 100 V sul *gate* per produrre su uno strato di SiO_2 dello spessore di $1000 \text{ \AA}$ un campo elettrico di intensità 10^6 V/cm .

In certi casi il costruttore provvede a proteggere il MOS con un diodo Zener fra *gate* e *source*, però questo accorgimento abbassa la sua impedenza d'ingresso, a causa della corrente inversa del diodo. Nella maggior parte dei casi non esiste protezione, per cui devono essere usati accorgimenti per evitare accumulo di cariche elettrostatiche sul *gate* durante la manipolazione; ad esempio si può fare in modo che la punta del saldatore sia a potenziale di massa, che la persona che manipola il dispositivo non indossi indumenti facilmente elettrizzabili (tessuti sintetici) e che il *gate* sia connesso a massa o a qualche altro conduttore sul dispositivo prima della manipolazione.

CAPITOLO SETTIMO

AMPLIFICATORI R-C A UNO STADIO

1. Generalità sull'amplificazione.

Spesso nella pratica i segnali elettrici che vengono generati da diversi dispositivi sono di entità molto modesta e per tale motivo non sono direttamente utilizzabili.

Questi segnali sono in genere segnali di tensione cui è associata una certa corrente o viceversa, per cui si può parlare di potenza del segnale, intendendo per essa la potenza erogata dal generatore che fornisce il segnale.

A titolo di esempio si possono citare i segnali radio generati in un'antenna, i quali hanno ampiezze di pochi μV o al massimo dei mV , con correnti trascurabili, oppure quelli generati in un microfono o in un trasduttore che trasforma segnali di natura diversa in un segnale elettrico. Tra questi ultimi si possono citare i trasduttori di apparecchiature elettromedicali o i rivelatori di particelle ionizzate o di radiazioni.

Molte volte delle due componenti del segnale (tensione e corrente) ne interessa solo una, ad esempio la tensione; altre volte interessa la potenza del segnale e quindi sia la tensione che la corrente.

In genere, però tali segnali, essendo molto deboli non possono essere utilizzati.

Il problema viene risolto mediante dispositivi elettronici chiamati *amplificatori*. Questi hanno il compito di operare sui segnali in questione, *incrementandone l'ampiezza della tensione o della corrente o di ambedue, in ogni caso aumentando la potenza associata al segnale.*

Un pregio essenziale di un amplificatore è quello di conservare le caratteristiche del segnale e in particolare la sua forma d'onda. Se ciò non avviene, si dice che nell'amplificatore si originano delle *distorsioni*.

Si può in conclusione definire un amplificatore come un dispositivo che assorbendo potenza da una sorgente esterna, fornisce ai morsetti di uscita un segnale di ampiezza maggiore (in tensione o in corrente) di quella applicata ai morsetti d'ingresso, con associata una potenza, che è parte di quella assorbita dalla sorgente esterna e la cui entità dipende dal segnale d'ingresso.

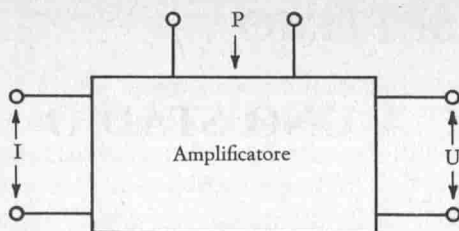


Fig. 1. - Rappresentazione schematica di un amplificatore

Ad esempio si può affermare che una dinamo è un amplificatore che fornisce all'uscita una tensione continua che dipende dal segnale di eccitazione e la cui potenza viene fornita dal motore primo che la aziona ed è proporzionale al segnale di eccitazione.

Un trasformatore non è invece un amplificatore; infatti, anche se il secondario ha un numero di spire maggiore del primario e quindi il segnale di tensione all'uscita ha ampiezza maggiore di quello all'ingresso, la potenza del segnale di uscita non potrà mai essere superiore a quella associata al segnale d'ingresso (anzi ne sarà sempre inferiore per effetto delle perdite del trasformatore), quindi se il segnale di ingresso non era utilizzabile a causa della modesta potenza, lo sarà ancor meno quello all'uscita del trasformatore.

Un amplificatore può, a rigore, essere schematizzato come in fig. 1, cioè come un dispositivo avente tre coppie di morsetti: la prima per l'applicazione del segnale I da amplificare, la seconda per il prelievo del segnale di uscita U amplificato e la terza per l'immissione della potenza P , una parte della quale si trasferisce sul segnale amplificato. Normalmente quest'ultima coppia di morsetti non viene rappresentata e l'amplificatore viene considerato un quadriplo (dispositivo caratterizzato da due coppie di morsetti, una di entrata e una d'uscita), però non si deve mai dimenticare la presenza della terza coppia trascurata.

La funzione dell'amplificatore è schematizzata nella fig. 2; in essa si vede come il segnale a basso livello di potenza venga applicato dal generatore ai morsetti d'ingresso dell'amplificatore e il segnale amplificato ad un opportuno livello di potenza che appare ai morsetti di uscita, venga applicato all'utilizzatore. Un esempio tipico di tale schematizzazione è quello in cui il generatore è un microfono e l'utilizzatore è un altoparlante.

Di frequente i segnali da amplificare sono tensioni o correnti variabili a certe frequenze ed aventi valor medio nullo, cioè sono segnali alternati. Tali segnali, qualche volta quando sono generati, quasi sempre quando sono amplificati, si presentano sovrapposti ad una componente continua dipendente dalle condizioni di funzionamento dell'amplificatore. In genere tale componente continua non interessa, anzi costituisce un disturbo; in questo caso essa può essere eliminata, accoppiando i vari elementi tramite

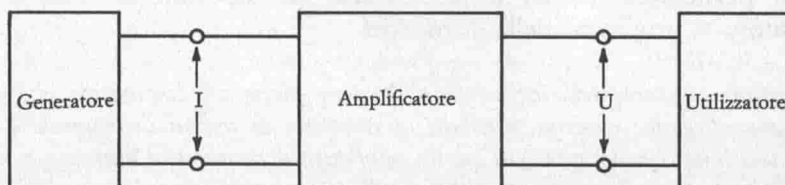


Fig. 2. - Rappresentazione schematica della funzione di un amplificatore.

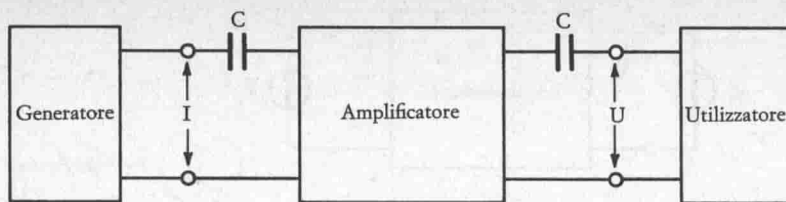


Fig. 3. - Amplificatore con accoppiamento a R-C.

condensatori, che hanno la proprietà di *bloccare* i segnali continui e *lasciar passare* quelli alternati. In tal caso lo schema di fig. 2 si modifica in quello di fig. 3.

Essendo di solito l'impedenza che appare fra i morsetti d'ingresso dei vari elementi, di carattere resistivo, si dice che nel caso di fig. 3 si hanno degli *accoppiamenti R-C*.

Nel caso di fig. 2, invece, si dice che i vari elementi sono *accoppiati direttamente*.

Inoltre si usa spesso distinguere fra *amplificatori di segnale* (tensione o corrente) e *amplificatori di potenza*. Nei primi il segnale che occorre amplificare è la tensione o la corrente e se di conseguenza esiste anche un'amplificazione di potenza, il segnale utilizzato è solo la tensione o la corrente, in quanto l'utilizzatore ha un assorbimento di potenza trascurabile. In questi casi si parla di amplificatori di segnale.

In particolare gli amplificatori di tensione sono caratterizzati dal fatto di assorbire all'ingresso una corrente, e quindi una potenza trascurabili.

Negli amplificatori di potenza la grandezza che più interessa è la potenza associata al segnale amplificato, in quanto l'utilizzatore assorbe potenza. Un esempio tipico di utilizzazione è l'altoparlante, il quale è un *trasduttore* che trasforma l'energia elettrica in energia acustica e, quanto maggiore è la potenza che può fornire l'amplificatore, tanto più grande sarà la potenza sonora che l'altoparlante potrà emettere.

Normalmente un amplificatore di potenza ha bisogno di una certa ampiezza minima di segnale al suo ingresso, ampiezza che raramente può essere fornita dal generatore, perciò, di solito, un amplificatore di potenza è preceduto da un amplificatore di segnale, il quale provvede ad amplificare il segnale fornito dal generatore in modo da renderlo di ampiezza adatta per l'ingresso all'amplificatore di potenza.

Infine gli amplificatori si possono suddividere a seconda del campo di frequenza in cui operano: si hanno così *gli amplificatori per basse frequenze*, che sono quelli che operano su segnali nel campo delle *frequenze acustiche*; *gli amplificatori per alte frequenze* che operano su segnali a *frequenze radio* o su *segnali video* o di *tipo impulsivo*; *gli amplificatori selettivi* che operano su segnali aventi *frequenze comprese entro un campo molto ristretto*.

Parametri caratteristici di un amplificatore

In un amplificatore si definisce l'*amplificazione* o *guadagno*. Poiché il segnale è caratterizzato da tre parametri: tensione, corrente e potenza, si definiscono le *amplificazioni di tensione*, *di corrente* e *di potenza*, come segue:

Amplificazione di tensione:

$$\bar{A}_v = \bar{V}_u / \bar{V}_i$$

dove: $\bar{V}_u$ = tensione di uscita
 $\bar{V}_i$ = tensione d'ingresso

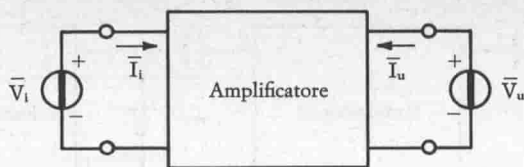


Fig. 4.

Amplificazione di corrente:

$$\bar{A}_i = \bar{I}_u / \bar{I}_i \quad \text{dove: } \begin{array}{l} \bar{I}_u = \text{corrente di uscita} \\ \bar{I}_i = \text{corrente d'ingresso} \end{array}$$

Amplificazione di potenza:

$$A_p = P_u / P_i \quad \text{dove: } \begin{array}{l} P_u = \text{potenza di uscita} \\ P_i = \text{potenza d'ingresso} \end{array}$$

In genere $\bar{A}_v$ e $\bar{A}_i$ sono grandezze complesse in quanto i segnali di uscita sono sfasati rispetto a quelli d'ingresso. Nei casi però in cui tali segnali sono in fase, è facile verificare che si ha:

$$A_v \cdot A_i = \frac{V_u}{V_i} \frac{I_u}{I_i} = A_p$$

Nel caso degli amplificatori di tensione, in cui la corrente d'ingresso e quindi la potenza è trascurabile, non ha alcuna importanza l'amplificazione di corrente e quella di potenza; interessa solo l'amplificazione di tensione che verrà indicata semplicemente con $\bar{A}$.

Negli amplificatori inoltre viene definita l'*impedenza d'ingresso e quella di uscita*. L'*impedenza d'ingresso* non è altro che quella che si vede ai morsetti d'ingresso dell'amplificatore, cioè il rapporto fra la tensione e la corrente d'ingresso. Con riferimento alla fig. 4, se $\bar{V}_i$ è la tensione d'ingresso e $\bar{I}_i$ la corrente corrispondente, è:

$$\bar{Z}_i = \frac{\bar{V}_i}{\bar{I}_i}$$

L'*impedenza d'uscita* è quella che si vede ai morsetti d'uscita, cortocircuitando l'ingresso. In altre parole è data dal rapporto fra la tensione $\bar{V}_u$ di un generatore applicato ai morsetti d'uscita e la corrente corrispondente $\bar{I}_u$, quando i morsetti d'ingresso sono cortocircuitati.

È:

$$\bar{Z}_u = \frac{\bar{V}_u}{\bar{I}_u}$$

L'impedenza d'uscita corrisponde alla $\bar{Z}_{eq}$ che si avrebbe applicando il teorema di Thévenin ai morsetti d'uscita dell'amplificatore.

2. Amplificatori a transistori.

Nel capitolo quinto si è visto il principio di funzionamento di un transistor e i suoi principali modi di collegamento (emettitore comune, base comune e collettore comune).

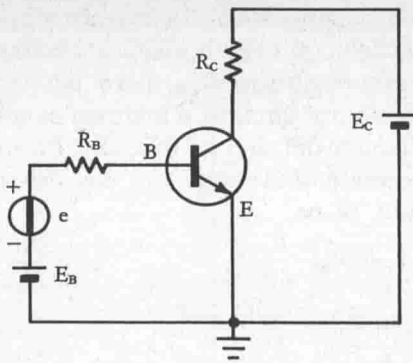


Fig. 5. - Schema di un amplificatore, con transistore collegato a emettitore comune.

In questo capitolo ci si riferisce al tipo di collegamento a *emettitore comune*, che è anche quello di uso più frequente, rimandando a successivi capitoli la trattazione degli altri tipi di collegamento.

Si è anche visto che la corrente di collettore dipende dalla corrente di base e quindi ad una variazione di quest'ultima, corrisponde una certa variazione della corrente di collettore.

Si faccia ora riferimento alla fig. 5, in cui si è impiegato un transistore tipo *NPN*.

In assenza di segnale alternativo *e* applicato nel circuito di base, in essa circola una corrente I_{BO} che può essere determinata in maniera rigorosa dalle caratteristiche I_B , V_{BE}

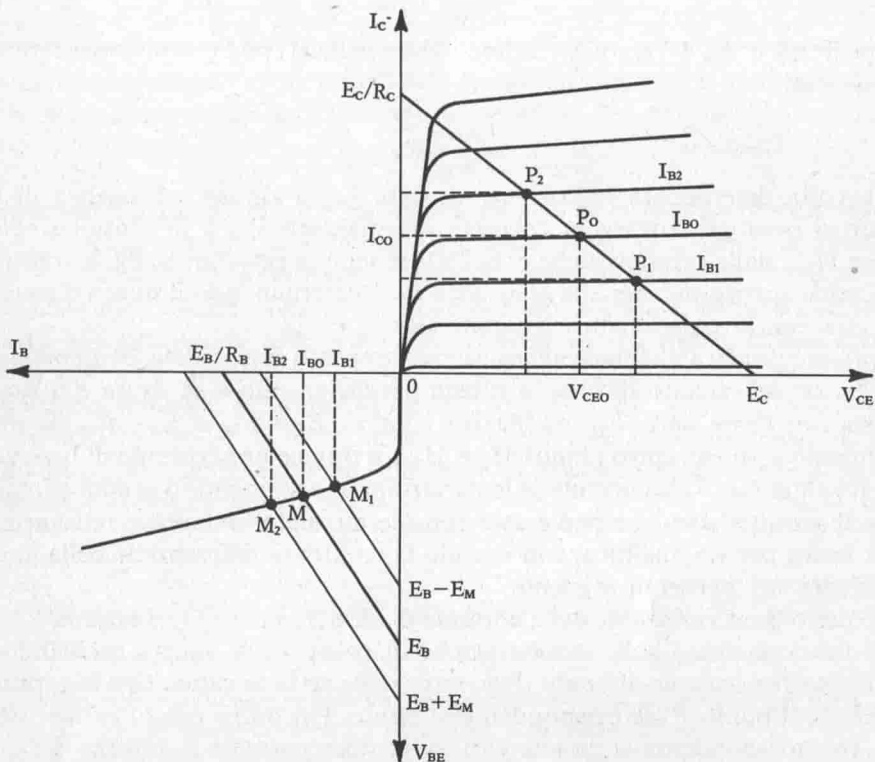


Fig. 6. - Costruzione delle rette di carico sulle caratteristiche d'ingresso I_B , V_{BE} e di uscita I_C , V_{CE} per E_B , $E_B - E_M$ ed $E_B + E_M$.

del transistor, tracciando la retta di carico corrispondente alla resistenza R_B , come indicato in fig. 6 e come già illustrato nel capitolo quinto. In realtà le caratteristiche in questione dipendono dalla tensione collettore-emettitore V_{CE} , però per tensioni V_{CE} superiori al Volt, esse praticamente coincidono e il circuito d'ingresso si comporta in prima approssimazione come se fosse indipendente dal circuito di uscita. La corrente I_{BO} può anche essere ottenuta in via approssimata dall'esame del circuito d'ingresso, applicando il secondo principio di Kirchhoff. Si ha:

$$E_B = R_B I_B + V_{BE}$$

da cui:

$$I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B} \quad (1)$$

Ora, notando che V_{BE} è dell'ordine di $0,2 \div 0,3V$ per i transistori al germanio e $0,5 \div 0,6 V$ per quelli al silicio, si possono sostituire tali valori nella (1), determinando I_{BO} .

Esempio:

Se $E_B = 6 V$; $R_B = 10 k\Omega$ si ha:

$$I_{BO} \cong \frac{6 - 0,5}{10 \cdot 10^3} = 0,55 \text{ mA}$$

nel caso di transistor al silicio.

Addirittura se $E_B \gg V_{BE}$, quest'ultimo valore nella (1) può essere trascurato e si può allora scrivere:

$$I_{BO} \cong \frac{E_B}{R_B} \quad (2)$$

Una volta determinata la corrente di base I_{BO} a riposo (in assenza di segnale alternato), si possono trovare la corrente di collettore I_{CO} e la tensione collettore-emettitore V_{CEO} , dalle caratteristiche di collettore sempre riportate in fig. 6, tracciando la retta di carico corrispondente alla resistenza R_C e determinando il punto d'incontro P_0 di tale retta con la caratteristica tracciata per $I_B = I_{BO}$.

Se ora si considera il segnale alternativo e , supposto sinusoidale, di ampiezza E_M , la retta di carico del circuito di base si sposta parallelamente a se stessa e il suo punto d'incontro con l'asse delle V_{BE} oscilla fra i valori $E_B + E_M$ e $E_B - E_M$. Il punto di funzionamento si sposta entro i limiti M_1 e M_2 e si ottiene una corrente di base variabile intorno al valore I_{BO} . Tale corrente se le variazioni non sono molto grandi e interessano un tratto di caratteristica che può essere considerato sufficientemente rettilineo, si può calcolare anche per via analitica, conoscendo la resistenza differenziale della giunzione, come si vedrà nei paragrafi seguenti.

Per effetto della variazione della corrente di base fra i due valori estremi I_{B1} e I_{B2} , il punto di funzionamento sulle caratteristiche di collettore si sposta oscillando fra gli estremi P_1 , corrispondente al punto d'incontro della retta di carico con la caratteristica per $I_B = I_{B1}$ e il punto P_2 , corrispondente al punto d'incontro con la caratteristica per $I_B = I_{B2}$. In corrispondenza si ha una variazione della corrente I_C intorno a I_{CO} e della tensione di collettore V_C intorno a V_{CO} , come illustrato in fig. 6, in cui si ripete una situazione analoga a quella descritta nelle figg. 19 e 20 del capitolo quinto.

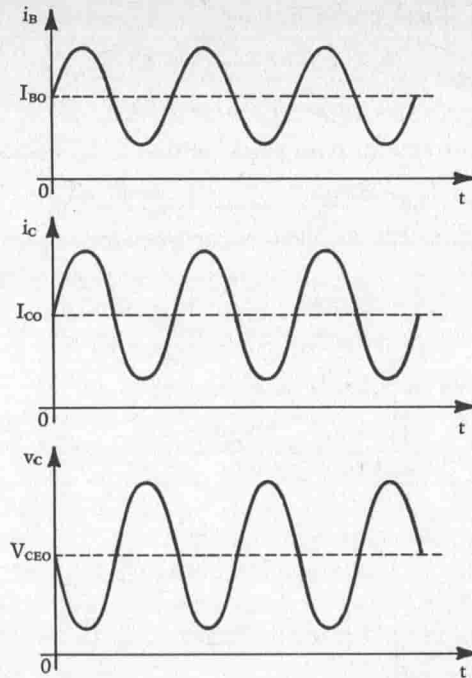


Fig. 7. - Andamento nel tempo di i_B , i_C e V_{CE} nel circuito di fig. 6.

Se ora si osserva che l'applicazione del secondo principio di Kirchhoff al circuito di collettore, fornisce la relazione:

$$E_C = V_{CE} + R_C I_C$$

e che, essendo E_C costante, una variazione di V_{CE} deve essere compensata da una variazione in senso opposto del termine $R_C I_C$, segue che la componente alternativa della tensione V_{CE} e quella della corrente I_C devono essere in *opposizione di fase*.

Poiché le componenti alternative di I_B e I_C sono in fase fra loro (ad una variazione positiva di I_B corrisponde una variazione positiva di I_C), risulta che la *componente alternativa di V_{CE} è in opposizione di fase con quella di I_B* . L'andamento di tali grandezze in funzione del tempo è riportato in fig. 7.

Le amplificazioni A_v di tensione e A_i di corrente possono essere determinate graficamente misurando le ampiezze delle tensioni e delle correnti di collettore e di base e calcolando i relativi rapporti.

Esempio:

Nel caso illustrato in fig. 8, in cui è stato scelto un transistor del tipo BC 108, con:

$$E_B = 1,9 \text{ V} \quad ; \quad E_A = 9 \text{ V} \quad ; \quad R_B = 20 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_C = 300 \Omega$$

e in cui si è applicato sul circuito di base un segnale alternativo di ampiezza $E_M = 0,4 \text{ V}$, si ottiene, tracciando le rette di carico del circuito d'ingresso e di quello d'uscita:

$$V_{BEQ} = 0,71 \text{ V} \quad ; \quad I_{BQ} = 60 \mu\text{A} \quad ; \quad V_{CEQ} = 3 \text{ V} \quad ; \quad I_{CQ} = 20 \text{ mA}$$

La retta di carico del circuito d'ingresso, per effetto del segnale alternativo applicato, si trasla

parallelamente a se stessa e il suo punto d'incrocio con l'asse delle V_{BE} oscilla entro i limiti:

$$E_B + E_M = 1,9 + 0,4 = 2,3 \text{ V}$$

$$E_B - E_M = 1,9 - 0,4 = 1,5 \text{ V}$$

In corrispondenza la corrente di base varia intorno a I_{B0} entro i valori:

$$I_{B2} = 80 \text{ } \mu\text{A} \quad ; \quad I_{B1} = 40 \text{ } \mu\text{A}$$

A tali valori, sulle caratteristiche di collettore corrispondono i punti estremi di funzionamento P_2 e P_1 , caratterizzati da:

$$I_{C2} = 26 \text{ mA} \quad ; \quad V_{CE2} = 1,2 \text{ V}$$

$$I_{C1} = 14 \text{ mA} \quad ; \quad V_{CE1} = 4,8 \text{ V}$$

L'ampiezza della corrente alternativa di base vale:

$$I_{BM} = \frac{I_{B2} - I_{B1}}{2} = \frac{80 - 40}{2} \cdot 10^{-6} = 20 \text{ } \mu\text{A}$$

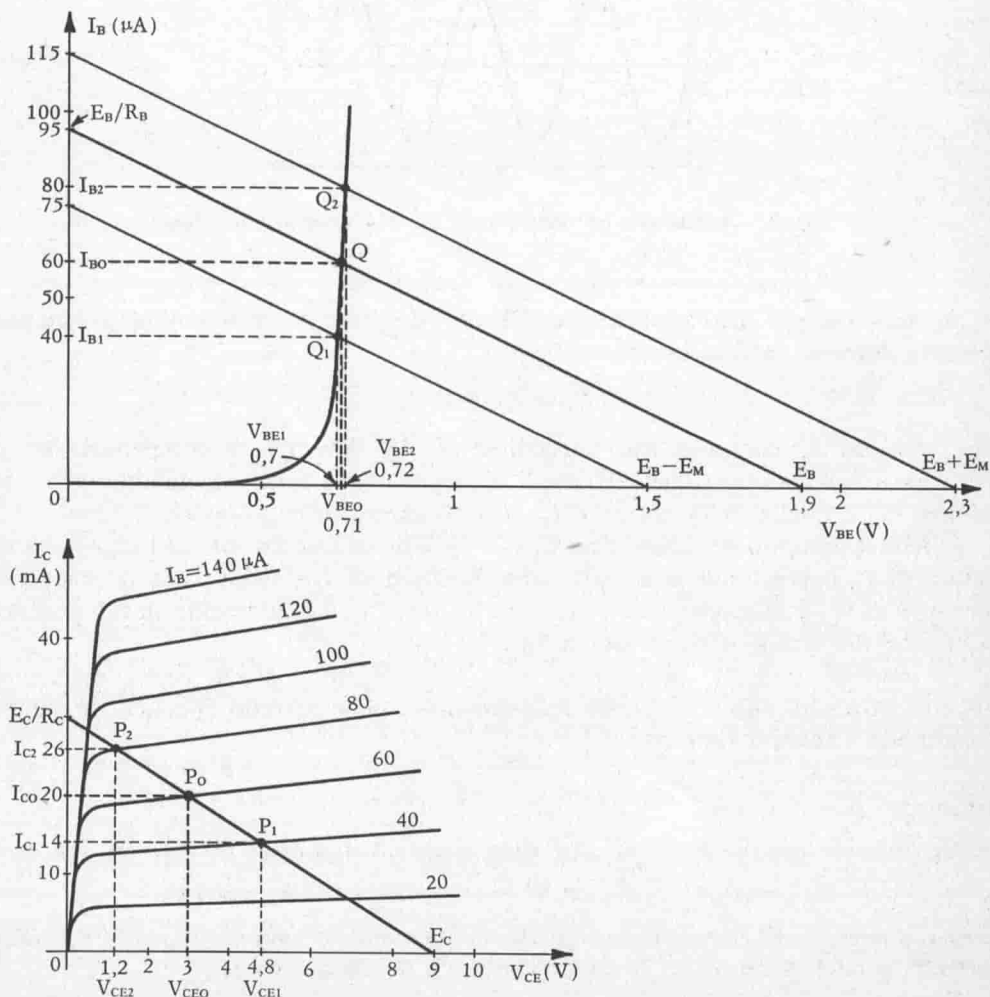


Fig. 8. - Costruzione grafica per determinare le amplificazioni A_i , A_v e A_p : le caratteristiche sono quelle del transistor BC 108.

quella della corrente di collettore:

$$I_{CM} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{2} = \frac{26 - 14}{2} \cdot 10^{-3} = 6 \text{ mA}$$

e quella della tensione di collettore:

$$V_{CM} = \frac{V_{CE1} - V_{CE2}}{2} = \frac{4,8 - 1,2}{2} = 1,8 \text{ V}$$

Segue per le amplificazioni:

$$A_i = \frac{I_{CM}}{I_{BM}} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} = 300$$

$$A_v = \frac{V_{CEM}}{E_M} = \frac{1,8}{0,4} = 4,5$$

$$A_p = A_i \cdot A_v = 300 \cdot 4,5 = 1350$$

Nel caso del circuito di fig. 5 preso in esame, occorre anche distinguere fra amplificazione di tensione A_v dell'intero amplificatore che è quella definita in precedenza ($A_v = V_{CM}/E_M$) e amplificazione intrinseca del transistor A'_v , che è data dal rapporto fra la variazione della tensione collettore-emettitore e la corrispondente variazione della tensione base-emettitore V_{BE} . Cioè:

$$A'_v = \frac{V_{CEM}}{V_{BEM}}$$

Esempio:

Con riferimento all'esempio precedente e alle caratteristiche di fig. 8, risulta:

$$V_{BEM} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{2} = \frac{0,72 - 0,70}{2} = 0,01 \text{ V}$$

e:

$$A'_v = \frac{V_{CEM}}{V_{BEM}} = \frac{1,8}{0,01} = 180$$

I risultati ora trovati per via grafica possono anche essere dedotti per via analitica, quando le variazioni delle correnti di base e di collettore siano contenute entro valori, per cui il tratto interessato delle caratteristiche possa essere considerato rettilineo e quindi esistano relazioni di proporzionalità fra tensioni e correnti.

In tali condizioni il transistor può essere sostituito dal suo circuito differenziale equivalente. Esso permette di determinare il comportamento del circuito per i soli segnali alternativi.

Nel campo dei segnali a frequenza acustica è in genere più comodo fare uso del circuito equivalente a parametri ibridi (Cap. V, par. 8).

Il criterio per disegnare il circuito equivalente dell'amplificatore può essere sintetizzato come segue:

Si disegna il circuito equivalente del transistor mettendo in evidenza i morsetti di base, collettore ed emettitore (quest'ultimo è collegato a massa nella connessione ad

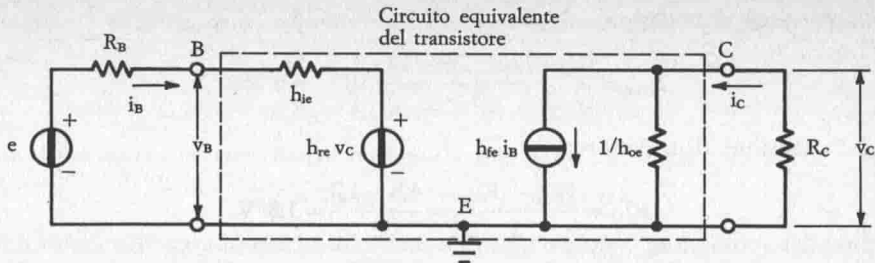


Fig. 9. - Circuito equivalente a parametri ibridi dell'amplificatore riportato in fig. 5.

emettitore comune), quindi si collegano a tali morsetti tutti i componenti che risultano ad essi connessi nello schema elettrico effettivo, con lo stesso ordine, cortocircuitando (e quindi non riportando nello schema equivalente) tutto ciò che costituisce un cortocircuito per le componenti alternative, come ad esempio i generatori di f.e.m. continua e i condensatori la cui impedenza può essere ritenuta trascurabile.

Con questo criterio il circuito equivalente dell'amplificatore di fig. 5 risulta come in fig. 9.

Nel caso in esame, ad esempio sono state omesse le f.e.m. E_B ed E_C , per cui la resistenza R_C viene a trovarsi, per le componenti alternative, direttamente connessa fra collettore ed emettitore.

Riferendoci ora allo schema di fig. 9 e applicando il secondo principio di Kirchhoff alla maglia costituita dal circuito di base e il primo principio al nodo C di collettore, si può scrivere, considerando i moduli delle tensioni e correnti, essendo il circuito puramente resistivo:

$$\begin{cases} E = (R_B + h_{ie}) I_B + h_{re} V_C \\ h_{fe} I_B = \frac{V_C}{1/h_{oe}} + I_C \end{cases} \quad (3)$$

e, poiché $V_C = -R_C I_C$, date le convenzioni di segno per cui si assumono positive le correnti entranti nel transistor, sostituendo V_C nella seconda delle (3), si ha:

$$h_{fe} I_B = h_{oe} R_C I_C + I_C$$

da cui:

$$A_i = \frac{I_C}{I_B} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R_C} \quad (4)$$

Dalla (4) si ha anche:

$$I_B = \frac{I_C}{A_i} = \frac{V_C}{R_C A_i} \quad (5)$$

che sostituita nella prima delle (3) al posto di I_B , fornisce:

$$E = -(R_B + h_{ie}) \frac{V_C}{R_C A_i} + h_{re} V_C$$

da cui si ricava:

$$A_v = \frac{V_C}{E} = -\frac{1}{\frac{R_B + h_{ie}}{R_C A_i} - h_{re}} = -\frac{A_i R_C}{(R_B + h_{ie}) - h_{re} A_i R_C} \quad (6)$$

che, in prima approssimazione, trascurando il termine h_{re} , di solito molto piccolo (dell'ordine di qualche unità per 10^{-4}), diventa:

$$A_v \cong - \frac{A_i R_C}{R_B + h_{ie}} \quad (7)$$

Il segno $-$ sta ad indicare l'inversione di fase tra tensione di collettore e tensione di base.

Le relazioni (4) e (7) nei calcoli di massima possono essere semplificate, trascurando il termine $h_{oe} R_C$, di solito piuttosto piccolo (l'errore che si commette raramente supera il 10% ed è inferiore al grado di approssimazione con cui sono noti i parametri del transistor). In tal caso si ha:

$$A_i \cong h_{fe}$$

$$A_v \cong - \frac{h_{fe} R_C}{R_B + h_{ie}}$$

L'amplificazione di tensione intrinseca del transistor può essere ricavata dalla (6), considerando che è la stessa che si avrebbe se fosse $R_B = 0$, nel qual caso è $E = V_{BE}$, quindi:

$$A'_v = \frac{A_i R_C}{h_{ie} - h_{re} A_i R_C} \cong - \frac{A_i R_C}{h_{ie}} \quad (8)$$

Si noti che A'_v è normalmente abbastanza più grande di A_v , essendo in genere R_B tutt'altro che trascurabile rispetto a h_{ie} .

Dalla (3) si possono infine calcolare l'impedenza d'ingresso e di uscita dell'amplificatore. Nella prima delle (3), infatti, tenendo conto che:

$$V_C = - R_C I_C = - R_C A_i I_B \quad (9)$$

sostituendo la (9) al posto di V_C , si ottiene:

$$E = (R_B + h_{ie}) I_B - h_{re} R_C A_i I_B \quad (10)$$

e poiché l'impedenza d'ingresso, che nel nostro caso è resistiva, vale:

$$R_i = \frac{E}{I_B}$$

risulta dalla (10):

$$R_i = \frac{E}{I_B} = R_B + h_{ie} - h_{re} R_C A_i \cong R_B + h_{ie} \quad (11)$$

essendo di solito h_{re} trascurabile.

L'impedenza d'ingresso del transistor è invece:

$$R'_i = \frac{V_B}{I_B} = h_{ie} - h_{re} R_C A_i \cong h_{ie} \quad (11')$$

Per il calcolo dell'impedenza d'uscita, occorre annullare la f.e.m. d'ingresso E e calcolare in queste condizioni il rapporto V_C/I_C , che anche in questo caso sarà di natura resistiva.

Dalla prima delle (3), per $E = 0$ si ottiene:

$$I_B = -\frac{h_{re} V_C}{R_B + h_{ie}}$$

che sostituita nella seconda delle (3), fornisce:

$$\frac{h_{fe} h_{re} V_C}{R_B + h_{ie}} - \frac{V_C}{1/h_{oe}} + I_C = 0$$

che può essere riscritta nella forma:

$$V_C \left(h_{oe} - \frac{h_{fe} h_{re}}{R_B + h_{ie}} \right) = I_C$$

da cui:

$$R_u = \frac{V_C}{I_C} = \frac{1}{\left(h_{oe} - \frac{h_{fe} h_{re}}{R_B + h_{ie}} \right)} \quad (12)$$

Esempio:

Nell'esempio numerico in precedenza sviluppato, sapendo che i parametri del transistor nell'intorno del punto di funzionamento prescelto, valgono:

$$h_{ie} = 500 \, \Omega \quad ; \quad h_{re} = 2 \cdot 10^{-4} \quad ; \quad h_{fe} = 350 \quad ; \quad h_{oe} = 0,4 \cdot 10^{-3} \, \text{A/V}$$

si deduce:

$$A_i = \frac{350}{1 + 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 300} = 312 \quad \text{[dalla (4)]}$$

$$A_v = -\frac{312 \cdot 300}{20 \cdot 10^3 + 500 - 2 \cdot 10^{-4} \cdot 312 \cdot 300} = -4,35 \quad \text{[dalla (6)]}$$

$$R_i = 20 \cdot 10^3 + 500 = 20,5 \, \text{k}\Omega \quad \text{[dalla (11)]}$$

$$R_u = \frac{1}{\left(0,4 \cdot 10^{-3} - \frac{350 \cdot 2 \cdot 10^{-4}}{20,5 \cdot 10^3} \right)} = 2,52 \, \text{k}\Omega \quad \text{[dalla (12)]}$$

I risultati relativi all'amplificazione sostanzialmente coincidono con quelli precedentemente trovati per via grafica.

Le relazioni ora dedotte valgono anche per altri tipi di connessione del transistor, pur di sostituire i parametri corrispondenti alla connessione ad emettitore comune con quelli corrispondenti alla connessione considerata.

Ad esempio nella connessione a base comune, valgono ancora le relazioni (4), (6), (11) e (12) pur di sostituire i parametri h_{ie} , h_{re} , h_{fe} e h_{oe} con h_{ib} , h_{rb} , h_{fb} e h_{ob} .

In conclusione lo studio di un amplificatore può essere condotto in due fasi. La prima, in assenza di segnale applicato, consiste nella determinazione del punto di funzionamento a riposo (I_{BO} , V_{BEO}) e (I_{CO} , V_{CEO}) e quindi delle componenti continue. La seconda, tramite il circuito differenziale, consiste nel determinare le componenti alternative, facendo uso dei parametri differenziali, i cui valori dipendono in genere dal punto di funzionamento a riposo, in precedenza determinato.

Infine se il carico fosse costituito da un'impedenza $\bar{Z}_C$, anziché da una resistenza, le relazioni precedenti risulterebbero di natura complessa, e si parlerebbe di amplificazioni complesse, di impedenze d'ingresso e d'uscita pur valendo le stesse formule.

Amplificatore con carico non attraversato da corrente continua.

Nel caso in precedenza trattato, la resistenza di carico R_C (fig. 5) era attraversata sia da corrente alternata i_C sia dalla componente continua I_{CO} .

In molti casi l'utilizzatore deve essere percorso solo dalla componente alterna e non da quella continua. Quest'ultima allora può essere bloccata tramite un condensatore, che però non può essere posto in serie al collettore del transistor, poiché in tal caso sarebbe $I_{CO} = 0$ e il transistor non potrebbe esercitare la sua funzione amplificatrice.

Il problema può essere risolto mediante lo schema di fig. 10, in cui con R_L è stata indicata la resistenza di utilizzazione. In pratica viene prelevata la tensione di collettore V_{CE} e applicata tramite un condensatore alla resistenza di utilizzazione R_L .

Lo studio dell'amplificatore può essere condotto come in precedenza, cioè determinando prima il punto di funzionamento a riposo, tramite la costruzione grafica indicata in fig. 6. In tale fase la resistenza R_L non ha alcun effetto, poiché il condensatore si comporta, per le componenti continue, come un circuito aperto. Successivamente si determinano le componenti alternate mediante il circuito differenziale equivalente, che ora si presenta come in fig. 11. In tale circuito, disegnato con i criteri in precedenza esposti, la resistenza R_L viene a trovarsi in parallelo alla R_C . Infatti sia la f.e.m. E_C , sia il condensatore C_a si comportano come un cortocircuito per le componenti alternative (il

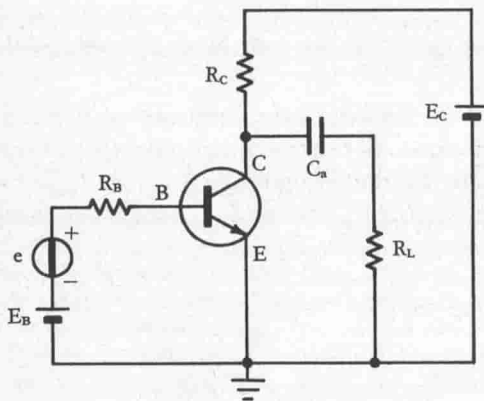


Fig. 10. - Amplificatore con carico non percorso da componenti continue.

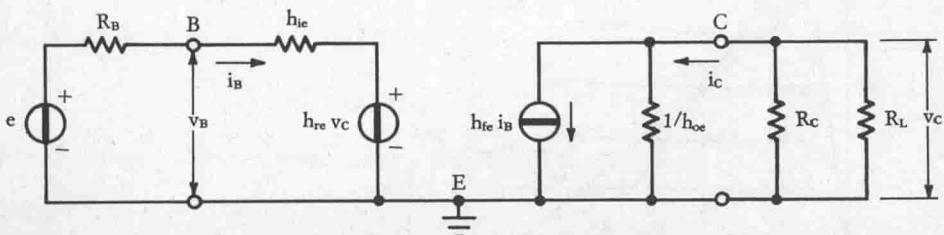


Fig. 11. - Circuito differenziale equivalente relativo allo schema di fig. 10.

condensatore C_a , detto anche condensatore di accoppiamento viene dimensionato in modo da avere impedenza trascurabile alle frequenze dei segnali da amplificare).

Il circuito ottenuto è del tutto simile a quello di fig. 9, con la sola variante che la resistenza R_C viene sostituita dalla resistenza R_p , formata dal parallelo di R_C e R_L . Quindi valgono ancora le relazioni (4) e (6) pur di sostituire la R_C con la R_p . Ne consegue che, essendo $R_p < R_C$, la presenza di R_L dà luogo ad una diminuzione dell'amplificazione di tensione A_v , mentre per l'amplificazione di corrente occorre distinguere fra amplificazione di corrente del transistor, che è data dalla (4) e amplificazione di corrente dell'amplificatore, che è data dal rapporto fra la corrente alternata circolante in R_L e la corrente alternata di base I_B .

Anche per l'impedenza d'uscita occorre distinguere fra impedenza d'uscita del transistor, data dalla (12) e impedenza d'uscita dell'amplificatore, che è quella vista ai morsetti della R_L e che è data dal parallelo della (12) con la R_C .

Lo studio grafico del circuito per le componenti alternative può essere condotto come nel caso di fig. 6. Questa volta, però la resistenza R_L risulta in parallelo alla R_C , come si è visto attraverso il circuito equivalente. Ciò fa sì che il punto di funzionamento non si sposti più lungo la retta di carico tracciata in base al valore di R_C e che serviva a determinare il punto di funzionamento a riposo. Tale retta di carico che non tiene conto della R_L , viene chiamata *retta di carico statica*, perché serve solo a determinare il punto di funzionamento del transistor in condizioni statiche, cioè in assenza di segnali alternativi.

In presenza di questi ultimi, occorre tracciare una retta di carico in base al valore della resistenza R_p . Tale retta deve però passare ancora per il punto di riposo P_0 ; infatti, nell'istante in cui il segnale alternativo passa per il valore zero, il circuito si comporta come se ci fosse solo la componente continua di corrente I_{CO} e quindi in tale istante il punto di funzionamento del transistor deve coincidere con quello di riposo. La situazione è illustrata in fig. 12 e la nuova retta di carico $M'N'$ viene chiamata *retta di carico dinamica*.

Per poter tracciare la retta di carico dinamica, basta determinare il punto M' in modo da tracciare la retta $M'P_0$. Poiché il punto di funzionamento del transistor viene a coincidere con M' quando l'escursione della corrente raggiunge il valore I_{CO} e poiché in tale istante la caduta di tensione sulla resistenza R_p vale $R_p I_{CO}$, risulta che il segmento

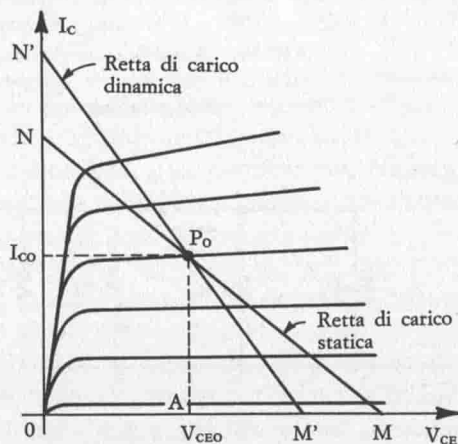


Fig. 12. - Retta di carico statica e retta di carico dinamica.

$M'A$ vale $R_p I_{CO}$ e quindi:

$$V_{M'} = V_{CEO} + R_p I_{CO} (*) \quad (13)$$

Tutte le considerazioni fin qui svolte valgono anche nel caso si faccia uso di transistori di tipo *PNP*. In queste circostanze devono essere invertite le polarità delle batterie E_C ed E_B e quindi cambiano di verso tutte le correnti.

Esempio:

Con riferimento al circuito di fig. 10, supponendo di impiegare un transistoro tipo BC 108, funzionante a riposo nelle stesse condizioni di quello degli esempi precedenti e quindi ancora con:

$$E_B = 1,9 \text{ V} \quad ; \quad E_C = 9 \text{ V} \quad ; \quad R_B = 20 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_C = 300 \Omega$$

supponendo che sia $R_L = 700 \Omega$ e C_a di impedenza trascurabile, si ottiene:

$$R_p = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = \frac{300 \cdot 700}{1000} = 210 \Omega$$

In tale caso l'amplificazione A_i del transistoro vale, dalla (4):

$$A_i = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R_p} = \frac{350}{1 + 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 210} = 323$$

e quella di tensione, dalla (7):

$$A_v = - \frac{A_i R_p}{R_B + h_{ie}} = - \frac{323 \cdot 210}{20 \cdot 10^3 + 500} = - 3,3$$

La retta di carico dinamica taglia l'asse delle V_{CE} nel punto M' , tale che:

$$V_{M'} = V_{CEO} + R_p \cdot I_{CO} = 3 + 210 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 7,2 \text{ V}$$

(mentre quella statica lo taglia nel punto $V_M = E_C = 9 \text{ V}$).

(*) Si può notare che, nell'istante in cui il transistoro s'interdice ($I_C = 0$), la tensione V_{CE} non raggiunge il valore E_C , come nel caso del circuito di fig. 5, ma il valore $V_{M'}$.

Il fenomeno può essere esaminato da un altro punto di vista; il condensatore C_a , che supponiamo di capacità talmente grande, da non variare apprezzabilmente la sua carica durante un periodo del segnale applicato, risulta carico al valore V_{CEO} di riposo. Infatti, in assenza di segnale, un'armatura del condensatore (quella collegata alla R_L) è a potenziale di massa, mentre l'altra, collegata al collettore del transistoro è a potenziale V_{CEO} .

Nell'istante in cui la corrente I_C si annulla, il transistoro si comporta come un circuito aperto e resta unicamente la maglia composta da E_C , R_C , C_a e R_L , che risulta percorsa dalla corrente:

$$I = \frac{E_C - V_{Ca}}{R_C + R_L} = \frac{E_C - V_{CEO}}{R_C + R_L}$$

Il potenziale del punto C diventa allora:

$$V_C = V_{M'} = I R_L + V_{Ca} = R_L \frac{(E_C - V_{CEO})}{R_C + R_L} + V_{CEO} \quad (a)$$

Moltiplicando e dividendo il primo termine della (a) per R_C , si ottiene:

$$V_{M'} = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \frac{E_C - V_{CEO}}{R_C} + V_{CEO} = R_p I_{CO} + V_{CEO}$$

che è ancora la (13).

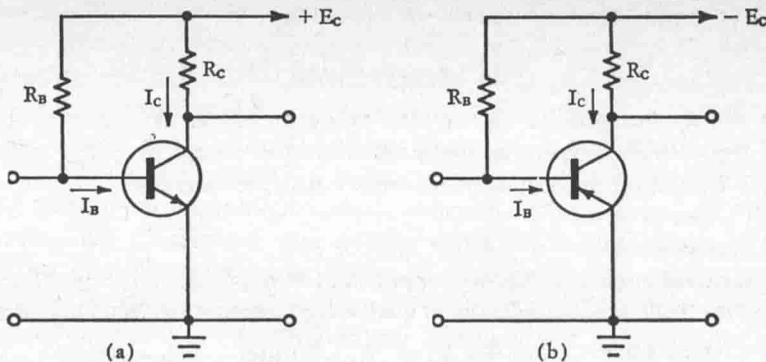


Fig. 13. - Rappresentazione di un amplificatore a transistori con polarizzazione prelevata dalla sorgente di alimentazione: (a) transistoro tipo NPN; (b) transistoro tipo PNP.

3. Polarizzazione del transistoro.

La polarizzazione di un transistoro consiste nel portare il dispositivo a funzionare a riposo in un determinato punto delle sue caratteristiche. Tale punto deve essere scelto in una zona in cui le caratteristiche siano lineari, cioè in una zona non prossima al ginocchio delle curve I_C in funzione di V_{CE} per $I_B = \text{cost.}$

Per far sì che il transistoro funzioni a riposo nelle condizioni prescelte, occorre assicurare un certo valore I_{BO} della corrente di base. Ciò viene fatto con una opportuna scelta della resistenza R_B da porre in serie alla base e della f.e.m. E_B che agisce in tale circuito.

Normalmente, però, la f.e.m. E_B può essere omessa, notando che E_B e E_C hanno la stessa polarità e che può essere impiegata un'unica sorgente di valore E_C . Naturalmente in tale caso la resistenza R_B deve essere dimensionata ancora in base alla (1) che può essere riscritta nella forma:

$$I_B = \frac{E_C - V_{BE}}{R_B} \quad (14)$$

La (14) in condizioni di riposo, può essere scritta nella forma:

$$R_B = \frac{E_C - V_{BE0}}{I_{BO}} \approx \frac{E_C}{I_{BO}} \quad (15)$$

Il circuito dell'amplificatore di fig. 5 appare ora come in fig. 13 (a) nel caso che si impieghi un transistoro tipo NPN e in fig. 13(b), nel caso si impieghi un transistoro tipo PNP. In tale figura è stata omessa, per semplicità la rappresentazione della f.e.m. continua E_C , ma è stato indicato solo un morsetto della stessa, sottintendendo l'altro connesso a massa; ciò per semplificare lo schema del circuito. Di questa semplificazione, in seguito, ne sarà fatto uso normale, tranne in quei casi in cui possa sorgere qualche confusione.

Esempio:

Volendo polarizzare il transistoro BC 108 degli esempi precedenti nel punto prescelto ($I_{BE0} = 60 \mu\text{A}$; $V_{BE0} = 0,71 \text{ V}$; $V_{CE0} = 3 \text{ V}$; $I_{CO} = 20 \text{ mA}$), fruendo della sola batteria di

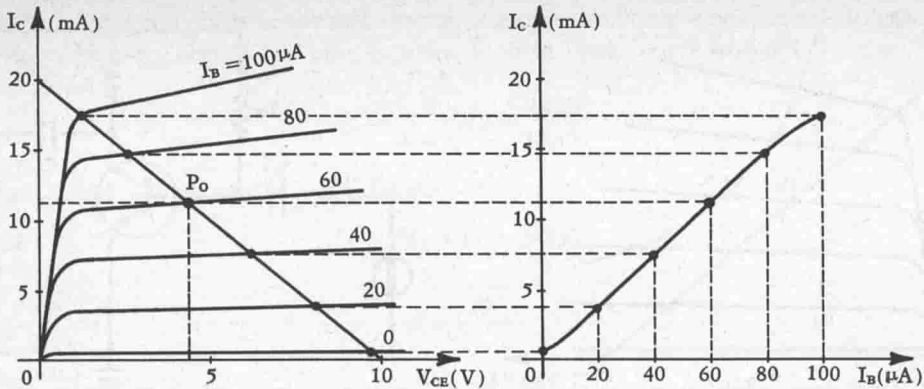


Fig. 14. - Costruzione della caratteristica dinamica mutua di un amplificatore a transistori.

alimentazione $E_C = 9$ V, il valore della resistenza R_B dello schema di fig. 13(a), risulta dalla (15):

$$R_B = \frac{E_C - V_{BE0}}{I_{B0}} = \frac{9 - 0,71}{60 \cdot 10^{-6}} = 138 \text{ k}\Omega$$

In conclusione il problema della polarizzazione si riduce alla determinazione della R_B , mediante la (15) una volta scelto il punto di funzionamento a riposo del transistor. Tale scelta deve essere fatta, come si è detto in modo che si lavori in un tratto lineare delle caratteristiche. Ciò può essere verificato tracciando la *caratteristica dinamica mutua dell'amplificatore*, la quale è una curva che esprime il legame che intercorre fra la corrente di collettore i_C e quella di base i_B in tutti i possibili punti di funzionamento in presenza di segnale. Tali punti devono trovarsi sia sulla retta di carico che sulle caratteristiche di collettore del transistor e quindi sono determinati dai punti d'incontro della retta di carico dinamica con le curve di collettore del transistor.

La costruzione della caratteristica dinamica mutua è indicata in fig. 14.

Nel tratto rettilineo di tale caratteristica il funzionamento è lineare e nella zona centrale della parte lineare occorre scegliere il punto di riposo e quindi il valore della corrente di polarizzazione di base I_{B0} . A questo punto occorre anche accertarsi che il valore di I_{B0} sulle caratteristiche (I_B, V_{BE}) si trovi in un tratto sufficientemente lineare, o meglio, che le massime escursioni della corrente di base intorno a I_{B0} coprano un tratto di caratteristica approssimabile ad un segmento rettilineo.

Si noti che la caratteristica dinamica mutua dipende dalla retta di carico dinamica (e quindi dalla resistenza complessiva R_p) e dalla tensione di alimentazione E_C ; le condizioni di linearità possono quindi essere migliorate cambiando uno di questi valori.

Un limite alle variazioni di carico è però posto dalla massima dissipazione di potenza ammissibile nel transistor. Su tale argomento si tornerà ampiamente nel paragrafo seguente, comunque deve essere chiaro fin da ora che la retta di carico dinamica non deve attraversare zone in cui la potenza dissipata dal transistor superi i limiti ammissibili.

Indicando con P_{dmax} tale valore e notando che:

$$P_d = I_C \cdot V_{CE} \quad (16)$$

sulle caratteristiche di collettore, il luogo dei punti I_C, V_{CE} corrispondente a P_{dmax} è dato

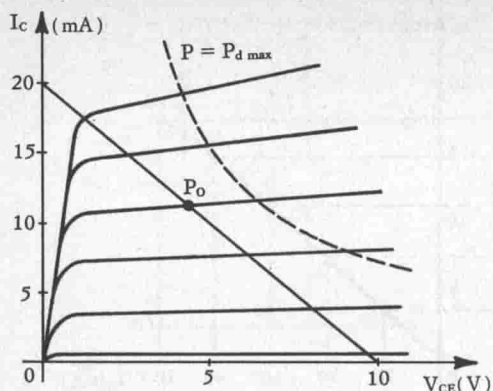


Fig. 15. - Iperbole corrispondente alla massima potenza dissipabile che limita la zona utile delle caratteristiche del transistor.

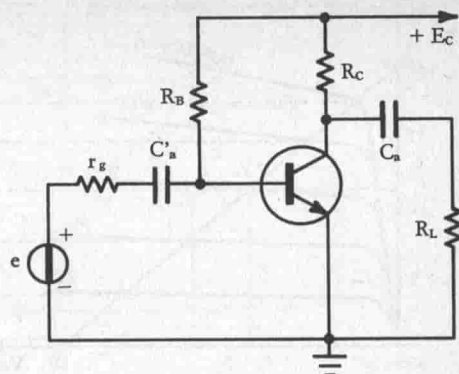


Fig. 16. - Circuito completo di un amplificatore a transistori.

da un'iperbole equilatera, come indicato in fig. 15, che limita la zona utile delle caratteristiche del transistor.

Infine, se all'ingresso dell'amplificatore, il segnale da amplificare è fornito da un generatore di tensione e , occorre far sì che la componente alternata di corrente non superi certi limiti, affinché sia interessata una zona lineare delle caratteristiche di base.

L'ampiezza massima di corrente ammissibile viene fissata ponendo in serie al generatore di tensione una resistenza. Tale resistenza, indicata nello schema di fig. 16 con r_g , tiene conto anche della resistenza interna del generatore, il quale viene accoppiato di solito all'ingresso dell'amplificatore tramite una capacità C'_a . Quest'ultima ha lo scopo di impedire che una parte della corrente continua che attraversa la R_B circoli nel generatore del segnale, mentre deve avere impedenza trascurabile per le componenti alternative che costituiscono il segnale da amplificare.

4. Effetti termici in un transistor.

Si è visto nei capitoli precedenti che le grandezze tipiche di una giunzione e quindi anche i parametri di un transistor sono dipendenti della temperatura delle giunzioni stesse.

Già nel cap. IV si è osservato che in un diodo a giunzione la corrente inversa di saturazione I_S varia con la temperatura e la tensione V_{AK} del diodo polarizzato direttamente è pure dipendente dalla temperatura.

Nel capitolo precedente è stata anche dedotta l'equazione fondamentale di un transistor, collegato a base comune, che lega fra loro le varie correnti:

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CBO} \quad (17)$$

dove I_{CBO} è la corrente inversa della giunzione collettore-base (polarizzata inversamente) e corrisponde alla corrente di collettore ad emettitore aperto.

Nel (17) il parametro α , che rappresenta la frazione della corrente di emettitore che passa al collettore, dipende anch'esso dalla temperatura, oltre che dalla corrente di emettitore.

Nel collegamento a emettitore comune, che è quello che maggiormente interessa nel presente capitolo, l'equazione che lega fra loro le varie correnti (cap. V, par. 3) è:

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \quad (18)$$

che può anche essere scritta nella forma:

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO} \quad (19)$$

dove:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (20)$$

ed è un coefficiente che assume valori da alcune decine a qualche centinaio.

Spesso nei manuali viene fornito il guadagno di corrente statico:

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

il quale sarebbe coincidente con β se la corrente inversa I_{CBO} fosse nulla. Essendo però in pratica I_{CBO} molto piccola rispetto ai valori assunti da I_B (qualche μA nei transistori al germanio e alcuni nA in quelli al silicio), risulta che h_{FE} coincide praticamente con β e tale coincidenza è quasi perfetta nei transistori al silicio. Anche h_{FE} varia con la temperatura e con la corrente di collettore I_C .

In definitiva in un transistor la temperatura ha influenza sulla tensione base-emettitore (giunzione polarizzata direttamente) V_{BE} , sulla corrente I_{CBO} , detta anche corrente di fuga, e sul guadagno statico h_{FE} .

Per quanto riguarda la tensione V_{BE} , essa diminuisce all'aumentare della temperatura di circa $2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, quindi un aumento di temperatura provoca un aumento della corrente di base I_{BO} tanto più sentito quanto più piccolo è il valore della f.e.m. E_B di polarizzazione, come si può notare dalla (1).

La corrente I_{CBO} , invece aumenta all'aumentare della temperatura; essa raddoppia circa per ogni aumento di 10°C di temperatura, per cui in generale, si può dire che la corrente I_{CBO} ad una temperatura T_j , dato il suo valore a $T_j = 25^\circ\text{C}$, che di solito corrisponde alla temperatura ambiente T_a , può approssimativamente essere determinata dalla relazione:

$$(I_{CBO})_{T_j} = (I_{CBO})_{25^\circ\text{C}} \cdot 2^{(T_j - 25)/10} \quad (21)$$

L'effetto della I_{CBO} , che nei transistori al germanio è molto importante, diventa quasi trascurabile in quelli al silicio. Infatti se alla temperatura di 25°C il valore di I_{CBO} in un transistor al germanio è di $10 \mu A$, per un aumento della temperatura di giunzione T_j di 50°C , il valore di I_{CBO} aumenta di circa $2^5 = 32$ volte (50°C equivalgono a cinque decine e quindi a cinque raddoppi di corrente), perciò nel caso in esame è $(I_{CBO})_{75^\circ\text{C}} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 32 = 320 \mu A$. Se il transistor ha $h_{FE} \cong \beta = 50$, risulta:

$$(1 + h_{FE}) I_{CBO} = 51 \cdot 320 \cdot 10^{-6} = 16,32 \text{ mA}$$

il che altera notevolmente il valore di I_C a parità di corrente di base I_B .

Nel caso, invece di un transistor al silicio, avente $(I_{CBO})_{25^\circ\text{C}} = 10 \text{ nA}$, per una

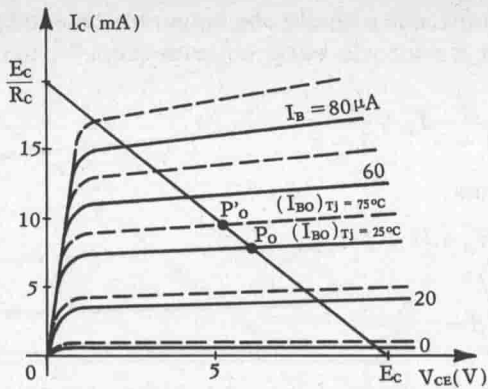


Fig. 17. - Traslazione delle caratteristiche di collettore per effetto della variazione di I_{CBO} con la temperatura.

variazione di $T_J = 50^\circ\text{C}$, il valore di I_{CBO} aumenta ancora di 32 volte, per cui:

$$(I_{CBO})_{75^\circ\text{C}} = 10 \cdot 10^{-9} \cdot 32 = 320 \text{ nA}$$

e, anche supponendo $h_{FE} = 500$, si ha:

$$(1 + h_{FE})I_{CBO} = 320 \cdot 10^{-9} \cdot 501 = 160,3 \text{ } \mu\text{A}$$

che costituisce una variazione trascurabile.

Ad ogni modo un aumento della temperatura produce un aumento della corrente I_C a parità di corrente di base I_B ; ciò provoca una traslazione verso l'alto delle caratteristiche, come illustrato in fig. 17, e quindi uno spostamento del punto di funzionamento a riposo da P_O a P'_O .

Se, per caso al punto P'_O corrisponde una potenza dissipata maggiore che in P_O , tale aumento di potenza provoca un corrispondente aumento della temperatura di giunzione T_J e quindi un ulteriore aumento della I_C . Proseguendo con tale fenomeno si arriva alla distruzione del transistor per eccesso della temperatura di giunzione e si dice che, in questo caso, si ha *instabilità termica*.

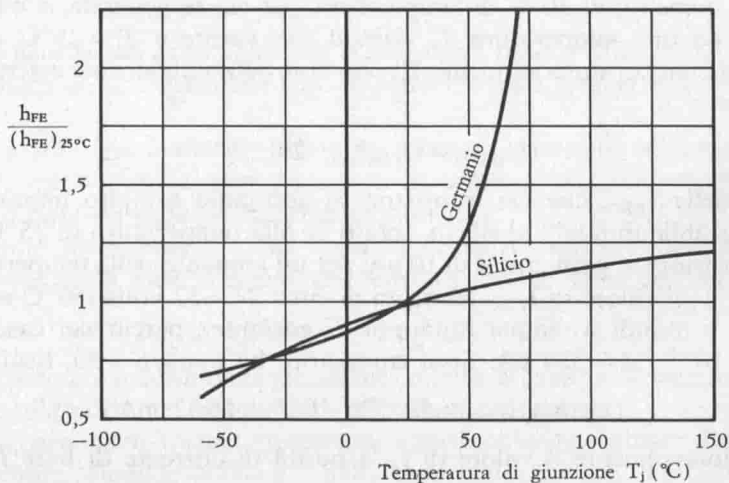


Fig. 18. - Variazioni di h_{FE} in funzione della temperatura di giunzione.

Anche il parametro h_{FE} dipende dalla temperatura secondo una legge indicata in fig. 18, in cui sono mostrate due curve tipiche per transistori al germanio e per quelli al silicio.

L'effetto pratico della variazione di h_{FE} è quello di far variare la corrente di collettore I_C a parità della corrente di base I_B , quindi è un effetto del tutto simile a quello delle variazioni di I_{CBO} e dà luogo anch'esso ad uno spostamento del punto di riposo.

Un fenomeno analogo è però anche prodotto dalla *dispersione delle caratteristiche*. Con ciò si intende la variazione dei parametri che si hanno sostituendo un transistor con un altro dello stesso tipo. Il parametro maggiormente variabile è proprio h_{FE} che può variare entro larghi limiti anche da 1 a 10). In genere il costruttore fornisce il valore minimo, quello massimo e quello tipico; molto spesso esistono delle selezioni distinte con delle lettere (ad esempio BC 183 A; BC 183 B; BC 183C) in cui h_{FE} può variare al massimo nel rapporto da 1 a 2.

In conclusione il punto di funzionamento a riposo può variare con la temperatura per effetto della variazione dei tre parametri V_{BE} ; I_{CBO} ; h_{FE} . L'entità delle variazioni viene misurata dai cosiddetti fattori di stabilità, definiti come segue:

$$S = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} \quad (22)$$

$$M = \frac{dI_C}{dV_{BE}} \quad (23)$$

$$N = \frac{dI_C}{dh_{FE}} \quad (24)$$

Si può dimostrare facilmente che in un amplificatore del tipo di fig. 10 è (*):

$$S = 1 + h_{FE} \quad (25)$$

(*) Infatti dalle relazioni viste in precedenza e che per comodità vengono riscritte:

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO} \quad (28)$$

$$I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B} \quad (29)$$

$$I_C = h_{FE} I_B \quad (30)$$

si ricava, supponendo h_{FE} e V_{BE} costanti, dalla (28):

$$\frac{dI_C}{dI_{CBO}} = 1 + \beta \cong 1 + h_{FE}$$

Supponendo I_{CBO} e h_{FE} costanti:

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{dI_C}{dI_B} \frac{dI_B}{dV_{BE}} = \beta \frac{dI_B}{dV_{BE}}$$

ma dalla (29):

$$\frac{dI_B}{dV_{BE}} = -\frac{1}{R_B}$$

da cui:

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = -\frac{\beta}{R_B} \cong -\frac{h_{FE}}{R_B}$$

Infine dalla (30):

$$\frac{dI_C}{dh_{FE}} = I_B$$

$$M = -\frac{h_{FE}}{R_B} \quad (26)$$

$$N = I_B \quad (27)$$

Nel progetto di un amplificatore è bene che i fattori di stabilizzazione siano ridotti il più possibile, per far sì che una variazione dei parametri in questione influisca poco sul valore di I_C e quindi sul punto di funzionamento a riposo scelto.

La riduzione dei fattori di stabilizzazione può essere ottenuta mediante circuiti di stabilizzazione o circuiti di compensazione.

Nel primo caso si impiegano circuiti che tendono a limitare gli effetti termici; nel secondo si fa uso di circuiti sensibili alla temperatura e che tendono ad annullare con la variazione dei loro parametri, quelle dei parametri del transistor.

Metodi di stabilizzazione.

Il metodo più comune di stabilizzazione termica consiste nell'inserire una resistenza R_E in serie all'emettitore, secondo lo schema di fig. 19. *

Prima di illustrare quantitativamente l'effetto della R_E , vediamo di comprenderne il comportamento in modo intuitivo.

Nel caso di un aumento della corrente I_C , sia per effetto di un aumento della I_{CBO} o di h_{FE} , viene ad aumentare la caduta di tensione ai capi della resistenza R_E e ad innalzarsi il potenziale del punto E . Ciò provoca una diminuzione della corrente I_B , poiché viene a diminuire la caduta di tensione fra il punto corrispondente al morsetto positivo di E_B e il morsetto di emettitore E . La diminuzione di I_B produce una diminuzione di I_C che compensa almeno in parte l'aumento dovuto agli effetti termici. *In altre parole si tende a bilanciare l'effetto di un aumento della I_{CBO} o di h_{FE} con una diminuzione della corrente di base.*

Per tradurre i concetti ora esposti in termini quantitativi, basta applicare il secondo principio di Kirchhoff al circuito di base. Si ottiene:

$$E_B = R_B I_B + V_{BE} - R_E I_E$$

che, essendo: $I_E = -(I_B + I_C)$, può essere riscritta nella forma:

$$E_B = R_B I_B + V_{BE} + R_E (I_B + I_C) \cdot$$

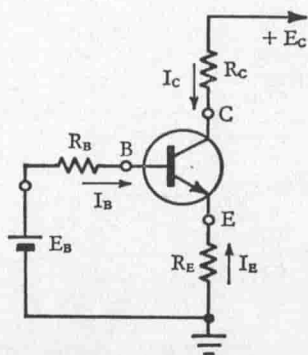


Fig. 19. - Metodo di stabilizzazione con resistenza R_E posta sull'emettitore.

Ricavando la corrente I_B , si ottiene:

$$(R_B + R_E)I_B = E_B - V_{BE} - R_E I_C$$

da cui:

$$I_B = \frac{E_B - V_{BE} - R_E I_C}{R_B + R_E} \quad (31)$$

Sostituendo il valore di I_B nella (19), dopo aver sostituito h_{FE} al posto di β , si ottiene:

$$I_C = h_{FE} \frac{E_B - V_{BE} - R_E I_C}{R_B + R_E} + (1 + h_{FE}) I_{CBO} \quad (32)$$

da cui si può ricavare il valore di I_C . Si ha:

$$I_C \left(1 + \frac{h_{FE} R_E}{R_B + R_E} \right) = h_{FE} \frac{E_B - V_{BE}}{R_B + R_E} + (1 + h_{FE}) I_{CBO}$$

ovvero:

$$I_C \frac{R_B + R_E(1 + h_{FE})}{R_B + R_E} = h_{FE} \frac{E_B - V_{BE}}{R_B + R_E} + (1 + h_{FE}) I_{CBO}$$

e quindi:

$$I_C = \frac{h_{FE}(E_B - V_{BE})}{R_B + R_E(1 + h_{FE})} + \frac{(1 + h_{FE})(R_B + R_E)}{R_B + R_E(1 + h_{FE})} I_{CBO} \quad (33)$$

Se ora V_{BE} e h_{FE} si suppongono costanti, si ottiene:

$$S = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} = \frac{(1 + h_{FE})(R_B + R_E)}{R_B + R_E(1 + h_{FE})} = \frac{R_B + R_E}{R_E + R_B/(1 + h_{FE})} \quad (34)$$

Supponendo, invece, h_{FE} e I_{CBO} costanti, si ha dalla (33):

$$M = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = - \frac{h_{FE}}{R_B + R_E(1 + h_{FE})} \quad (35)$$

Se infine si suppone I_{CBO} e V_{BE} costanti, si ricava (*):

$$N = \frac{dI_C}{dh_{FE}} \cong \frac{I_C}{h_{FE}^2} S \quad (36)$$

(*) Differenziando la (32), si ottiene:

$$dI_C = dh_{FE} \frac{E_B - V_{BE} - R_E I_C}{R_B + R_E} - \frac{h_{FE} R_E}{R_B + R_E} dI_C + dh_{FE} I_{CBO}$$

che può essere scritta, raccogliendo i termini in dI_C e dh_{FE} :

$$dI_C \left(1 + \frac{h_{FE} R_E}{R_B + R_E} \right) = dh_{FE} \left[\frac{E_B - V_{BE} - R_E I_C}{R_B + R_E} + I_{CBO} \right]$$

moltiplicando e dividendo il secondo membro per h_{FE} , si ottiene:

$$dI_C \frac{R_B + R_E(1 + h_{FE})}{R_B + R_E} = \frac{dh_{FE}}{h_{FE}} \left[h_{FE} \frac{E_B - V_{BE} - R_E I_C}{R_B + R_E} + h_{FE} I_{CBO} \right]$$

ma il termine entro parentesi a secondo membro coincide praticamente con il secondo membro della (32), pur
(segue a pag. 170)

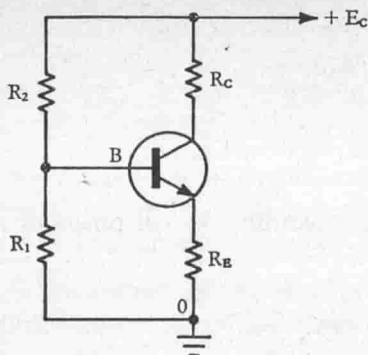


Fig. 20. - Polarizzazione del transistor mediante partitore di tensione.

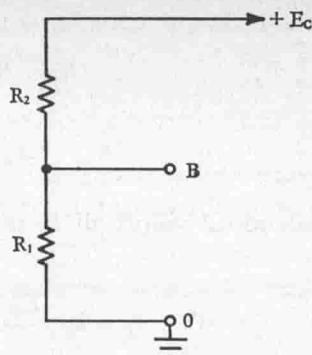


Fig. 21. - Applicazione del teorema di Thévenin al partitore di polarizzazione di fig. 20.

Analizzando i risultati ottenuti, si osserva che la riduzione del fattore di stabilità S può essere ottenuta con un piccolo valore di R_B . Infatti per $R_B \ll R_E$, la (34) tende al valore 1, per cui sarà sempre:

$$1 < S < (1 + h_{FE})$$

In realtà è piuttosto difficile soddisfare questa condizione, perché ottenere valori di R_B molto piccoli e R_E grandi comporta avere valori modesti di E_B e forti cadute di tensione in R_E , anche con notevole potenza in essa dissipata.

L'ostacolo può essere in parte aggirato con l'impiego del circuito di fig. 20, cioè impiegando la stessa sorgente di alimentazione E_C per polarizzare la base del transistor, tramite un partitore di tensione.

Infatti se si apre il circuito di base e si applica il teorema di Thévenin fra i punti B e 0 (massa), come indicato in fig. 21, fra detti punti il circuito può essere sostituito da un generatore avente f.e.m.:

$$E_B = \frac{E_C}{R_1 + R_2} R_1 \quad (37)$$

con in serie una resistenza R_B , che è quella vista fra i morsetti B e 0 cortocircuitando la f.e.m. E_C . È:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (38)$$

(cortocircuitando E_C , cioè mettendo a massa il morsetto $+$ di E_C , le resistenze R_1 e R_2 vengono a trovarsi in parallelo).

di porre $1 + h_{FE} = h_{FE}$, ed equivale a I_C , per cui la relazione precedente può essere scritta nella forma:

$$dI_C(1 + h_{FE}) \frac{R_E + R_B/(1 + h_{FE})}{R_B + R_E} = \frac{dh_{FE}}{h_{FE}} I_C$$

e quindi:

$$\frac{dI_C}{dh_{FE}} = \frac{I_C}{h_{FE}(1 + h_{FE})} \frac{R_B + R_E}{R_E + R_B/(1 + h_{FE})} \cong \frac{I_C S}{h_{FE}^2}$$

In tali condizioni, fissando opportunamente il valore delle resistenze R_1 e R_2 e del rapporto di partizione, si possono ottenere i valori di E_B e R_B desiderati. È evidente che per ottenere piccoli valori di R_B , anche R_1 e R_2 devono essere piccole, cioè la corrente che circola in R_1 deve essere molto più grande della corrente di base I_B , per cui la stabilizzazione termica si ottiene a spese di una certa potenza dissipata nel partitore R_1 , R_2 .

In realtà nel progetto di un amplificatore si fissa il valore di S e di R_E ; quest'ultima con il criterio che la caduta di tensione ai suoi capi sia contenuta entro pochi Volt ($1 \div 2$ V). Noto h_{FE} , dalla (34) si ricava allora il valore di R_B ; avendo fissato il punto di funzionamento a riposo (I_{BO} e V_{BEO}), dalla (31) si ottiene il valore E_B e, infine, essendo stabilita la tensione di alimentazione E_C , dalle (37) e (38), si determinano i valori di R_1 e R_2 .

Per ottenere una buona stabilizzazione termica, è quindi opportuno che $R_B \ll R_E(1 + h_{FE})$. In tali condizioni le relazioni che forniscono i fattori di stabilità termica possono essere semplificate e approssimate come segue:

$$S \cong \frac{R_B + R_E}{R_E} = 1 + \frac{R_B}{R_E} \quad (39)$$

$$M \cong -\frac{1}{R_E} \quad (40)$$

$$N = \frac{I_C}{h_{FE}^2} S = \frac{I_C}{h_{FE}^2} (1 + R_B/R_E) \quad (41)$$

Esempio:

Consideriamo nel circuito di fig. 19 un transistor al germanio avente $h_{FE} = 50$ e funzionante con $I_{CO} = 10$ mA, con una corrente $(I_{CBO})_{25^\circ C} = 10$ μ A. Proponiamoci di calcolare la variazione della corrente I_C alla temperatura di giunzione $T_j = 55^\circ C$, assumendo un fattore di stabilità termica $S = 6$ e fissando a 2 V la caduta di tensione ai capi di R_E . Il valore di R_E è dato approssimativamente da:

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_{CO} + I_{BO}} = \frac{V_{RE}}{I_{CO}(1 + 1/h_{FE})} = \frac{2}{10 \cdot 10^{-3}(1 + 1/50)} =$$

$$= \frac{2}{10 \cdot 10^{-3} \cdot 1,02} = 196 \, \Omega$$

e dalla (39) è:

$$R_B = (S - 1)R_E = 5 \cdot 196 = 980 \, \Omega$$

La corrente I_C subisce una variazione per effetto dell'aumento della I_{CBO} . Si ha infatti:

$$(I_{CBO})_{55^\circ C} = (I_{CBO})_{25^\circ C} \cdot 2^{(55-25)/10} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 8 = 80 \, \mu A$$

e l'aumento della I_{CBO} è:

$$\Delta I_{CBO} = (80 - 10) \cdot 10^{-6} = 70 \, \mu A$$

In corrispondenza si ha:

$$\Delta_1 I_C = S \Delta I_{CBO} = 6 \cdot 70 \cdot 10^{-6} = 420 \, \mu A$$

La tensione V_{BE} subisce una diminuzione, che approssimativamente vale ($\Delta V_{BE} = 2,5$ mV/ $^\circ C$):

$$\Delta V_{BE} = -2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (55 - 25) = -75 \, mV$$

e la corrispondente variazione di corrente risulta:

$$\Delta_2 I_C = M \Delta V_{BE} \cong \frac{\Delta V_{BE}}{R_E} = \frac{75 \cdot 10^{-3}}{196} = 383 \text{ } \mu\text{A}$$

Infine, dal diagramma di fig. 18, la variazione di h_{FE} può essere stimata pari a circa il 30%, cioè:

$$\Delta h_{FE} = 50 \cdot 30/100 = 15.$$

In corrispondenza la variazione di I_C risulta:

$$\Delta_3 I_C = \frac{I_C S}{h_{FE}^2} \Delta h_{FE} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 15}{50^2} = 360 \text{ } \mu\text{A}$$

La variazione complessiva della corrente I_C risulta dalla somma delle variazioni ora calcolate, E' :

$$\Delta I_C = \Delta_1 I_C + \Delta_2 I_C + \Delta_3 I_C = (420 + 383 + 360) \cdot 10^{-6} = 1,163 \text{ mA}$$

cioè per una variazione di 30°C , la corrente di collettore ha subito una variazione di un 10%.

Nel caso invece di un transistor al silicio avente $h_{FE} = 100$ e funzionante ancora con $I_{CO} = 10 \text{ mA}$, con una corrente $(I_{CBO})_{55^\circ\text{C}} = (I_{CBO})_{25^\circ\text{C}} \cdot 2^{(55-25)/10} = 20 \cdot 8 = 160 \text{ nA}$.

In corrispondenza si ha:

$$\Delta_1 I_C = S \Delta I_{CBO} = 6(160 - 20) \cdot 10^{-9} = 840 \text{ nA}$$

La variazione di corrente I_C dovuta alla variazione di V_{BE} è ancora praticamente simile a quella del caso precedente, cioè $\Delta_2 I_C = 383 \text{ } \mu\text{A}$.

Il valore di h_{FE} varia di circa un 8%, sempre in base al diagramma di fig. 18, quindi è $\Delta h_{FE} = 100 \cdot 8/100 = 8$ e la variazione corrispondente di I_C è:

$$\Delta_3 I_C = \frac{I_{CO} S}{h_{FE}^2} \Delta h_{FE} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 6}{100^2} \cdot 8 = 48 \text{ } \mu\text{A}$$

In questo caso la variazione complessiva di corrente I_C risulta:

$$\Delta I_C = (0,840 + 383 + 48) \cdot 10^{-6} = 0,43 \text{ mA}$$

cioè la variazione di I_C è inferiore al 5% e non è praticamente influenzata dalla I_{CBO} .

Se ora all'amplificatore di fig. 19 si applica un segnale alternativo, si osserva che anche la resistenza di stabilizzazione R_E risulta percorsa da una componente alternativa di corrente, la quale produce ai suoi capi una tensione alternata che si oppone alla f.e.m. del generatore applicato e quindi riduce la componente alternativa della corrente di base e di conseguenza l'amplificazione.

Si può ovviare a questo inconveniente ponendo in parallelo alla R_E un condensatore C_E , tale da costituire un'impedenza molto minore di R_E , ad esempio $X_{CE} = (1/10)R_E$, per la più bassa frequenza del segnale da amplificare. In tal modo la tensione alternativa ai capi della R_E diventa trascurabile (il condensatore C_E cortocircuita la R_E per i segnali alternati) e l'amplificazione risulta simile a quella che si avrebbe in assenza di stabilizzazione termica. Il condensatore C_E non dà luogo invece ad alcun effetto nei riguardi della stabilizzazione termica, in quanto le componenti continue di corrente o quelle lentamente variabili dovute ai fenomeni termici, i quali sono sempre piuttosto lenti, passano tutte attraverso la resistenza R_E e sono bloccate dal condensatore C_E . Lo schema completo di un amplificatore, con il circuito per la stabilizzazione termica si presenta come in fig. 22.

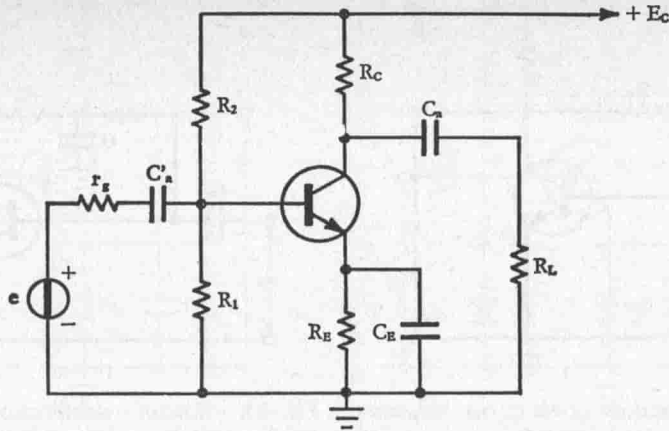


Fig. 22. - Schema di un amplificatore completo di circuito per la stabilizzazione termica.

Altri metodi di stabilizzazione.

La stabilizzazione termica può anche essere ottenuta prelevando la tensione di polarizzazione di base dal collettore del transistor secondo lo schema di fig. 23.

Anche in questo caso ad un aumento della corrente di collettore, segue una diminuzione della tensione V_{CE} (aumenta la caduta di tensione ai capi di R_C) e poiché la corrente di base I_B è data dalla relazione:

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_B} \quad (42)$$

di conseguenza si riduce il valore di I_B e tale riduzione compensa in parte l'aumento di I_C .

Lo studio del circuito di fig. 23 può essere effettuato partendo dalla (42) e considerando che:

$$V_{CE} = E_C - R_C(I_C + I_B)$$

per cui la (42) diventa:

$$I_B = \frac{E_C - R_C I_C - R_C I_B - V_{BE}}{R_B} \quad (43)$$

che può essere scritta nella forma:

$$R_B I_B = E_C - V_{BE} - R_C I_C - R_C I_B$$

e quindi:

$$I_B(R_B + R_C) = E_C - V_{BE} - R_C I_C$$

da cui:

$$I_B = \frac{E_C - V_{BE} - R_C I_C}{R_B + R_C} \quad (44)$$

Si può ora osservare che la (44) coincide praticamente con la (31) con la sola differenza che al posto di E_B , troviamo E_C e al posto di R_E la R_C . Seguendo un

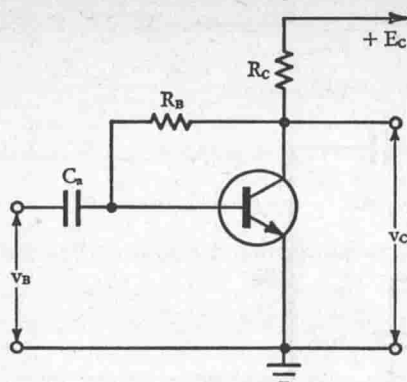


Fig. 23. - Stabilizzazione ottenuta con resistenza interposta tra collettore e base.

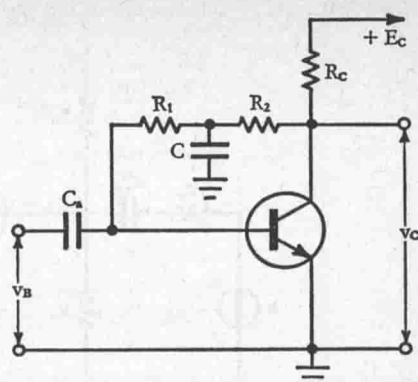


Fig. 24. - Circuito stabilizzato con $R_1 - R_2$; il condensatore C impedisce alla componente alternativa di collettore di ritornare sulla base.

procedimento del tutto identico a quello del caso precedente, cioè sostituendo ancora l'espressione di I_B nella (19) e così via, si arriva ad esprimere i fattori di stabilità in forma analoga, con l'unica variante della resistenza R_C al posto di R_E . È quindi:

$$S = \frac{R_B + R_C}{R_C + R_B/(1 + h_{FE})} \quad (45)$$

$$M = -\frac{h_{FE}}{R_B + R_C(1 + h_{FE})} \quad (46)$$

$$N = \frac{I_C S}{h_{FE}^2}$$

Anche in questo caso, però, tramite la resistenza R_B , il segnale alternato sul collettore, ritorna nel circuito di base, cioè una parte della componente alternata della corrente i_C , attraverso R_E rientra nella base e tale effetto, come si vedrà in seguito, dà luogo ad una riduzione dell'amplificazione.

Si può evitare ciò, modificando il circuito come in fig. 24. In esso la resistenza R_B è stata divisa in due parti R_1 e R_2 tali che $R_1 + R_2 = R_B$ e il punto di connessione di tali resistenze è stato collegato a massa tramite un condensatore C di reattanza trascurabile per le componenti alternate da amplificare. In tal modo il condensatore cortocircuita a massa le componenti alternative impedendo che queste ritornino sulla base. Per le componenti continue o lentamente variabili, invece il circuito si comporta come se il condensatore non ci fosse, di modo che esso funziona esattamente come quello di fig. 23.

Metodi di compensazione.

Come si è già accennato, i metodi di compensazione degli effetti termici di un transistor, fanno uso di elementi sensibili alla temperatura. Uno di questi consiste nel sostituire la resistenza R_1 nel circuito delle figg. 19 o 21 con un termistore NTC, cioè con coefficiente di temperatura negativo (fig. 25).

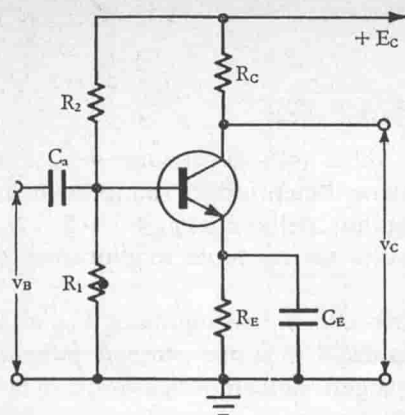


Fig. 25. - Compensazione termica ottenuta con NTC.

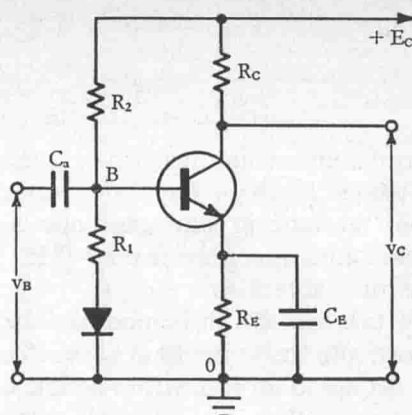


Fig. 26. - Compensazione termica ottenuta con un diodo.

In tal caso, dalle (37) e (38), si osserva che, aumentando la temperatura e di conseguenza diminuendo il valore di R_1 , la f.e.m. equivalente E_B e la resistenza R_B diminuiscono.

Se ora si dimensiona il circuito in modo che E_B diminuisca di circa $2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, cioè dello stesso ammontare di V_{BE} , dalla (33) si osserva che il termine $E_B - V_{BE}$, che ivi compare, resta di valore costante e quindi non c'è alcuna variazione di corrente per effetto della variazione di V_{BE} . La diminuzione della R_B produce anche una riduzione della variazione di I_C per effetto della I_{CBO} , in quanto, come si può osservare dalla (39), anche il fattore di stabilità S si riduce all'aumentare della temperatura.

Un altro modo di ottenere una compensazione è quello di porre in serie alla resistenza R_1 un diodo polarizzato direttamente e avente una caduta di tensione diretta V_D pari alla V_{BE} del transistor e variabile con la stessa legge al variare della temperatura. Lo schema di tale circuito è riportato in fig. 26.

Si può ora osservare che, se si suppone nulla la resistenza differenziale del diodo, l'applicazione del teorema di Thévenin fra il punto B e massa, fornisce:

$$E_B = \frac{E_C - V_D}{R_1 + R_2} R_1 + V_D \quad (47)$$

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

Sostituendo la (47) nella (33) si ottiene:

$$I_C = \frac{h_{FE} \left(\frac{E_C - V_D}{R_1 + R_2} R_1 + V_D - V_{BE} \right)}{R_B + R_E (1 + h_{FE})} + \frac{(1 + h_{FE})(R_B + R_E)}{R_B + R_E (1 + h_{FE})} I_{CBO}$$

che nel caso che $R_B \ll R_E (1 + h_{FE})$, trascurando 1 rispetto ad h_{FE} e considerando $V_D = V_{BE}$ ad ogni valore di temperatura, si può semplificare nella:

$$I_C = \frac{(E_C - V_D) R_1}{(R_1 + R_2) R_E} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E} \right) I_{CBO}$$

Supponendo I_{CBO} costante, si ha:

$$M = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{dI_C}{dV_D} = - \frac{R_1}{(R_1 + R_2)R_E}$$

che risulta diminuito rispetto a quello espresso dalla (40) in ragione del rapporto di partizione $R_1/(R_1 + R_2)$. Tale rapporto, se R_E viene dimensionata in modo che la caduta di tensione ai suoi capi non superi un quinto della E_C ($V_{RE} = 1 \div 2$ V), sarà anch'esso non superiore a $0,2 \div 0,25$, per cui risulta un notevole miglioramento del fattore di stabilità M .

In tale metodo di compensazione è necessario che V_D sia uguale a V_{BE} e che si comporti allo stesso modo al variare della temperatura. Ciò si può ottenere ponendo al posto del diodo un transistor uguale a quello impiegato nell'amplificatore, con la base connessa al collettore, secondo lo schema di fig. 27. Questa tecnica è fondamentale nei circuiti integrati, di cui si parlerà nei capitoli successivi.

Nei transistori al germanio in cui l'effetto della I_{CBO} è notevole, questo può essere compensato, aggiungendo fra base e massa un diodo polarizzato inversamente e avente una corrente di saturazione $I_s = I_{CBO}$ del transistor e variabile con la stessa legge al variare della temperatura.

Si può dimostrare che in tale circostanza (fig. 28), la corrente inversa I_s può compensare interamente l'effetto della I_{CBO} e che il valore del fattore di stabilità S diventa uguale a 1 (*).

(*) Infatti nello schema di fig. 28, applicando il teorema di Thévenin fra base e massa, considerando nulla la resistenza differenziale del diodo polarizzato direttamente e infinita quella del diodo polarizzato inversamente, si ha (fig. 29):

$$E_C = R_2(I_1 + I_{CBO}) + R_1 I_1 + V_{D1}$$

ovvero:

$$(R_1 + R_2)I_1 = E_C - R_2 I_{CBO} - V_{D1}$$

e quindi:

$$I_1 = \frac{E_C - V_{D1} - R_2 I_{CBO}}{R_1 + R_2}$$

e infine:

$$E_B = R_1 I_1 + V_{D1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (E_C - V_{D1} - R_2 I_{CBO}) + V_{D1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (E_C - V_{D1}) + V_{D1} - R_B I_{CBO}$$

essendo ancora:

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

Sostituendo il valore di E_B nella (33) e ricordando che deve essere $V_{D1} = V_{BE}$, si ha:

$$I_C = \frac{h_{FE} \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} (E_C - V_{D1}) + V_{D1} - V_{BE} \right] - h_{FE} R_B I_{CBO}}{R_B + R_E (1 + h_{FE})} +$$

$$+ \frac{(1 + h_{FE})(R_B + R_E)}{R_B + R_E (1 + h_{FE})} I_{CBO} = \frac{h_{FE} \frac{R_1}{R_1 + R_2} (E_C - V_{D1})}{R_B + R_E (1 + h_{FE})} + I_{CBO}$$

da cui:

$$S = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} = 1$$

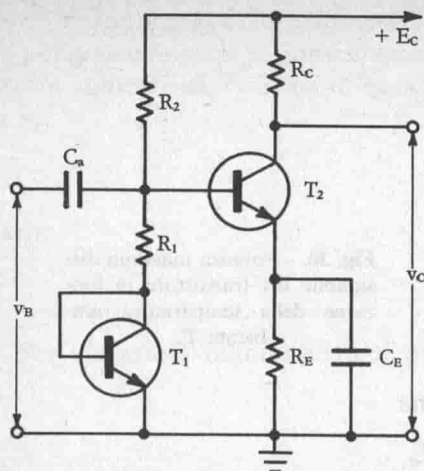


Fig. 27. - Compensazione termica ottenuta con un transistor T_1 uguale a T_2 , con la base connessa al collettore.

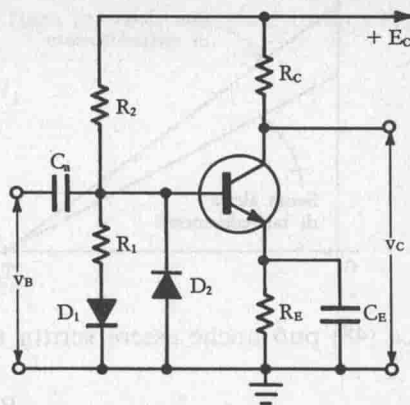


Fig. 28. - Compensazione della I_{CBO} mediante un diodo polarizzato inversamente.

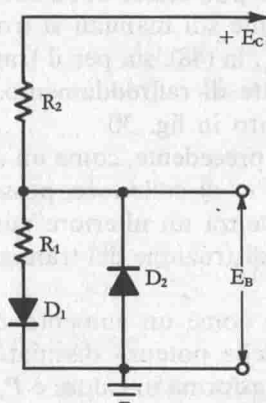


Fig. 29.

Stabilità termica e fuga termica di un transistor.

Come si è visto nel capitolo precedente, la potenza P_d dissipata nel collettore (quella dissipata nella giunzione base-emettitore è di solito trascurabile), si trasforma in calore che viene smaltito all'esterno attraverso il contenitore. Tale calore va ad elevare la temperatura di giunzione T_j , il cui ammontare dipende dalla temperatura ambiente e dalla possibilità del transistor di trasmettere il calore in esso sviluppato, all'ambiente esterno.

Questa possibilità è espressa dalla resistenza termica θ che indica la difficoltà del calore a propagarsi dall'interno del transistor all'ambiente esterno. Essa, come si è già visto, si esprime in $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ed è legata alla temperatura T_j e ambiente T_a , dalla relazione:

$$T_j = T_a + \theta P_d \quad (48)$$

da cui si vede che, quanto più piccolo è θ , tanto minore è la sovratemperatura all'interno del transistor (al limite per $\theta = 0$ è $T_j = T_a$).

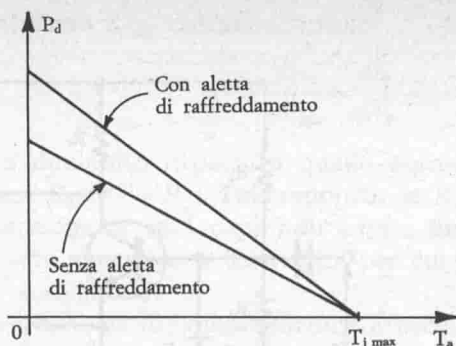


Fig. 30. - Potenza massima dissipabile del transistor in funzione della temperatura ambiente T_a .

La (48) può anche essere scritta nella forma:

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{\theta} \quad (49)$$

in cui P_d indica la potenza elettrica che nel transistor si trasforma in calore (calorie/secondo) e $(T_j - T_a)/\theta$ indica le calorie al secondo trasmesse all'ambiente esterno.

La resistenza termica del transistor può essere abbassata montando il transistor su alette di raffreddamento. Normalmente sui manuali si trovano le curve (rette) che esprimono, per un determinato $T_j = T_{jmax}$, la (48), sia per il transistor, montato nel suo involucro normale, sia montato su alette di raffreddamento.

Un esempio di tali curve è riportato in fig. 30.

Si è anche accennato nel paragrafo precedente, come un aumento della temperatura, a causa dell'aumento della corrente I_C di collettore, possa provocare un aumento della potenza dissipata P_d e di conseguenza un ulteriore aumento di temperatura. Il fenomeno può esaltarsi e condurre alla distruzione del transistor a causa di un valore eccessivo di T_j .

Esaminando la (49), si può vedere come un aumento ΔT_j della temperatura di giunzione provochi un aumento ΔP_d della potenza dissipata.

La nuova potenza elettrica che si trasforma in calore è $P_d + \Delta P_d$, mentre le calorie al secondo che vengono trasmesse all'ambiente esterno, risultano:

$$\frac{T_j - T_a + \Delta T_j}{\theta}$$

Risulta quindi che la variazione della potenza dissipata è ΔP_d , mentre quella della calorie/secondo trasmesse all'esterno è $\Delta T_j/\theta$.

Ora può capitare che:

$$\Delta P_d < \frac{\Delta T_j}{\theta}$$

In tal caso l'aumento della T_j porta ad un aumento delle calorie/secondo trasmesse all'esterno, maggiore dell'incremento di potenza dissipata; ciò porta a ridurre la temperatura di giunzione e quindi si tende a una situazione di equilibrio.

Se invece è:

$$\Delta P_d > \frac{\Delta T_j}{\theta}$$

risulta che l'aumento delle calorie/secondo trasmesse all'esterno è minore dell'aumento della potenza dissipata. Il transistor continua ad accumulare calorie che producono un ulteriore aumento di T_j . Si ha in questo caso la fuga termica; questa è quindi impedita solo se:

$$\Delta P_d < \frac{\Delta T_j}{\theta}$$

ovvero:

$$\frac{\Delta P_d}{\Delta T_j} < \frac{1}{\theta}$$

Per variazioni infinitesimali si può scrivere:

$$\frac{dP_d}{dT_j} < \frac{1}{\theta} \quad (50)$$

Il fenomeno è particolarmente importante nei transistori al germanio, in quanto in essi la principale variazione della I_C con la temperatura è dovuta alla I_{CBO} , la quale cresce con legge esponenziale all'aumentare della temperatura. In tal caso, considerando trascurabili gli effetti dovuti a variazioni di V_{BE} e h_{FE} , la (50) può essere scritta nella forma:

$$\frac{dP_d}{dT_j} = \frac{dP_d}{dI_C} \frac{dI_C}{dT_j} < \frac{1}{\theta} \quad (51)$$

Ora, essendo (fig. 26):

$$P_d = V_{CE} I_C = [E_C - (R_C + R_E) I_C] I_C$$

segue che:

$$\frac{dP_d}{dI_C} = E_C - 2(R_C + R_E) I_C \quad (52)$$

mentre per dI_C/dT_j si può scrivere:

$$\frac{dI_C}{dT_j} = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} \frac{dI_{CBO}}{dT_j} = S \frac{dI_{CBO}}{dT_j} \quad (53)$$

ma, potendo esprimere approssimativamente la I_{CBO} ad una temperatura T_j con la relazione:

$$(I_{CBO})_{T_j} = (I_{CBO})_{T_o} \cdot 2^{\frac{T_j - T_o}{10}}$$

dove T_o è una determinata temperatura di riferimento (ad esempio 25 °C), si ha:

$$\frac{dI_{CBO}}{dT_j} = (I_{CBO})_{T_j} \cdot (1/10) \log_e 2 \cong 0,07 (I_{CBO})_{T_j} \quad (54)$$

Sostituendo le espressioni ora ricavate nella (51), si arriva alla condizione per la stabilità termica:

$$0,07 (I_{CBO})_{T_j} \cdot S \cdot [E_C - 2(R_C + R_E) I_C] < 1/\theta \quad (55)$$

Se la relazione (55) non fosse verificata, occorre agire o sul fattore di stabilità S o sulla resistenza R_C dell'amplificatore, in modo da ridurre il primo membro della (53),

oppure sul dissipatore in modo da ridurre la resistenza termica θ e aumentare il secondo membro.

Dalla (55) si può anche notare che condizione sufficiente per la stabilità è anche:

$$2(R_C + R_E)I_C > E_C$$

ovvero:

$$(R_C + R_E)I_C > E_C/2$$

Ciò significa dimensionare l'amplificatore in modo che la caduta di tensione sulla resistenza complessiva di carico $(R_C + R_E)$ sia maggiore della metà della tensione di alimentazione; in altri termini fare in modo che la tensione V_{CE} sia minore di $E_C/2$.

In tal caso infatti il primo membro della (55) diventa negativo, mentre il secondo è sempre positivo, per cui la condizione per la stabilità termica è in ogni caso verificata.

AMPLIFICATORI DI TENSIONE A JFET E A MOS

In fig. 31 sono riportati due esempi di schemi di principio di amplificatori di tensione con *source* comune realizzati rispettivamente con un JFET e con un MOS. Nel circuito d'ingresso sul *gate* è inserito il generatore di f.e.m. sinusoidale $e = E_M \sin \omega t$, mentre la tensione di uscita è prelevata ai capi della resistenza di carico R_C . Le batterie (o alimentatori) E_G ed E_D hanno lo scopo di far assumere al FET le condizioni di riposo desiderate, cioè i valori prefissati V_{GSO} , V_{DSO} , I_{DO} , relativi al punto P_O di funzionamento a riposo.

Tale punto di funzionamento a riposo si deve trovare nella *regione attiva* delle caratteristiche di *drain*; la potenza dissipata a riposo sul FET deve essere inferiore a quella massima ammissibile dal costruttore.

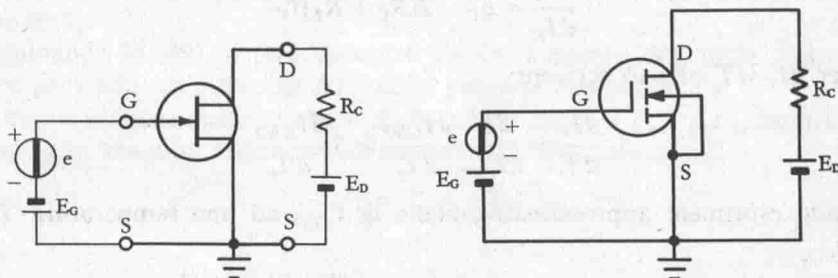


Fig. 31. - Schemi di amplificatori a FET: (a) Circuito che impiega un JFET; (b) Circuito che impiega un MOS.

5. Polarizzazione automatica.

Per portare il FET a lavorare nel punto di funzionamento a riposo desiderato, occorre polarizzarlo opportunamente.

Non conviene in pratica impiegare due batterie come in fig. 31 e si ricorre di solito a semplici *reti di polarizzazione automatica*, in modo da eliminare la batteria E_G . Si presentano due casi distinti che richiedono due tipi diversi di reti di polarizzazione: (a) V_{GSO} e V_{DSO} hanno lo stesso segno, (b) V_{GSO} e V_{DSO} hanno segno diverso.

Nel circuito di fig. 32 (a) in cui la V_{GSO} è di segno opposto a V_{DSO} , si sfrutta la caduta di tensione su di una resistenza R_k posta sul *source*. Si ha nel caso in esame:

$$V_{GSO} = V_{GO} - V_{SO} = 0 - R_k I_{DO} \quad (56)$$

La tensione continua di *gate* è zero, cioè si entra direttamente con la sola componente alternativa in quanto il *gate* è posto al potenziale di massa attraverso la resistenza R_g , ai capi della quale deve essere inserito il segnale alternativo. La tensione continua ai capi di R_g è nulla non essendovi alcuna corrente continua d'ingresso.

Il suo valore può essere quindi molto alto, ma poiché in realtà circola una sia pur piccolissima corrente continua di *gate*, la R_g non deve superare certi limiti affinché effettivamente la d.d.p. continua dovuta a tale corrente sia trascurabile rispetto alla V_{GSO} di riposo.

Sulla resistenza di *source* R_k , oltre alla caduta di tensione continua $R_k I_{DO}$, si ha però anche una componente alternativa della caduta di tensione in presenza di segnale d'ingresso, scorrendo in essa anche la corrente alternativa di *drain*. In tal caso l'effettivo comando del FET non è più dovuto alla sola tensione v_G , ma a $v_G - v_s$; poiché invece, in questo caso, si desidera avere un comando esclusivamente dovuto alla sola tensione v_G , occorre far sì che la caduta di tensione sulla R_k , in alternata, sia nulla (o almeno trascurabile in pratica) nel campo di frequenze per cui si progetta l'amplificatore. Per raggiungere lo scopo, basta porre in parallelo alla R_k un condensatore C_k di valore tale che la sua reattanza alla più bassa frequenza prevista, sia trascurabile rispetto alla resistenza R_k . In pratica basterà imporre che la reattanza in queste condizioni sia circa

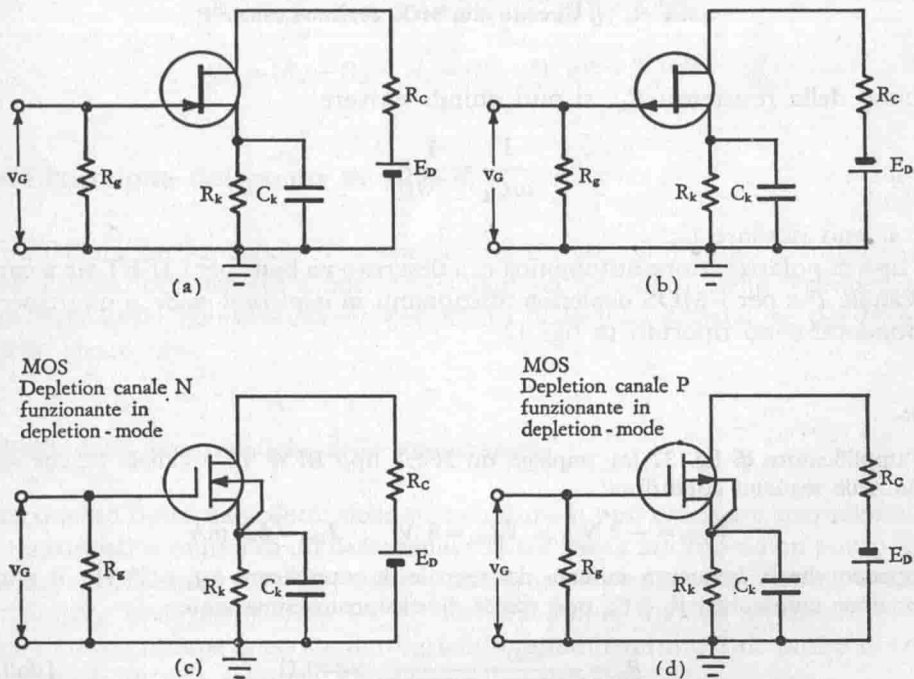


Fig. 32. - Amplificatori a FET con il gruppo di polarizzazione automatica $C_k - R_k$: (a) Circuito con JFET canale N; (b) Circuito con JFET canale P; (c) Circuito con MOS depletion canale N; (d) Circuito con MOS depletion canale P.

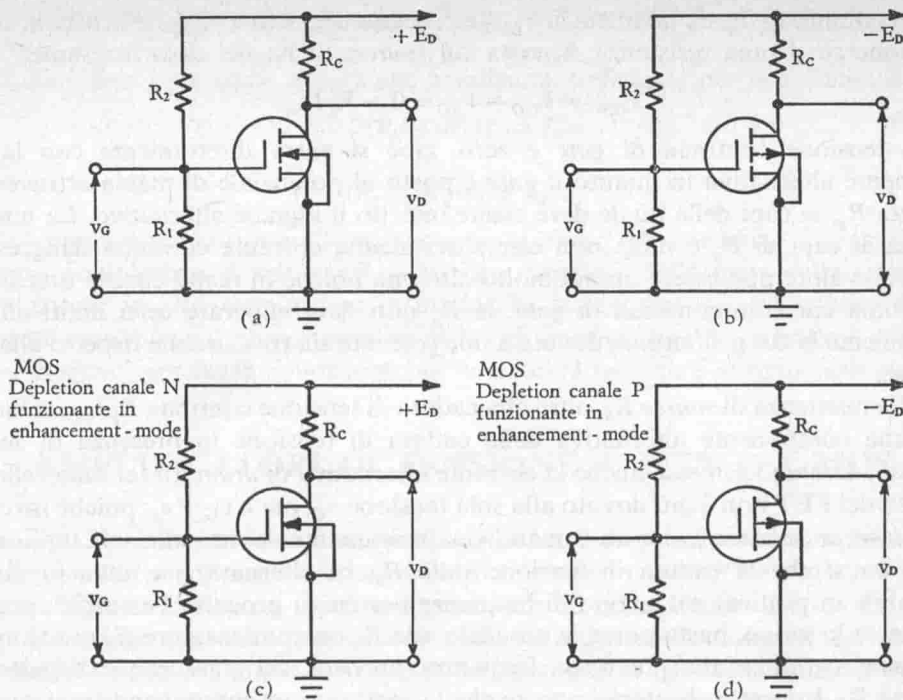


Fig. 33. - Amplificatori con polarizzazione automatica realizzata mediante partitore resistivo. (a) Circuito con MOS *enhancement* canale N; (b) Circuito con MOS *enhancement* canale P; (c) Circuito con MOS *depletion* canale N; (d) Circuito con MOS *depletion* canale P.

un decimo della resistenza R_k ; si può quindi scrivere:

$$\frac{1}{\omega C_k} = \frac{1}{10} R_k \quad (57)$$

da cui si può ricavare C_k .

Il tipo di polarizzazione automatica ora descritto va bene per i JFET sia a canale N che a canale P e per i MOS *depletion* funzionanti in *depletion-mode*; i quattro circuiti corrispondenti sono riportati in fig. 32.

Esempio:

L'amplificatore di fig. 32 (a), impiega un JFET tipo BFW 10 a canale N, che a riposo funziona nelle seguenti condizioni:

$$V_{GS0} = -2 \text{ V} ; V_{DS0} = 8 \text{ V} ; I_{D0} = 4,5 \text{ mA}$$

Sapendo che la frequenza minima del segnale da amplificare è $f_1 = 50 \text{ Hz}$, il gruppo di polarizzazione automatica $R_k - C_k$ può essere dimensionato come segue:

$$R_k = -\frac{V_{GS0}}{I_{D0}} = \frac{2}{4,5 \cdot 10^{-3}} \cong 440 \text{ } \Omega \quad [\text{dalla (56)}]$$

$$C_k = \frac{10}{\omega_1 R_k} = \frac{10}{2\pi f_1 R_k} = \frac{10}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 440} = 72 \text{ } \mu\text{F} \quad [\text{dalla (57)}]$$

Nel caso in cui le tensioni V_{GSO} e V_{DSO} hanno lo stesso segno, per ottenere la desiderata polarizzazione V_{GSO} si può utilizzare la stessa batteria di tensione di alimentazione E_D , mediante un partitore resistivo di tensione (fig. 33). Poiché la corrente d'ingresso I_G è trascurabile, si può scrivere con riferimento alla fig. 33 (a):

$$V_G = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_D \quad (59)$$

La resistenza totale del partitore $R_1 + R_2$ si fissa la più alta possibile (10 M Ω e più) essendo trascurabile la corrente d'ingresso dei MOS. In fig. 33 sono riportati i circuiti che usano questo tipo di polarizzazione automatica; si tratta di MOS *enhancement* canale *N* e canale *P* e MOS *depletion* canale *N* e canale *P* funzionanti in *enhancement-mode*.

Esempio:

Se l'amplificatore di fig. 33 (b) impiega un MOS *enhancement* a canale *P*, tipo 3 N 160, alimentato con una tensione $E_D = -24$ V e funzionante a riposo con:

$$V_{GSO} = -10 \text{ V} ; V_{DSO} = -14 \text{ V} \text{ e } I_{DO} = -32 \text{ mA}$$

la resistenza del partitore di polarizzazione, può essere calcolata dalla (59) fissando:

$$R_1 + R_2 = 12 \text{ M}\Omega$$

Si ha:

$$R_1 = \frac{V_{GSO}}{E_D} (R_1 + R_2) = \frac{-10}{-24} \cdot 12 \cdot 10^6 = 5 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 = (12 - 5) \cdot 10^6 = 7 \text{ M}\Omega$$

6. Stabilizzazione del punto di riposo.

I FET come tutti i dispositivi a semiconduttore hanno il punto di funzionamento soggetto a variazioni rispetto a quello calcolato sia per effetto della dipendenza delle caratteristiche della temperatura sia per effetto della loro dispersione per transistori FET dello stesso tipo.

Dipendenza delle caratteristiche della temperatura.

Per quanto riguarda l'effetto della temperatura si può osservare sperimentalmente che la caratteristica mutua di un determinato JFET ruota attorno ad un punto (fig. 34), il quale rimanendo fisso, al variare della temperatura, ha manifestamente un coefficiente di temperatura nullo (*zero drift*). Se si polarizza quindi il JFET in questo punto, la corrente di *drain* rimane costante pur variando la temperatura. Tale punto di trova in corrispondenza di una tensione V_{GS} data dall'espressione approssimata:

$$V_{GS} = V_P - 0,63 \text{ [V]} \quad (60)$$

dove V_P è la tensione di *pinch-off*, con V_{GS} e V_P espressi in volt.

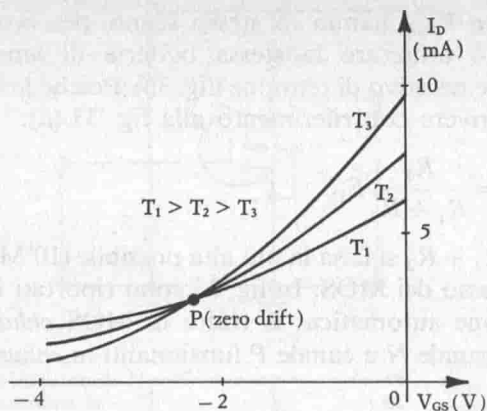


Fig. 34. - Effetto della temperatura sulla caratteristica mutua dei JFET.

In realtà non è sempre possibile polarizzare il JFET intorno al punto a *zero drift*, in quanto molto vicino a V_P ; si vedrà in seguito che l'effetto della temperatura si riduce ponendo in serie al *source* una resistenza R_k .

Quando poi si tratta di MOS *enhancement* o *depletion*, ma lavoranti in *enhancement-mode*, il punto di funzionamento a riposo è alquanto distante da quello a coefficiente di temperatura nullo; la corrente I_D decresce quindi al crescere della temperatura. Si può dimostrare che tra la variazione della temperatura e quella della corrente, intercorre la relazione approssimata:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = -\frac{3}{2} \frac{\Delta T}{T}$$

dove T è la temperatura assoluta in °K.

Ponendo una resistenza R_k sul *source*, tale variazione diminuisce. Infatti un aumento della temperatura porta ad una diminuzione della corrente di *drain* I_D , con riferimento alla fig. 35 in cui V_{GSO} è data dalla differenza di potenziale $V_{GO} - V_{SO}$, una diminuzione di I_D porta ad una corrispondente diminuzione della caduta di tensione su R_k e quindi di V_{SO} . Di conseguenza si ha un aumento di V_{GSO} che, provocando un incremento nella I_D , compensa almeno in parte la diminuzione della stessa per effetto termico.

L'effetto della R_k appare più evidente se si trova il punto di funzionamento a riposo per via grafica, facendo riferimento alla fig. 35 e considerando le caratteristiche mutue di fig. 36 supposte indipendenti dalla tensione V_{DS} (il che è abbastanza esatto se si lavora nella zona attiva delle caratteristiche).

Dalla fig. 35 si deduce:

$$V_{GS} = V_{GO} - V_S \quad (61)$$

dove V_{GO} è la tensione continua *gate-massa* stabilita dal partitore $R_1 - R_2$ e V_S la tensione ai capi della resistenza R_k . Tenendo presente che:

$$V_S = R_k I_D \quad (62)$$

la (62) può essere posta nella forma:

$$V_{GS} = V_{GO} - R_k I_D \quad (63)$$

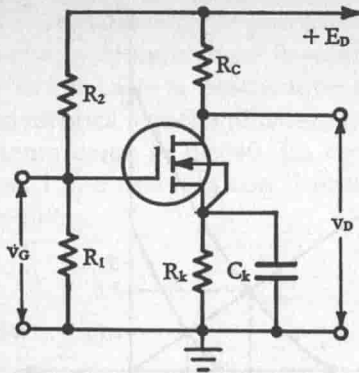


Fig. 35. Circuito di polarizzazione e stabilizzazione di un MOS *enhancement*.

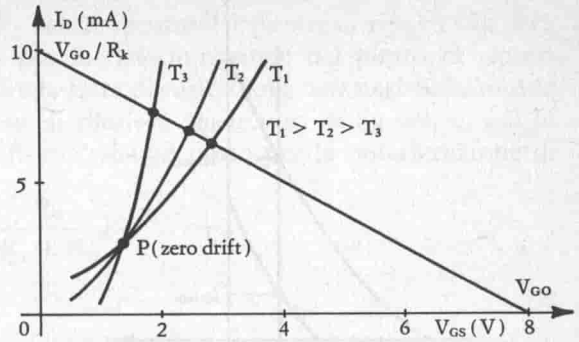


Fig. 36. - Costruzione grafica per la determinazione del punto di riposo e delle sue variazioni per effetto termico del circuito di fig. 35.

e, poiché l'equazione della caratteristica mutua, ad un dato valore di temperatura è:

$$I_D = f(V_{GS}) \quad (64)$$

la soluzione del sistema formato dalla (64) e dalla (63), fornisce il punto di funzionamento a riposo. Ma la (63) scritta nella forma:

$$I_D = \frac{V_{GO} - V_{GS}}{R_k} \quad (65)$$

è l'equazione di una retta che passa per i punti ($I_D = 0$; $V_{GS} = V_{GO}$) e ($I_D = V_{GO}/R_k$; $V_{GS} = 0$), quindi il punto di funzionamento a riposo è dato dalle coordinate del punto d'incontro della retta di equazione (65) con la caratteristica mutua del MOS come indicato in fig. 36.

In essa si nota che, variando R_k oppure V_{GO} , varia la pendenza o la posizione della retta e quindi il punto d'incontro con la caratteristica mutua. Nel caso di variazioni di temperatura, più alto è il valore di R_k , più la retta è inclinata verso l'asse delle ascisse e tanto minore è la variazione della corrente I_D , passando dalla temperatura T_1 alla temperatura T_2 . Si può dimostrare che se si sceglie una resistenza di valore:

$$R_k = \frac{V_{GSO} - V_S}{I_{DO}}$$

dove V_S è la tensione di soglia, la dipendenza della corrente di *drain* dalla temperatura diventa minima ed è data dalla relazione:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = -0,5 \frac{\Delta T}{T} \quad (66)$$

cioè per un certo aumento percentuale di temperatura assoluta, si ha una diminuzione percentuale della corrente I_D della metà.

Effetto della dispersione delle caratteristiche.

I JFET pur essendo costruiti in serie non presentano mai le stesse caratteristiche, anche se poi hanno la stessa denominazione commerciale. Le caratteristiche fornite dal

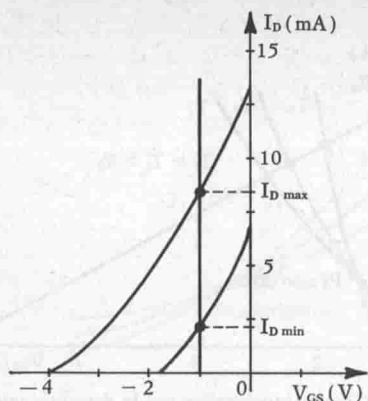


Fig. 37. - Effetto della dispersione delle caratteristiche sulla corrente I_D , con polarizzazione dovuta ad una batteria E_G .

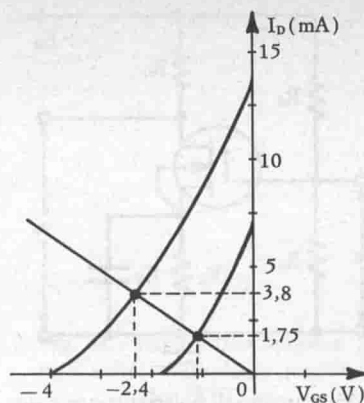


Fig. 38. - Limitazione della variazione di I_D mediante resistenza R_k .

costruttore sono di solito quella tipica e quelle corrispondenti ai due casi estremi delle possibili variazioni. Nella fig. 37, in cui è illustrata questa situazione per un JFET, si vede che per una data tensione V_{GSO} a riposo, la corrente I_D può variare fra valori molto diversi I_{Dmax} e I_{Dmin} .

Se però si pone sul *source* una resistenza R_k , la variazione di corrente I_D diventa più limitata, come si può vedere dalla fig. 38, in cui il punto di riposo è stato determinato per via grafica in modo del tutto simile a quello illustrato precedentemente (fig. 36), con la costruzione della retta di carico di equazione:

$$I_D = -\frac{V_{GS}}{R_k} \quad (67)$$

dedotta dalla (65) per $V_{GO} = 0$ con riferimento alla fig. 32, in cui il *gate* è a potenziale continuo di massa. Si può osservare dalla fig. 38 che un aumento della R_k limita maggiormente le variazioni di I_D .

Non si può d'altra parte aumentare troppo il valore di R_k per non portare il FET verso l'interdizione o quanto meno a lavorare in una zona della caratteristica troppo

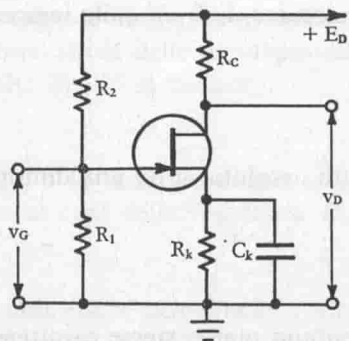


Fig. 39.

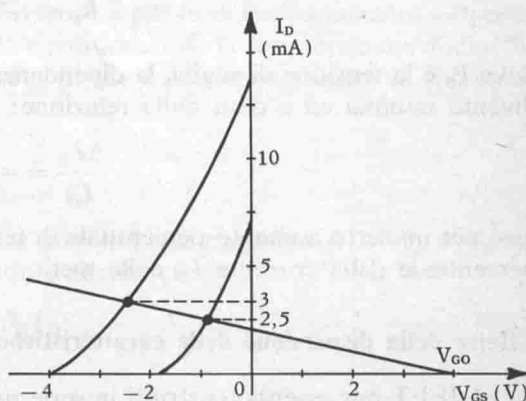


Fig. 40.

curva. Tale inconveniente può essere evitato introducendo una polarizzazione sul *gate*, che permette di aumentare il valore di R_k senza spostare il punto di riposo (fig. 39). Infatti in tal caso la costruzione grafica per la determinazione del punto di riposo diventa identica a quella illustrata in fig. 36 e la retta di carico sulle caratteristiche mutue si presenta come in fig. 40. La costruzione si riferisce al circuito di fig. 39, in cui la tensione V_{GO} è ottenuta con il solito partitore resistivo usato per la polarizzazione di *gate* e vale:

$$V_{GO} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_D$$

Esempio:

Con riferimento al circuito di fig. 32, in cui il FET abbia le caratteristiche mutue entro gli estremi riportati in fig. 38 e sia alimentato ad una tensione $E_D = 18$ V, se si vuole che la corrente I_{DO} a riposo non superi il limite $I_{Dmax} = 3,8$ mA, la resistenza R_k deve essere determinata sempre con riferimento alla fig. 38 nel modo seguente:

In corrispondenza al valore I_{Dmax} , si legge sulle caratteristiche di fig. 38:

$$V_{GSmax} = -2,4 \text{ V}$$

quindi

$$R_k = -\frac{V_{GSmax}}{I_{Dmax}} = -\frac{2,4}{3,8 \cdot 10^{-3}} = 630 \text{ } \Omega$$

In corrispondenza sulle caratteristiche di fig. 38 si legge:

$$I_{Dmin} = 1,75 \text{ mA}$$

Perciò con il valore di R_k fissato la corrente di *drain* può variare, a riposo, da 3,8 a 1,75 mA.

Se si vuole invece che I_D vari entro limiti minori, ad esempio fra 2,5 e 3 mA si può ricorrere al circuito di fig. 39. Con riferimento alla fig. 41, si costruisce la retta passante per i due punti indicati sulle caratteristiche, corrispondenti ai valori estremi di corrente fissati. Tale retta incontra l'asse delle ascisse in un punto corrispondente a $V_G = 4$ V e l'asse delle ordinate in un punto corrispondente a $I_{DO} = 2$ mA.

Il valore di R_k risulta determinato dalla relazione:

$$R_k = \frac{V_{GO}}{I_{DO}} = \frac{4}{2 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega$$

Per il dimensionamento del partitore $R_1 - R_2$, sapendo che $E_D = 20$ V e che $V_{GO} = 4$ V, scegliendo $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$, dalla relazione:

$$V_{GO} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_D$$

si ha:

$$R_1 + R_2 = R_1 \frac{E_D}{V_{GO}} = 10^6 \frac{20}{4} = 5 \text{ M}\Omega$$

quindi:

$$R_2 = (5 - 1) \cdot 10^6 = 4 \text{ M}\Omega$$

7. Circuito equivalente dell'amplificatore a FET.

Un semplice circuito amplificatore con *source comune* si presenta come in fig. 41 nel caso di un JFET. Il punto di funzionamento a riposo si trova tracciando la retta di

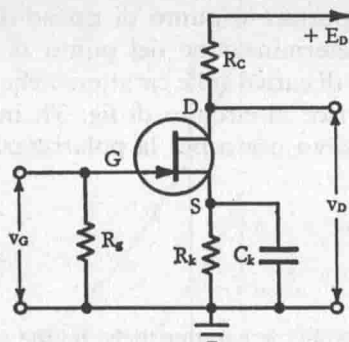


Fig. 41. - Amplificatore realizzato con JFET canale N.

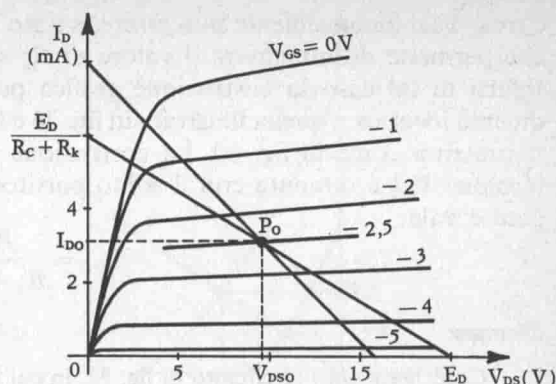


Fig. 42. - Costruzione della retta di carico statica e dinamica.

carico statica (fig. 42) che incontra gli assi nei punti E_D e $E_D/(R_C + R_k)$; infatti la sua equazione in questo caso è $E_D = I_D(R_C + R_k) + V_{DS}$ e il carico statico del circuito è costituito dalla resistenza complessiva $R_C + R_k$.

Per le componenti alternative il gruppo di polarizzazione automatica $R_k - C_k$ si comporta praticamente come un cortocircuito, quindi il carico dinamico è costituito dalla sola resistenza di carico R_C , che interessa le componenti alternative; in corrispondenza del carico dinamico si traccia sulle caratteristiche di drain la *retta di carico dinamica*, la quale passa sempre per il punto di riposo P_O , ma presenta una pendenza maggiore rispetto alla retta di carico statica. Il punto di funzionamento in presenza di segnale d'ingresso si muove lungo la retta di carico dinamica. In generale però l'angolo formato fra le due rette è piccolo essendo $R_k \ll R_C$ e quindi ai fini dell'amplificazione non è sempre necessario tenere conto della costruzione della retta di carico dinamica.

Per determinare l'amplificazione di tensione del circuito di fig. 41 si disegna il circuito differenziale (o equivalente) valido per lo studio delle componenti alternative; esso si ottiene dal circuito elettrico riportando tutti e solo gli elementi che *interessano* le componenti alternative e sostituendo al FET il suo circuito equivalente per piccoli segnali, già trovato.

Con riferimento al circuito differenziale, la tensione di uscita è:

$$v_{DS} = -g_m v_{GS} \frac{r_d \cdot R_C}{r_d + R_C}$$

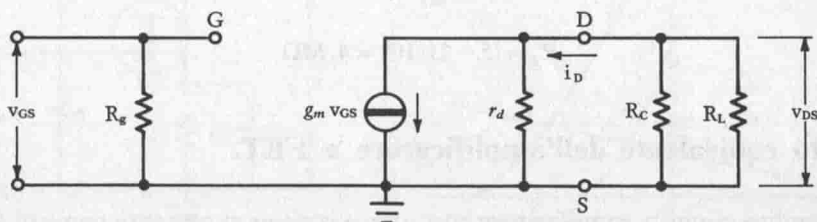


Fig. 43. - Circuito differenziale dell'amplificatore di fig. 41.

e quindi l'amplificazione di tensione risulta:

$$A = \frac{v_{DS}}{v_{GS}} = -g_m \frac{r_d \cdot R_C}{r_d + R_C} \quad (68)$$

Ora ricordando che $\mu = g_m r_d$, si può scrivere:

$$A = -\frac{\mu R_C}{r_d + R_C} \quad (69)$$

Il segno meno sta ad indicare l'inversione di fase fra segnale di uscita e segnale d'ingresso. In generale R_C è trascurabile rispetto a r_d essendo $r_d \gg R_C$; questo è sempre vero nel caso dei JFET, mentre non sempre lo è per i MOS. L'amplificazione nel caso di R_C trascurabile si riduce, tralasciando il segno $-$, a:

$$A \cong g_m R_C \quad (70)$$

La resistenza d'ingresso dell'amplificatore è infinita, mentre la resistenza di uscita coincide con la r_d ed è quindi elevata; spesso si considera come resistenza di uscita dell'amplificatore il parallelo di R_d con R_C , cioè:

$$R_u = \frac{r_d \cdot R_C}{r_d + R_C}$$

Esempio:

Nell'amplificatore di fig. 41, che impiega un JFET avente le caratteristiche di *drain* di fig. 42, alimentato da una tensione $E_D = 20$ V e funzionante a riposo con $V_{GSO} = -2,5$ V; $I_{DO} = 3,2$ mA e $V_{DSO} = 9,5$ V, determinare l'amplificazione di tensione sapendo che nell'intorno del punto di funzionamento a riposo i parametri differenziali valgono: $g_m = 2$ mA/V e $r_d = 50$ k Ω .

In primo luogo si determina la resistenza di carico R_C della relazione:

$$E_D = R_C I_{DO} + V_{DSO} + R_C I_{DO}$$

e poiché

$$R_C I_{DO} = -V_{GSO} = 2,5 \text{ V}$$

sostituendo i valori numerici, si ottiene:

$$20 = 2,5 + 9,5 + R_C \cdot 3,2 \cdot 10^{-3}$$

da cui:

$$R_C = \frac{8}{3,2 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Ora, dal circuito differenziale e dalla (68) segue, trascurando il segno $-$:

$$A = g_m \frac{r_d \cdot R_C}{r_d + R_C} = 2 \cdot 10^{-3} \frac{50 \cdot 2,5 \cdot 10^6}{(50 + 2,5) \cdot 10^3} = 4,76$$

8. Amplificatore con carico R_L non percorso da corrente continua.

L'amplificatore di tensione studiato nel paragrafo precedente ha la resistenza di carico R_C percorsa dalla corrente continua e sottoposta ad una tensione continua $V_R = E_D - V_{DSO} - V_{SO}$. Nella maggior parte delle applicazioni pratiche la resistenza uti-

lizzatrice deve essere sottoposta alle sole componenti alternative di tensione e di corrente; essa viene quindi inserita all'uscita dell'amplificatore e disaccoppiata dalla componente continua mediante un condensatore di blocco (fig. 44). L'accoppiamento, che è utilizzato moltissimo per collegare più stadi in cascata, cioè uno di seguito all'altro, si dice ad R-C.

Anche in questo caso il punto di funzionamento a riposo si trova con la costruzione della retta di carico statica di equazione $E_D = I_D(R_C + R_k) + V_{DS}$ e il carico statico è dato ancora da $R_C + R_k$; la retta di carico dinamica passante anch'essa per il punto di funzionamento a riposo P_0 , ha una pendenza determinata dalla resistenza di carico dinamica data dal parallelo di R_C con R_L . Qualora R_L sia paragonabile con R_C cioè dello stesso ordine di grandezza, la pendenza della retta di carico dinamica è circa doppia di quella della retta di carico statica; affinché l'amplificazione permetta la riproduzione fedele del segnale d'ingresso, non si devono oltrepassare i punti P_1 e P_2 (fig. 45) cioè la tensione d'ingresso $v_{GS} = V_{GS0} + V_{GM}$ sen ωt non deve né raggiungere il valore corrispondente al punto P_1 ($V_{GS} = 0$), né quello corrispondente al punto P_2 ($V_{GS} \cong V_P$).

Infatti quando la tensione V_{GS} raggiunge il valore della tensione d'interdizione ($V_{GS} \cong V_P$) la corrente I_D si annulla; per valori superiori la corrente I_D rimane sempre zero e la tensione di uscita resta costante. Per valori maggiori di $V_{GS} = 0$ si ha corrente d'ingresso poiché la giunzione *gate-source* è polarizzata direttamente.

Per determinare l'amplificazione di tensione del circuito di fig. 44 si disegna il circuito differenziale di fig. 46, considerando per ora il condensatore di accoppiamento C_a un cortocircuito; dalla fig. 46 si ricava subito l'espressione di A :

$$A = \frac{v_{DS}}{v_{GS}} = -g_m R_p \quad (71)$$

dove:

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}$$

Affinché l'amplificazione abbia valori accettabili si deve mantenere R_p sufficientemente elevata e in particolare la resistenza di utilizzazione R_L ; non si può scegliere R_C troppo alta per non andare a lavorare in una zona non lineare delle caratteristiche e per non dover usare sorgenti di alimentazione E_D elevate.

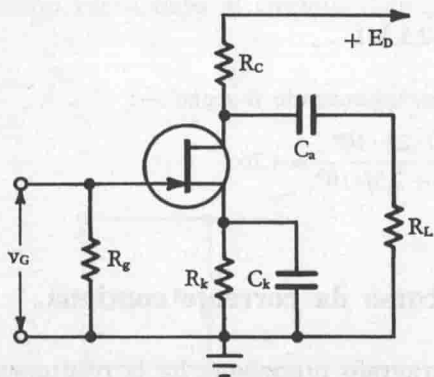


Fig. 44. - Amplificatore con carico R_L non percorso da corrente continua.

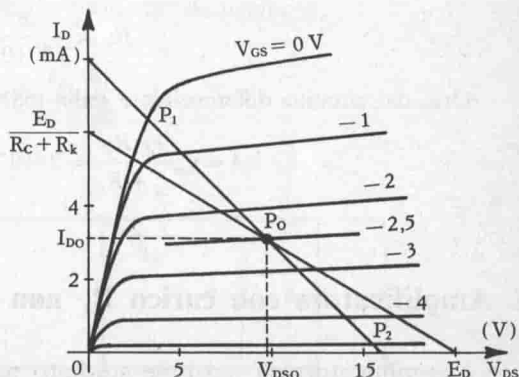


Fig. 45. - Costruzione della retta di carico statica e dinamica.

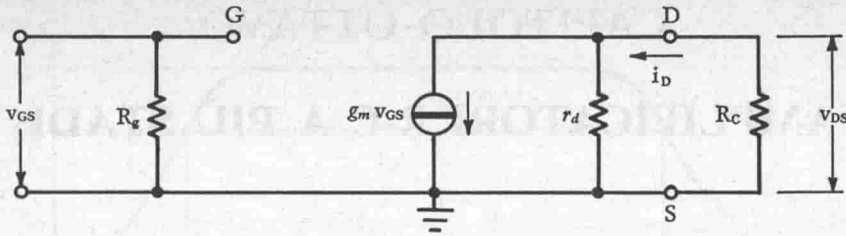


Fig. 46. - Circuito differenziale dell'amplificatore di fig. 44.

Esempio:

Con riferimento all'esempio precedente, se fra *drain* e massa viene inserita una resistenza di utilizzazione $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, tramite una capacità di accoppiamento C_a (fig. 44) di impedenza trascurabile per i segnali da amplificare, dal circuito differenziale di fig. 46 e dalla (71) si deduce l'amplificazione:

$$A_{g_m R_p}$$

essendo:

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L} = \frac{1}{50 \cdot 10^3} + \frac{1}{2,5 \cdot 10^3} + \frac{1}{10 \cdot 10^3} = 520 \cdot 10^{-6}$$

sostituendo i valori numerici, si ha:

$$A = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{520 \cdot 10^{-6}} = 3,85$$

CAPITOLO OTTAVO

AMPLIFICATORI R-C A PIÙ STADI

1. Banda passante di un amplificatore.

Nel capitolo precedente sono stati analizzati amplificatori facenti uso di diversi dispositivi elettronici: transistori, FET, MOS e, per ciascun tipo, si è trovata l'amplificazione del segnale in corrente o in tensione.

Le varie relazioni ivi ricavate appaiono indipendenti dalla frequenza del segnale applicato e dipendono solo dai parametri del componente usato e dai valori delle resistenze del circuito esterno.

In realtà ciò è vero solo entro certi limiti, cioè se il segnale da amplificare ha frequenze comprese entro un certo campo di valori. Se ora si procede ad un'analisi più approfondita, si nota che l'amplificazione diminuisce sia per segnali a frequenza molto bassa, sia per segnali a frequenza molto alta (si preciserà meglio in seguito il significato dei termini bassa o alta).

Infatti si è già visto che, affinché l'utilizzatore del segnale amplificato non sia percorso da componenti continue di corrente, esso deve essere connesso all'uscita dell'amplificatore, tramite un condensatore C_a chiamato condensatore di accoppiamento (fig. 10 del Cap. VII). Ora la reattanza del condensatore è inversamente proporzionale alla frequenza ($X = 1/2\pi f C_a$), per cui se la frequenza del segnale diminuisce, essa risulta non più trascurabile rispetto alla resistenza dell'utilizzatore; ne consegue una riduzione della componente alternata di corrente e quindi una diminuzione dell'amplificazione. Al limite quando la frequenza tende a zero, la reattanza del condensatore tende ad un valore infinitamente grande e quindi la corrente alternata nell'utilizzatore e l'amplificazione tendono a zero.

Quando invece la frequenza del segnale tende a valori elevati, cominciano ad avere un certo peso le capacità parassite che sono dovute alle capacità fra gli elettrodi dei componenti (capacità di giunzione), oppure alle capacità dei collegamenti verso massa. La reattanza di queste capacità diventa sempre minore man mano che la frequenza del segnale aumenta, per cui il segnale tende ad essere cortocircuitato a massa prima di raggiungere l'utilizzatore.

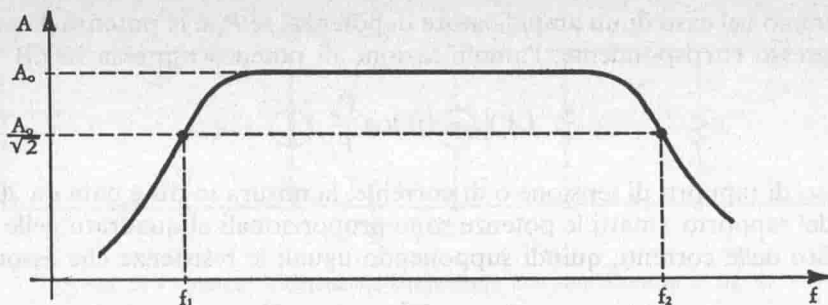


Fig. 1. - Curva che esprime l'andamento dell'amplificazione in funzione della frequenza del segnale da amplificare.

La conseguenza di questo fenomeno è, come si vedrà in seguito, una riduzione dell'amplificazione.

Se si riporta l'amplificazione in funzione della frequenza del segnale in scala logaritmica, cioè portando sulle ascisse il logaritmo della frequenza in modo da rappresentare in uno spazio limitato un vasto campo di frequenze, si ottiene una curva del tipo indicato in fig. 1.

Se si indica con A_0 il valore massimo dell'amplificazione, vengono chiamate per definizione *frequenze di taglio* quei valori di frequenza per cui l'amplificazione si riduce al valore $A_0/\sqrt{2}$; si avranno così due frequenze f_1 e f_2 dette rispettivamente *frequenza di taglio inferiore* e *frequenza di taglio superiore*.

L'intervallo compreso fra le due frequenze f_1 e f_2 viene chiamato *banda passante dell'amplificatore*.

Tali definizioni hanno un'origine fisiologica; infatti se il segnale da amplificare è compreso nell'intervallo delle frequenze acustiche ($20 \div 20.000$ Hz), è sperimentato che un orecchio medio percepisce variazioni nell'intensità sonora, quando questa varia di circa il 30%; ora una riduzione di amplificazione al valore $A_0/\sqrt{2} \cong 0,7 A_0$ significa una riduzione del segnale amplificato a circa un 70% del valore massimo che si ha in corrispondenza di A_0 .

Si vedrà anche nei paragrafi seguenti che per un amplificatore ad uno stadio, l'intervallo di frequenza in cui A_0 resta praticamente costante si estende da $10 f_1$ a $0,1 f_2$; tale intervallo viene chiamato *campo delle frequenze intermedie*. Al di sotto di $10 f_1$ si ha il campo delle *basse frequenze* e al di sopra di $0,1 f_2$ il campo delle *alte frequenze*.

Misura dell'amplificazione in decibel.

L'amplificazione in tensione, corrente e potenza spesso si misura in unità logaritmiche; ciò accade soprattutto quando le grandezze in gioco, o meglio i loro rapporti, variano entro larghi limiti. Infatti se il rapporto fra due tensioni varia da 1 a 10.000, il suo logaritmo in base 10 varia da 0 a 4. Inoltre alcuni organi del corpo umano, ad esempio l'orecchio, hanno una sensibilità alla variazione di alcune grandezze, ad esempio i suoni, espressa da una legge di tipo logaritmico.

L'unità logaritmica che è stata introdotta è il *decibel* indicato con il simbolo dB che rappresenta la decima parte del logaritmo di un rapporto di due potenze.

Ad esempio nel caso di un amplificatore di potenza, se P_u è la potenza di uscita e P_i quella d'ingresso corrispondente, l'amplificazione di potenza espressa in dB vale:

$$(A_p)_{dB} = 10 \log \frac{P_u}{P_i}$$

Nel caso di rapporti di tensione o di corrente, la misura in dB è data da 20 volte il logaritmo del rapporto. Infatti le potenze sono proporzionali al quadrato delle tensioni o al quadrato delle correnti, quindi supponendo uguali le resistenze che assorbono le potenze, è:

$$(A_p)_{dB} = 10 \log \frac{V_u^2}{V_i^2} = 20 \log \frac{V_u}{V_i}$$

o anche:

$$(A_p)_{dB} = 10 \log \frac{I_u^2}{I_i^2} = 20 \log \frac{I_u}{I_i}$$

ma:

$$\frac{V_u}{V_i} = A_v \quad \text{e} \quad \frac{I_u}{I_i} = A_i$$

per cui le amplificazioni (di tensione o di corrente), espresse in dB si ottengono moltiplicando per 20 il logaritmo in base 10 delle amplificazioni effettive.

L'espressione in dB dell'amplificazione ha anche il vantaggio che essa vale zero quando il segnale non viene amplificato ($20 \log 1 = 0$) e diventa negativa quando il segnale è attenuato.

AMPLIFICATORI RC A TRANSISTORI

2. Comportamento di un amplificatore ad uno stadio alle basse frequenze.

Riprendiamo in esame l'amplificatore studiato nel capitolo precedente e rappresentato in fig. 10, riportandolo per comodità in fig. 2. In esso per semplicità di trattazione è stato omissso il circuito di stabilizzazione termica, proponendoci di studiarne gli effetti nel vol. II. D'altra parte, come visto nel cap. precedente, par. 4, il gruppo di stabilizzazione viene dimensionato in modo da avere influenza trascurabile alla più bassa frequenza di funzionamento.

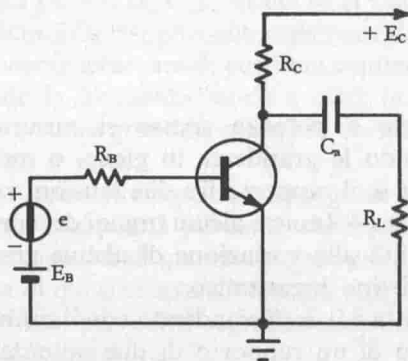


Fig. 2. - Amplificatore R-C a uno stadio.

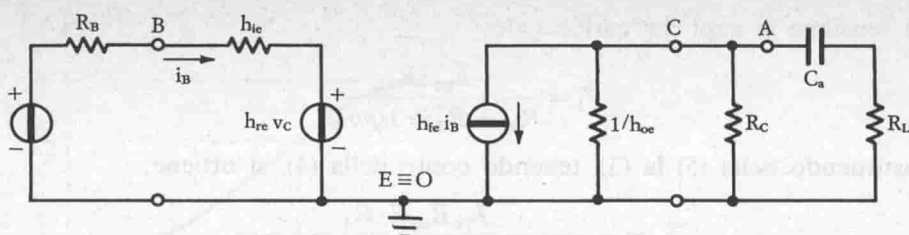


Fig. 3. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di fig. 2.

Nel capitolo precedente si è anche visto che il condensatore C_a introdotto con lo scopo di evitare nella resistenza di utilizzazione R_L la circolazione della componente continua di corrente, dovrebbe essere dimensionato in modo da costituire un'impedenza trascurabile per il segnale da amplificare e con questa ipotesi è stato disegnato il circuito differenziale equivalente di fig. 11.

In realtà la reattanza del condensatore C_a dipende dalla frequenza del segnale alternato ($X_a = 1/\omega C_a$). Volendo quindi tenerne conto, il circuito differenziale equivalente dovrebbe essere disegnato come in fig. 3.

Trascurando il parametro h_{re} , di solito molto piccolo, e applicando il teorema di Thèvenin fra i punti A e massa, si ottiene una f.e.m.:

$$\bar{E}_{eq} = \bar{V}_{AO} = -h_{fe} \bar{I}_B \frac{R_C \cdot 1/h_{oe}}{R_C + 1/h_{oe}} = -\frac{h_{fe} R_C}{1 + h_{oe} R_C} \bar{I}_B \quad (1)$$

essendo:

$$\bar{I}_B = \frac{\bar{E}}{R_B + h_{ie}} \quad (2)$$

Sostituendo la (2) nella (1), si ottiene:

$$\bar{E}_{eq} = -\frac{h_{fe} R_C}{1 + h_{oe} R_C} \cdot \frac{\bar{E}}{R_B + h_{ie}} \quad (3)$$

La resistenza vista fra i morsetti A e O , cortocircuitando l'ingresso ($I_B = 0$) e quindi aprendo il generatore di corrente ($h_{fe} I_B = 0$), vale:

$$R_{eq} = \frac{R_C \cdot 1/h_{oe}}{R_C + 1/h_{oe}} = \frac{R_C}{1 + h_{oe} R_C} \quad (4)$$

Il circuito di fig. 3 si modifica ora in quello di fig. 4.

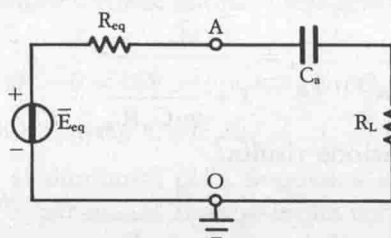


Fig. 4.

La tensione ai capi del carico vale:

$$\bar{V}_L = \frac{\bar{E}_{eq} \cdot R_L}{R_{eq} + R_L + 1/j\omega C_a} \quad (5)$$

Sostituendo nella (5) la (3), tenendo conto della (4), si ottiene:

$$\bar{V}_L = - \frac{h_{fe} R_{eq} \bar{E} \cdot R_L}{\left(R_{eq} + R_L + \frac{1}{j\omega C_a} \right) (R_B + h_{ie})}$$

da cui si ricava l'amplificazione complessa $\bar{A}_v$:

$$\bar{A}_v = \frac{\bar{V}_L}{\bar{E}} = - \frac{h_{fe} R_{eq} R_L}{(R_{eq} + R_L) \left(1 + \frac{1}{j\omega C_a (R_{eq} + R_L)} \right) (R_B + h_{ie})} \quad (6)$$

e, indicando con R_p^* il parallelo di R_{eq} e R_L , la (6) si può scrivere:

$$\bar{A}_v = - \frac{h_{fe} R_p^*}{1 + \frac{1}{j\omega C_a (R_{eq} + R_L)}} \cdot \frac{1}{R_B + h_{ie}} \quad (7)$$

Notando ora che in base a quanto visto nel capitolo precedente, l'amplificazione di tensione, nel caso che il condensatore abbia reattanza trascurabile, vale:

$$\begin{aligned} \bar{A}_{vo} &= - \frac{A_i R_p}{R_B + h_{ie}} = - \frac{h_{fe} R_p}{(1 + h_{oe} R_p)(R_B + h_{ie})} = \\ &= - \frac{h_{fe} R_p^*}{R_B + h_{ie}} \end{aligned} \quad (8)$$

essendo R_p^* il parallelo delle resistenze R_C , R_L e $1/h_{oe}$, la (7) può essere scritta nella forma:

$$\bar{A}_v = \frac{\bar{A}_{vo}}{1 + \frac{1}{j\omega C_a (R_{eq} + R_L)}}$$

Si può notare che il termine:

$$R_{eq} + R_L = R_{t1}$$

non è altro che la resistenza totale vista ai capi del condensatore C_a (R_L con in serie il parallelo di R_C e $1/h_{oe}$). Pertanto la (8) può essere scritta nella forma:

$$\bar{A}_v = \frac{\bar{A}_{vo}}{1 + \frac{1}{j\omega C_a R_{t1}}} \quad (9)$$

Il modulo dell'amplificazione risulta:

$$A_v = \frac{A_{vo}}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_a^2 R_{t1}^2}}} \quad (10)$$

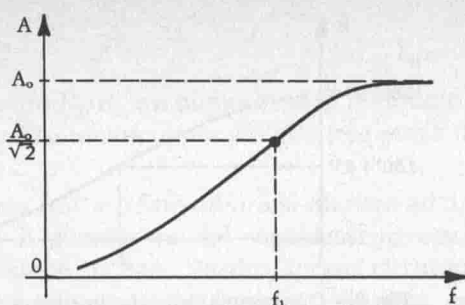


Fig. 5. - Andamento del modulo dell'amplificazione alle basse frequenze.

da cui si vede che man mano che la pulsazione e quindi la frequenza del segnale da amplificare, diminuisce, l'amplificazione, in modulo, si riduce fino a che per $\omega \rightarrow 0$ il termine $1/\omega^2 C_a^2 R_{t1}^2 \rightarrow \infty$ e quindi A_v tende a zero. La curva di A_v in funzione di ω è riportata in fig. 5, dove ω è ancora riportata in scala logaritmica.

Poiché, per definizione, la pulsazione (frequenza) di taglio inferiore $\omega_1(f_1)$ si ha quel valore per cui $A_v = A_{vo}/\sqrt{2}$, dalla (10) si vede che in corrispondenza di ω_1 si deve avere:

$$\frac{1}{\omega_1^2 C_a^2 R_{t1}^2} = 1 \quad (11)$$

da cui:

$$\omega_1 = \frac{1}{C_a R_{t1}} \quad (12)$$

e:

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_a R_{t1}} \quad (13)$$

La (12) può anche essere scritta nella forma:

$$1/\omega_1 C_a = R_{t1}$$

da cui vede che la frequenza di taglio inferiore si ha a quel valore per cui la reattanza del condensatore di accoppiamento C_a uguaglia la resistenza vista ai morsetti del condensatore stesso.

Essendo l'amplificazione $\bar{A}_v$ complessa, il suo argomento φ determina lo sfasamento fra il segnale amplificato e il segnale d'ingresso al transistor. Tale argomento si può calcolare facendo la differenza fra l'argomento del numeratore e quello del denominatore. L'argomento del numeratore è però quello dell'amplificazione alle medie frequenze A_{vo} , il quale risulta un numero reale negativo, quindi avente argomento 180° . L'argomento θ del denominatore fornisce allora lo sfasamento del segnale oltre i 180° . È dunque:

$$\begin{aligned} \varphi &= 180^\circ - \theta = 180^\circ - (-\arctg 1/\omega C_a R_{t1}) = \\ &= 180^\circ + \arctg 1/\omega C_a R_{t1} \end{aligned} \quad (14)$$

Dalla (14) si vede che al diminuire della frequenza lo sfasamento θ oltre i 180° aumenta fino a tendere a 270° per $\omega \rightarrow 0$. Il diagramma vettoriale dei segnali d'ingresso $\bar{E}$ e d'uscita $\bar{V}_L$, si presenta come in fig. 6, mentre il diagramma degli sfasamenti θ in funzione della pulsazione ω è riportato in fig. 7.

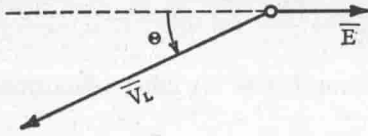


Fig. 6. - Diagramma vettoriale dei segnali d'ingresso e d'uscita di un amplificatore alle basse frequenze.

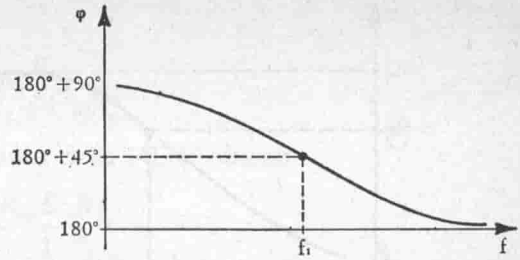


Fig. 7. - Diagramma dello sfasamento φ alle basse frequenze.

Dalla (14) si osserva che in corrispondenza della pulsazione di taglio inferiore ω_1 è:

$$\theta = \arctg 1/\omega_1 C_a R_{i1} = \arctg 1 = 45^\circ$$

Infine si può osservare che l'amplificazione A_v si può confondere con l'amplificazione alle medie frequenze A_{vo} quando ω supera il valore di $10 \omega_1$. Infatti per $\omega = 10 \omega_1$ si ha:

$$A_v = \frac{A_{vo}}{\sqrt{1 + \frac{1}{10^2 \omega_1^2 C_a^2 R_{i1}^2}}} = \frac{A_{vo}}{\sqrt{1 + 1/100}} = 0,995 A_{vo} \cong A_{vo}$$

e:

$$\theta = 180^\circ + \arctg 1/10 \omega_1 C_a R_{i1} = 180^\circ + \arctg 0,1 = 186^\circ$$

cioè sia il modulo che l'argomento dell'amplificazione si avvicinano a quelli di A_{vo} .

In base a quanto visto in precedenza, la (9), tenendo conto della (12) può essere scritta nella forma:

$$\bar{A}_v = \frac{\bar{A}_{vo}}{1 + \omega_1/j\omega} = \frac{\bar{A}_{vo}}{1 - jf_1/f} \quad (15)$$

e di conseguenza:

$$A_v = \frac{A_{vo}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \quad (16)$$

$$\varphi = 180^\circ + \arctg f_1/f \quad (17)$$

È anche da notare che quanto detto per l'amplificazione di tensione vale anche per l'amplificazione di corrente. Infatti, sempre con riferimento alla fig. 2, indicando con R_i la resistenza d'ingresso (alle basse frequenze l'impedenza d'ingresso è resistiva), con $\bar{I}_B$ la relativa corrente e con $\bar{I}_L$ quella nella resistenza di utilizzazione R_L si può scrivere:

$$\bar{V}_L = R_L \bar{I}_L$$

$$\bar{E} = R_i \bar{I}_B \quad (18)$$

e dalla relazione:

$$\bar{V}_L = \bar{A}_v \bar{E}$$

si deduce, tenendo conto delle (18):

$$R_L \bar{I}_L = \bar{A}_v R_i \bar{I}_B$$

e infine:

$$\bar{A}_i = \bar{I}_L / \bar{I}_B = \bar{A}_v R_i / R_L \quad (19)$$

Essendo R_i/R_L un numero reale, il modulo di $\bar{A}_i$ risulta proporzionale a quello di $\bar{A}_v$ e l'argomento identico, per cui alla frequenza di taglio inferiore f_1 anche $\bar{A}_i$ si riduce di $\sqrt{2}$ volte.

Il caso trattato fino ad ora si riferisce ad uno schema di amplificatore del tipo di fig. 2, in cui il generatore del segnale d'ingresso risulta in serie con la batteria E_B di polarizzazione di base. Molto spesso ciò non avviene, cioè il generatore del segnale d'ingresso non viene attraversato da una componente continua, ma è accoppiato all'ingresso tramite un condensatore C_a' secondo lo schema di fig. 16 del capitolo VII. In tali condizioni anche il condensatore C_a' , che viene dimensionato in modo da costituire una reattanza di valore trascurabile alle frequenze del segnale da amplificare, quando queste diminuiscono, costituisce un'impedenza non più trascurabile, per cui la corrente alternativa di base si riduce man mano che la frequenza del segnale diminuisce. Il circuito equivalente dell'amplificatore in esame, alle basse frequenze, si presenta come in fig. 8.

Ora, trasformando il generatore di tensione e in generatore di corrente, in base al teorema di Norton e trascurando al solito l'effetto del parametro h_{re} , il circuito di fig. 8 può essere ridisegnato come in fig. 9.

Un confronto fra le due parti in cui risulta diviso il circuito, mostra che queste sono sostanzialmente identiche. Infatti la resistenza r_g della prima parte equivale al parallelo di R_C e $1/h_{oe}$ nella seconda parte e il parallelo di R_B e h_{ie} alla R_L .

Pertanto anche la prima parte del circuito attenua il segnale con una legge del tutto simile a quella con cui il segnale viene attenuato nella seconda parte, il cui effetto è stato in precedenza studiato. Si può quindi concludere che esiste una frequenza di taglio inferiore f_1' anche per la prima parte del circuito e tale frequenza risulta quella per cui la reattanza del condensatore C_a' uguaglia la resistenza che esso vede ai suoi morsetti, cioè

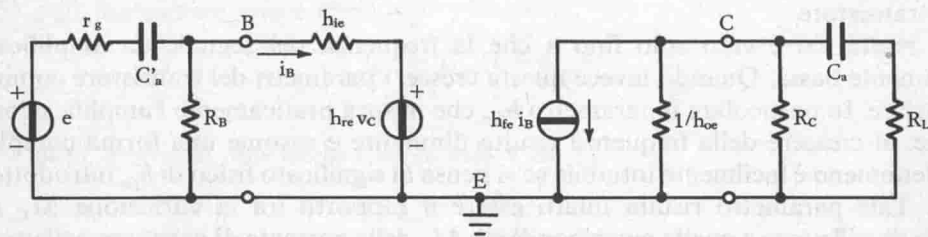


Fig. 8. - Circuito equivalente alle basse frequenze dell'amplificatore di fig. 16 del capitolo VII.

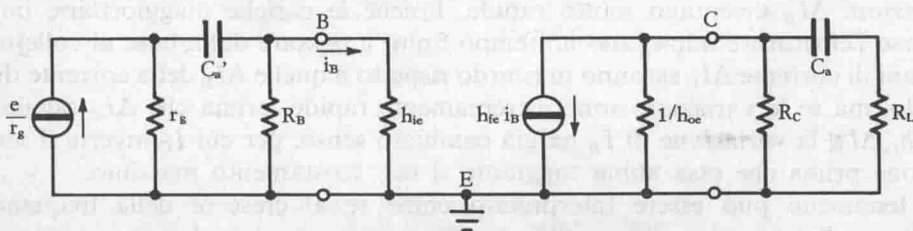


Fig. 9.

deve essere:

$$\frac{1}{2\pi f_1 C'_a} = r_g + \frac{R_B h_{ie}}{R_B + h_{ie}}$$

e quindi:

$$f_1' = \frac{1}{2\pi C'_a \left(r_g + \frac{R_B h_{ie}}{R_B + h_{ie}} \right)} \quad (20)$$

Si vedrà nei paragrafi seguenti come la curva di risposta dell'amplificatore (amplificazione in funzione della frequenza) sia risultante dalle curve di risposta delle due parti del circuito di fig. 9.

3. Comportamento di un amplificatore ad uno stadio alle alte frequenze.

Quando la frequenza del segnale da amplificare diventa molto alta, le capacità parassite, che per lo più sono costituite dalle capacità delle giunzioni o da quelle dei collegamenti verso massa, cominciano ad avere reattanza non più molto elevata e quindi il loro effetto non è più trascurabile.

Per poter studiare il fenomeno, il circuito differenziale del transistor a parametri ibridi non si presta molto bene, in quanto essi e in particolare h_{fe} , non risultano indipendenti dalla frequenza.

In tali casi risulta molto più conveniente il circuito differenziale a π .

Variazione di h_{fe} con la frequenza. Figura di merito.

Nel cap. V è stato introdotto il circuito equivalente a parametri ibridi, in cui i parametri h_{ie} , h_{re} , h_{fe} , h_{oe} , sono stati supposti dipendenti solo dal punto di funzionamento del transistor.

In realtà ciò è vero solo fino a che la frequenza del segnale da amplificare è relativamente bassa. Quando invece questa cresce, i parametri del transistor cominciano a variare. In particolare il parametro h_{fe} , che misura praticamente l'amplificazione di corrente, al crescere della frequenza risulta diminuire e assume una forma complessa.

Il fenomeno è facilmente intuibile se si pensa al significato fisico di h_{fe} introdotto nel cap. V. Tale parametro risulta infatti essere il rapporto fra la variazione ΔI_C della corrente di collettore e quella corrispondente ΔI_B della corrente di base, con collettore in cortocircuito per le componenti alternate.

Ora, quando la frequenza del segnale applicato nel circuito di base, diventa elevata, le variazioni ΔI_B diventano molto rapide. Poiché le cariche maggioritarie immesse attraverso l'emettitore impiegano un tempo finito a passare dalla base al collettore, le variazioni di corrente ΔI_C saranno in ritardo rispetto a quelle ΔI_B della corrente di base, non solo, ma se le variazioni sono estremamente rapide, prima che ΔI_C raggiunga il valore $h_{fe} \Delta I_B$, la variazione di I_B ha già cambiato senso, per cui I_C inverte il senso di variazione prima che essa abbia raggiunto il suo scostamento massimo.

Il fenomeno può essere interpretato come se al crescere della frequenza h_{fe} diminuisse e diventasse un numero complesso, avente un modulo decrescente al crescere della frequenza e un argomento negativo (sfasamento in ritardo) crescente con la frequenza.

Una relazione che interpreta molto da vicino tale fenomeno è la seguente:

$$\bar{h}_{fe} = \frac{h_{feo}}{1 + j \frac{f}{f_{hfe}}} \quad (21)$$

in cui h_{feo} è il valore di h_{fe} alle basse frequenze e f_{hfe} è il valore di frequenza per cui h_{fe} si riduce al valore $h_{feo}/\sqrt{2}$.

La (21) ci dice che il modulo di h_{fe} vale:

$$h_{fe} = \frac{h_{feo}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{hfe}}\right)^2}} \quad (22)$$

e l'argomento φ :

$$\varphi = -\arctg f/f_{hfe} \quad (23)$$

Il diagramma di h_{fe} in funzione della frequenza risulta come in fig. 10.

Si può osservare che in corrispondenza di f_{hfe} il parametro h_{fe} ha un argomento di -45° (dalla 23: $\varphi = -\arctg 1$), quindi la corrente di collettore risulta sfasata di 45° in ritardo rispetto a quella di base.

Il parametro f_{hfe} viene chiamato *frequenza di taglio del transistor*. Normalmente nei manuali dei transistori viene fornito il valore di f_{hfe} chiamato a volte anche f_β . Ad esempio per il transistor BC 108 A, il valore di f_{hfe} è di circa 1 MHz.

A volte nei manuali viene riportato il valore di f_{hfb} che è l'analogo per la connessione a base comune. Infatti anche per questo tipo di connessione è:

$$\bar{h}_{fb} = \frac{h_{fbo}}{1 + j \frac{f}{f_{hfb}}} \quad (24)$$

Si può dimostrare che è (*):

$$f_{hfb} = f_{hfe}(1 + h_{feo}) \quad (25)$$

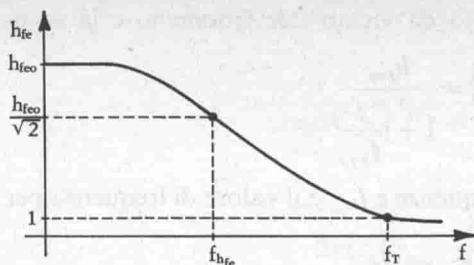
(*) Infatti, ricordando dalla tabella I del capitolo V che è:

$$h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$$

sostituendo la (21) si ha:

$$\begin{aligned} \bar{h}_{fb} &= \frac{-\frac{h_{feo}}{1 + jf/f_{hfe}}}{1 + \frac{h_{feo}}{1 + j(f/f_{hfe})}} = -\frac{h_{feo}}{1 + j(f/f_{hfe}) + h_{feo}} \\ &= \frac{-\frac{h_{feo}}{1 + h_{feo}}}{1 + j \frac{f}{f_{hfe}(1 + h_{feo})}} = \frac{h_{fbo}}{1 + j \frac{f}{f_{hfb}}} \end{aligned}$$

che confrontata con la (24) fornisce la (25).

Fig. 10. - Andamento di h_{fe} in funzione della frequenza.

cioè il campo delle frequenze in cui h_{fb} si può ritenere costante è $(1 + h_{feo})$ volte più ampio rispetto a quello in cui si può ritenere costante h_{fe} . Ad esempio, sempre per il transistor BC 108 A, il valore di f_{hfb} chiamato spesso anche f_a risulta di circa 250 MHz.

Un parametro molto importante che viene spesso fornito nei manuali al posto di f_{hfe} e di f_{hfb} è la cosiddetta *frequenza di transizione* f_T che è il valore di frequenza in cui h_{fe} si riduce a 1.

Dalla (22) si osserva che h_{fe} si riduce all'unità quando il denominatore del secondo membro diventa uguale a h_{feo} , cioè al valore $f = f_T$ per cui:

$$\sqrt{1 + (f_T/f_{hfe})^2} = h_{feo}$$

ovvero:

$$1 + (f_T/f_{hfe})^2 = h_{feo}^2$$

Si deduce quindi:

$$(f_T)^2 = (h_{feo}^2 - 1) \cdot f_{hfe}^2 \cong h_{feo}^2 \cdot f_{hfe}^2$$

ed infine:

$$f_T = h_{feo} \cdot f_{hfe} \quad (26)$$

Dalla (26) si ha dunque che la frequenza di transizione f_T è data dal prodotto dell'amplificazione massima in corrente (h_{feo}) per la frequenza di taglio del transistor e viene chiamata anche *figura di merito del transistor*.

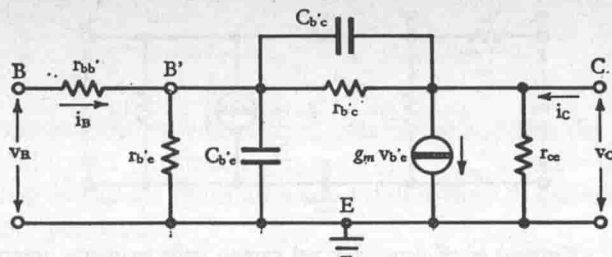
Si può facilmente vedere che f_T viene praticamente a coincidere con f_{hfb} ; infatti il secondo membro della (25) a parte il termine 1 trascurabile di fronte a h_{fe} , coincide con il secondo membro della (26). Poiché h_{fbo} è un numero assai vicino a 1, risulta che f_T è anche il prodotto del guadagno in corrente per la frequenza di taglio del transistor anche nel collegamento a base comune.

Si vedrà in seguito che la figura di merito è una caratteristica intrinseca del tipo di transistor.

Si può infine notare che la frequenza di taglio f_{hfe} è maggiore nei transistori NPN rispetto a quella dei PNP, in quanto la velocità (mobilità) degli elettroni (cariche maggioritarie nei transistori NPN) è maggiore di quella delle lacune (cariche maggioritarie nei transistori PNP).

Circuito equivalente a π di un transistor.

Nello studio degli amplificatori a transistori alle alte frequenze diventa estremamente complicato tener conto dei parametri complessi e quindi variabili con la frequenza. L'ostacolo è stato aggirato introducendo un altro tipo di circuito differenzia-

Fig. 11. - Circuito equivalente a π di un transistor.

le, contenente parametri non solo resistivi, ma indipendenti dalla frequenza e dipendenti solo dal punto di funzionamento del transistor. Il circuito in questione è il cosiddetto circuito equivalente a π o circuito di *Giacoletto*, il quale si può ritenere valido fino a frequenze relativamente prossime a $f_T/3$. D'altra parte è buona norma impiegare transistori a frequenze al di sotto di $0,3 \div 0,4 f_{f_{re}}$, per cui il circuito a π riportato in fig. 11, interpreta abbastanza fedelmente il comportamento del transistor. Detto circuito si spiega facilmente da un punto di vista fisico.

Il circuito di base è composto da una resistenza $r_{bb'}$ che costituisce la resistenza della porzione di cristallo formante la base ed assume di solito valori molti modesti, dell'ordine del centinaio di ohm; $r_{b'e}$ invece è la resistenza della giunzione base-emettitore (la resistenza della porzione di cristallo costituente l'emettitore si può considerare trascurabile) e $C_{b'e}$ la capacità della giunzione base-emettitore. In altri termini nel circuito di base è stata separata la resistenza ohmica del cristallo da ciò che riguarda la giunzione base-emettitore (resistenza e capacità di giunzione), distinguendo il punto B' in prossimità della giunzione dal punto B che è il morsetto di base in cui entra fisicamente il segnale.

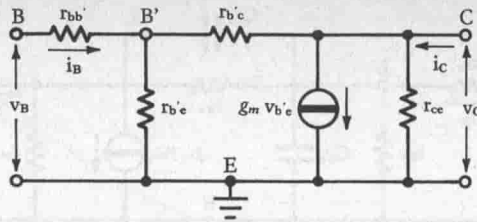
Il circuito di collettore è stato considerato costituito da un generatore di corrente dipendente dalla tensione $v_{b'e}$ con in parallelo la resistenza r_{ce} che è quella della giunzione collettore-emettitore (in realtà in parallelo alla r_{ce} dovrebbe essere posta una capacità della giunzione collettore-emettitore, ma questa risulta avere effetto trascurabile).

La dipendenza della corrente del generatore $g_m v_{b'e}$ dalla tensione $v_{b'e}$, anziché dalla corrente i_B , come supposto nel circuito a parametri ibridi, permette di tener conto dell'effetto del tempo di transito delle cariche maggioritarie dalla base al collettore. Infatti, aumentando la frequenza del segnale a causa della capacità $C_{b'e}$, la cui reattanza diminuisce, la tensione $v_{b'e}$ si riduce e si sfasa in ritardo, con conseguente riduzione della corrente del generatore di corrente.

Infine l'effetto di accoppiamento che il circuito di uscita esercita sull'ingresso e che nel circuito a parametri ibridi è fornito dal parametro h_{re} , in questo caso è dato dal gruppo $r_{b'c}$, $C_{b'c}$ che collega il collettore (punto C) con la giunzione base-emettitore (punto B').

Infatti tramite l'impedenza formata dal parallelo di $r_{b'c}$, $C_{b'c}$, una parte del segnale in uscita viene riportata sul circuito d'ingresso.

In circuito a π può anche essere usato alle frequenze intermedie, in cui le capacità $C_{b'e}$ e $C_{b'c}$ hanno effetto trascurabile. In tal caso i parametri del circuito a π possono essere messi in relazione con quelli ibridi. La difficoltà principale consiste nel fatto che i parametri del circuito a π alle frequenze intermedie sono cinque ($r_{bb'}$, $r_{b'e}$, $r_{b'c}$, g_m , r_{ce}),

Fig. 12. - Circuito equivalente a π nel campo delle frequenze intermedie.

mentre i parametri ibridi sono quattro (h_{ie} , h_{re} , h_{fe} , h_{oe}). L'ostacolo può essere aggirato scegliendone uno arbitrariamente, cioè fissandone il valore. Di solito si preferisce scegliere il parametro $r_{bb'}$, il quale ha sempre ordine di grandezza di $100 \div 200 \Omega$ (il parametro può essere misurato alle alte frequenze). In tali condizioni, con riferimento alla fig. 12 e considerando trascurabile la parte di corrente i_B che attraversa la resistenza $r_{b'c}$, rispetto a quella che percorre $r_{b'e}$ si può scrivere, supponendo di cortocircuitare, per le componenti alternate, i morsetti di uscita:

$$\begin{aligned} v_B &= r_{bb'} i_B + r_{b'e} i_B \\ i_C &= g_m v_{b'e} = g_m r_{b'e} i_B \end{aligned} \quad (27)$$

Ora ricordando il significato fisico dei parametri ibridi, introdotto nel cap. V paragrafo 8 per cui:

$$h_{ie} = (v_B / i_B) v_C = 0 \quad ; \quad h_{fe} = (i_C / i_B) v_C = 0$$

si deduce, per confronto con le (27):

$$\begin{aligned} h_{ie} &= r_{bb'} + r_{b'e} \\ h_{fe} &= g_m r_{b'e} \end{aligned} \quad (28)$$

Se invece si considera aperto il circuito di ingresso ($i_B = 0$), si può scrivere, sempre con riferimento alla fig. 12:

$$\begin{aligned} v_B &= v_C r_{b'e} / (r_{b'e} + r_{b'c}) \\ i_C &\cong v_C / r_{ce} \end{aligned} \quad (29)$$

e, ricordando sempre dal Cap. V che è:

$$\begin{aligned} h_{re} &= (v_B / v_C) i_B = 0 \\ h_{oe} &= (i_C / v_C) i_B = 0 \end{aligned}$$

si deduce, per confronto con le (29):

$$\begin{aligned} h_{re} &= r_{b'e} / (r_{b'e} + r_{b'c}) \cong r_{b'e} / r_{b'c} \\ h_{oe} &= 1 / r_{ce} \end{aligned} \quad (30)$$

essendo $r_{b'e}$ di solito molto maggiore rispetto a $r_{b'c}$ (dell'ordine dei $M\Omega$ contro dei $k\Omega$).

Dalle (28) e (30) infine si ricavano i parametri a π in funzione dei parametri ibridi.

Si ottiene dalle (28):

$$\begin{aligned} r_{b'e} &= h_{ie} - r_{bb'} \\ g_m &= h_{fe} / r_{b'e} = h_{fe} / (h_{ie} - r_{bb'}) \end{aligned} \quad (31)$$

e dalle (30):

$$\begin{aligned} r_{b'e} &\cong r_{b'e}/h_{re} = (h_{ie} - r_{bb'})/h_{re} \\ r_{ce} &= 1/h_{oe} \end{aligned} \quad (32)$$

Quindi una volta stabilito il valore di $r_{bb'}$, dalla conoscenza dei parametri ibridi, si possono dedurre i valori dei parametri π , $r_{b'e}$, $r_{b'c}$, r_{ce} , g_m . I valori delle capacità $C_{b'e}$ e $C_{b'c}$ normalmente si trovano sui manuali e sono dell'ordine di qualche decina di pF per $C_{b'e}$ e di qualche pF per $C_{b'c}$.

Studio dell'amplificatore alle alte frequenze.

Ritornando ora al circuito di fig. 11 e supponendo per semplicità trascurabile la corrente che il generatore $g_m v_{b'e}$ invia nella resistenza $r_{b'c}$, cioè supponendo che tutta la corrente generata circoli nel circuito di uscita, se questo è caricato da una resistenza di carico R_C , come indicato in fig. 13, indicando con R_p il parallelo fra le resistenze r_{ce} e R_C , si ha:

$$v_C = -g_m R_p v_{b'e} \quad (33)$$

Ora se si applica il teorema di Miller all'impedenza $\bar{Z}$ composta dal parallelo di $r_{b'c}$ e $C_{b'c}$ come si è visto nel Cap. II, paragrafo 2, si ha che l'impedenza $\bar{Z}$ equivale ad una impedenza $\bar{Z}_1$ posta fra B' ed E e una impedenza $\bar{Z}_2$ posta fra C ed E , in cui:

$$\begin{aligned} \bar{Z}_1 &= \bar{Z}/(1 - \bar{V}_C/\bar{V}_{b'e}) = \bar{Z}/(1 + g_m R_p) \\ \bar{Z}_2 &= \bar{Z}/(1 - \bar{V}_{b'e}/\bar{V}_C) = \bar{Z}/(1 + 1/g_m R_p) \end{aligned}$$

Ma poiché è:

$$\bar{Z} = \frac{r_{b'c}}{1 + j\omega r_{b'c} C_{b'c}} \quad (34)$$

si ha:

$$\bar{Z}_1 = \frac{\bar{Z}}{1 + g_m R_p} = \frac{r_{b'c}}{1 + j\omega \frac{r_{b'c}}{1 + g_m R_p} (1 + g_m R_p) C_{b'c}} \quad (35)$$

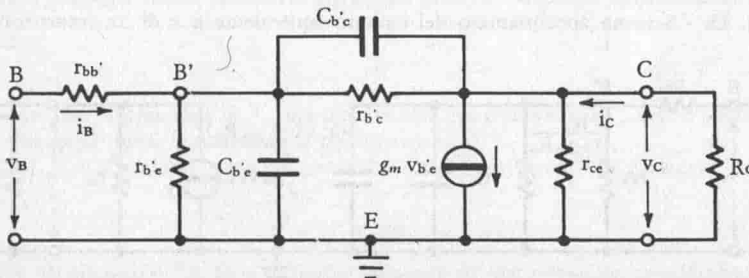


Fig. 13.

Dal confronto della (34) con la (35) risulta che la resistenza $r_{b'e}$ si riporta sul circuito d'ingresso divisa per $1 + g_m R_p$ e la $C_{b'e}$ equivale ad una capacità posta fra B' e E di valore $C_{b'e} (1 + g_m R_p)$.

È da notare che il termine $g_m R_p$ rappresenta il modulo del rapporto fra la tensione di collettore v_C e $v_{b'e}$, che dato il basso valore di $r_{bb'}$, è piuttosto vicina al valore della tensione v_{be} , perciò il termine in questione fornisce un valore approssimato dell'amplificazione intrinseca del transistor, per cui si può dire che l'effetto dell'impedenza $\bar{Z}$ è quello di un'analogia impedenza $\bar{Z}_1$ posta sul circuito d'ingresso ridotta rispetto a $\bar{Z}$ dell'amplificazione di tensione intrinseca del transistor e di una impedenza $\bar{Z}_2$ posta fra i morsetti di uscita e che risulta pari a:

$$\frac{\bar{Z}}{1 + 1/g_m R_p} \cong \bar{Z}_1$$

essendo di solito $g_m R_p \gg 1$ e quindi $1 + 1/g_m R_p \cong 1$.

In base a quanto detto il circuito a π di fig. 11 può essere ridisegnato come in fig. 14.

Esaminando ora il circuito ottenuto, si può osservare che $r_{b'e} \gg r_{ce}$ (infatti $r_{b'e}$ è dell'ordine dei M Ω mentre r_{ce} raramente supera i 10 k Ω), quindi nel parallelo con r_{ce} la $r_{b'e}$ ha effetto trascurabile.

Si vedrà infine nei paragrafi seguenti che anche l'effetto di $C_{b'e}$ sul circuito di uscita è trascurabile, per cui con ottima approssimazione il circuito di fig. 14, può essere trasformato in quello di fig. 15.

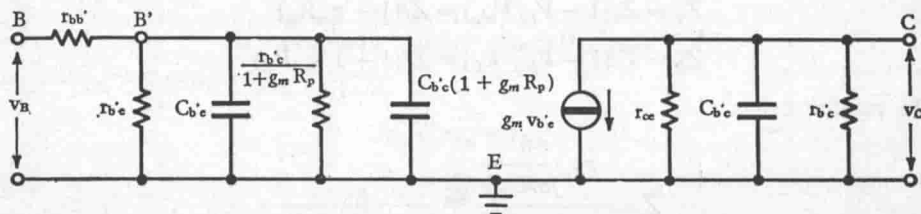


Fig. 14. - Circuito equivalente a quello di fig. 11.

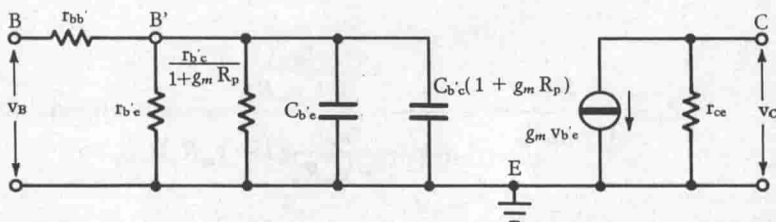


Fig. 15. - Schema approssimato del circuito equivalente a π di un transistor.

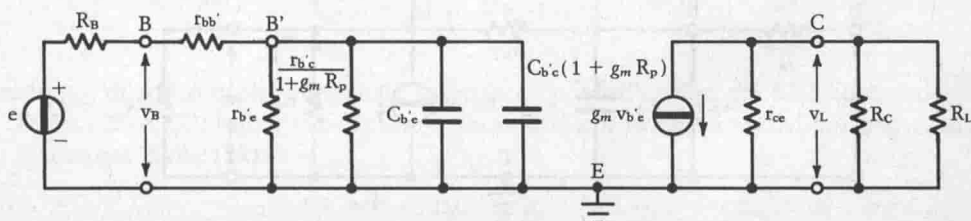


Fig. 16. - Circuito equivalente alle alte frequenze dell'amplificatore di fig. 2.

Se ora si vuole studiare il comportamento alle alte frequenze dell'amplificatore di fig. 2, poiché in tali condizioni la reattanza del condensatore C_a si può ritenere trascurabile (C_a si può considerare un cortocircuito), il circuito differenziale equivalente alle alte frequenze può essere disegnato come in fig. 16, dove questa volta la resistenza R_p è data dal parallelo delle resistenze r_{ce} , R_C , R_L .

Il circuito di fig. 16 può essere semplificato ponendo:

$$R_{p'} = \frac{r_{b'e} \frac{r_{b'c}}{1 + g_m R_p}}{r_{b'e} + \frac{r_{b'c}}{1 + g_m R_p}} \quad (36) \quad \left(\text{parallelo di } r_{b'e} \text{ e } \frac{r_{b'c}}{1 + g_m R_p} \right)$$

$$C_t = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_p) \quad (37)$$

per cui si può disegnare un nuovo circuito equivalente come in fig. 17.

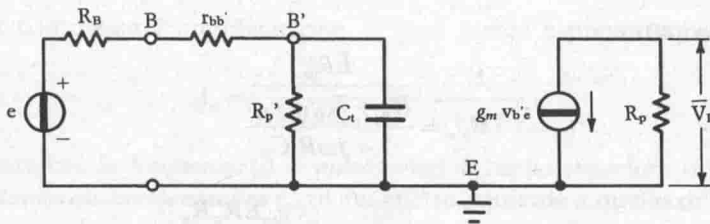


Fig. 17.

Nel caso in cui il segnale da amplificare sia alle frequenze intermedie, cioè a valori di frequenza per cui l'effetto della capacità C_t sia trascurabile (reattanza infinitamente grande), dall'esame del circuito di fig. 17, si ha:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{b'e} &= \bar{E} R_p / (R_B + r_{bb'} + R_p) \\ \bar{V}_L &= -g_m \bar{V}_{b'e} R_p = -\bar{E} R_p' g_m R_p / (R_B + r_{bb'} + R_p') \end{aligned}$$

da cui l'amplificazione alle medie frequenze:

$$\bar{A}_{vo} = -\bar{V}_L / \bar{E} = -g_m R_p' R_p / (R_B + r_{bb'} + R_p') \quad (*) \quad (38)$$

Alle alte frequenze invece, non è più lecito trascurare l'effetto della capacità C_t . In tali condizioni il calcolo della tensione $\bar{V}_{b'e}$ può essere eseguito applicando il teorema di

(*) È da notare che l'espressione di $\bar{A}_{vo}$ ora trovata coincide praticamente con le (8) in cui A_{vo} è espressa in funzione dei parametri ibridi trascurando il parametro h_{re} .

Infatti nella (8), sostituendo al posto dei parametri ibridi i corrispondenti parametri del circuito a π , si ha:

$$\bar{A}_{vo} = -g_m r_{b'e} R_p / (R_B + r_{bb'} + r_{b'e}) \quad (39)$$

Ora se anche nel circuito di fig. 16 si trascura l'influenza del circuito di uscita sull'ingresso, cioè l'effetto di $r_{b'c}/(1 + g_m R_p)$ [infatti di solito è $r_{b'c}/(1 + g_m R_p) \gg r_{b'e}$], il valore di R_p' si può considerare coincidente con quello di $r_{b'e}$. In tali condizioni la (38) coincide con la (39).

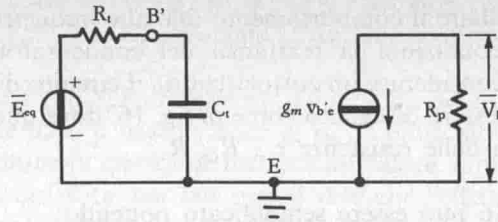


Fig. 18.

Thèvenin fra i punti B' e E , staccando la capacità C_t . Si ottiene il circuito di fig. 18 in cui:

$$\bar{E}_{eq} = \bar{E}R'_p / (R'_p + R_B + r_{bb'}) \quad (40)$$

$$R_t = R'_p(R_B + r_{bb'}) / (R'_p + R_B + r_{bb'}) \quad (41)$$

In tali condizioni risulta:

$$\bar{V}_{b'e} = [\bar{E}_{eq} / (R_t + 1/j\omega C_t)] \cdot (j\omega C_t) = \bar{E}_{eq} / (1 + j\omega R_t C_t) \quad (42)$$

e, sostituendo la (40):

$$\bar{V}_{b'e} = \frac{\bar{E}R'_p}{\frac{R'_p + R_B + r_{bb'}}{1 + j\omega R_t C_t}} \quad (43)$$

e quindi:

$$\bar{V}_L = -g_m \bar{V}_{b'e} R_p = -\frac{g_m \bar{E} R'_p R_p}{\frac{R'_p + R_B + r_{bb'}}{1 + j\omega R_t C_t}}$$

e, infine:

$$\bar{A}_v = \frac{\bar{V}_L}{\bar{E}} = -\frac{g_m R'_p R_p}{\frac{R'_p + R_B + r_{bb'}}{1 + j\omega R_t C_t}}$$

e per la (38):

$$\bar{A}_v = \bar{A}_{vo} / (1 + j\omega R_t C_t) \quad (44)$$

Il modulo dell'amplificazione vale:

$$A_v = A_{vo} / \sqrt{1 + \omega^2 R_t^2 C_t^2} \quad (45)$$

da cui si vede che all'aumentare della frequenza del segnale il modulo dell'amplificazione diminuisce.

La pulsazione di taglio superiore si ha in corrispondenza al valore ω_2 per cui la (45) vale $A_{vo}/\sqrt{2}$, cioè per:

$$\omega_2^2 R_t^2 C_t^2 = 1$$

ovvero per:

$$\omega_2 = 1 / R_t C_t \quad (46)$$

La frequenza di taglio superiore vale quindi:

$$f_2 = \omega_2 / 2\pi = 1 / 2\pi R_t C_t \quad (47)$$

La (45), ponendo $R_t C_t = 1/\omega_2$ può anche essere scritta nella forma:

$$A_v = \frac{A_{vo}}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_2^2}} = \frac{A_{vo}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \quad (48)$$

L'andamento dell'amplificazione A_v in funzione della frequenza del segnale applicato (in scala logaritmica) è riportata in fig. 19.

Si può vedere che fino a frequenze $f = 0,1 f_2$, il valore di A_v è ancora circa uguale ad A_{vo} . Infatti per $f = 0,1 f_2$ si ha:

$$A_v = \frac{A_{vo}}{\sqrt{1 + (0,1 f_2/f_2)^2}} = \frac{A_{vo}}{\sqrt{1 + 0,01}} \cong 0,995 A_{vo} \cong A_{vo}$$

L'argomento φ dell'amplificazione $\bar{A}_v$ risulta pari alla differenza fra l'argomento del numeratore (180°) e quello del denominatore θ . È:

$$\begin{aligned} \varphi &= 180^\circ - \theta = 180^\circ - \arctg \omega R_t C_t = 180^\circ - \arctg \omega/\omega_2 = \\ &= 180^\circ - \arctg f/f_2 \end{aligned} \quad (49)$$

In forma complessa l'amplificazione $\bar{A}_v$ può essere espressa come:

$$\bar{A}_v = \frac{\bar{A}_{vo}}{1 + j(\omega/\omega_2)} = \frac{\bar{A}_{vo}}{1 + j(f/f_2)} \quad (50)$$

È da notare che la frequenza (o la pulsazione) di taglio superiore si ha a qual valore per cui la reattanza del condensatore C_t (il cui effetto equivale a quello di tutte le capacità parassite) uguaglia la resistenza complessiva vista ai morsetti del condensatore stesso.

Nel caso dell'amplificatore di fig. 16 del capitolo VII riportato per comodità in fig. 20, il circuito differenziale equivalente alle alte frequenze si presenta come in fig. 21. Esso appare del tutto simile a quello di fig. 16 ad eccezione della presenza della resistenza del generatore r_g e della diversa disposizione della resistenza R_B .

Anche in questo caso, però si può vedere che la frequenza di taglio superiore f_2 si ha per quel valore per cui la reattanza del condensatore $C_t = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_p)$ uguaglia la resistenza vista ai suoi morsetti, che in questa circostanza è data dal parallelo di R'_p [parallelo di $r_{b'e}$ e $r_{b'c}/(1 + g_m R_p)$] con la serie di $r_{bb'}$ e il parallelo di R_B e r_g , cioè è:

$$R_t = \frac{R'_p [r_{bb'} + R_B r_g / (R_B + r_g)]}{R'_p + r_{bb'} + R_B r_g / (R_B + r_g)}$$

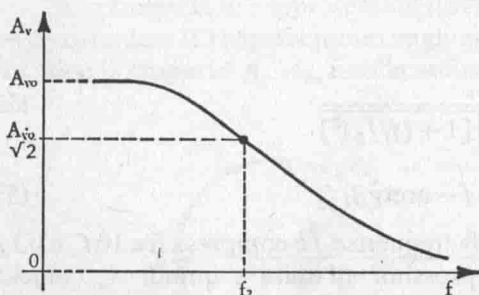


Fig. 19. - Andamento dell'amplificazione in funzione della frequenza alle alte frequenze.

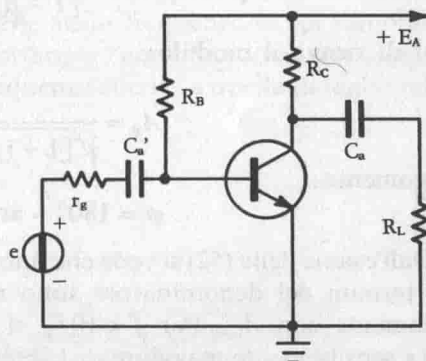


Fig. 20.

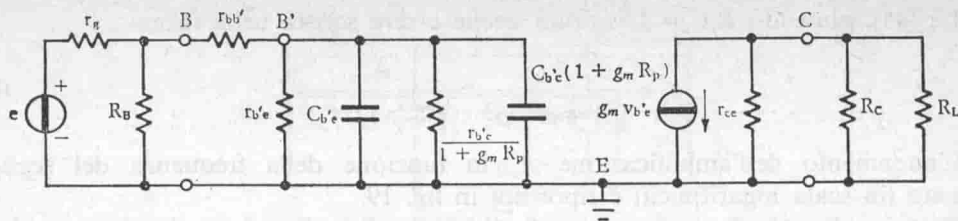


Fig. 21. - Circuito equivalente alle alte frequenze dell'amplificatore di fig. 20.

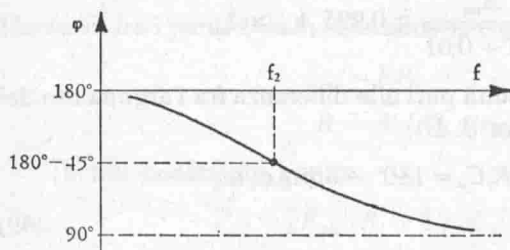
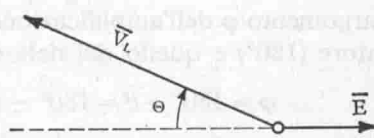
Fig. 22. - Andamento di θ alle alte frequenze.

Fig. 23. - Diagramma vettoriale alle alte frequenze dei segnali d'ingresso e d'uscita di un amplificatore a uno stadio.

Dalla (49) si vede che lo sfasamento del segnale risulta minore di 180° (θ è positivo) e diminuisce all'aumentare della frequenza fino a tendere a 90° quando la frequenza del segnale tende a valori infinitamente grandi.

In fig. 22 è riportato l'andamento dell'angolo θ in funzione della frequenza del segnale (per $f=f_2$ si ha $\theta=45^\circ$) e in fig. 23 il diagramma vettoriale alle alte frequenze.

4. Curva di risposta di un amplificatore a uno stadio. Curva universale.

La curva di risposta completa dell'amplificatore di fig. 2 è la risultante della curva di risposta alle basse, medie e alte frequenze e l'amplificazione in forma complessa può essere espressa approssimativamente dalla relazione:

$$\bar{A}_v = \frac{A_{vo}}{[1 - j(f_1/f)][1 + j(f/f_2)]} \quad (51)$$

da cui di ricava il modulo:

$$A_v = \frac{A_{vo}}{\sqrt{[1 + (f_1/f)^2][1 + (f/f_2)^2]}} \quad (52)$$

e l'argomento:

$$\varphi = 180^\circ + \arctg f_1/f - \arctg f/f_2 \quad (53)$$

Dall'esame della (52) si vede che fino a che la frequenza f è compresa fra $10f_1$ e $0,1f_2$ i due termini del denominatore sono molto prossimi all'unità e quindi A_v coincide praticamente con A_{vo} . Per $f < 10f_1$, il termine $1 + (f/f_2)^2$ è sempre circa 1, mentre diventa sensibilmente maggiore di 1 il termine $1 + (f_1/f)^2$ e quindi la (51) si approssima alla (16); per $f > 0,1f_2$, il termine $1 + (f_1/f)^2$ vale circa 1, mentre diventa, al crescere di f

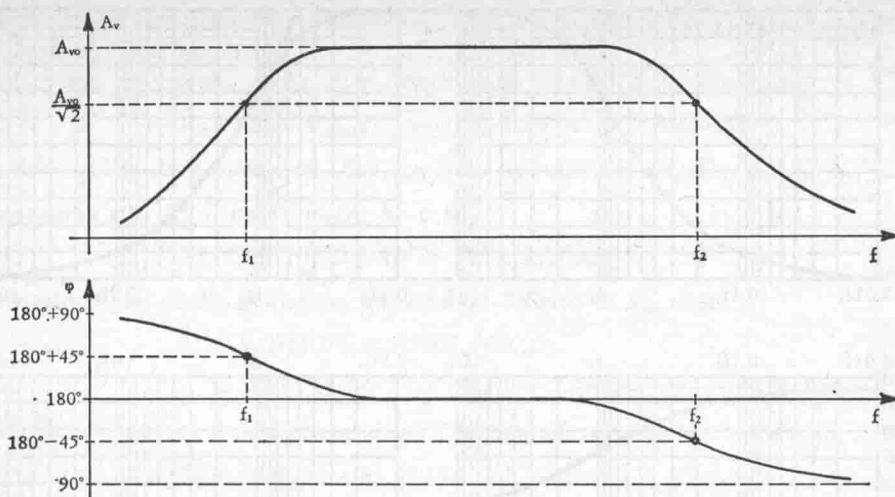


Fig. 24. - Diagrammi dell'amplificazione e dello sfasamento in un amplificatore ad uno stadio.

sempre più grande rispetto a 1 il termine $1 + (f/f_2)^2$ e la (52) si approssima alla (48). La stessa cosa si può dire per la (53), cioè per $f < 10f_1$, la (53) si avvicina alla (17); per $10f_1 < f < 0,1f_2$, i termini $\arctg f_1/f_2$ e $\arctg f/f_2$ sono molto piccoli e l'argomento φ è circa pari a 180° . Infine per $f > 0,1f_2$, la (53) si avvicina alla (49), essendo trascurabile il termine $\arctg f_1/f$.

Il diagramma complessivo dell'amplificazione e dello sfasamento si presenta come in fig. 24.

In termini di diagramma vettoriale, invece, tenendo costante il modulo del vettore $\bar{E}$ che rappresenta il segnale d'ingresso, al variare della frequenza, il vettore $\bar{V}_L$ varia in modulo e fase.

Si può dimostrare che il luogo dei vertici del vettore $\bar{V}_L$ è un cerchio il cui diametro è $A_{v0}E$, come illustrato in fig. 25. Tale cerchio può essere graduato in valori di frequenza crescente girando in senso orario a partire dal punto 0. Il punto A corrisponde alla frequenza di taglio inferiore f_1 e il punto C a quella di taglio superiore f_2 , mentre l'arco di cerchio nell'intorno del punto B corrisponde alla zona delle medie frequenze.

I diagrammi di fig. 24 possono essere ridisegnati in scale adimensionali e trasformati in modo da essere validi per qualunque amplificatore ad uno stadio.

Se si tralascia di rappresentare il campo delle medie frequenze, in cui l'amplificazione è costante e si rappresentano sugli assi, in ordinate l'amplificazione riferita al valore A_{v0} , cioè il rapporto A_v/A_{v0} e sulle ascisse la frequenza riferita a quella di taglio inferiore

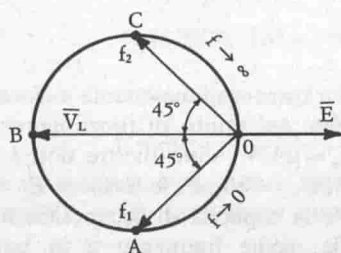


Fig. 25. - Luogo dei vertici del vettore $\bar{V}_L$ al variare della frequenza in uno stadio di amplificazione.

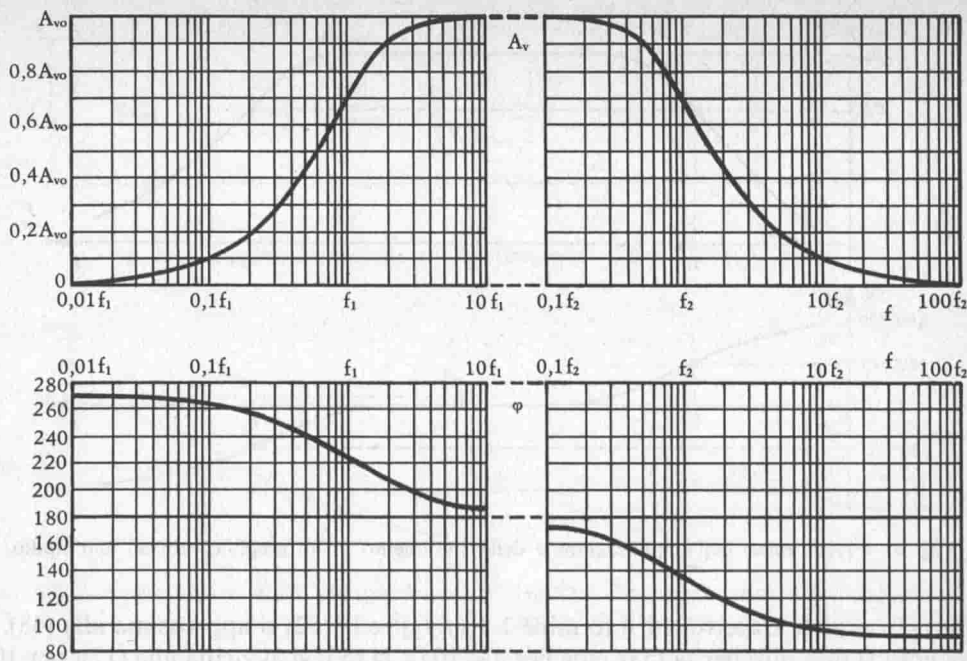


Fig. 26. - Curve universali di risposta di un amplificatore ad uno stadio.

f_1 , alle basse frequenze e a quella di taglio superiore f_2 alle alte frequenze, dalle (16), (17), (48) e (49), riportando f/f_1 e f/f_2 in scala logaritmica e A_v/A_{vo} in valore numerico, oppure in dB $[20 \log (A_v/A_{vo})]$, si ottengono le curve universali di fig. 26. Esse permettono di calcolare l'amplificazione di uno stadio e lo sfasamento del segnale a qualsiasi frequenza, note l'amplificazione A_{vo} e le frequenze di taglio inferiore f_1 e superiore f_2 .

Infatti occorre prima individuare se la frequenza in corrispondenza della quale si desidera ottenere l'amplificazione o lo sfasamento, appartiene al campo delle basse, medie o alte frequenze, a seconda che essa sia inferiore a $10f_1$, compresa fra $10f_1$ e $0,1f_2$, oppure superiore a $0,1f_2$. Quindi si calcola il rapporto f/f_1 o f/f_2 a seconda dei casi (se f è nel campo delle medie frequenze l'amplificazione è A_{vo}) e, sul diagramma in corrispondenza dell'ascissa trovata, si legge il valore di A_v/A_{vo} , per cui, noto A_{vo} , si ricava A_v .

Sul diagramma degli sfasamenti, si può leggere direttamente lo sfasamento φ fra il segnale di uscita e quello d'ingresso. Il procedimento sarà meglio chiarito nell'esempio che segue:

Esempio:

L'amplificatore di fig. 2 viene realizzato con un transistor funzionante a riposo con $I_{CO} = 4$ mA; $V_{CEO} = 5$ V; $I_{BO} = 30$ μ A; $V_{BEQ} = 0,6$ V e avente nel punto di funzionamento indicato i parametri: $h_{ie} = 2$ k Ω ; $h_{re} = 2,5 \cdot 10^{-4}$; $h_{fe} = 100$; $h_{oe} = \mu$ A/V; sono inoltre noti i parametri del circuito differenziale a π : $r_{bb'} = 100$ Ω ; $C_{b'e} = 100$ pF; $C_{b'c} = 10$ pF, le tensioni $E_C = 15$ V e $E_B = 1,5$ V; la resistenza di utilizzazione $R_L = 2,5$ k Ω e la capacità di accoppiamento $C_a = 1$ μ F.

Se determini l'amplificazione di tensione alle medie frequenze e la banda passante

dell'amplificatore. Si calcoli inoltre l'amplificazione e lo sfasamento del segnale di uscita rispetto a quello d'ingresso alle frequenze $f' = 50$ Hz e $f'' = 200$ kHz.

Dall'esame del circuito di fig. 2, si determinano i valori delle resistenze:

$$R_B = (E_B - V_{BE0})/I_{BO} = (1,5 - 0,6)/30 \cdot 10^{-6} = 30 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = (E_A - V_{CE0})/I_{CO} = (15 - 5)/4 \cdot 10^{-3} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Indicando con R_p^* il parallelo fra R_C e R_L :

$$R_p^* = 2,5 \cdot 10^3 \cdot 2,5 \cdot 10^3 / 5 \cdot 10^3 = 1,25 \text{ k}\Omega$$

l'amplificazione alle medie frequenze, trascurando l'effetto di h_{re} , vale:

$$\begin{aligned} A_{vo} &= h_{fe} R_p^* / (1 + h_{oe} R_p^*) (R_B + h_{ie}) = \\ &= 100 \cdot 1,25 \cdot 10^3 / (1 + 25 \cdot 10^{-6} \cdot 1,25 \cdot 10^3) (30 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3) \cong 3,8 \end{aligned}$$

Alle basse frequenze il circuito equivalente dell'amplificatore risulta come in fig. 3. Ponendo:

$$\begin{aligned} R_{t1} &= R_L + R_C / (1 + h_{oe} R_C) = \\ &= 2,5 \cdot 10^3 + 2,5 \cdot 10^3 / (1 + 25 \cdot 10^{-6} \cdot 2,5 \cdot 10^3) = 4,85 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

dalla (13) risulta:

$$f_1 = 1/2\pi C_a R_{t1} = 1/2 \cdot 3,14 \cdot 10^{-6} \cdot 4,85 \cdot 10^3 \cong 33 \text{ Hz}$$

Per lo studio alle alte frequenze, occorre in primo luogo ricavare i parametri del circuito a π dalla conoscenza dei parametri ibridi. Dalle (31) e (32) si ha:

$$r_{b'e} = h_{ie} - r_{bb'} = 2 \cdot 10^3 - 100 = 1900 \text{ }\Omega$$

$$g_m = h_{fe} / (h_{ie} - r_{bb'}) = 100/1900 = 52,5 \text{ mA/V}$$

$$r_{b'c} = (h_{ie} - r_{bb'})/h_{re} = 1900/2,5 \cdot 10^{-4} = 7,6 \text{ M}\Omega$$

$$r_{ce} = 1/h_{oe} = 1/25 \cdot 10^{-6} = 40 \text{ k}\Omega$$

Il circuito differenziale alle alte frequenze si presenta come in fig. 16 e può essere semplificato in quello di fig. 17, ponendo:

$$\begin{aligned} R_p &= \frac{1}{1/R_L + 1/R_C + 1/r_{ce}} = \frac{1}{1/2,5 \cdot 10^3 + 1/2,5 \cdot 10^3 + 1/40 \cdot 10^3} = 1210 \text{ }\Omega \\ R'_p &= \frac{r_{b'e} r_{b'c} / (1 + g_m R_p)}{r_{b'e} + r_{b'c} / (1 + g_m R_p)} = \frac{1900 \cdot 7,6 \cdot 10^6 / (1 + 52,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,21 \cdot 10^3)}{1900 + 7,6 \cdot 10^6 / (1 + 52,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,21 \cdot 10^3)} = 1870 \text{ }\Omega \end{aligned}$$

e:

$$\begin{aligned} C_t &= C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R_p) = 100 \cdot 10^{-12} + \\ &+ 10 \cdot 10^{-12} (1 + 52,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,21 \cdot 10^3) = 745 \text{ pF} \end{aligned}$$

Dal circuito di fig. 17, si nota che la resistenza R_t vista ai morsetti della capacità C_t , vale:

$$\begin{aligned} R_t &= R'_p (R_B + r_{bb'}) / (R'_p + R_B + r_{bb'}) = \\ &= 1870 (30 \cdot 10^3 + 100) / (1870 + 30 \cdot 10^3 + 100) = 1760 \text{ }\Omega \end{aligned}$$

quindi la frequenza di taglio superiore f_2 vale:

$$f_2 = 1/2\pi R_t C_t = 1/2 \cdot 3,14 \cdot 1,76 \cdot 10^3 \cdot 745 \cdot 10^{-12} \cong 121 \text{ kHz}$$

Il campo delle medie frequenze si estende da $10f_1 = 330$ Hz a $0,1f_2 = 12,1$ kHz.

La frequenza $f' = 50$ Hz si trova quindi nel campo delle basse frequenze. Poiché è:

$$f'/f_1 = 50/33 \cong 1,52$$

in corrispondenza di tale valore, sulla parte di diagramma relativo alle basse frequenze si legge:

$$A_v/A_{v0} \cong 0,83$$

per cui:

$$A_v = 0,83 A_{v0} = 0,83 \cdot 3,8 \cong 3,15$$

e

$$\varphi \cong 213^\circ$$

La frequenza $f'' = 200$ kHz si trova invece nel campo delle alte frequenze e poiché:

$$f''/f_2 = 200 \cdot 10^3 / 121 \cdot 10^3 = 1,65$$

sulla parte di diagramma relativo alle alte frequenze si legge:

$$A_v/A_{v0} \cong 0,52$$

quindi:

$$A_v = 0,52 A_{v0} = 0,52 \cdot 3,8 = 1,98$$

e infine:

$$\varphi = 121^\circ$$

5. Amplificatori a più stadi.

Spesso il segnale da amplificare ha un'ampiezza estremamente ridotta; ad esempio il segnale generato da un'antenna può essere dell'ordine di poche decine di μV ; quello generato da un trasduttore piezoelettrico di qualche mV, mentre in genere l'utilizzatore può richiedere segnali di ampiezza pari ad alcuni V. Ciò comporta amplificazioni dell'ordine di alcune migliaia o addirittura di alcune decine di migliaia; in tal caso un amplificatore del tipo visto in precedenza non è in grado di fornire l'amplificazione voluta. Il problema può essere risolto immettendo il segnale di uscita di un amplificatore in un altro dello stesso tipo che risulta così in cascata al primo. Si dice che si è realizzato un amplificatore a due stadi. Un esempio è riportato in fig. 27, in cui è stato disegnato un amplificatore composto di due stadi ciascuno del tutto simile a quello di fig. 22 del capitolo VII, comprendente anche il circuito per la stabilizzazione termica. Il primo stadio è accoppiato al secondo tramite un condensatore C_a' avente lo scopo di separare

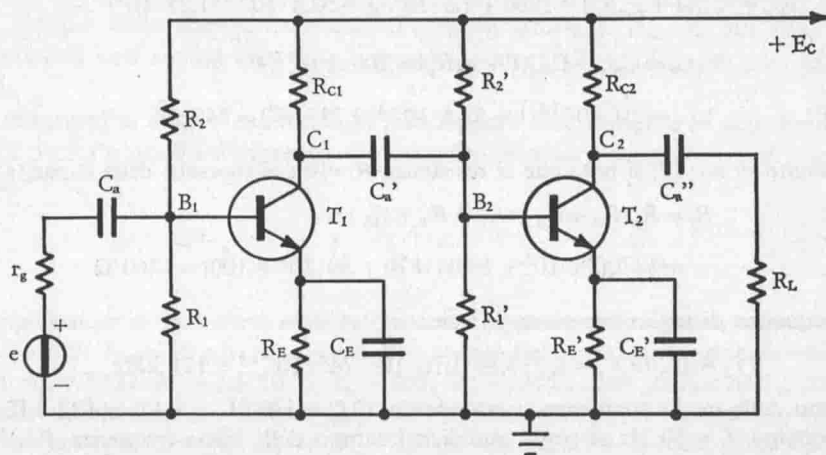


Fig. 27. - Schema di un amplificatore a due stadi.

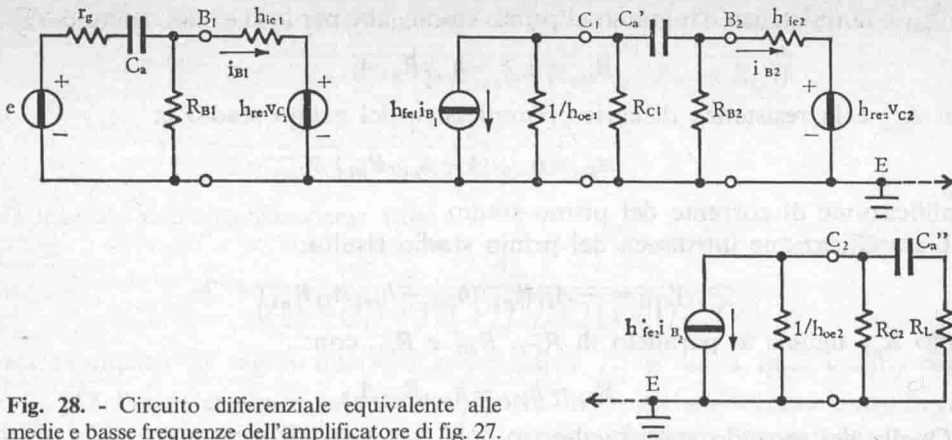


Fig. 28. - Circuito differenziale equivalente alle medie e basse frequenze dell'amplificatore di fig. 27.

per le componenti continue il primo stadio dal secondo, mentre dovrebbe costituire una reattanza trascurabile per il segnale da amplificare. L'utilizzatore del primo stadio è costituito dal circuito d'ingresso del secondo, come risulta considerando il circuito differenziale equivalente. Nello schema infine è stata tenuta in comune la sorgente di alimentazione E_C .

La scelta dei punti di funzionamento a riposo di ciascun transistor deve essere in relazione all'ampiezza del segnale alternativo all'ingresso di ciascuno stadio e tale che, durante il funzionamento, l'escursione massima del segnale non porti lo stadio a lavorare in una zona poco lineare delle caratteristiche.

Per disegnare il circuito differenziale equivalente è opportuno, per questioni di semplicità, riferirsi nello studio del comportamento alle medie e basse frequenze, al circuito differenziale a parametri ibridi. Esso si presenta come in fig. 28 (*).

Alle frequenze intermedie i condensatori di accoppiamento C_a , C'_a e C''_a possono essere considerati dei cortocircuiti. In tal caso l'amplificazione alle medie frequenze può essere facilmente calcolata, considerando l'amplificazione intrinseca del transistor A'_a intesa come rapporto fra la tensione alternativa di collettore e quella di base ed espressa dalla (7), in cui al posto di R_C deve essere considerata la resistenza complessiva costituente il carico dell'amplificatore e che normalmente è composta dalla resistenza di carico R_C con in parallelo la resistenza d'ingresso dello stadio successivo. Inoltre occorre tener conto anche dell'attenuazione del circuito d'ingresso.

In base a quanto detto l'amplificazione A_{vo} può essere espressa come:

$$A_{vo} = V_L/E = (V_{C2}/V_{B2}) \cdot (V_{C1}/V_{B1}) \cdot (V_{B1}/E) = A'_{v10} \cdot A'_{v20} \cdot a \quad (54)$$

avendo indicato con a l'attenuazione V_{B1}/E del circuito d'ingresso.

Nel caso del circuito di fig. 28 è:

$$a = R_{po}/(r_g + R_{po}) \quad (55)$$

essendo:

$$R_{po} = R_{B1}R_{i1}/(R_{B1} + R_{i1}) \quad (56)$$

(*) Si è indicato con R_{B1} e R_{B2} le resistenze risultanti dal parallelo delle R_1 e R_2 , costituenti i gruppi di polarizzazione.

dove R_{i1} è la resistenza d'ingresso al primo stadio, che per la (11') del capitolo VII vale:

$$R_{i1} = h_{ie1} - h_{re1} R_{p1} A_{i1} \quad (57)$$

in cui R_{p1} è la resistenza di carico complessiva del primo stadio e:

$$A_{i1} = h_{fe1} / (1 + h_{oe1} R_{p1}) \quad (58)$$

l'amplificazione di corrente del primo stadio.

L'amplificazione intrinseca del primo stadio risulta:

$$A'_{v10} = -A_{i1} R_{p1} / (h_{ie1} - h_{re1} A_{i1} R_{p1}) \quad (59)$$

essendo R_{p1} uguale al parallelo di R_{C1} , R_{B2} e R_{i2} , con:

$$R_{i2} = h_{ie2} - h_{re2} R_{p2} A_{i2} \quad (60)$$

Quella del secondo stadio vale:

$$A'_{v20} = -R_{p2}^* A_{i2} / (h_{ie2} - h_{re2} A_{i2} R_{p2}) \quad (61)$$

dove:

$$A_{i2} = h_{fe2} / (1 + h_{oe2} R_{p2})$$

$$R_{p2}^* = R_C R_L / (R_{C2} + R_L)$$

I calcoli si semplificano se si trascura l'effetto del parametro h_{re} , di solito molto piccolo. Infatti in tal caso le relazioni precedenti diventano:

$$R_{i1} = h_{ie1} \quad (62)$$

$$A'_{v10} = A_{i1} R_{p1} / h_{ie1}$$

$$A'_{v20} = A_{i2} R_{p2}^* / h_{ie2} \quad (63)$$

$$R_{i2} = h_{ie2}$$

quindi, sostituendo nella (54) le (55), (62) e (63), si ha:

$$\begin{aligned} A_{vo} &= \frac{R_{po}}{r_g + R_{po}} \cdot \frac{A_{i1} R_{p1}}{h_{ie1}} \cdot \frac{A_{i2} R_{p2}^*}{h_{ie2}} = \\ &= \frac{R_{po}}{r_g + R_{po}} \cdot \frac{R_{p1} R_{p2}^*}{h_{ie1} h_{ie2}} \cdot \frac{h_{fe1} h_{fe2}}{(1 + h_{oe1} R_{p1})(1 + h_{oe2} R_{p2}^*)} \end{aligned} \quad (64)$$

Alle basse frequenze le reattanze dei condensatori C_a , C'_a e C''_a non sono più trascurabili e danno luogo ad una diminuzione dell'amplificazione.

Come si è visto in precedenza ciascun condensatore dà luogo ad una frequenza di taglio inferiore e rende l'amplificazione complessa. Indicando con f'_1 , f''_1 e f'''_1 le frequenze di taglio dei circuiti comprendenti rispettivamente C_a , C'_a e C''_a , l'amplificazione complessa $\bar{A}_v$ può essere scritta nella forma:

$$\bar{A}_v = \frac{A_{vo}}{(1 - jf'_1/f)(1 - jf''_1/f)(1 - jf'''_1/f)} \quad (65)$$

Se si suppongono i vari stadi non interagenti fra loro, ciascuna frequenza di taglio si trova a quel valore per cui la reattanza di ciascun condensatore uguaglia la resistenza vista ai propri morsetti; nel caso in esame si ha:

$$f'_1 = \frac{1}{2\pi C_a (r_g + R_{po})} \quad (66)$$

$$f_1'' = \frac{1}{2\pi C_a' [R_{C1}/(1 + h_{oe1} R_{C1}) + R_{B2} R_{i2}/(R_{B2} + R_{i2})]} \quad (67)$$

$$f_1''' = \frac{1}{2\pi C_a' [R_{C2}/(1 + h_{oe2} R_{C2}) + R_L]} \quad (68)$$

Il modulo dell'amplificazione vale:

$$A_v = \frac{A_{vo}}{\sqrt{[1 + (f_1'/f)^2][1 + (f_1''/f)^2][1 + (f_1'''/f)^2]}} \quad (69)$$

La frequenza di taglio inferiore complessiva f_{1t} si ha a quel valore per cui $A_v = A_{vo}/\sqrt{2}$. Per determinare tale valore occorre imporre che il termine entro la radice quadrata a denominatore sia pari a 2, cioè occorre risolvere l'equazione:

$$[1 + (f_1'/f_{1t})^2][1 + (f_1''/f_{1t})^2][1 + (f_1'''/f_{1t})^2] = 2 \quad (70)$$

Tale equazione è di difficile soluzione (in genere la soluzione è possibile quando esistono solo due stadi di attenuazione anziché tre come nel caso in esame) e di solito il problema può essere risolto graficamente, tracciando la curva di A_v in funzione della frequenza f per punti e determinando il valore di f per cui $A_v = 0,7 A_{vo}$.

La soluzione analitica diventa semplice nei due casi seguenti:

1. Quando una frequenza di taglio, ad esempio f_1' è almeno dieci volte superiore a tutte le altre. In tal caso, in corrispondenza di tale valore tutti gli altri termini, tranne quello in questione, assumono un valore di circa 1, per cui l'attenuazione è essenzialmente dovuta a f_1' . In altre parole, la banda passante complessiva è determinata dallo stadio avente la banda più stretta.
2. Le frequenze di taglio dei singoli stadi sono uguali. In queste condizioni, se $f_1' = f_1'' = f_1''' = f_1$, la (70) può essere riscritta nella forma:

$$[1 + (f_1/f_{1t})^2]^3 = 2 \quad (71)$$

da cui si deduce:

$$\left(\frac{f_1}{f_{1t}}\right)^2 = \sqrt[3]{2} - 1$$

$$\frac{f_1}{f_{1t}} = \sqrt{\sqrt[3]{2} - 1} \quad (72)$$

e, infine:

$$f_{1t} = \frac{f_1}{\sqrt{\sqrt[3]{2} - 1}} \quad (73)$$

In generale, se l'amplificatore ha n stadi di attenuazione uguali, la (71) diventa:

$$\left[1 + \left(\frac{f_1}{f_{1t}}\right)^2\right]^n = 2$$

che risolta come in precedenza, fornisce;

$$f_{1t} = \frac{f_1}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}} \quad (74)$$

Fig. 29. - Diagramma vettoriale dei segnali d'ingresso e d'uscita nell'amplificatore di fig. 27 alle basse frequenze.

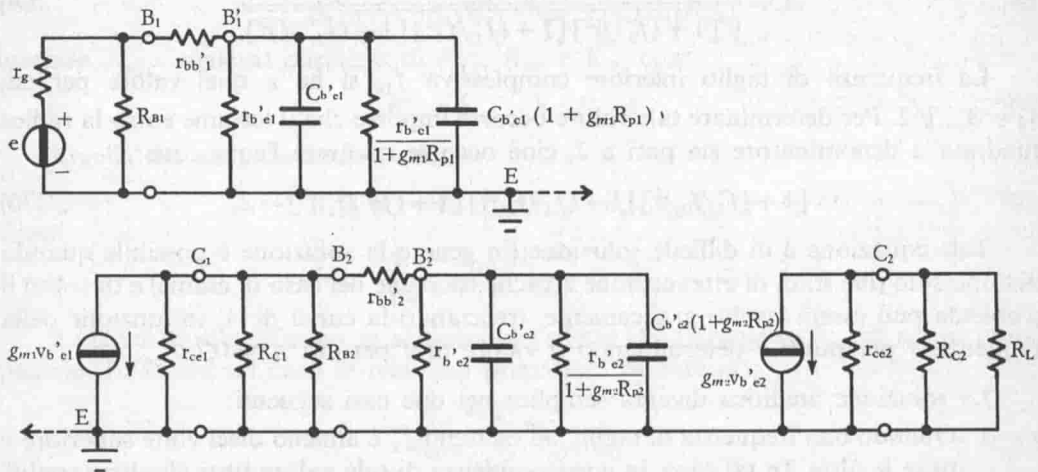
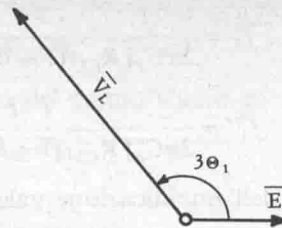


Fig. 30. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di fig. 27 alle alte frequenze.

L'argomento φ dell'amplificazione risulta dalla (65), essendo l'argomento di $A_{vo} = 0$ (poiché ogni stadio inverte di fase e quindi il segnale di uscita risulta in fase con l'ingresso):

$$\varphi = \arctg f'_1/f + \arctg f''_1/f + \arctg f'''_1/f \quad (75)$$

cioè il segnale viene sfasato rispetto a quanto si ha alle medie frequenze, di un angolo pari alla somma degli angoli di sfasamento dovuti a ciascun circuito comprendente un condensatore di accoppiamento. In particolare se le frequenze di taglio inferiori di ciascuno stadio sono uguali e se θ_1 è l'angolo corrispondente a ciascun circuito, il vettore che rappresenta il segnale di uscita $\vec{V_L}$ risulta sfasato di un angolo pari a $3\theta_1$ rispetto a quello rappresentante il segnale d'ingresso, come in fig. 29.

Per studiare il comportamento dell'amplificazione alle alte frequenze occorre invece riferirsi al circuito equivalente a π del transistor. Il circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di fig. 27 si presenta come in fig. 30.

Il circuito di fig. 30 è un circuito approssimato in quanto le resistenze $r_{b'e1}$ $r_{b'e2}$ sono state riportate sul circuito d'ingresso dei rispettivi transistori, diminuite nel rapporto $1 + g_{m1}R_{p1}$ e $1 + g_{m2}R_{p2}$ rispettivamente e le capacità $C_{b'e1}$ e $C_{b'e2}$ compaiono aumentate nello stesso rapporto, in cui R_{p1} e R_{p2} non sono altro che le resistenze viste ai morsetti del generatore $g_{m1}V_{b'e1}$ e $g_{m2}V_{b'e2}$. In realtà ciò è esatto nel caso di un amplificatore ad uno stadio con carico resistivo. Nel nostro caso però, il carico oltre che dalle resistenze R_{p1} e R_{p2} è costituito anche dalle capacità C_{t1} e C_{t2} risultanti da $C_{b'e1}$, $C_{b'e2}$ e $C_{b'e1}$, $C_{b'e2}$ riportate sui circuiti d'ingresso per effetto Miller.

Il calcolo esatto dovrebbe considerare al posto delle resistenze R_{p1} e R_{p2} delle impedenze $\bar{Z}_{p1}$ e $\bar{Z}_{p2}$, per cui le resistenze $r_{b'e1}$ e $r_{b'e2}$ andrebbero divise per il termine $1 + g_{m1}\bar{Z}_{p1}$ e $1 + g_{m2}\bar{Z}_{p2}$ rispettivamente e le capacità $C_{b'e1}$ e $C_{b'e2}$ andrebbero moltiplicate per lo stesso fattore. Tale calcolo risulta piuttosto complicato e non viene qui sviluppato; comunque si arriverebbe al risultato che, mentre la resistenza equivalente all'effetto di $r_{b'e}$ non cambia apprezzabilmente, la capacità viene a diminuire, per cui, trascurando i parametri reattivi nel calcolo delle $\bar{Z}_{p1}$ e $\bar{Z}_{p2}$ e quindi considerando solo le resistenze R_{p1} e R_{p2} , si arriva a determinare i valori di frequenze di taglio superiore approssimate in difetto, cioè si ottiene dal calcolo approssimato fatto in base al circuito di fig. 30 una banda passante un po' più stretta di quella che si ha in realtà.

Con la semplificazione introdotta, il circuito equivalente di fig. 30 può essere semplificato in quello di fig. 31.

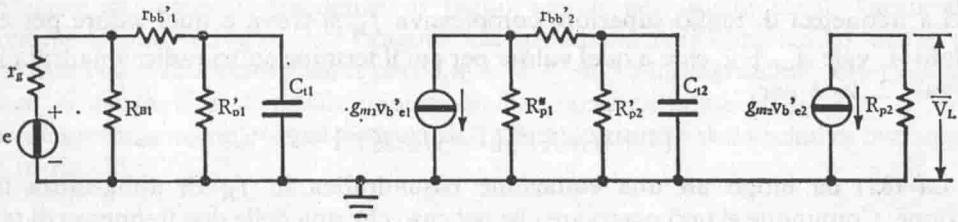


Fig. 31.

In tale circuito si è posto:

$$R'_{p1} = r_{b'e1} || r_{b'e1} / (1 + g_{m1} R_{p1})$$

$$C_{t1} = C_{b'e1} + C_{b'e1} (1 + g_{m1} R_{p1})$$

$$R_{p1}^* = r_{ce1} || R_{c1} || R_{B2}$$

$$R'_{p2} = r_{b'e2} || r_{b'e2} / (1 + g_{m2} R_{p2})$$

$$C_{t2} = C_{b'e2} + C_{b'e2} (1 + g_{m2} R_{p2})$$

$$R_{p2} = r_{ce2} || R_{c2} || R_L$$

Per quanto si è visto nel paragrafo precedente, ciascuna capacità dà luogo ad una frequenza di taglio superiore, per cui l'amplificazione in forma complessa alle alte frequenze può essere scritta nella forma:

$$\bar{A}_v = \frac{A_{vo}}{(1 + jf/f'_2)(1 + jf/f''_2)} \quad (76)$$

in cui ciascuna frequenza di taglio è data dal valore per cui la reattanza della capacità che determina il taglio uguaglia la resistenza vista ai suoi morsetti; quindi:

$$f'_2 = \frac{1}{2\pi C_{t1} \left[\frac{R'_{p1}(r_{bb'1} + R''_{p1})}{R'_{p1} + r_{bb'1} + R''_{p1}} \right]} \quad (77)$$

con:

$$R''_{p1} = r_g R_{B1} / (r_g + R_{B1})$$

$$f_2'' = \frac{1}{2\pi C_{t2} \left[\frac{R'_{p2}(r_{bb'2} + R_{p1}^*)}{R'_{p2} + r_{bb'2} + R_{p1}^*} \right]} \quad (78)$$

Dalla (71) il modulo dell'amplificazione risulta:

$$A_v = \frac{A_{v0}}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{f}{f_2'}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{f}{f_2''}\right)^2\right]}} \quad (79)$$

e l'argomento φ , essendo quello di A_{v0} uguale a zero, per quanto detto in precedenza, essendo l'amplificatore a due stadi:

$$\varphi = -\arctg f/f_2' - \arctg f/f_2'' \quad (80)$$

La frequenza di taglio superiore complessiva f_{2t} si trova a quel valore per cui il modulo A_v vale $A_{v0}/\sqrt{2}$, cioè a quel valore per cui il termine entro radice quadrata nella (79) vale 2, cioè per:

$$[1 + (f_{2t}/f_2')^2][1 + (f_{2t}/f_2'')^2] = 2 \quad (81)$$

La (81) dà luogo ad una equazione biquadratica in f_{2t} di abbastanza facile soluzione. Comunque si può osservare che nel caso che una delle due frequenze di taglio, ad esempio f_2' sia almeno dieci volte superiore all'altra, la frequenza di taglio complessiva viene praticamente a coincidere con quella più piccola, cioè la banda passante complessiva coincide con quella dello stadio avente banda più stretta. Infatti in tale caso, se $f_2' > 10 f_2''$, nella (79), per $f = f_2''$ il termine $1 + (f/f_2')^2$ risulta uguale a 2, il termine $1 + (f/f_2'')^2$ è ancora circa uguale a 1 per cui il termine entro radice quadrata vale circa 2.

Proprio per tale motivo, nei paragrafi precedenti si è trascurata, nell'applicazione dell'effetto Miller al circuito equivalente a π , la capacità $C_{b'e}$ posta sul circuito di uscita. Infatti tale capacità darebbe luogo ad una frequenza di taglio:

$$f_2^* = 1/2\pi C_{b'e} R_p$$

normalmente molto più grande delle altre frequenze di taglio e quindi avente influenza trascurabile sulla banda passante dello stadio.

Nel caso invece che le due frequenze di taglio siano uguali e pari a f_2 , la (81) diventa:

$$[1 + (f_{2t}/f_2)]^2 = 2$$

che, risolta, fornisce:

$$f_{2t} = f_2 \sqrt{\sqrt{2} - 1}$$

In genere si può dimostrare che se si hanno n stadi uguali, la frequenza di taglio complessiva risulta dall'equazione:

$$[1 + (f_{2t}/f_2)^2]^n = 2$$

la cui soluzione è:

$$f_{2t} = f_2 \sqrt[n]{\sqrt{2} - 1} \quad (82)$$

Dalla (82) si vede che all'aumentare del numero degli stadi la banda passante dell'amplificatore si restringe (*).

Infatti la (82) dà luogo alla tabella, sottoriportata.

n	f_{2t}
1	f_2
2	$0,64 f_2$
3	$0,51 f_2$
4	$0,425 f_2$

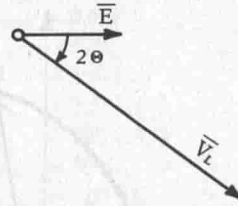


Fig. 32. - Diagramma vettoriale di V_L e E alle alte frequenze.

Sempre nel caso di frequenze di taglio uguali nei singoli stadi, l'argomento dell'amplificazione, se $180^\circ - \theta_2$ è l'angolo corrispondente a ciascuno stadio, risulta pari a $-2\theta_2$ (nel caso di n stadi risulta pari a $n \cdot 180^\circ - n\theta_2$) e il diagramma vettoriale della tensione di uscita $\bar{V}_L$ e di quella d'ingresso $\bar{E}$ si presenta come in fig. 32.

Il diagramma completo del modulo dell'amplificazione e della relativa fase appare come in fig. 33.

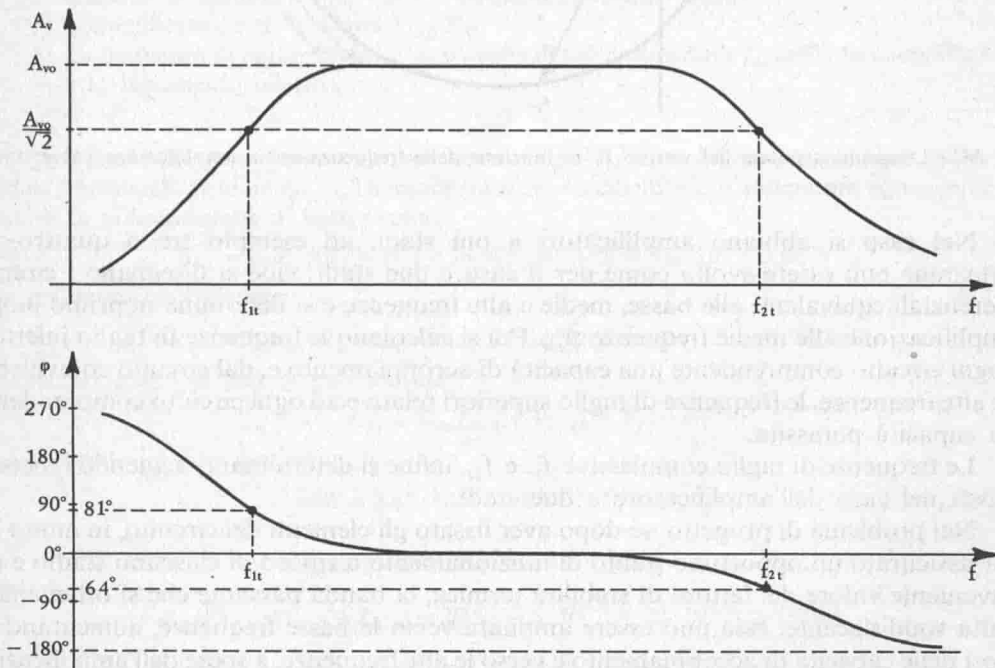


Fig. 33. - Diagramma del modulo dell'amplificazione e della fase in funzione della frequenza per l'amplificatore di fig. 27.

(*) Per banda passante B in realtà si definisce la differenza fra la frequenza di taglio superiore f_2 e quella inferiore f_1 , cioè: $B = f_2 - f_1$. Poiché nel caso di un amplificatore R-C, f_1 è dell'ordine di alcune decine di Hz e f_2 di almeno alcune decine di kHz, la differenza fra le due frequenze coincide praticamente con f_2 , per cui è $B \cong f_2$.

Il diagramma polare, luogo dei vertici del vettore $\bar{V}_L$ al variare della frequenza da circa zero fino a valori infinitamente grandi si presenta come in fig. 34.

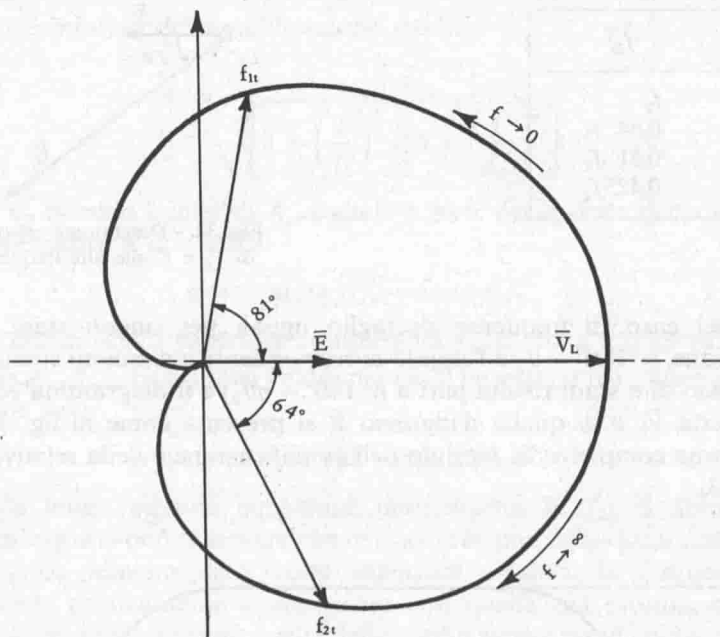


Fig. 34. - Diagramma polare del vettore $\bar{V}_L$ in funzione della frequenza in un amplificatore a due stadi.

Nel caso si abbiano amplificatori a più stadi, ad esempio tre o quattro, la trattazione può essere svolta come per il caso a due stadi; cioè si disegnano i circuiti differenziali equivalenti alle basse, medie e alte frequenze e si determina in primo luogo l'amplificazione alle medie frequenze A_{vo} . Poi si calcolano le frequenze di taglio inferiori di ogni circuito comprendente una capacità di accoppiamento e, dal circuito equivalente alle alte frequenze, le frequenze di taglio superiori relative ad ogni circuito comprendente una capacità parassita.

Le frequenze di taglio complessive f_{1t} e f_{2t} , infine si determinano seguendo i metodi esposti nel caso dell'amplificatore a due stadi.

Nel problema di progetto, se dopo aver fissato gli elementi del circuito, in modo da aver assicurato un opportuno punto di funzionamento a riposo di ciascuno stadio e un conveniente valore del fattore di stabilità termica, la banda passante che si ottiene non risulta soddisfacente, essa può essere ampliata verso le basse frequenze, aumentando i valori delle capacità di accoppiamento e verso le alte frequenze, a spese dell'amplificazione, riducendo le resistenze di carico R_C o i valori del gruppo di polarizzazione (riducendo i valori di R_B).

Esempio:

Un amplificatore R-C a due stadi viene realizzato secondo lo schema di fig. 27, con due transistori aventi parametri e punti di funzionamento sotto indicati:

Transistore T_1

$$\begin{aligned} V_{CE10} &= 5 \text{ V} \\ I_{C10} &= 3,5 \text{ mA} \\ I_{B10} &= 22 \text{ } \mu\text{A} \\ V_{BE10} &= 0,6 \text{ V} \\ h_{fe1} &= 150 \\ h_{ie1} &= 1 \text{ k}\Omega \\ h_{re1} &= 2 \cdot 10^{-4} \\ h_{oe1} &= 50 \text{ } \mu\text{A/V} \\ r_{bb'1} &= 100 \text{ } \Omega \\ C_{b'e1} &= 100 \text{ pF} \\ C_{b'c1} &= 5 \text{ pF} \end{aligned}$$

Transistore T_2

$$\begin{aligned} V_{CE20} &= 6 \text{ V} \\ I_{C20} &= 25 \text{ mA} \\ I_{B20} &= 0,2 \text{ mA} \\ V_{BE20} &= 0,6 \text{ V} \\ h_{fe2} &= 120 \\ h_{ie2} &= 500 \text{ } \Omega \\ h_{re2} &= 2,5 \cdot 10^{-4} \\ h_{oe2} &= 100 \text{ } \mu\text{A/V} \\ r_{bb'2} &= 50 \text{ } \Omega \\ C_{b'e2} &= 120 \text{ pF} \\ C_{b'c2} &= 8 \text{ pF} \end{aligned}$$

Si dispone inoltre di una tensione di alimentazione $E_C = 18 \text{ V}$ e si desidera ottenere una frequenza di taglio inferiore $f_1 = 25 \text{ Hz}$ per ciascun circuito di accoppiamento. Le resistenze del partitore di polarizzazione sono fissate come segue: $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$; $R'_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R'_2 = 5,1 \text{ k}\Omega$.

Sapendo che il generatore d'ingresso ha una resistenza interna $r_g = 2,5 \text{ k}\Omega$ e che il secondo stadio è caricato da una resistenza $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, calcolare:

- 1) I valori delle altre resistenze e capacità presenti nello schema.
- 2) L'ampiezza E_M del segnale d'ingresso necessario per avere sulla resistenza R_L una tensione di ampiezza $V_{LM} = 5 \text{ V}$ e frequenza a centro banda.
- 3) L'amplificazione di tensione V_{LM}/E_M .
- 4) La frequenza di taglio inferiore f_{1t} e quella di taglio superiore f_{2t} dell'intero amplificatore e lo sfasamento relativo.

Soluzione:

1) Occorre in primo luogo calcolare la resistenza R_E di stabilizzazione termica del primo stadio. Applicando il teorema di Thèvenin fra base ed emettitore il generatore equivalente del circuito di polarizzazione di base risulta:

$$E_{B1} = E_C R_1 / (R_1 + R_2) = 18 \cdot 6,8 \cdot 10^3 / (6,8 + 33) \cdot 10^3 = 3,08 \text{ V}$$

e la resistenza equivalente:

$$R_{B1} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 6,8 \cdot 33 \cdot 10^6 / (6,8 + 33) \cdot 10^3 = 5,65 \text{ k}\Omega$$

ora per il circuito di base si può scrivere:

$$E_{B1} = R_{B1} I_{B10} + V_{BE10} + V_{E10}$$

e, sostituendo i valori numerici:

$$3,08 = 5,65 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-6} + 0,6 + V_{E10}$$

da cui:

$$V_{E10} = 3,08 - 0,124 - 0,6 = 2,352 \text{ V}$$

e quindi:

$$R_E = V_{E10} / (I_{C10} + I_{B10}) = 2,352 / (3,5 \cdot 10^{-3} + 22 \cdot 10^{-6}) \cong 670 \text{ } \Omega$$

Segue:

$$C_E = 10 / (2\pi f_1 R_E) = 1 / (6,28 \cdot 25 \cdot 67) = 95 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_{C1} = (E_C - V_{CE10} - V_{E10}) / I_{C10} = (18 - 5 - 2,352) / 3,5 \cdot 10^{-3} \cong 3,05 \cdot 10^3 \cong 3 \text{ k}\Omega$$

Analogamente per il secondo stadio:

$$E_{B2} = E_C R'_1 / (R'_1 + R'_2) = 18 \cdot 10^3 / (5,1 + 1) \cdot 10^3 = 2,95 \text{ V}$$

$$R_{B2} = R'_1 R'_2 / (R'_1 + R'_2) = 5,1 \cdot 1 \cdot 10^6 / (5,1 + 1) \cdot 10^3 = 836 \text{ } \Omega$$

$$E_{B2} = R_{B2} I_{B20} + V_{BE20} + V_{E20}$$

e, sostituendo i valori numerici:

$$2,95 = 836 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} + 0,6 + V_{E20}$$

da cui:

$$V_{E20} = 2,95 - 0,167 - 0,6 = 2,183 \text{ V}$$

$$R'_E = V_{E20} / (I_{C20} + I_{B20}) = 2,183 / (25 \cdot 10^{-3} + 0,2 \cdot 10^{-3}) \cong 87 \text{ } \Omega$$

$$C'_E = 10 / 2\pi f_1 R_{E2} = 10 / 6,28 \cdot 25 \cdot 87 = 730 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_{C2} = (E_C - V_{CE20} - V_{E20}) / I_{C20} = (18 - 6 - 2,95) / 25 \cdot 10^{-3} \cong 390 \text{ } \Omega$$

La capacità di accoppiamento C_a , dal circuito equivalente alle basse frequenze di fig. 28 e dalla (66), risulta:

$$C_a = \frac{1}{2\pi f_1 [r_g + R_{B1} h_{ie1} / (R_{B1} + h_{ie1})]} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 25 [2,5 \cdot 10^3 + 5,65 \cdot 10^3 \cdot 10^3 / (5,65 + 1) \cdot 10^3]} = 1,9 \text{ } \mu\text{F}$$

Dalla (67), notando che $R_{i2} = h_{ie2}$, si ricava il valore di C'_a :

$$C'_a = \frac{1}{2\pi f_1 [R_{C1} / (1 + h_{oe1} R_{C1}) + R_{B2} h_{ie2} / (R_{B2} + h_{ie2})]} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 25 [3 \cdot 10^3 / (1 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^3) + 836 \cdot 500 / (836 + 500)]} =$$

$$= 2,18 \text{ } \mu\text{F}$$

Infine dalla (68):

$$C''_a = \frac{1}{2\pi f_1 [R_{C2} / (1 + h_{oe2} R_{C2}) + R_L]} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 25 [390 / (1 + 100 \cdot 10^{-6} \cdot 390) + 10^3]} = 4,63 \text{ } \mu\text{F}$$

2) Il circuito equivalente alle medie frequenze, trascurando l'effetto del parametro h_{re} dei due transistori, si presenta come in fig. 35.

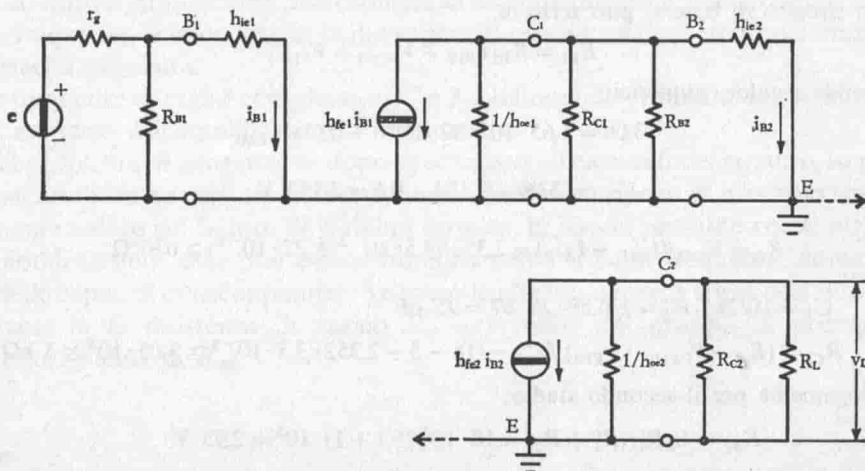


Fig. 35. - Circuito equivalente alle medie frequenze dell'amplificatore di fig. 27, in cui si è trascurato l'effetto del parametro h_{re} .

In essa si vede che il valore assoluto deve essere:

$$h_{fe2} I_{B2M} \cdot R_{p2} = V_{LM}$$

dove:

$$R_{p2} = \frac{1}{h_{oe2} + 1/R_{C2} + 1/R_L} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6} + 1/390 + 1/10^3} = 273 \, \Omega$$

Segue:

$$I_{B2M} = V_{LM}/h_{fe2} R_{p2} = 5/120 \cdot 273 = 0,152 \, \text{mA}$$

Sempre dalla fig. 35 si ha:

$$V_{C1M} = h_{ie2} I_{B2M} = 500 \cdot 0,152 \cdot 10^{-3} = 76 \, \text{mV}$$

e:

$$V_{C1M} = h_{fe1} R_{p1} I_{B1M}$$

dove:

$$R_{p1} = \frac{1}{h_{oe1} + 1/R_{C1} + 1/R_{B2} + 1/h_{ie2}} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6} + 1/3 \cdot 10^3 + 1/836 + 1/500} = 279 \, \Omega$$

da cui:

$$I_{B1M} = V_{C1M}/h_{fe1} R_{p1} = 76 \cdot 10^{-3}/150 \cdot 279 = 1,82 \, \mu\text{A}$$

Ora è:

$$V_{B1M} = h_{ie1} \cdot I_{B1M} = 10^3 \cdot 1,82 \cdot 10^{-6} = 1,82 \, \text{mV}$$

Poiché l'ampiezza della corrente nella resistenza R_{B1} , vale:

$$I_{RB1M} = V_{B1M}/R_{B1} = 1,82 \cdot 10^{-3}/5,65 \cdot 10^3 = 0,32 \, \mu\text{A}$$

quella erogata dal generatore d'ingresso vale:

$$I_{gM} = I_{B1M} + I_{RB1M} = (1,82 + 0,32) \cdot 10^{-6} = 2,14 \, \mu\text{A}$$

L'ampiezza E_M della f.e.m. del generatore d'ingresso risulta:

$$E_M = r_g \cdot I_{gM} + V_{B1M} = 2,5 \cdot 10^3 \cdot 2,14 \cdot 10^{-6} + 1,82 \cdot 10^{-3} = 7,17 \, \text{mV}$$

3) L'amplificazione di tensione A_{vo} alle medie frequenze vale:

$$A_{vo} = V_{LM}/E_M = 5/7,17 \cdot 10^{-3} = 700$$

È da notare che identico risultato si avrebbe applicando la (64).

4) Essendo le frequenze di taglio inferiori di ciascun circuito di accoppiamento uguali, dalla (73) si ricava la frequenza di taglio complessiva:

$$f_{1t} = \frac{f_1}{\sqrt[3]{2} - 1} = f_1/0,51 = 25/0,51 = 49 \, \text{Hz}$$

Per il calcolo della frequenza di taglio superiore, occorre riferirsi al circuito equivalente dell'amplificatore alle alte frequenze di fig. 30, in cui è:

$$R_{p2} = 273 \, \Omega \quad (\text{calcolata in precedenza}),$$

$$R_{p1} = 279 \, \Omega \quad (\text{vale il calcolo precedente se si trascura l'effetto di } r_{b'e2}/(1 + g_{m2} R_{p2}) = 24,5 \, \text{k}\Omega \text{ nel parallelo con } r_{b'e2} = 450 \, \Omega). \text{ In esso i parametri del circuito a } \pi \text{ valgono:}$$

Transistore T_1 :

$$r_{b'e1} = h_{ie1} - r_{bb'1} = 1000 - 100 = 900 \, \Omega$$

$$g_{m1} = \frac{h_{fe1}}{r_{b'e1}} = \frac{150}{900} \cong 166 \text{ mA/V}$$

$$r_{b'c1} = \frac{r_{b'e1}}{h_{re1}} = \frac{900}{2 \cdot 10^{-4}} = 4,5 \text{ M}\Omega$$

$$r_{ce1} = 1/h_{oe1} = 1/50 \cdot 10^{-6} = 20 \text{ k}\Omega$$

Transistore T_2 :

$$r_{b'e2} = h_{ie2} - r_{bb'2} = 500 - 50 = 450 \text{ }\Omega$$

$$g_{m2} = \frac{h_{fe2}}{r_{b'e2}} = \frac{120}{450} = 266 \text{ mA/V}$$

$$r_{b'c2} = \frac{r_{b'e2}}{h_{re2}} = \frac{450}{2,5 \cdot 10^{-4}} = 1,8 \text{ M}\Omega$$

$$r_{ce2} = 1/h_{oe2} = 1/100 \cdot 10^{-6} = 10 \text{ k}\Omega$$

Il circuito di fig. 30 si può ridurre a quello di fig. 31, osservando che:

$$R'_{p1} = r_{b'e1} = 900 \text{ }\Omega \text{ (essendo } r_{b'c1}/(1 + g_{m1}R_{p1}) \gg r_{b'e1})$$

$$R'_{p2} = r_{b'e2} = 450 \text{ }\Omega \text{ (essendo } r_{b'c2}/(1 + g_{m2}R_{p2}) \gg r_{b'e2})$$

$$C_{t1} = C_{b'e1} + C_{b'c1}(1 + g_{m1}R_{p1}) = 100 \cdot 10^{-12} + 5 \cdot 10^{-12}(1 + 166 \cdot 10^{-3} \cdot 279) = 336 \text{ pF}$$

$$C_{t2} = C_{b'e2} + C_{b'c2}(1 + g_{m2}R_{p2}) = 120 \cdot 10^{-12} + 8 \cdot 10^{-12}(1 + 266 \cdot 10^{-3} \cdot 274) = 712 \text{ pF}$$

La resistenza R_{t1} vista dalla capacità C_{t1} di fig. 31, risulta:

$$\begin{aligned} R_{t1} &= \frac{R'_{p1}[r_{bb'1} + r_g R_{B1}/(r_g + R_{B1})]}{R'_{p1} + r_{bb'1} + r_g R_{B1}/(r_g + R_{B1})} = \\ &= \frac{900[100 + 2,5 \cdot 10^3 \cdot 5,65 \cdot 10^3/(2,5 + 5,65) \cdot 10^3]}{900 + 100 + 2,5 \cdot 10^3 \cdot 5,65 \cdot 10^3/(2,5 + 5,65) \cdot 10^3} = 600 \text{ }\Omega \end{aligned}$$

da cui la frequenza di taglio superiore f'_2 del primo stadio:

$$f'_2 = 1/2\pi R_{t1} C_{t1} = 1/6,28 \cdot 600 \cdot 366 \cdot 10^{-12} = 725 \text{ kHz}$$

La resistenza R_{t2} vista dalla capacità C_{t2} sempre dal circuito di fig. 31, vale:

$$\begin{aligned} R_{t2} &= R'_{p2}(R_{p1}^* + r_{bb'2})/(R_{p1}^* + R'_{p2} + r_{bb'2}) = \\ &= 450(633 + 50)/(633 + 450 + 50) \cong 250 \text{ }\Omega \end{aligned}$$

essendo:

$$R_{p1}^* = \frac{1}{1/r_{ce1} + 1/R_{C1} + 1/R_{B2}} = \frac{1}{1/20 \cdot 10^3 + 1/3 \cdot 10^3 + 1/836} = 633 \text{ }\Omega$$

La frequenza di taglio superiore f''_2 del secondo stadio risulta quindi:

$$f''_2 = 1/2\pi R_{t2} C_{t2} = 1/6,28 \cdot 250 \cdot 712 \cdot 10^{-12} = 895 \text{ kHz}$$

La frequenza di taglio complessiva f_{2t} può essere determinata risolvendo l'equazione (81) che sostituendo i valori numerici, diventa:

$$[1 + (f_{2t}/725 \cdot 10^3)^2][1 + (f_{2t}/895 \cdot 10^3)^2] = 2$$

Sviluppando i calcoli, si ottiene:

$$1 + f_{2i}^2 [1/725 \cdot 10^6 + 1/895 \cdot 10^6] + f_{2i}^4 / 725^2 \cdot 10^6 \cdot 895^2 \cdot 10^6 = 2$$

$$f_{2i}^4 + [725^2 + 895^2] \cdot 10^6 f_{2i}^2 - 725^2 \cdot 895^2 \cdot 10^{12} = 0$$

$$f_{2i}^4 + 1,325 \cdot 10^{12} f_{2i}^2 - 0,65 \cdot 10^{24} = 0$$

$$f_{2i}^2 = -0,663 \cdot 10^{12} + \sqrt{0,44 \cdot 10^{24} + 0,65 \cdot 10^{24}} = 0,382 \cdot 10^{12}$$

(L'altra soluzione dell'equazione darebbe luogo ad una frequenza immaginaria).

$$f_{2i} = \sqrt{0,382 \cdot 10^{12}} \cong 615 \text{ kHz}$$

Lo sfasamento fra segnale di uscita e quello d'ingresso, essendo uguale a zero quello alle medie frequenze, alla frequenza f_{1i} vale, in base alla (75):

$$\varphi_1 = 3 \arctg f_1/f_{1i} = 3 \arctg 25/49 = 3 \cdot 27^\circ = 81^\circ$$

essendo le frequenze di taglio relative a ciascun circuito di accoppiamento tutte tre uguali.

In corrispondenza di f_{2i} , si ha invece dalla (80):

$$\begin{aligned} \varphi_2 &= -\arctg f_{2i}/f_2' - \arctg f_{2i}/f_2'' = \\ &= -\arctg 615/725 - \arctg 615/895 = -40^\circ 18' - 34^\circ 30' = -74^\circ 48' \end{aligned}$$

cioè il segnale di uscita alla frequenza f_{2i} è sfasato in ritardo di $74^\circ 48'$ rispetto a quello d'ingresso, mentre alla frequenza f_{1i} è sfasato di 81° in anticipo.

AMPLIFICATORI RC A JFET E MOS

6. Comportamento di un amplificatore ad uno stadio alle basse frequenze.

Poiché i circuiti differenziali dei JFET e dei MOS sono simili, come già visto nel precedente capitolo, la trattazione dei circuiti realizzati con i due tipi di componenti è unica.

Esaminiamo l'amplificatore a MOS già visto nel capitolo precedente e riportato in fig. 36 insieme ad un amplificatore realizzato con un JFET.

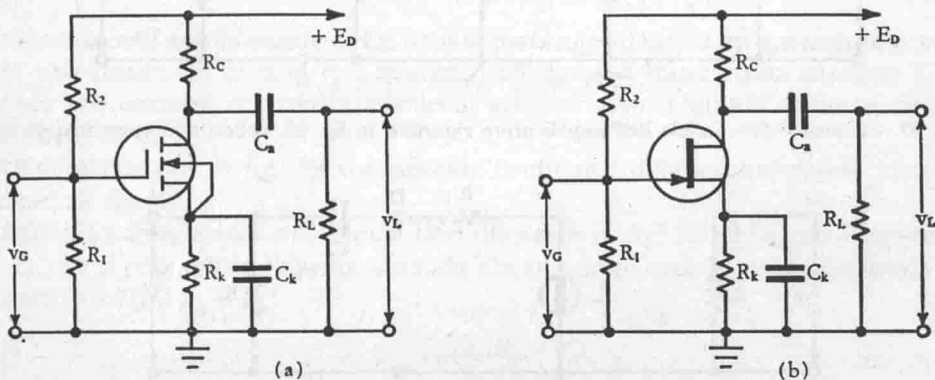


Fig. 36. - Amplificatore RC a MOS in (a) e a JFET in (b) completi di polarizzazione automatica e stabilizzazione.

Alle basse frequenze la reattanza del condensatore di accoppiamento C_a ($X_a = 1/\omega C_a$) non è trascurabile rispetto alla resistenza R_L , quindi esso deve essere tenuto presente nel circuito differenziale riportato in fig. 37 in cui con R_{eq} è indicato il parallelo di R_1 con R_2 .

Applicando il teorema di Thèvenin tra *drain* e *source* si ottiene il circuito semplificato di fig. 38 in cui tutti gli elementi sono in serie. Infatti staccando il ramo comprendente C_a e R_L , la tensione E_{eq} che appare fra i morsetti *D* e *S* vale, con le polarità indicate in fig. 38:

$$\bar{E}_{eq} = g_m \bar{V}_{GS} R_{eq} \quad (83)$$

in cui R_{eq} è ancora la resistenza vista fra i morsetti *D* e *S* aprendo il generatore di corrente:

$$R_{eq} = r_d R_C / (r_d + R_C) \quad (84)$$

Si può ora trovare l'espressione della tensione di uscita $\bar{V}_L$, valida per le basse frequenze, misurata fra il morsetto *A* e massa:

$$\bar{V}_L = -\bar{I} R_L = -\frac{\bar{E}_{eq}}{R_{eq} + R_L + 1/j\omega C_a} R_L \quad (85)$$

e sostituendo la (83):

$$\bar{V}_L = -\frac{g_m \bar{V}_{GS} R_{eq}}{R_{eq} + R_L + 1/j\omega C_a} R_L \quad (86)$$

L'amplificazione $\bar{A}$ in termini complessi, valida alle basse frequenze è data quindi da:

$$\bar{A} = \bar{V}_L / \bar{V}_{GS} = -\frac{g_m R_{eq} R_L}{(R_{eq} + R_L) \left(1 + \frac{1}{j\omega C_a (R_{eq} + R_L)} \right)} \quad (87)$$

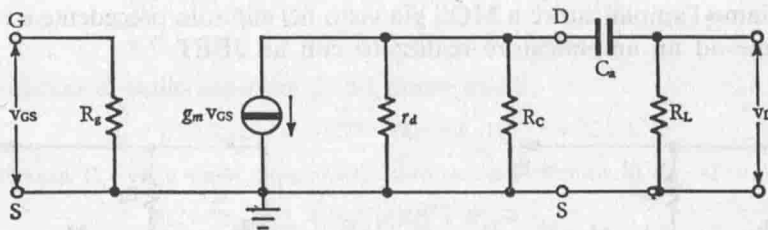


Fig. 37. - Circuito differenziale dell'amplificatore riportato in fig. 36, valido alle basse frequenze.

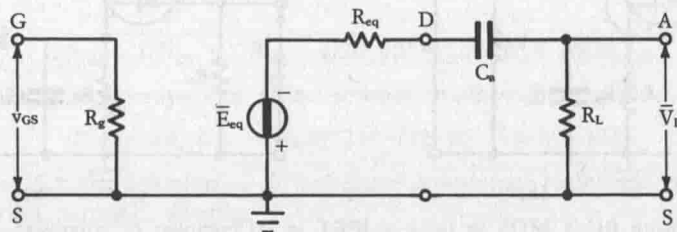


Fig. 38. - Circuito equivalente a quello di fig. 37.

e, indicando con R_p il parallelo delle tre resistenze r_d , R_C e R_L , che coincide con il parallelo di R_{eq} e R_L ($R_p = R_{eq} \cdot R_L / (R_{eq} + R_L)$), e con R_t la resistenza totale vista ai capi del condensatore C_a ($R_t = R_{eq} + R_L$), la (87) può essere scritta nella forma:

$$A = - \frac{g_m R_p}{1 + \frac{1}{j\omega C_a R_t}} \quad (88)$$

Poiché, per la (71) del capitolo VII, $-g_m R_p$ rappresenta l'espressione dell'amplificazione A_o alle frequenze per cui la reattanza di C_a è trascurabile, si può scrivere:

$$\bar{A} = \frac{A_o}{1 + 1/j\omega C_a R_t} \quad (89)$$

e in modulo:

$$A = \frac{A_o}{\sqrt{1 + 1/\omega^2 C_a^2 R_t^2}} \quad (90)$$

Le (89) e (90) risultano identiche alle (9) e (10), quindi l'andamento di A in funzione della frequenza è ancora quello di fig. 5. Anche la frequenza di taglio inferiore e l'angolo di sfasamento φ fra la tensione di uscita $\bar{V}_L$ e quella d'ingresso $\bar{V}_{GS}$ avranno espressioni identiche alle (13) e (14):

$$f_1 = 1/2\pi C_a R_t \quad (91)$$

$$\varphi = 180^\circ + \arctg 1/\omega C_a R_t \quad (92)$$

Il diagramma vettoriale di $\bar{V}_L$ e $\bar{V}_{GS}$ è identico a quello di fig. 6, con $\bar{V}_{GS}$ al posto di $\bar{E}$ e l'andamento di φ in funzione della frequenza è ancora quello di fig. 7. Introducendo la (91) nelle (89), (90) e (92) si ottengono relazioni identiche alle (15), (16) e (17):

$$\bar{A} = \frac{A_o}{1 - j f_1/f} \quad (93)$$

$$A = \frac{A_o}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \quad (94)$$

e

$$\varphi = 180^\circ + \arctg f_1/f \quad (95)$$

In pratica nell'amplificatore di fig. 36 il segnale v_{GS} è dato da un generatore e , avente in serie una resistenza interna r_g e connesso all'ingresso tramite una capacità C'_a che impedisce alle correnti di polarizzazione di attraversarlo. L'amplificatore si presenta quindi come in fig. 39.

All'amplificatore di fig. 39 corrisponde il circuito differenziale valido alle basse frequenze, di fig. 40.

Il circuito d'ingresso è ancora del tipo illustrato in fig. 38 ed ha una frequenza di taglio f'_1 , che si può subito ricavare notando che in questo caso la resistenza totale vista ai morsetti di C'_a è $r_g + R_g$:

$$f'_1 = 1/2\pi C'_a (R_g + r_g)$$

La frequenza di taglio inferiore f_{1t} è data dalla combinazione delle singole frequenze di taglio inferiori dei circuiti d'ingresso e di uscita, come già visto a proposito

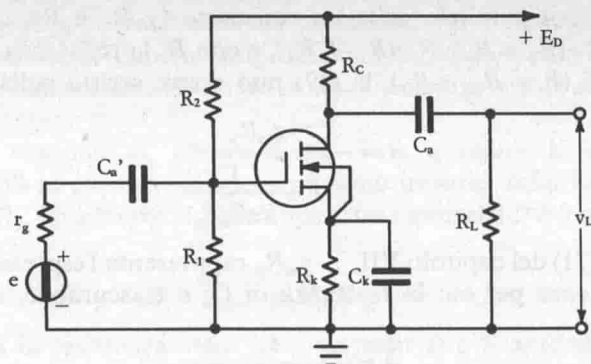


Figura 39. - Amplificatore RC a MOS completo di circuito d'ingresso.

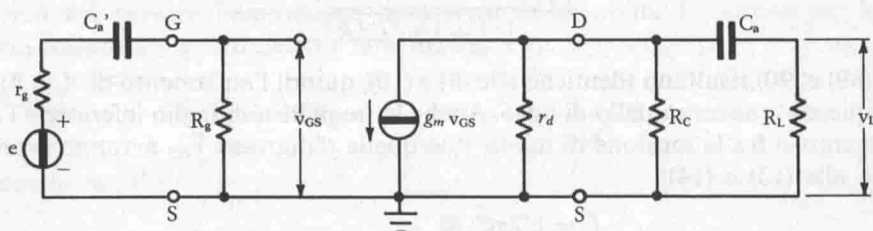


Fig. 40. - Circuito differenziale alle basse frequenze dell'amplificatore di fig. 39.

degli amplificatori a transistori e come si vedrà anche in seguito. Inoltre quando l'effetto di C_a' è trascurabile, cioè quando esso si comporta come un cortocircuito, si ha per V_{GS} :

$$V_{GS} = ER_g / (r_g + R_g)$$

cioè il circuito d'ingresso introduce un'attenuazione a pari a:

$$a = R_g / (r_g + R_g) \quad (96)$$

L'amplificazione complessiva dell'amplificatore vale quindi alle medie frequenze:

$$A_{ot} = V_L / E = aA_o \quad (97)$$

Si può notare come in generale l'attenuazione a è molto limitata essendo in pratica $R_g \gg r_g$. Nei JFET è poi $r_d \gg R_C$ per cui r_d può essere trascurata nel parallelo; non sempre questo è possibile nei MOS.

7. Comportamento di un amplificatore a JFET e MOS a uno stadio alle alte frequenze.

Alle alte frequenze il circuito differenziale del FET di fig. 38 del Cap. VI i cui parametri vengono calcolati in genere per una frequenza di 1 kHz, deve essere completato con l'aggiunta delle capacità parassite. Quest'ultime sono riportate nel circuito differenziale che assume la configurazione di fig. 41.

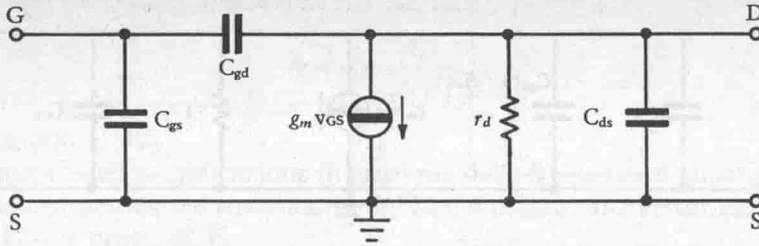


Fig. 41 - Circuito differenziale di un JFET completo di capacità parassite.

Le tre capacità rappresentano rispettivamente la capacità di barriera tra *gate* e *source* C_{gs} , la capacità di barriera tra *gate* e *drain* C_{gd} e infine la capacità del *canale* tra *drain* e *source* C_{ds} .

Allo scopo di separare il circuito d'ingresso da quello di uscita e cioè per semplificare la rete, si applica il teorema di *Miller*. L'impedenza offerta dalla capacità C_{gd} posta tra ingresso e uscita equivale alla presenza di due impedenze $\bar{Z}_1$ e $\bar{Z}_2$ rispettivamente poste all'ingresso e all'uscita (fig. 11, Cap. II) la cui espressione, in base alle (19) e (20) del Cap. II, è:

$$\bar{Z}_1 = \frac{1/j\omega C_{gd}}{1 - \bar{V}_{DS}/\bar{V}_{GS}} = \frac{1/j\omega C_{gd}}{1 - \bar{A}} = \frac{1}{j\omega C_{gd}(1 - \bar{A})} \quad (98)$$

$$\bar{Z}_2 = \frac{1/j\omega C_{gd}}{1 - \bar{V}_{GS}/\bar{V}_{DS}} = \frac{\bar{A}/j\omega C_{gd}}{\bar{A} - 1} \quad (99)$$

Se è $A \gg 1$ come accade in generale, si ha $\bar{Z}_2 \cong 1/j\omega C_{gd}$ e quindi l'impedenza posta sull'uscita si riduce a quella offerta dalla sola capacità C_{gd} che viene per lo più trascurata rispetto a C_{ds} .

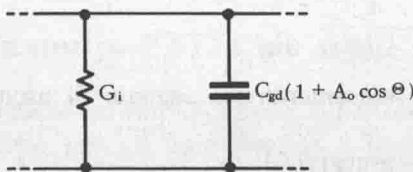
Per quanto riguarda l'impedenza che compare all'ingresso, posto $\bar{A} = -A \cos \theta + jA \sin \theta$ si ha l'ammettenza $\bar{Y}_1$:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_1 &= 1/\bar{Z}_1 = j\omega C_{gd}(1 + A \cos \theta - jA \sin \theta) = \\ &= \omega C_{gd}A \sin \theta + j\omega C_{gd}(1 + A \cos \theta) \end{aligned}$$

cioè in ingresso l'effetto della capacità C_{gd} è quello di un'ammettenza $\bar{Y}_1$ data dal parallelo (fig. 42) di una conduttanza $G_i = \omega C_{gd}A \sin \theta$ e di un condensatore $C_{gd}(1 + A \cos \theta)$.

Nella maggior parte delle applicazioni, l'amplificatore lavora alle medie frequenze o non molto al di sopra, per cui la conduttanza G_i è piccolissima ($\theta = 0$) e quindi trascurabile, mentre la capacità di ingresso vale:

$$C_i = C_{gd}(1 + A_o) \quad (100)$$

Fig. 42. - Impedenza d'ingresso equivalente alla capacità C_{gd} .

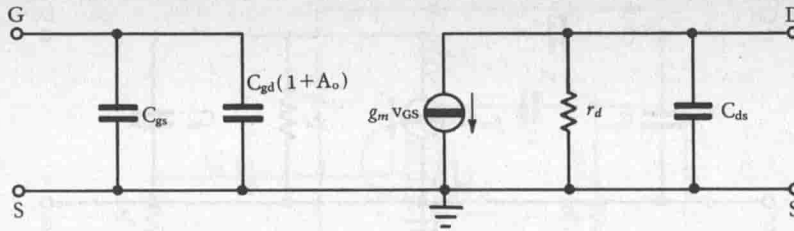


Fig. 43. - Circuito differenziale equivalente a quello di fig. 41.

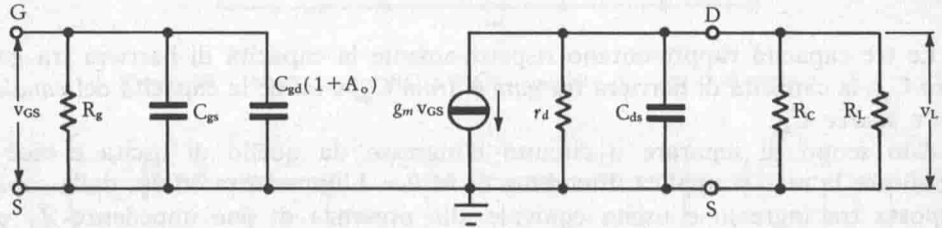


Fig. 44. - Circuito differenziale alle alte frequenze dell'amplificatore di fig. 36.

Il circuito differenziale di fig. 41 si può quindi ridisegnare come in fig. 43.

È ora possibile fare lo studio alle alte frequenze dell'amplificatore RC di fig. 36; il suo circuito differenziale valido alle alte frequenze è riportato in fig. 44, in cui non compare la capacità C_a di accoppiamento che praticamente si può considerare un cortocircuito. Poiché la V_{GS} si suppone indipendente dalla frequenza, si ha per la tensione V_L , chiamando sempre con R_p il parallelo delle resistenze r_d , R_C e R_L :

$$\bar{V}_L = -g_m \bar{V}_{GS} \frac{R_p j\omega C_{ds}}{R_p + 1/j\omega C_{ds}} = -\frac{g_m R_p \bar{V}_{GS}}{1 + j\omega C_{ds} R_p}$$

e l'amplificazione, poiché come già visto è $A_o = -g_m R_p$, risulta:

$$\bar{A} = \bar{V}_L / \bar{V}_{GS} = \frac{\bar{A}_o}{1 + j\omega C_{ds} R_p} \quad (101)$$

Il modulo dell'amplificazione vale:

$$A = \frac{A_o}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{ds}^2 R_p^2}} \quad (102)$$

Le (101) e (102) risultano del tutto analoghe alle (44) e (45), per cui risulta una frequenza di taglio superiore:

$$f_2 = 1/2\pi C_{ds} R_p \quad (103)$$

Di conseguenza la (101) può essere posta nella forma:

$$\bar{A} = \frac{\bar{A}_o}{1 + jf/f_2} \quad (104)$$

del tutto analoga alla (50). Segue per lo sfasamento fra segnale di uscita e quello d'ingresso:

$$\varphi = 180^\circ - \arctg(f/f_2) \quad (105)$$

e per il modulo dell'amplificazione:

$$A = \frac{A_o}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \quad (106)$$

analoghe alle (48) e (49).

L'andamento dell'amplificazione in funzione della frequenza è ancora quello di fig. 19; quello dello sfasamento è riportato in fig. 22 e il diagramma vettoriale di $\bar{V}_L$ e $\bar{V}_{GS}$ in fig. 23 con $\bar{V}_{GS}$ al posto di $\bar{E}$.

La curva di risposta completa di uno stadio amplificatore è identica a quella di fig. 24, già trovata per gli amplificatori a transistori.

Esempio:

Un amplificatore ad uno stadio viene realizzato con il JFET a canale N BFW 10, secondo lo schema di fig. 36 (b). La tensione di alimentazione viene fissata al valore $E_D = 20$ V e il punto di funzionamento a riposo viene scelto in corrispondenza a $V_{GSO} = -2$ V, $I_{DO} = 4,5$ mA e $V_{DSO} = 6$ V. Sapendo che nell'intorno di tale punto i parametri differenziali del JFET valgono: $g_m = 3,5$ mA/V e $r_d = 20$ k Ω , che la resistenza di utilizzazione è $R_L = 2,5$ k Ω e che la capacità di accoppiamento C_a è di 0,47 μ F, dopo aver determinato la resistenza di carico R_C supponendo $V_{SO} = 5$ V, si trovi:

- 1) L'amplificazione di tensione alle medie frequenze.
- 2) La frequenza di taglio inferiore f_1 e quella superiore f_2 sapendo che è $C_{ds} = 1$ pF.
- 1) Dall'esame del circuito di fig. 36 (b), si ricava:

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO} - V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{20 - 6 - 5}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega$$

Inoltre, poiché è:

$$R_p = \frac{1}{1/r_d + 1/R_C + 1/R_L} = \frac{1}{1/20 \cdot 10^3 + 1/2 \cdot 10^3 + 1/2,5 \cdot 10^3} = 1,05 \text{ k}\Omega$$

l'amplificazione A_o alle medie frequenze, vale:

$$A_o = g_m R_p = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,05 \cdot 10^3 = 3,68$$

2) Dal circuito differenziale alle basse frequenze di fig. 38, la resistenza vista ai morsetti della capacità C_a è:

$$R_t = R_L + r_d \cdot R_C / (r_d + R_C) = 2,5 \cdot 10^3 + \\ + 2 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3 / (2 + 20) \cdot 10^3 = 4,32 \text{ k}\Omega$$

quindi dalla (91), la frequenza di taglio inferiore f_1 risulta:

$$f_1 = 1/2\pi C_a R_t = 1/6,28 \cdot 0,47 \cdot 10^{-6} \cdot 4,32 \cdot 10^3 = 78,5 \text{ Hz}$$

La frequenza di taglio superiore f_2 , dalla (103) è:

$$f_2 = 1/2\pi C_{ds} R_p = 1/6,28 \cdot 10^{-12} \cdot 1,05 \cdot 10^3 = 152 \text{ MHz}$$

8. Amplificatori a FET a più stadi.

Per ottenere un'amplificazione superiore a quella che può offrire un solo stadio, come già visto per gli amplificatori a transistori, si ricorre a più stadi in *cascata*

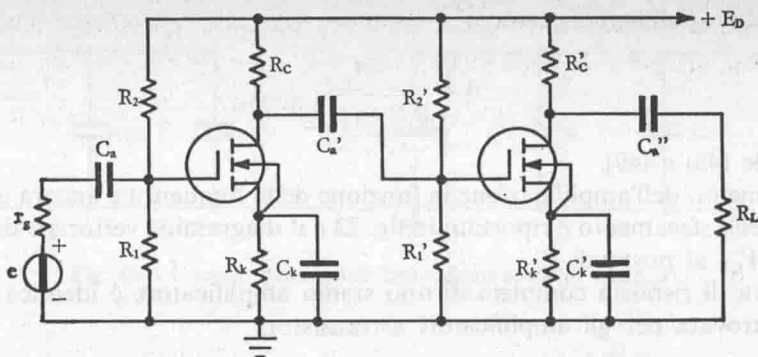


Fig. 45. - Amplificatore RC a due stadi con MOS.

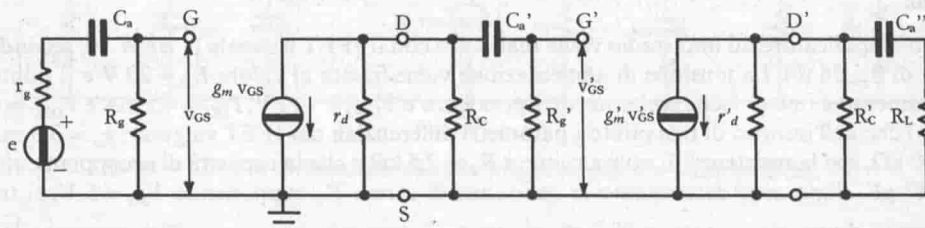


Fig. 46. - Circuito differenziale dell'amplificatore di fig. 45 valido alle basse frequenze.

accoppiati a RC. In fig. 45 è disegnato lo schema elettrico di un amplificatore a MOS a due stadi, con il generatore d'ingresso separato dalle componenti continue mediante la capacità C_a ed il carico R_L anch'esso soggetto alla sola tensione alternativa.

Lo studio dell'amplificatore può essere fatto disegnando il circuito differenziale di fig. 46 valido alle basse frequenze (e anche medie col semplice accorgimento di considerare i condensatori di accoppiamento come cortocircuiti).

L'amplificazione alle medie frequenze è:

$$A_{ot} = aA_{o1}A_{o2} = \frac{R_g}{r_g + R_g} \cdot g_m R_p \cdot g'_m R'_p \quad (107)$$

avendo indicato con R_p il parallelo di r_d , R_C e R_g e con R'_p il parallelo di r'_d , R'_C e R_L e con a l'attenuazione del segnale d'ingresso dovuta al partitore $r_g - R_g$. Si noti che alle medie frequenze il segnale di uscita è in fase con quello d'ingresso essendo la rotazione totale $2 \cdot 180^\circ = 360^\circ$, cioè di un angolo giro.

Per quanto riguarda la frequenza di taglio inferiore essa è data dalla combinazione delle frequenze dei tre circuiti, facilmente ricavabili osservando le resistenze complessive viste ai morsetti dei rispettivi condensatori. Si ha:

$$f_1' = \frac{1}{2\pi C_a (r_g + R_g)} \quad (108)$$

$$f_1'' = \frac{1}{2\pi C_a' [r_d \cdot R_C / (r_d + R_C) + R'_g]} \quad (109)$$

$$f_1''' = \frac{1}{2\pi C_a'' [r'_d \cdot R'_C / (r'_d + R'_C) + R_L]} \quad (110)$$

Per trovare la frequenza di taglio inferiore totale basta considerare che per essa è $A_t = A_{ot}/\sqrt{2}$, quindi operando come al paragrafo 5, si giunge alla (69), che dà luogo alla relazione:

$$\sqrt{1 + (f'_1/f_{1t})^2} \cdot \sqrt{1 + (f''_1/f_{1t})^2} \cdot \sqrt{1 + (f'''_1/f_{1t})^2} = \sqrt{2} \quad (111)$$

nel caso che sia $f'_1 = f''_1 = f'''_1 = f_1$, si ha:

$$f_{1t} = f_1/0,51 \quad (112)$$

come già visto nei paragrafi precedenti.

Per determinare infine la frequenza di taglio superiore totale f_{2t} si ridisegna il circuito differenziale dell'amplificatore, questa volta considerando le capacità parassite e supponendo trascurabile l'effetto delle capacità di accoppiamento (fig. 47) in cui con C_{c1} , C_{c2} e C_{c3} sono indicate le capacità dei collegamenti verso massa.

Applicando il teorema di Miller e indicando con R_p e R'_p , rispettivamente il parallelo di r_d , R_C , R'_g e r'_d , R'_C , R_L , il circuito di fig. 47 può essere ridotto a quello di fig. 48, in cui:

$$C_i = C_{gs} + C_{gd}(1 + A_{o1}) + C_{c1} \quad (113)$$

$$C'_i = C'_{gs} + C'_{gd}(1 + A_{o2}) + C_{c2} \quad (114)$$

$$C_t = C''_{ds} + C_{c3} \quad (115)$$

Indicando con $C_t = C_{ds} + C'_i$ e C'_t le capacità totali fra *drain* e *massa* di ciascuno stadio, le frequenze di taglio superiori dei singoli circuiti sono deducibili come nel caso precedente considerando le resistenze viste ai morsetti delle rispettive capacità. Si ha perciò:

$$f'_2 = \frac{1}{2\pi C_i r_g \cdot R'_g / (r_g + R'_g)} \quad (116)$$

$$f''_2 = \frac{1}{2\pi C_t R_p} \quad (117)$$

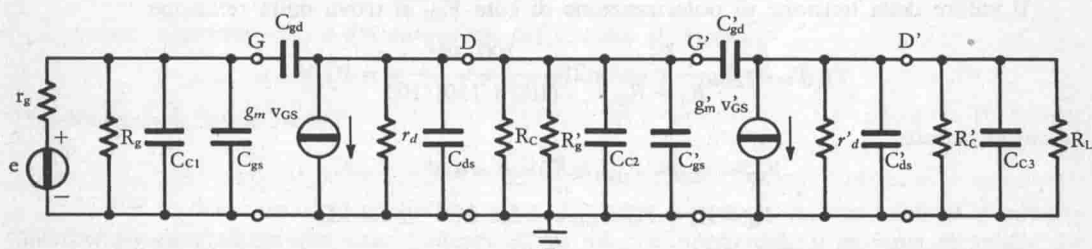


Fig. 47. - Circuito differenziale completo dell'amplificatore di fig. 45.

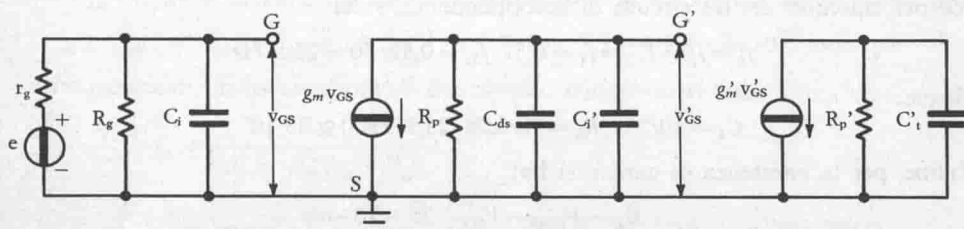


Fig. 48. - Circuito equivalente alle alte frequenze semplificato con l'applicazione del teorema di Miller.

$$f_2''' = \frac{1}{2\pi C_1 R_p'} \quad (118)$$

Si può quindi trovare la frequenza di taglio superiore totale f_{2t} dell'amplificatore con il solito ragionamento dovendo essere in corrispondenza di f_{2t} : $A = A_{ot}/\sqrt{2}$. Segue perciò:

$$\sqrt{1 + (f_{2t}/f_2')^2} \cdot \sqrt{1 + (f_{2t}/f_2'')^2} \cdot \sqrt{1 + (f_{2t}/f_2''')^2} \cdot \sqrt{2} \quad (119)$$

Nel caso che sia $f_2' = f_2'' = f_2'''$, si ha come già visto al paragrafo 5, $f_{2t} = 0,51 f_2$. La banda si restringe notevolmente (quasi si dimezza) rispetto a quella singola di ciascuno stadio e del circuito d'ingresso.

Esempio:

Con riferimento al circuito di fig. 45, si suppone di impiegare due MOS *enhancement* uguali, alimentati alla tensione $E_D = 25$ V e funzionanti a riposo con $V_{GSO} = 6$ V; $V_{DSO} = 10$ V; $I_{DO} = 2,2$ mA e aventi nell'intorno di tale punto: $r_d = 80$ k Ω ; $g_m = 1,5$ mA/V, con capacità parassite: $C_{gs} = 3,5$ pF; $C_{gd} = 0,7$ pF; $C_{ds} = 1,8$ pF. Per il partitore di polarizzazione vengono scelti i valori $R_1 = R_1' = 100$ k Ω e $R_2 = R_2' = 150$ k Ω e la resistenza di utilizzazione R_L risulta di 6 k Ω . Si desidera poi una frequenza di taglio inferiore totale $f_{1t} = 50$ Hz, supponendo che ciascun circuito di accoppiamento abbia identica frequenza di taglio.

Supponendo inoltre che la capacità dei collegamenti per il circuito d'ingresso al primo stadio e per quello di accoppiamento tra il primo e il secondo siano $C_{c1} = C_{c2} = 8$ pF e quella del circuito di uscita $C_{c3} = 2$ pF, si determinino:

- 1) I valori delle resistenze di carico e dei gruppi $R_k - C_k$.
- 2) I valori delle capacità di accoppiamento, sapendo che il generatore di ingresso ha una resistenza interna $r_g = 4,7$ k Ω .
- 3) L'amplificazione di ciascuno stadio alle medie frequenze e quella totale.
- 4) Le frequenze di taglio superiori di ciascuno stadio e quella totale.

Dall'esame del circuito, essendo $R_1 = R_1'$; $R_2 = R_2'$, si nota che i due stadi lavorano in condizioni identiche.

Il valore della tensione di polarizzazione di *gate* V_{GO} si trova dalla relazione:

$$V_{GO} = E_D \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 25 \frac{100 \cdot 10^3}{(100 + 150) \cdot 10^3} = 10 \text{ V}$$

da cui si deduce:

$$V_{SO} = V_{GO} - V_{GSO} = 10 - 6 = 4 \text{ V}$$

$$R_k = R_k' = V_{SO}/I_{DO} = 4/2,2 \cdot 10^{-3} \cong 1,8 \text{ k}\Omega$$

Poiché C_k deve costituire una reattanza trascurabile alla più bassa frequenza di funzionamento di ciascuno stadio, che si assume essere quella di taglio inferiore, quest'ultima, essendo identica per ciascuno dei tre circuiti di accoppiamento, vale:

$$f_1' = f_1'' = f_1''' = f_1 = 0,51 \cdot f_{1t} = 0,51 \cdot 50 = 25,5 \text{ Hz}$$

Segue:

$$C_k = 10/2\pi f_1 R_k = 10/6,28 \cdot 25,5 \cdot 1800 \cong 35 \text{ }\mu\text{F}$$

Infine, per la resistenza di carico, si ha:

$$R_C = R_C' = \frac{E_D - V_{DSO} - V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{25 - 10 - 4}{2,2 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega$$

2) Con riferimento al circuito differenziale equivalente alle basse frequenze, in cui è:

$$R_g = R'_g = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 100 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3 / (100 + 150) 10^3 = 60 \text{ k}\Omega$$

si determina osservando le resistenze viste ai morsetti di ciascun condensatore di accoppiamento:

$$C_a = 1/2\pi f_1 (r_g + R_g) = 1/6,28 \cdot 25,5(4,7 + 60) \cdot 10^3 = 0,097 \text{ }\mu\text{F}$$

Analogamente:

$$C'_a = \frac{1}{2\pi f_1 [r_d \cdot R_C / (r_d + R_C) + R'_g]} = \frac{1}{6,28 \cdot 25,5 [80 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^3 / (80 + 5) \cdot 10^3 + 60 \cdot 10^3]} = 0,097 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C''_a = \frac{1}{2\pi f_1 [r_d + R'_C / (r_d + R'_C) + R_L]} = \frac{1}{6,28 \cdot 25,5 [80 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^3 / (80 + 5) \cdot 10^3 + 6 \cdot 10^3]} = 0,585 \text{ }\mu\text{F}$$

3) L'amplificazione del primo stadio alle medie frequenze vale:

$$A_{o1} = v'_{GS} / v_{GS} = g_m R_p$$

in cui:

$$R_p = \frac{1}{1/r_d + 1/R_C + 1/R'_g} = \frac{1}{1/80 \cdot 10^3 + 1/5 \cdot 10^3 + 1/60 \cdot 10^3} = 4,38 \text{ k}\Omega$$

Sostituendo i valori numerici:

$$A_{o1} = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 4,38 \cdot 10^3 = 6,56$$

Analogamente, per il secondo stadio, essendo:

$$R'_p = \frac{1}{1/r_d + 1/R'_C + 1/R_L} = \frac{1}{1/80 \cdot 10^3 + 1/5 \cdot 10^3 + 1/6 \cdot 10^3} = 2,64 \text{ k}\Omega$$

si ha:

$$A_{o2} = g_m R'_p = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,64 \cdot 10^3 = 3,96$$

Infine indicando con a l'attenuazione del circuito d'ingresso:

$$a = v_{GS} / e = R_g / (r_g + R_g) = 60 \cdot 10^3 / (4,7 + 60) 10^3 = 0,93$$

l'amplificazione totale risulta:

$$A_{ot} = a A_{o1} A_{o2} = 0,93 \cdot 6,56 \cdot 3,96 = 24,2$$

4) Per la determinazione delle frequenze di taglio superiori, occorre riferirsi al circuito differenziale equivalente alle alte frequenze di fig. 47, che, applicando il teorema di *Miller* alle capacità C_{gd} , si riduce a quello di fig. 48, in cui si ha:

$$C_i = C_{gs} + C_{gd}(1 + A_{o1}) + C_{c1} = 3,5 \cdot 10^{-12} + 0,7 \cdot 10^{-12}(1 + 6,56) + 8 \cdot 10^{-12} = 16,8 \text{ pF}$$

$$C'_i C'_{gs} + C'_{gd}(1 + A_{o2}) + C_{c2} = 3,5 \cdot 10^{-12} + 0,7 \cdot 10^{-12}(1 + 3,96) + 8 \cdot 10^{-12} = 15 \text{ pF}$$

La frequenza di taglio superiore f'_2 del circuito d'ingresso risulta:

$$f'_2 = \frac{1}{2\pi C_i r_g \cdot R_g / (r_g + R_g)} = \frac{1}{6,28 \cdot 16,8 \cdot 10^{-12} \cdot 4,7 \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^3 / (4,7 + 60) \cdot 10^3} = 2,16 \text{ MHz}$$

Quella f_2'' del primo stadio, essendo la capacità totale $C_t = C_{ds} + C_i' = (1,8 + 15) \cdot 10^{-12} = 16,8$ pF, risulta:

$$f_2'' = 1/2\pi C_t R_p = 1/6,28 \cdot 16,8 \cdot 10^{-12} \cdot 4,38 \cdot 10^3 \cong 2,16 \text{ MHz}$$

Infine la frequenza di taglio superiore f_2''' del circuito di uscita, essendo la capacità totale $C_t' = C_{ds}' + C_{c3} = (1,8 + 2) \cdot 10^{-12} = 3,8$ pF, vale:

$$f_2''' = 1/2\pi C_t' R_p' = 1/6,28 \cdot 3,8 \cdot 10^{-12} \cdot 2,64 \cdot 10^3 = 15,8 \text{ MHz}$$

La frequenza di taglio superiore f_{2t} complessiva dovrebbe essere determinata dalla (119) la quale, però darebbe luogo ad un'equazione di difficile soluzione.

Nel caso in esame tale frequenza può essere determinata approssimativamente osservando che f_2''' è molto maggiore delle altre due, quindi influisce poco sulla frequenza di taglio complessiva, per cui nella determinazione della f_{2t} entrano in pratica solo f_2' e la f_2'' che risultano uguali, per cui, essendo solo due gli stadi interessati, è:

$$f_{2t} = 0,64 \cdot f_2' = 0,64 \cdot 2,16 \cdot 10^6 = 1,38 \text{ MHz}$$

(Si può notare che $f_{2t} < 0,1 f_2'''$, quindi alla frequenza di 1,38 MHz, l'attenuazione dovuta al circuito di uscita è trascurabile, come è stato supposto).

CAPITOLO NONO

TUBI A VUOTO

1. Generalità

I tubi a vuoto sono stati fino a venti anni fa i componenti fondamentali che hanno permesso lo sviluppo dell'elettronica. Essi sono nati all'inizio del secolo e sono stati via via perfezionati, permettendo lo sviluppo delle telecomunicazioni e numerose applicazioni di elettronica industriale. Il loro declino è iniziato con l'avvento dei semiconduttori che rispetto ai tubi a vuoto presentano notevoli vantaggi, quali l'ingombro enormemente inferiore, il minor fabbisogno di potenza e la maggior versatilità.

Attualmente i tubi a vuoto sono di fatto scomparsi nelle applicazioni pratiche (si ritrovano ancora in alcuni circuiti di potenza in alta frequenza) e nel presente capitolo saranno trattati sommariamente con l'obiettivo principale di fornirne un cenno storico.

2. Emissione termoionica o termoelettronica

Consideriamo una superficie metallica e prendiamo in esame lo strato atomico superficiale. Fornendo all'elettrone di valenza energia dall'esterno in quantità sufficiente, può accadere che, vinte le forze interne, l'elettrone venga proiettato dall'orbita più esterna verso lo spazio sovrastante la superficie. Si può comunicare energia cinetica agli elettroni superficiali applicando un intenso campo elettrico esterno (*emissione di campo*), o illuminando il metallo (*effetto fotoelettrico*) o bombardando il metallo con elettroni esterni ad esso, dotati di grande velocità (*emissione secondaria*) o, infine, riscaldando il metallo in modo da aumentare l'agitazione termica degli elettroni (*effetto termoionico o termoelettronico*).

L'emissione termoelettronica viene ottenuta riscaldando una superficie metallica chiamata *catodo*; esso è costituito da un materiale che ha la possibilità di emettere elettroni senza che si raggiunga la sua temperatura di fusione. Inoltre il catodo alla robustezza meccanica deve unire una emissione abbastanza costante nel tempo ed avere un rendimento di emissione molto elevato, intendendo per rendimento di emissione il rapporto tra l'emissione elettronica e la potenza di riscaldamento.

Per estrarre dalla superficie del materiale un elettrone si deve compiere un certo lavoro, che viene detto *lavoro di estrazione* e si misura in elettron-volt (eV).

I materiali più usati per la fabbricazione dei catodi sono il tungsteno (lavoro di estrazione pari a 4,53 eV) il tungsteno toriato (2,63 eV) e gli ossidi di stronzio e di bario (1 eV) su supporto di nichel. La corrente emessa per unità di superficie da un emettitore dipende dalla sua temperatura e dal suo *potenziale di estrazione*, secondo la relazione di *Richardson-Dushman*:

$$J_S = AT^2 e^{-b/t} \quad \text{Ampere/cm}^2$$

dove:

J_S = densità di corrente;

A = costante dei metalli (120,4 A/cm²K²);

T = temperatura in gradi Kelvin (°K);

b = costante caratteristica del materiale uguale al rapporto fra il suo lavoro di estrazione e la costante di Boltzmann.

Il riscaldamento dei catodi può essere diretto oppure indiretto. Il riscaldamento diretto si ottiene per effetto Joule, facendo passare in essi una certa corrente dovuta all'applicazione di una f.e.m. continua. Il riscaldamento diretto è adottato nei catodi di tungsteno o tungsteno toriato, usati nei tubi per alte e medie tensioni (tubi trasmettenti).

I catodi a riscaldamento indiretto hanno normalmente la forma di tubicino di nichel ricoperto di ossidi di bario o stronzio e percorso nel suo interno da un filamento che viene portato all'incandescenza mediante passaggio di corrente; in questo caso si può applicare al filamento tensione alternata in quanto esso è elettricamente (ma non termicamente) isolato dal catodo che può essere tenuto ad un potenziale fisso.

Un elettrone, così liberato nel vuoto, in presenza di un campo elettrico E , è soggetto ad una forza F , espressa in newton, di valore:

$$F = eE$$

che agisce nella direzione del campo, ma in senso opposto. Se un elettrone, inizialmente supposto privo di energia cinetica, si muove, sotto l'azione di un campo elettrico E , tra due punti fra cui esiste la d.d.p. V , il lavoro compiuto dalle forze elettriche del campo è eV .

Questo lavoro deve risultare uguale all'energia cinetica $mu^2/2$ acquistata dall'elettrone:

$$eV = \frac{1}{2} mu^2 \quad (1)$$

dove u è la velocità finale che viene ad avere l'elettrone.

Dalla (1) si ha:

$$u = \sqrt{2eV/m} = 594 \cdot 10^3 \sqrt{V} \text{ m/sec}$$

L'insieme di elettroni che si muovono, una volta liberati dal catodo per effetto termoelettronico, sotto l'azione di un campo elettrico, costituisce la corrente elettronica caratteristica dei tubi elettronici che verranno successivamente esaminati.

3. Diodi a vuoto

Il diodo a vuoto è un dispositivo costituito da due elettrodi, di cui il primo, chiamato *catodo* può emettere elettroni e l'altro, chiamato *anodo*, circondante il primo, è

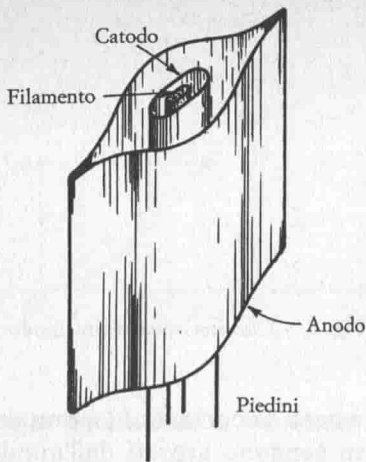


Fig. 1. - Schema di montaggio di un diodo a vuoto.

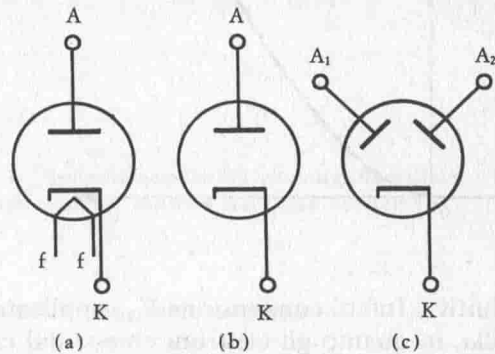


Fig. 2. - Rappresentazione schematica di un diodo a vuoto.

in grado di attrarli, se fra i due elettrodi viene applicata una tensione tale da portare l'anodo a potenziale positivo rispetto al catodo.

I due elettrodi sono montati in un involucro di vetro che viene sigillato dopo che all'interno di esso è stato creato un vuoto spinto. Dall'involucro di vetro escono dei reofori che internamente sono collegati agli elettrodi e al filamento che riscalda il catodo, nel caso più comune di catodi a riscaldamento indiretto.

Lo schema di montaggio di un diodo a vuoto è indicato in figura 1. In essa si notano quattro piedini (reofori), di cui uno connesso all'anodo, uno al catodo e due agli estremi del filamento. Normalmente tali piedini vengono infissi in uno zoccolo, cui arrivano i conduttori attraverso i quali sono applicate le opportune tensioni.

Spesso in un unico involucro sono montati due diodi e in tal caso si ha il *doppio diodo*.

L'anodo normalmente presenta delle alette di raffreddamento ed è annerito allo scopo di meglio disperdere il calore che in esso si sviluppa quando riceve gli elettroni emessi dal catodo, i quali arrivando con una certa velocità, trasformano in calore la loro energia cinetica.

Schematicamente un diodo a vuoto si rappresenta come in figura 2(a), o più spesso come in figura 2(b), omettendo la rappresentazione dei filamenti e indicando solo l'anodo A e il catodo K . Nel caso che nello stesso involucro siano montati due diodi, spesso il catodo è comune e il doppio diodo viene rappresentato come in figura 2(c).

Caratteristica di un diodo a vuoto

Se ad un diodo a vuoto viene applicata una differenza di potenziale V_{AK} fra anodo e catodo, in modo che l'anodo si trovi a potenziale positivo rispetto al catodo, si ha un passaggio di corrente attraverso il diodo, dipendente dalla differenza di potenziale applicata. L'andamento della corrente I_A del diodo in funzione di V_{AK} è espresso dalla caratteristica di figura 3.

L'andamento di tale caratteristica può essere spiegato in maniera piuttosto

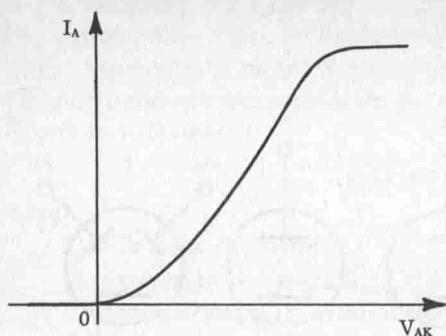


Fig. 3. - Caratteristica di un diodo a vuoto.

intuitiva. Infatti con tensione V_{AK} applicata uguale a zero, la corrente I_A è praticamente nulla, in quanto gli elettroni emessi dal catodo non vengono attirati dall'anodo (non essendoci campo elettrico).

In queste condizioni il catodo emette elettroni per effetto termoionico, i quali formano una nube intorno ad esso e danno luogo ad una *carica spaziale negativa*. Queste cariche respingono gli ulteriori elettroni emessi dal catodo, ricadendo su di esso; solamente alcuni elettroni dotati di maggiore energia riescono a raggiungere l'anodo, per inerzia e danno luogo ad una debole corrente, chiamata *corrente di lancio* dell'ordine di alcuni μA .

Man mano che si aumenta la tensione V_{AK} , l'anodo acquistando potenziale positivo rispetto al catodo, comincia ad attirare elettroni, dando luogo ad un passaggio di corrente, il cui verso convenzionale, all'interno del diodo risulta dall'anodo verso il catodo (il senso del moto degli elettroni o corrente elettronica, è opposto a quello convenzionale della corrente).

Il flusso degli elettroni tende ad assottigliare la nube attorno al catodo, la quale viene ripristinata dall'emissione di nuovi elettroni. Si dice che in tali condizioni si è in *regime di carica spaziale* e la corrente è approssimativamente legata alla tensione dalla relazione:

$$I_A = k V_{AK}^{3/2}$$

che costituisce la legge di Child, dove k dipende dalla costituzione fisica del diodo.

Continuando ad aumentare la tensione V_{AK} , la corrente tende ad un valore costante e in tali condizioni si dice che si è raggiunta la *corrente di saturazione*. Infatti quando la differenza di potenziale fra anodo e catodo diventa molto elevata, la nube di elettroni attorno al catodo viene dissolta poiché l'anodo riesce ad attrarre tutti gli elettroni emessi dal catodo e dato che la possibilità di emissione dipende dalla temperatura dello stesso, e quindi dalla tensione di alimentazione dei filamenti, supposta costante, anche la corrente non potrà andare oltre un certo limite.

Se ora fra anodo e catodo del diodo si applica una tensione di polarità opposta, cioè con anodo negativo rispetto al catodo, fino a che tale tensione è di valore modesto, si ha ancora una debolissima *corrente di lancio* che si annulla man mano che la tensione aumenta di valore (in senso negativo), dopo di che la corrente si mantiene al valore zero.

Tale tensione negativa però non potrà superare un valore massimo dipendente dalla costituzione fisica del diodo e che viene chiamato *massima tensione inversa*, al di sopra della quale si può generare un arco fra i due elettrodi, con conseguente distruzione del tubo. Tale valore è normalmente indicato dal costruttore del diodo.

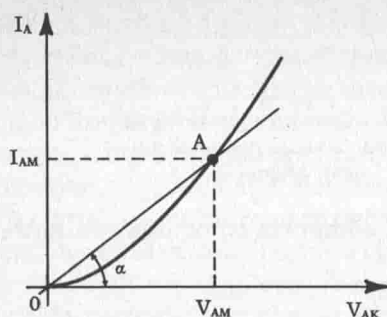


Fig. 4. - Approssimazione della caratteristica di un diodo a vuoto con una resistenza equivalente.

Resistenza equivalente e resistenza differenziale di un diodo a vuoto

Sia dell'esame della figura 3, che dalla legge di Child, si può vedere che un diodo non obbedisce alla legge di Ohm ($I = V/R$), cioè non si comporta come una resistenza. Tuttavia in molti casi è possibile approssimare il comportamento del diodo a quello di una resistenza.

Considerando un diodo, la cui caratteristica è riportata in figura 4, si può osservare che se la tensione applicata varia da zero ad un valore massimo V_{AM} , cui corrisponde una corrente massima I_{AM} , il luogo dei punti di funzionamento sulla caratteristica varia da 0 ad A. È possibile allora in molte applicazioni approssimare la caratteristica del diodo con la retta OA che è la caratteristica di una *resistenza equivalente* R_{eq} che si ottiene dalla relazione:

$$R_{eq} = \frac{V_{AM}}{I_{AM}}$$

Molte volte ai capi del diodo può essere applicata una f.e.m. che si può considerare composta dalla somma di una f.e.m. continua ed una alternata, per cui il luogo dei punti di funzionamento viene a variare nell'intorno di un punto corrispondente al valore della sola componente continua. Il circuito di principio è illustrato in figura 5.

Supponendo l'ampiezza E_M della componente alternata molto più piccola del valore E_A , la situazione si presenta come in figura 6, cioè il diodo va a lavorare nel tratto

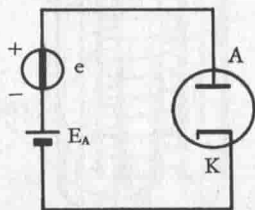


Fig. 5. - Diodo cui è applicata una f.e.m. continua e una alternata.

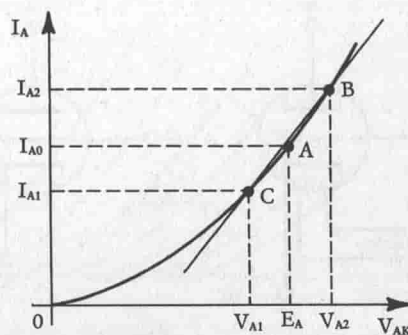


Fig. 6. - Luogo dei punti di funzionamento nel circuito di fig. 5.

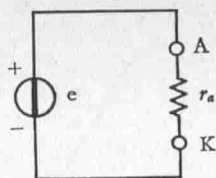


Fig. 7. - Circuito equivalente di un diodo a vuoto per le componenti alternative.

di caratteristica *B-C*. In questo intorno il diodo si comporta come una resistenza r_a di valore:

$$r_a = \frac{\Delta V_A}{\Delta I_A}$$

La resistenza r_a , quando ΔV_a e ΔI_a diventano molto piccoli, prende il nome di *resistenza differenziale* del diodo e dipende dal tratto di caratteristica che si considera. Quindi ai soli effetti della componente alternativa, il diodo si comporta approssimativamente come una resistenza r_a inserita fra i punti *A* e *K* (anodo e catodo) del diodo per cui il circuito, valido per la sola componente alternativa, e che prende il nome di *circuito differenziale*, si presenta come in figura 7.

4. Triodo

De Forest nel 1906 interpose all'interno di un tubo a vuoto (diodo) tra catodo e anodo una *griglia* allo scopo di controllare la corrente elettronica. Questo nuovo tubo con tre elettrodi si chiama *triode* ed è formato sostanzialmente dal *catodo*, che riscaldato può emettere elettroni, dall'*anodo* opportunamente sagomato che può raccogliere gli elettroni emessi e dalla *griglia*, il cui compito è appunto quello di controllare il flusso degli elettroni emessi. Un involucro di vetro nel quale è stato fatto il vuoto spinto, contiene gli elettrodi i cui terminali sono collegati ai piedini dello zoccolo della valvola. La figura 8(a) mostra il simbolo del triodo, nel quale è riportato anche il filamento per il riscaldamento del catodo mentre la figura 8(b) mostra lo stesso simbolo del triodo senza filamento; in figura 9 è rappresentata schematicamente la struttura del triodo, nel quale la griglia è del tipo *a telaio*, molto vicina al catodo per aumentare il suo potere di controllo sulla corrente.

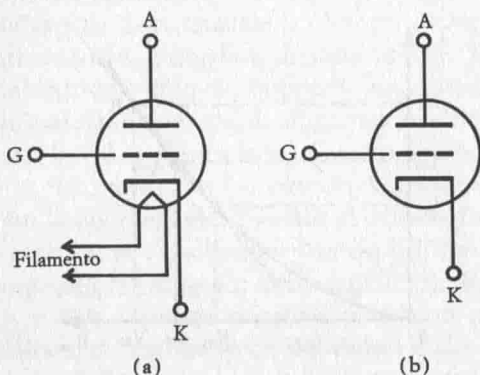


Fig. 8. - Simbolo del triodo.

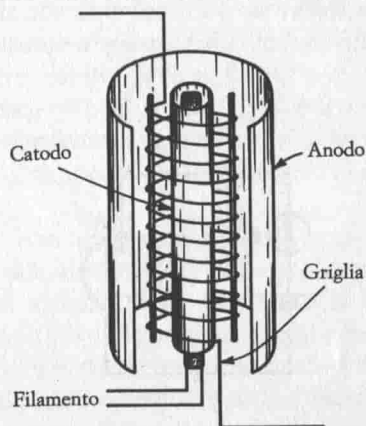


Fig. 9. - Struttura del triodo.

Si è già visto a proposito del diodo che la corrente anodica è regolata dalla legge di *Langmuir-Child*. Quando ora si applica una tensione negativa alla griglia, tramite una batteria in modo che la griglia risulti a potenziale negativo rispetto al catodo, essa rallenta o respinge del tutto verso il catodo gli elettroni attratti verso l'anodo dal potenziale positivo ad esso applicato. In sostanza si è opposto al campo elettrico dovuto alla tensione V_{AK} , il campo elettrico dovuto alla tensione V_{GK} : poiché la distanza tra catodo e griglia è molto minore della distanza fra catodo ed anodo, a parità di tensione applicata fra gli elettrodi, il campo elettrico dovuto alla tensione V_{GK} è molto più intenso di quello dovuto a V_{AK} , con conseguente elevato potere di controllo della corrente anodica da parte della griglia. Se la tensione applicata alla griglia è negativa su di essa non ricadono elettroni e quindi non si ha corrente di griglia; si ha perciò la possibilità di controllare una notevole energia presente nel circuito anodico, senza che il generatore che origina la tensione V_{GK} debba erogare energia. Si è quindi in presenza di un dispositivo in cui il comando della corrente anodica si effettua mediante una tensione: si dice che il triodo è un dispositivo *comandato in tensione*.

Qualora la tensione applicata tra griglia e catodo sia positiva, i campi elettrici dovuti alle tensioni V_{GK} e V_{AK} sono concordi e il flusso di elettroni viene sospinto da ambedue verso la placca o anodo; in questo caso, essendo positiva, la griglia attira elettroni e si ha quindi una *corrente di griglia*. In alcuni casi si lavora con griglia positiva (in genere per brevi intervalli di tempo), ma per ora si prenderanno in considerazione circuiti in cui la griglia è sempre negativa.

La corrente anodica dipende quindi dalla tensione di griglia e dalla tensione anodica, cioè si può scrivere:

$$I_A = f(V_{GK}, V_{AK}) \quad (2)$$

Caratteristiche anodiche

Assumendo come parametro V_{GK} , si tracciano le curve corrispondenti all'equazione $I_A = f(V_{AK})$. Per $V_{GK} = 0$ si fa crescere la tensione V_{AK} , che viene riportata sulle ascisse, mentre i corrispondenti valori della corrente anodica I_A sono riportati sull'asse delle

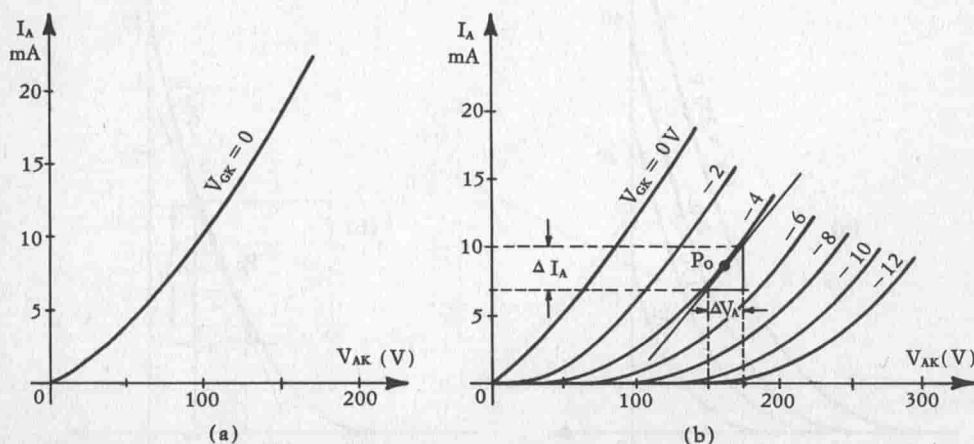


Fig. 10. - (a) Caratteristica anodica per $V_{GK} = 0$, uguale a quella di un diodo; (b) Famiglia di caratteristiche anodiche di un triodo e resistenza anodica differenziale calcolata con procedimento grafico.

ordinate. Si ottiene così la curva di figura 10(a) che ha andamento simile a quello della caratteristica di un diodo a vuoto; infatti essendo $V_{GK} = 0$ il triodo può considerarsi un vero e proprio diodo.

Con lo stesso procedimento si tracciano le altre curve caratteristiche anodiche per valori via via più negativi della tensione di griglia V_{GK} (fig. 10b). Si ottiene così la famiglia delle caratteristiche statiche anodiche; i punti di inizio delle singole curve costituiscono i *punti d'interdizione della valvola*, cioè i punti per cui la corrente anodica I_A è nulla ed i campi elettrici dovuti alle tensioni V_{GK} e V_{AK} sono uguali e opposti.

Sulle caratteristiche anodiche o di uscita, con lo stesso procedimento usato nel caso del diodo, si definisce la resistenza anodica differenziale:

$$r_a = \left(\frac{\Delta V_{AK}}{\Delta I_A} \right)_{V_{GK} = \text{cost}}$$

per tensione costante V_{GK} .

Caratteristiche mutue

Con tensione anodo-catodo V_{AK} assunta come parametro, la (2) diventa $I_A = f(V_{GK})$. Per ogni valore di V_{AK} si ottiene una curva e l'insieme di curve costituisce la famiglia delle *caratteristiche statiche mutue* riportato in figura 11(a).

Su di esse si può definire il parametro differenziale *conduttanza mutua* (o *transconduttanza*) nell'intorno del punto P (fig. 11b), a tensione anodica costante:

$$g_m = \left(\frac{\Delta I_A}{\Delta V_{GK}} \right)_{V_{AK} = \text{cost}}$$

La conduttanza mutua viene indicata anche con il nome di *pendenza*, essendo g_m direttamente proporzionale alla pendenza della curva. La tensione di griglia per cui si

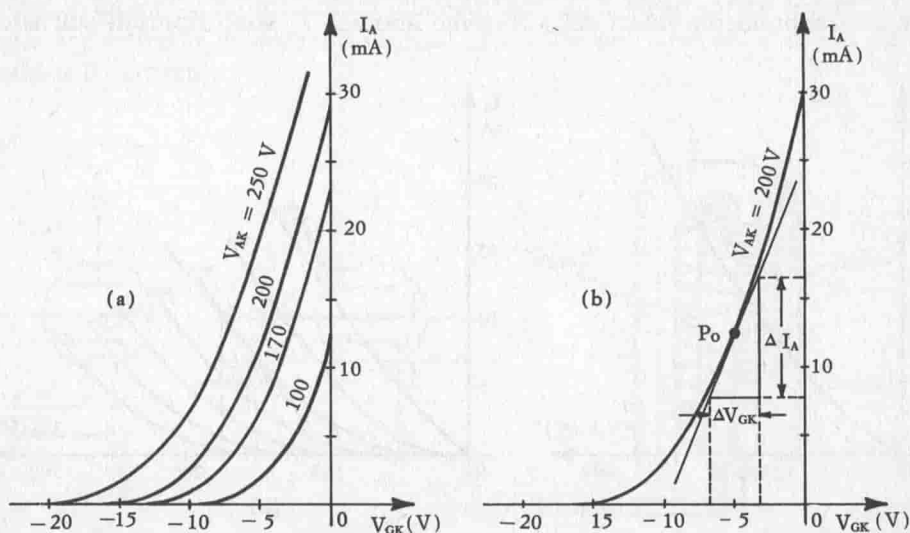


Fig. 11. - (a) Famiglia di caratteristiche mutue; (b) Costruzione grafica per determinare la conduttanza mutua.

annulla la corrente anodica (col particolare valore del parametro V_{AK}) si dice *tensione di interdizione* V_{GKi} .

I parametri differenziali r_a e g_m sono legati fra loro dalla relazione:

$$g_m \cdot r_a = \mu$$

dove:

$$\mu = \left. \frac{\Delta V_{AK}}{\Delta V_{GK}} \right|_{I_A = \text{cost}}$$

costituisce il coefficiente di amplificazione.

Studio grafico di un circuito comprendente un triodo

Il triodo, come tutti i dispositivi finora studiati, può essere montato con uno degli elettrodi a comune e si ottengono rispettivamente i montaggi con *catodo comune*, con *anodo comune* e con *griglia comune*.

Prendiamo in esame il circuito di figura 12(a) comprendente un triodo montato con catodo comune. Nel circuito di uscita è inserita la resistenza di carico R_C . Per determinare il punto di funzionamento a riposo P_O , si ricorre al metodo grafico con la costruzione della retta di carico analogamente a quanto visto per gli altri dispositivi elettronici.

Le coordinate del punto d'incontro P_O della retta di carico di equazione $I_A = (E_A - V_{AK})/R_C$ con la caratteristica anodica per $V_{GK} = -E_G$ fornisce i valori a riposo I_{AO} e V_{AKO} (fig. 12b). La potenza dissipata sulla placca a riposo vale:

$$P_{do} = V_{AKO} \cdot I_{AO}$$

ed è data graficamente dall'area del rettangolo tratteggiato in figura 12(b).

Se nel circuito d'ingresso (di griglia) è presente un generatore di segnale sinusoidale, il punto di funzionamento si sposta lungo la retta di carico fra gli estremi determinati dai valori minimo e massimo della tensione di griglia e in corrispondenza si avrà una variazione della corrente e della tensione anodica.

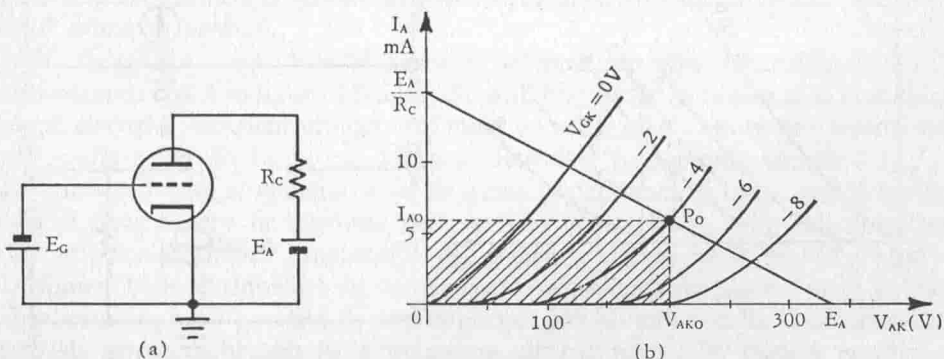


Fig. 12. - Costruzione della retta di carico per determinare il punto di funzionamento a riposo relativo al circuito elettrico. Il rettangolo tratteggiato indica la potenza dissipata nel triodo a riposo.

Equazione di Vallauri e circuito equivalente del triodo

Quando nel circuito di figura 12(a) è applicata in griglia una tensione variabile di ampiezza molto piccola (segnale debole), invece di procedere graficamente per determinare la tensione variabile di uscita, si ricorre di solito allo studio che fa uso del circuito differenziale.

Riprendiamo la relazione fondamentale che lega la corrente anodica con la tensione anodica e di griglia:

$$I_A = f(V_{GK}, V_{AK})$$

Sia P_0 il punto di funzionamento a riposo (fig. 13a); se tale punto viene spostato nella posizione P_1 , in corrispondenza si avrà una variazione ΔV_A della tensione anodica e ΔI_A della corrente anodica. Il punto P_1 può essere raggiunto da P_0 , dando un incremento ΔV_A alla tensione anodica sulla caratteristica a $V_{GK} = \text{cost}$ e quindi successivamente un incremento ΔV_{GK} alla tensione griglia-catodo muovendoci verticalmente, cioè a tensione anodica costante. L'incremento di corrente complessivo sarà dato dalla somma dei due incrementi di corrente:

$$\Delta I_A = \Delta I'_A + \Delta I''_A$$

ma se gli incrementi sono piccoli, ricordando le definizioni dei parametri del triodo, si ha:

$$\Delta I'_A = \frac{\Delta V_A}{r_a} \quad \text{e} \quad \Delta I''_A = g_m \Delta V_{GK}$$

segue:

$$\Delta I_A = \frac{\Delta V_A}{r_a} + g_m \Delta V_{GK} = \frac{1}{r_a} (\Delta V_A + \mu \Delta V_{GK}) \quad (3)$$

essendo $\mu = g_m r_a$. Si può vedere come ad una variazione ΔV_{GK} della tensione di griglia, corrisponda un effetto $\mu \Delta V_{GK}$, cioè gli effetti della variazione della tensione di griglia sono μ volte più efficaci di quelli dovuti alla variazione della tensione anodica.

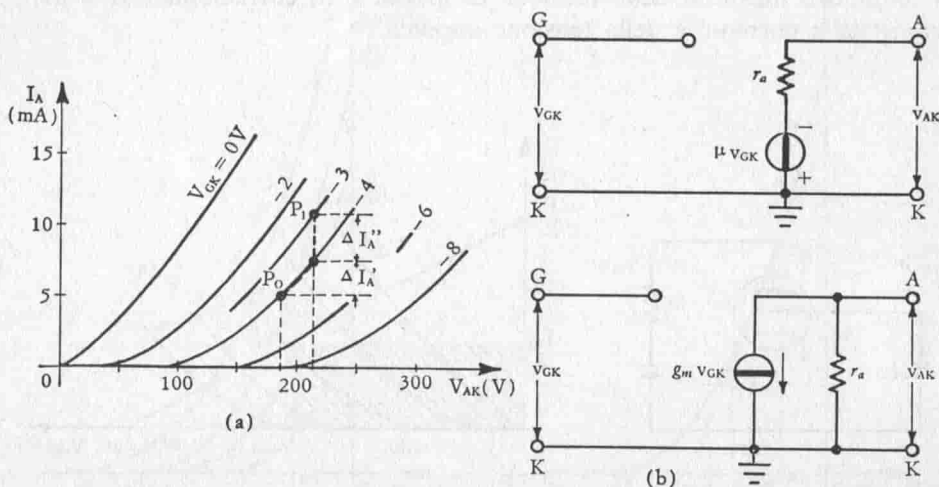


Fig. 13. - (a) Determinazione grafica dell'equazione del Vallauri; (b) Circuiti equivalenti per lo studio di segnali piccoli.

L'equazione (3) per tensioni e correnti sinusoidali di piccola ampiezza si può scrivere:

$$i_A = \frac{1}{r_a}(v_{AK} + \mu v_{GK}) \quad (4)$$

L'espressione (3) e quindi anche la (4) è nota come *equazione del Vallauri*.

Dalla (4) si può risalire al circuito differenziale del triodo: esso equivale ai fini delle componenti alternative ad un generatore di tensione di valore μv_{GK} avente in serie la resistenza differenziale r_a come indicato in figura 13(b) in alto. Infatti la (4) può essere scritta nella forma:

$$v_{AK} = -\mu v_{GK} + r_a i_A$$

che è l'equazione del circuito 13(b), in cui il generatore μv_{GK} ha il verso indicato in figura, cioè in un istante in cui v_{AK} è positiva μv_{GK} è negativo. Applicando il teorema di Norton, il generatore di tensione può essere trasformato in un generatore di corrente $g_m v_{GK}$ con in parallelo la resistenza r_a , sempre mostrato in figura 13(b) in basso.

5. Pentodo, caratteristiche e parametri differenziali

Nel triodo si è visto con l'equazione di Vallauri come la corrente anodica sia funzione dei potenziali di griglia V_G e di placca V_A , considerati indipendenti tra di loro.

In realtà i conduttori di placca e di griglia costituiscono le armature di un condensatore, di capacità C_{ag} del valore di qualche pF. Per effetto di tale capacità una tensione variabile sulla placca si riporta in griglia con un conseguente trasferimento di energia dal circuito d'uscita a quello d'ingresso, il che dà luogo ad effetti dannosi. Il fenomeno è tanto più accentuato quanto più elevate sono le frequenze della tensione variabile; per tale motivo l'uso del triodo alle alte frequenze è limitato.

Si è ovviato a tale inconveniente con l'aggiunta di un quarto elettrodo fra griglia e anodo, tenuto a potenziale fisso, allo scopo di *schermare* la griglia dalle variazioni della tensione anodica; questo elettrodo prende il nome di *griglia schermo*.

Si è però visto che si originano altri inconvenienti, quali il fenomeno di *emissione secondaria*, che, per brevità, non verrà esaminato; ciò rende necessaria l'aggiunta di un quinto elettrodo fra griglia schermo e anodo, tenuto a potenziale di catodo (fisicamente collegato a quest'ultimo), chiamato *griglia soppressore*. Il dispositivo che così si ottiene prende il nome di *pentodo*.

Nella figura 14 è riportato il simbolo del pentodo con una raffigurazione degli elementi componenti e in figura 15(a) un circuito che mette in evidenza le polarizzazioni dei singoli elettrodi; nel pentodo occorre tener presente che si hanno le correnti anodica I_A e di griglia schermo I_S , la cui somma costituisce la corrente catodica I_K .

Le caratteristiche si rilevano con lo stesso procedimento usato per il triodo; nel pentodo si deve fissare la tensione della griglia schermo V_S , e in tali condizioni la corrente anodica è ancora funzione di V_G e di V_A , cioè si ha $I_A = f(V_A, V_G)$.

In figura 15(b) è riportata la caratteristica anodica per $V_{GK} = 0$ e la corrente di griglia schermo I_S per $V_S = \text{cost}$. Si noti come per piccoli valori della tensione anodica la corrente di griglia schermo I_S è maggiore di I_A ; infatti in questa condizione di funzionamento quasi tutti gli elettroni emessi dal catodo vengono attirati dalla griglia schermo che è a potenziale maggiore della placca.

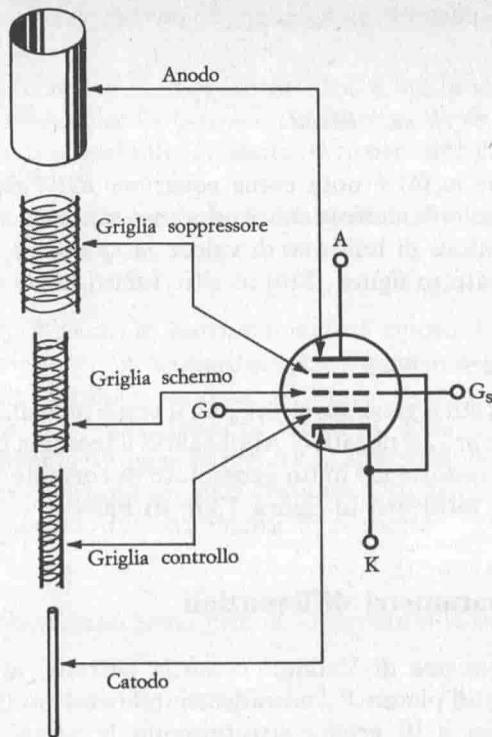


Fig. 14. - Simbolo del pentodo e schematizzazione degli elettrodi componenti.

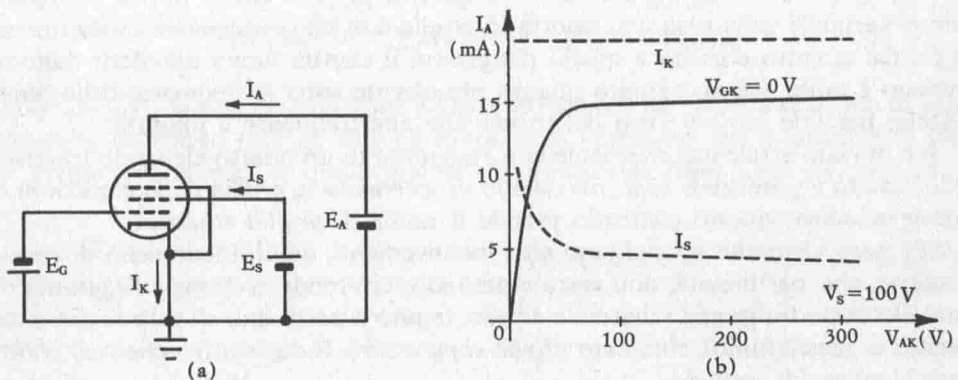


Fig. 15. - (a) Circuito con pentodo correttamente polarizzato; (b) Caratteristica anodica per $V_{GK} = 0$ V e corrente di schermo I_s .

La figura 16(a) riporta le caratteristiche anodiche di un pentodo; nella zona attiva di normale funzionamento esse hanno un andamento sufficientemente lineare. Si vede la scarsa dipendenza in questa zona della I_A dalla V_A dovuta all'azione dello schermo. Le caratteristiche hanno una pendenza molto piccola e la resistenza anodica differenziale r_a è difficilmente valutabile per via grafica. Essa è definita, come per il triodo dalla relazione:

$$r_a = \left(\frac{\Delta V_A}{\Delta I_A} \right)_{V_G = \text{cost}}$$

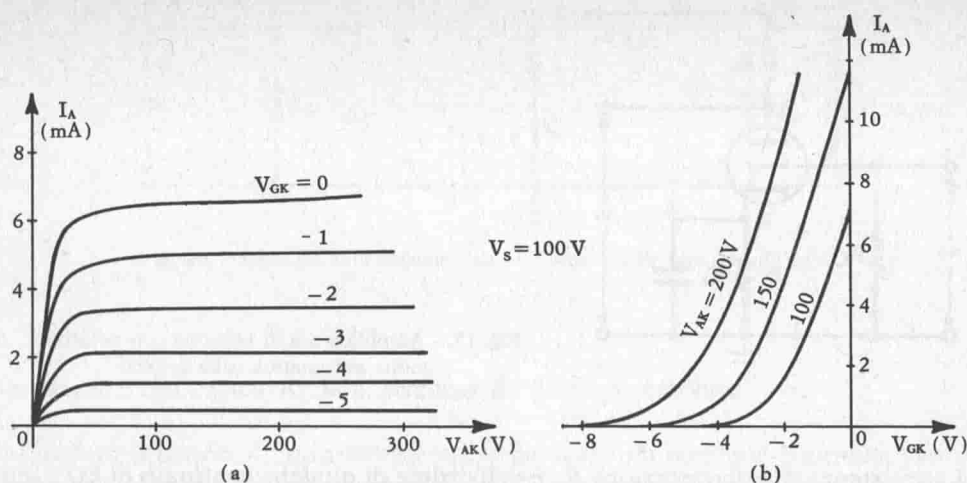


Fig. 16. - (a) Caratteristiche statiche anodiche di un pentodo; (b) Caratteristiche mutue.

Il suo valore è molto elevato e può raggiungere qualche $M\Omega$.

Le caratteristiche mutue (fig. 16b) sono determinate dalla relazione $I_A = f(V_G)$ per $V_A = \text{costante}$ ed una data V_S ; esse presentano una pendenza abbastanza elevata e quindi la conduttanza mutua g_m assume valori che possono superare i 20 mA/V. La conduttanza mutua è definita dalla relazione:

$$g_m = \left(\frac{\Delta I_A}{\Delta V_G} \right)_{V_A = \text{cost}}$$

Le due grandezze sono legate fra di loro, come per il triodo, dalla relazione di Barkhausen:

$$\mu = g_m \cdot r_a$$

in cui μ è il coefficiente di amplificazione.

Il circuito differenziale del pentodo, valido per segnali di piccola ampiezza è del tutto simile a quello del triodo (fig. 13b). Il pentodo però, a differenza del triodo, ha le caratteristiche di un generatore di corrente (come il transistor e il FET), essendo il valore della resistenza differenziale anodica r_a molto elevata. Lo studio grafico del circuito può essere condotto in modo analogo a quanto visto per il triodo e per i dispositivi studiati nei capitoli precedenti.

6. Amplificatori di tensione a triodo

In figura 17 è disegnato lo schema di principio di un amplificatore di tensione con catodo a massa; la polarizzazione di griglia è ottenuta dal gruppo di polarizzazione automatica $R_k - C_k$, il cui calcolo è identico a quello già svolto per i FET e cioè:

$$R_k = \frac{V_{KO}}{I_{AO}} \quad C_k = \frac{10}{\omega R_k}$$

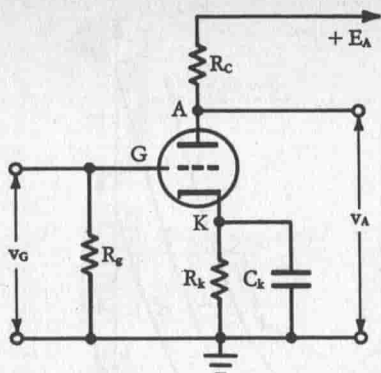


Fig. 17. - Amplificatore di tensione con polarizzazione automatica della griglia.

La resistenza di polarizzazione R_g è dell'ordine di qualche centinaio di $k\Omega$ e giunge fino al $M\Omega$ e serve per assicurare la griglia a potenziale di massa.

La scelta del punto di funzionamento a riposo P_o si fa considerando che la potenza dissipata a riposo sul triodo deve essere inferiore a quella massima indicata dal costruttore ed inoltre il punto P_o deve interessare un tratto sufficientemente lineare delle caratteristiche.

In figura 18 è riportata la costruzione della retta di carico statica tracciata considerando la resistenza complessiva $R_c + R_k$; la retta di carico dinamica che si ottiene considerando R_c come carico, dato che R_k è cortocircuitata in alternata dal condensatore C_k , si discosta in maniera inapprezzabile da quella statica essendo di solito $R_c \gg R_k$. L'amplificazione di tensione si può trovare con il circuito differenziale (fig. 19) dal quale si ha:

$$i_A = \frac{\mu v_{GK}}{r_a + R_c} \quad (5) \quad v_{AK} = -i_A R_c \quad (6)$$

e dalla (6), sostituendo la (5):

$$A = \frac{v_{AK}}{v_{GK}} = - \frac{\mu R_c}{r_a + R_c} \quad (7)$$

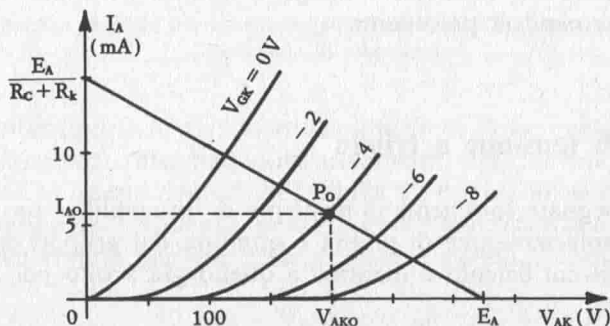


Fig. 18. - Determinazione del punto di funzionamento a riposo mediante la retta di carico statica.

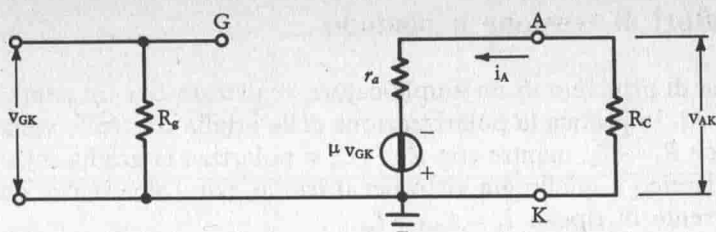


Fig. 19. - Circuito differenziale dell'amplificatore di tensione di fig. 17.

Amplificatore con carico R_L non percorso da corrente continua

Qualora il carico R_L non debba essere percorso da corrente continua, esso viene accoppiato allo stadio amplificatore di figura 17 mediante una capacità C_a , che blocca le componenti continue, mentre costituisce in pratica un cortocircuito, alle frequenze di lavoro. L'amplificatore si presenta ora come in figura 20 mentre in figura 21 è riportata la costruzione della retta di carico statica con il punto di funzionamento a riposo P_0 e la retta di carico dinamica.

Per determinare l'amplificazione di tensione nel circuito di figura 20 si disegna come al solito il circuito differenziale equivalente, considerando il condensatore di accoppiamento un cortocircuito.

Si ottiene:

$$A = \frac{v_{AK}}{v_{GK}} = -g_m R_p$$

dove:

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_L}$$

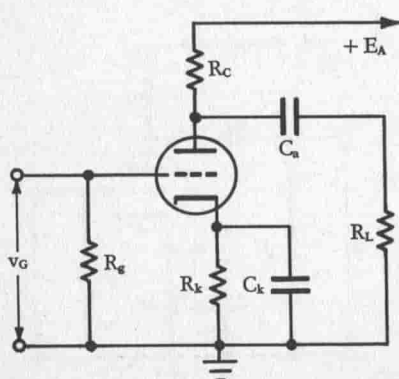


Fig. 20. - Amplificatore di tensione con resistenza di carico R_L non percorsa da corrente continua.

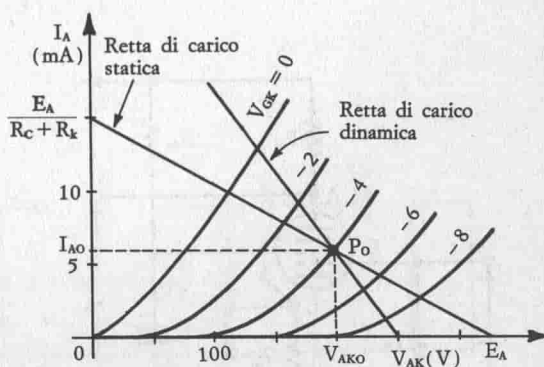


Fig. 21. - Punto di riposo e retta di carico dinamica.

7. Amplificatori di tensione a pentodo

Lo schema di principio di un amplificatore, realizzato con un pentodo, si presenta come in figura 22. In pratica la polarizzazione della griglia controllo viene effettuata col gruppo catodico $R_k - C_k$, mentre con $R_{gs} - C_s$ si polarizza la griglia schermo. Il calcolo di $R_k - C_k$ è identico a quello già visto per il triodo, con l'avvertenza che ora sulla R_k passa una corrente di riposo $I_k = I_{AO} + I_s$.

Per il gruppo di polarizzazione della griglia schermo, applicando il secondo principio di Kirchhoff alla maglia alimentazione, R_{gs} , griglia schermo, catodo, si ha:

$$E_A = R_{gs}I_s + V_{sKO} + V_{KO}$$

da cui:

$$R_{gs} = \frac{E_A - V_{sKO} - V_{KO}}{I_s} \quad (8)$$

Poiché il potenziale V_s della griglia schermo deve rimanere costante rispetto al catodo, si pone il condensatore C_s fra griglia schermo e massa. La C_s dovrà presentare una reattanza trascurabile rispetto alla resistenza R_{gs} , alle più basse frequenze di lavoro. In pratica come ordine di grandezza si pone $X_s = (1/10)R_{gs}$ da cui si può ricavare il valore di C_s , nota la frequenza più bassa f_1 del segnale:

$$C_s = \frac{10}{2\pi f_1 R_{gs}} \quad (9)$$

Il punto di funzionamento a riposo viene scelto come nel caso del triodo; c'è qui da notare che il pentodo si comporta, per le componenti alternative, come un generatore di corrente con la resistenza di carico R_C molto minore di r_a , per cui il circuito differenziale equivalente dell'amplificatore si presenta come in figura 23.

L'amplificazione di tensione, dal circuito differenziale, vale:

$$A = \frac{v_{AK}}{v_{GK}} = -g_m R'_p$$

dove:

$$\frac{1}{R'_p} = \frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_C}$$

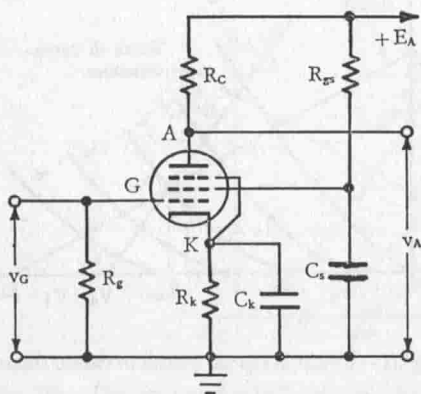


Fig. 22. - Amplificatore di tensione a pentodo con polarizzazioni automatiche delle griglie di controllo e schermo.

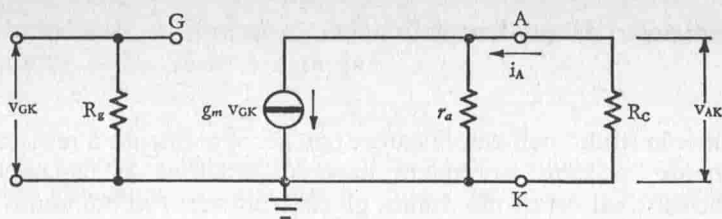


Fig. 23. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di fig. 22.

8. Comportamento di un amplificatore a triodi ad uno stadio alle basse frequenze

Nel circuito di figura 24, la resistenza di carico R_L è accoppiata al triodo mediante una capacità C_a che ha lo scopo di non far percorrere R_L dalla corrente continua ed ha reattanza trascurabile alle frequenze di lavoro. Poiché la reattanza offerta da C_a tende a ∞ per $\omega \rightarrow 0$, non è possibile considerare C_a un cortocircuito alle basse frequenze, per cui il circuito differenziale dell'amplificatore di figura 24, diventa come in figura 25.

Applicando il teorema di Thévenin al circuito di figura 25 e ponendo:

$$R_{eq} = r_a \cdot R_C / (r_a + R_C)$$

si ottiene per l'amplificazione:

$$\bar{A} = \bar{V}_L / \bar{V}_{GK} = \frac{\bar{A}_o}{1 + 1/j\omega C_a (R_{eq} + R_L)}$$

e introducendo la pulsazione di taglio inferiore ω_1 per cui la reattanza offerta dalla capacità C_a è uguale alla resistenza vista ai suoi morsetti, cioè:

$$1/\omega_1 C_a = R_{eq} + R_L \quad \text{da cui:} \quad \omega_1 = 1/C_a (R_{eq} + R_L)$$

si perviene all'espressione dell'amplificazione in termini complessi, alle basse frequenze:

$$\bar{A} = \frac{\bar{A}_o}{1 - j\omega_1/\omega}$$

che è identica a quella ottenuta per gli amplificatori a FET e a transistori.

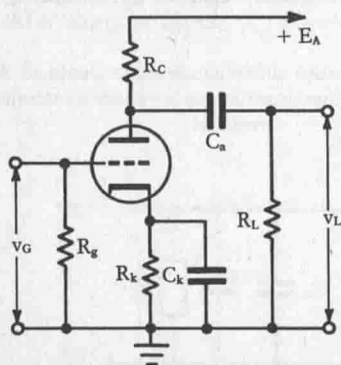


Fig. 24. - Amplificatore RC con triodo.

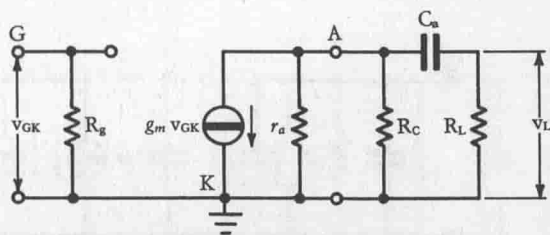


Fig. 25. - Circuito differenziale alle basse frequenze dell'amplificatore di fig. 24.

9. Comportamento di un amplificatore a triodi a uno stadio alle alte frequenze

Per effettuare lo studio dell'amplificatore con accoppiamento a resistenza e capacità alle alte frequenze, occorre riprendere in considerazione le capacità parassite o interelettrodiche esistenti nel triodo. Infatti gli elettrodi separati dal vuoto costituiscono dei condensatori di capacità direttamente proporzionale alla superficie degli elettrodi e inversamente proporzionale alla loro distanza. Le capacità parassite presenti tra i vari elettrodi sono messe in evidenza in figura 26; il circuito differenziale corrispondente riportato in figura 27 mostra come la capacità C_{ag} colleghi l'ingresso con l'uscita.

Applicando il teorema di Miller, il circuito equivalente può essere modificato in quello di figura 28 in cui la capacità C_{ag} viene sostituita con due impedenze, una posta in ingresso e l'altra in uscita, di valore:

$$\bar{Z}_1 = \bar{Z}/(1 - \bar{A}) \quad \text{e} \quad \bar{Z}_2 = \bar{Z}\bar{A}/(\bar{A} - 1)$$

dove $\bar{Z} = 1/j\omega C_{ag}$.

Se il carico dell'amplificatore è puramente ohmico, l'amplificazione $\bar{A}$ vale $\bar{A}_o = -g_m R_p$ e le impedenze $\bar{Z}_1$ e $\bar{Z}_2$ diventano rispettivamente:

$$\bar{Z}_1 = \frac{1/j\omega C_{ag}}{1 + A_o} = \frac{1}{j\omega C_{ag}(1 + A_o)} \quad \text{e} \quad \bar{Z}_2 = \frac{A_o/j\omega C_{ag}}{A_o + 1}$$

Se $A_o \gg 1$ come in genere accade, $\bar{Z}_2 \cong 1/j\omega C_{ag}$ cioè in uscita si ha la presenza di una capacità C_{ag} che nella maggior parte dei casi pratici viene trascurata, essendo molto minore della capacità C_{ak} e dei collegamenti esterni C_c . In ingresso invece si ha la

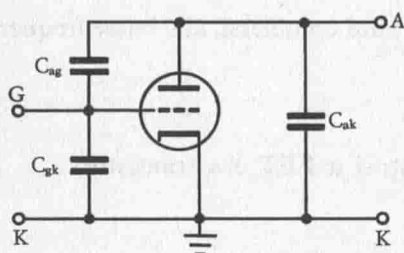


Fig. 26. - Triodo con le sue capacità parassite.

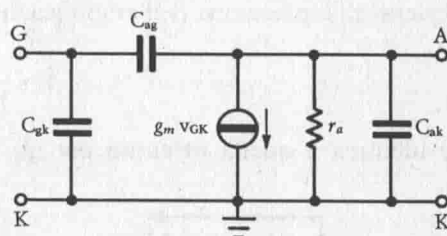


Fig. 27. - Circuito differenziale equivalente di un triodo in cui sono considerate le capacità interelettrodiche.

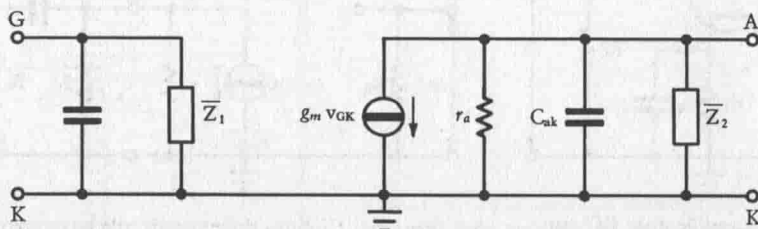


Fig. 28. - Applicazione del teorema di Miller al circuito di fig. 27.

capacità equivalente $C_{ag}(1 + A_o)$ che si va a sommare alla capacità C_{gk} , quindi la capacità complessiva d'ingresso è data da:

$$C_i = C_{gk} + C_{ag}(1 + A_o)$$

Si noti l'importanza della capacità C_{ag} il cui valore va moltiplicato per $(1 + A_o)$, cioè per una quantità abbastanza grande (questo fatto è noto col nome di *effetto Miller*); essa assorbe una corrente sempre maggiore all'ingresso all'aumentare della frequenza e l'impedenza d'ingresso del tubo diventa molto ridotta. Si può spiegare anche intuitivamente il *maggior peso* della capacità C_{ag} rispetto alla C_{gk} considerando che tra placca e griglia è applicata una d.d.p. $\bar{V}_A - \bar{V}_G = -(1 + A_o) \bar{V}_G$, cioè $(1 + A_o)$ volte la tensione applicata sulla griglia.

Il circuito differenziale del triodo si può quindi ridisegnare come in figura 29 in cui ingresso e uscita risultano elettricamente separati e questo facilita moltissimo lo studio alle alte frequenze.

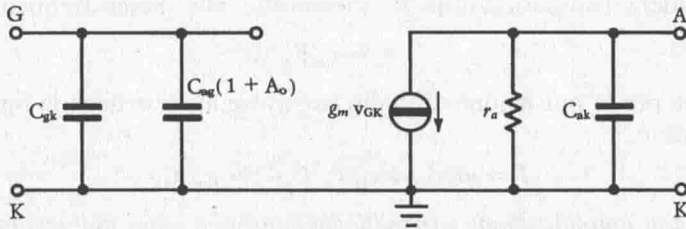


Fig. 29. - Circuito differenziale di un triodo comprendente l'effetto delle capacità parassite.

Il circuito differenziale completo relativo all'amplificatore di figura 24, per lo studio alle alte frequenze è ora mostrato in figura 30; poiché la capacità C_a può considerarsi in questo caso di reattanza assolutamente trascurabile, essa è stata sostituita da un cortocircuito.

Semplificando il circuito di figura 30 e indicando con R_p il parallelo di r_a , R_C e R_L e $C_t = C_{ak} + C_c$, essendo C_c la capacità dovuta ai collegamenti, la tensione di uscita vale:

$$\bar{V}_L = -g_m \bar{V}_{GK} \cdot \frac{R_p / j\omega C_t}{R_p + 1/j\omega C_t} = -\frac{g_m R_p \bar{V}_{GK}}{1 + j\omega C_t R_p}$$

Ricordando che è $\bar{A}_o = -g_m R_p$, si ha per l'amplificazione alle alte frequenze:

$$\bar{A} = \frac{\bar{A}_o}{1 + j\omega C_t R_p} \quad (10)$$

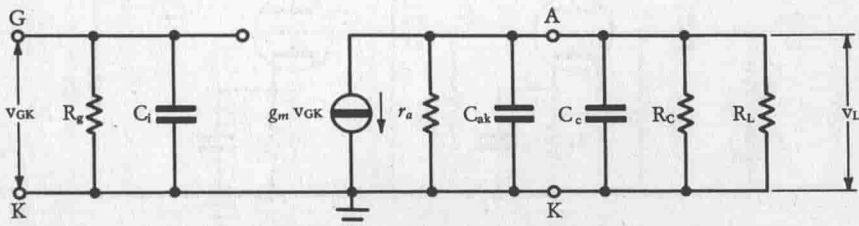


Fig. 30. - Circuito differenziale alle alte frequenze dell'amplificatore di fig. 24.

La pulsazione di taglio superiore si ricava uguagliando la reattanza capacitiva con la resistenza vista ai morsetti della capacità, cioè:

$$\omega_2 C_t = R_p \quad \text{da cui} \quad \omega_2 = 1/C_t R_p$$

La (10) si può quindi scrivere:

$$\bar{A} = \frac{\bar{A}_o}{1 + j\omega/\omega_2} = \frac{\bar{A}_o}{1 + jf/f_2} \quad (11)$$

La (11) è identica a quella ottenuta per gli amplificatori a FET e a transistori.

Nel caso riportato ora, si è visto come nei calcoli non intervenga la capacità d'ingresso C_i ; questa ha effetto nel caso di più stadi di amplificazione, come si vedrà nel paragrafo seguente.

Figura di merito di un amplificatore

Se si considera l'amplificazione A_o in modulo alle medie frequenze:

$$A_o = g_m R_p$$

e la si moltiplica per la pulsazione di taglio superiore ω_2 si ottiene la figura di merito F dell'amplificatore:

$$F = \omega_2 A_o = g_m R_p / C_t R_p = g_m / C_t \quad (12)$$

da cui si vede che *amplificazione e banda passante non sono indipendenti e che il loro prodotto non dipende dalle resistenze connesse al tubo, cioè dal circuito esterno, ma è una caratteristica intrinseca del tubo impiegato*. La (12) indica quindi che impiegando un determinato tubo, se si desidera un allargamento della banda passante (aumento di ω_2), ciò può essere ottenuto solo a spese dell'amplificazione A_o o, viceversa, se si desidera un'amplificazione superiore, si ottiene una banda passante più stretta.

10. Amplificatori RC a triodi a più stadi

Quando si presenta la necessità di ottenere un'amplificazione di tensione notevole, maggiore di quella che si può avere con un solo stadio, si connettono in *cascata* due o più stadi. Lo studio può essere fatto con i procedimenti già esposti. Prendiamo ad esempio in esame l'amplificatore di tensione a triodi di figura 31.

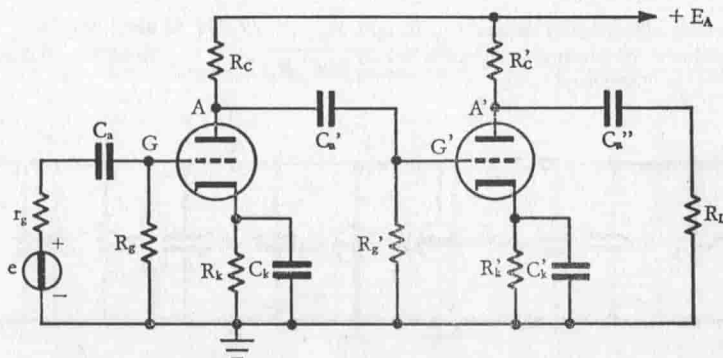


Fig. 31. - Amplificatore di tensione a due stadi a triodi.

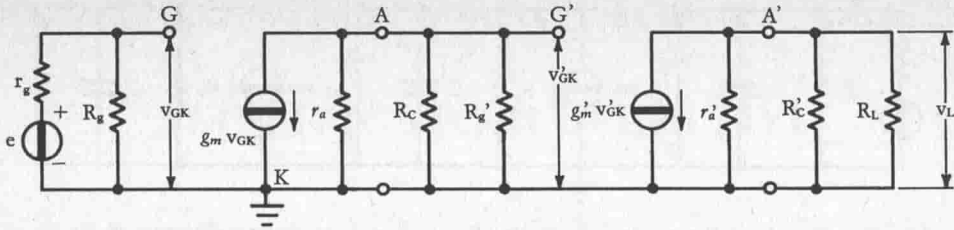


Fig. 32. - Circuito differenziale equivalente alle medie frequenze, dell'amplificatore di fig. 31.

Per determinare l'amplificazione alle medie frequenze A_{ot} basta disegnare il circuito differenziale a queste frequenze (fig. 32).

Si ha:

$$A_{ot} = a A_{o1} \cdot A_{o2}$$

dove:

$$a = R_g / (r_g + R_g)$$

con:

$$A_{o1} = -g_m R_p$$

$$R_p = (r_a \parallel R_c \parallel R_g')$$

con:

$$A_{o2} = -g_m' R_g'$$

$$R_g' = (r_a \parallel R_c' \parallel R_L)$$

Per trovare la frequenza di taglio inferiore si disegna il circuito differenziale alle basse frequenze (fig. 33) e si determinano le tre frequenze di taglio f_1' , f_1'' e f_1''' :

$$f_1' = \frac{1}{2\pi C_a (R_g + r_g)}$$

$$f_1'' = \frac{1}{2\pi C_a' (R_{eq} + R_g')}$$

$$\text{dove: } R_{eq} = r_a \cdot R_c / (r_a + R_c)$$

$$f_1''' = \frac{1}{2\pi C_a'' (R_{eq}' + R_L)}$$

$$\text{dove: } R_{eq}' = r_a' \cdot R_c' / (r_a' + R_c')$$

Si può ricavare f_{1t} imponendo:

$$\sqrt{1 + (f_1' / f_{1t})^2} \cdot \sqrt{1 + (f_1'' / f_{1t})^2} \cdot \sqrt{1 + (f_1''' / f_{1t})^2} = \sqrt{2}$$

In pratica è nota la f_{1t} e di conseguenza si dimensionano C_a , C_a' e C_a'' .

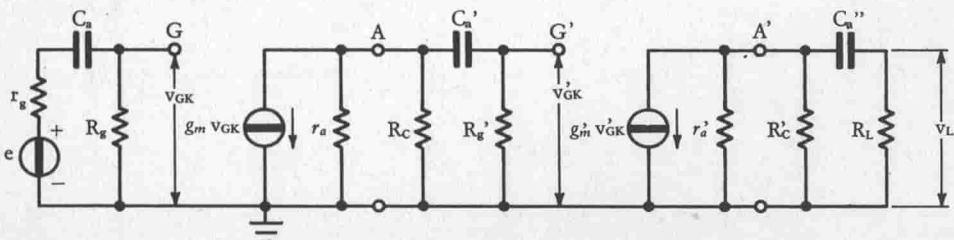


Fig. 33. - Circuito differenziale equivalente alle basse frequenze dell'amplificatore di fig. 31.

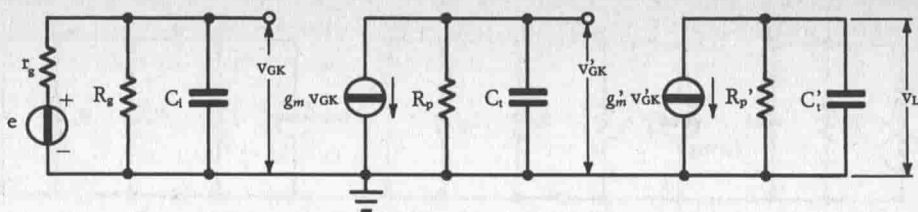


Fig. 34. - Circuito differenziale equivalente alle alte frequenze dell'amplificatore di fig. 31.

Per la determinazione della frequenza di taglio superiore f_{2t} si disegna il circuito differenziale alle alte frequenze (fig. 34); anche in questo caso tre sono i tagli presenti:

$$f_2' = \frac{1}{2\pi C_i R_g \cdot r_g / (R_g + r_g)}$$

$$f_2'' = \frac{1}{2\pi C_i R_p} \quad \text{dove:} \quad C_i = C_{ak} + C_c + C'_i$$

$$f_2''' = \frac{1}{2\pi C'_i R'_p} \quad \text{dove:} \quad C'_i = C'_{ak} + C'_c$$

La f_{2t} si ottiene dalla relazione:

$$\sqrt{1 + (f_{2t}/f_2')^2} \cdot \sqrt{1 + (f_{2t}/f_2'')^2} \cdot \sqrt{1 + (f_{2t}/f_2''')^2} = \sqrt{2}$$

È da notare che la trattazione degli amplificatori a tubi è stata svolta supponendo di impiegare dei triodi. In realtà molto spesso sono impiegati dei pentodi, soprattutto se si devono ottenere amplificazioni molto elevate.

Lo studio di un amplificatore a pentodi si presenta del tutto identico a quello già svolto per i triodi con l'unica variante che in essi è trascurabile la capacità C_{ag} , per cui l'effetto Miller non interessa.

Ne risulta una figura di merito più elevata e quindi una banda passante più larga, rispetto al caso di amplificatori a triodi.

CAPITOLO DECIMO

AMPLIFICATORI SELETTIVI

1. Generalità

Gli amplificatori a resistenza e capacità fino ad ora studiati hanno la caratteristica essenziale di essere a banda passante piuttosto larga. Infatti si è visto che possono avere frequenze di taglio inferiori di alcune decine di Hz e frequenze di taglio superiori di molte decine se non centinaia di kHz, per cui sono in grado di amplificare ad esempio segnali nel campo delle frequenze acustiche ($20 \text{ Hz} \div 20 \text{ kHz}$).

Molte volte si ha però la necessità di amplificare dei segnali compresi in una banda molto ristretta, selezionandoli da altri che possono avere frequenze prossime a quelle dei segnali che interessano.

Questo caso è molto frequente nel campo della radiotecnica, in cui esiste la necessità di amplificare, fra tutti i segnali captati dall'antenna ricevente, solo quelli della trasmittente che si desidera ascoltare. *A tale scopo occorre un amplificatore che, idealmente, deve amplificare al massimo i segnali che interessano e non amplificare affatto quelli che non interessano anche se sono a frequenze prossime.*

La curva ideale di risposta che dovrebbe avere un tale amplificatore è riportata in fig. 1. L'amplificatore deve cioè avere un'amplificazione massima A_{vo} in tutto il campo di frequenze da amplificare (chiamato *banda passante B*) e amplificazione nulla al di fuori. *Tale tipo di amplificatore viene indicato come amplificatore selettivo.*

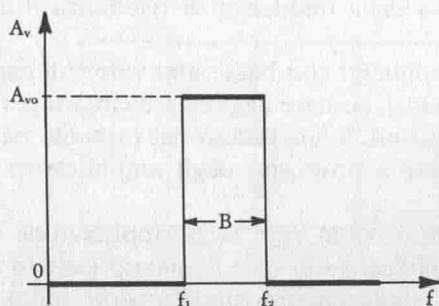


Fig. 1. - Curva di risposta ideale di un amplificatore selettivo.

In genere gli amplificatori selettivi sono amplificatori di tensione e quindi si parlerà in seguito solo di amplificazione di tensione indicandola semplicemente con A , anche se l'amplificazione di tensione, come già si è detto, trattando degli amplificatori $R-C$, è sempre accompagnata da un'amplificazione di potenza.

In pratica un amplificatore avente una curva di risposta del tipo di figura 1 non è realizzabile; però, mediante opportuni circuiti che saranno presi in considerazione nei paragrafi seguenti, la curva di figura 1 può essere abbastanza approssimata. Ciò di solito si ottiene facendo uso di circuiti risonanti come impedenza di carico.

Si è visto infatti nei capitoli precedenti che l'amplificazione di tensione dipende entro larghi limiti dalla resistenza o impedenza di carico; poiché un circuito risonante parallelo ha un'impedenza variabile rapidamente con la frequenza (tanto più rapidamente quanto più elevato è il Q del circuito) e di valore massimo in corrispondenza della frequenza di risonanza, ne segue che un amplificatore avente come carico un circuito risonante parallelo, avrà un'amplificazione che sarà massima ad un certo valore di frequenza e diminuirà rapidamente sia al di sopra che al di sotto di detta frequenza.

Anche in questo caso vengono definite le *frequenze di taglio dell'amplificatore*, una inferiore f_1 e una superiore f_2 in corrispondenza dei valori a cui l'amplificazione si riduce di $\sqrt{2}$ volte rispetto al valore massimo e si definisce come *banda passante B* la differenza fra le due frequenze. È dunque $B = f_2 - f_1$.

2. Amplificatori selettivi con JFET e MOS

Gli amplificatori selettivi realizzati con transistori JFET e MOS hanno il carico costituito da un circuito risonante parallelo o da circuiti risonanti accoppiati.

A seconda del tipo di carico si distinguono in:

- a) Amplificatori selettivi a semplice accordo;
- b) Amplificatori selettivi con accoppiamento a trasformatore;
- c) Amplificatori selettivi a filtro di banda.

La principale avvertenza è quella di far uso di JFET e MOS costruiti per alte frequenze, cioè tali che le capacità C_{gd} , abbiano valori trascurabili. Infatti, mentre per molti tipi di JFET e MOS il valore di C_{gd} è dell'ordine di alcuni pF, in quelli realizzati per alte frequenze, ad esempio il MOS canale n SFB 8970, può essere di alcuni centesimi di pF.

Tale accorgimento è necessario perché la capacità C_{gd} , per effetto *Miller*, dà luogo ad una impedenza d'ingresso che, nel caso di carico induttivo, ha una componente resistiva negativa che produce fenomeni di instabilità sotto forma di oscillazioni non desiderate (in un circuito risonante parallelo al di sotto della frequenza di risonanza il circuito ha un'impedenza di carattere induttivo).

Nel caso che, pur avendo scelto componenti con bassissimi valori di capacità C_{gd} , questa desse luogo a fenomeni non desiderati, occorre aggiungere circuiti per *neutralizzare* tali effetti dannosi. Di questi circuiti non si farà cenno nel presente paragrafo in quanto verranno ripresi in quello seguente a proposito degli amplificatori selettivi a transistori.

Si precisa infine che i JFET e MOS trovano oggi larga applicazione negli stadi d'ingresso dei circuiti radio-TV come amplificatori in alta frequenza (selettivi), essendo caratterizzati da un'impedenza d'ingresso molto elevata (praticamente infinita).

a) Amplificatori selettivi a semplice accordo

Lo schema di un amplificatore selettivo a uno stadio a semplice accordo appare come in figura 2, in cui è stato messo in evidenza sia il *circuito di stabilizzazione* del punto di riposo, sia il *circuito di accoppiamento con uno stadio successivo*, la cui impedenza d'ingresso è stata indicata con $R_i - C_i$.

Le capacità C_a di accoppiamento con uno stadio successivo e C_k del gruppo di polarizzazione automatica, sono scelte in modo che alla frequenza di lavoro f_o , costituiscano reattanze trascurabili (al massimo 1/100) rispetto alle resistenze viste ai loro morsetti.

Con tali ipotesi, il circuito equivalente dello stadio di figura 2 si presenta come in figura 3. Esso può essere semplificato come in figura 4 ponendo:

$$C_t = C_{ds} + C + C_i \quad (1)$$

$$1/R_p = 1/R_{po} + 1/r_d + 1/R_i \quad (2)$$

da cui si deduce la frequenza di lavoro:

$$f_o = 1/2\pi\sqrt{LC_t} \quad (3)$$

un po' inferiore a quella di risonanza del circuito. (È però da notare che il valore di C_{ds} è molto piccolo, dell'ordine del pF e influisce poco su C_t , non così la C_i che può spesso superare la decina di pF).

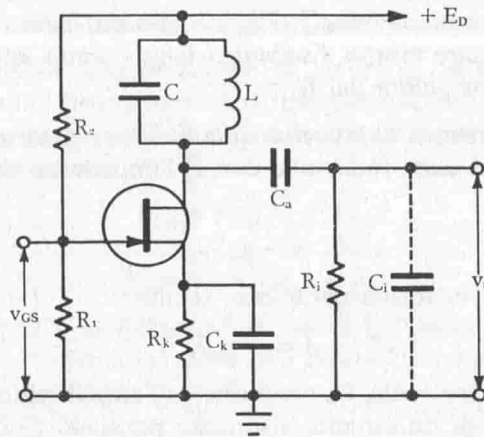


Fig. 2. - Schema di amplificatore selettivo a uno stadio, a semplice accordo realizzato con un JFET.

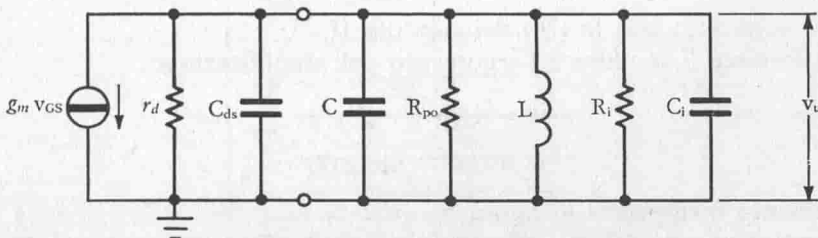


Fig. 3. - Circuito differenziale equivalente dello stadio di figura 2.

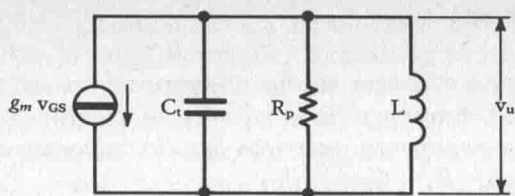


Fig. 4. - Circuito semplificato equivalente a quello di figura 3.

Dal circuito equivalente di figura 4, del tutto simile a quello di figura 37 del capitolo II si deduce la tensione di uscita V_u e quindi l'amplificazione alla frequenza di lavoro f_o . È:

$$\bar{V}_u = -g_m \bar{V}_{GS} R_p \quad (4)$$

$$\bar{A}_o = \bar{V}_u / \bar{V}_{GS} = -g_m R_p \quad (5)$$

(il segno $-$ indica sempre l'inversione di fase fra segnale di uscita e segnale d'ingresso).

Il circuito risonante parallelo, come risulta in figura 4, ha un coefficiente di risonanza:

$$Q = \omega_o R_p C_t \quad (6)$$

per cui la banda passante del circuito che coincide con quella dell'amplificatore vale:

$$B = f_o / Q = 1 / 2\pi R_p C_t \quad (7)$$

Nel dimensionamento di un amplificatore selettivo occorre che la resistenza complessiva R_p vista dal generatore di corrente $g_m \bar{V}_{GS}$, sia elevata; infatti quanto più grande è il valore di R_p tanto maggiore risulta l'amplificazione e tanto migliore la selettività del circuito dovuta al maggior valore del Q .

Al di fuori della frequenza di lavoro e quindi della risonanza del circuito, il carico non è più resistivo. In tal caso, indicando con $\bar{Z}$ l'impedenza del circuito risonante di figura 4, si ha:

$$\bar{V}_u = -g_m \bar{V}_{GS} \bar{Z}$$

e quindi l'amplificazione in forma complessa risulta:

$$\bar{A} = -g_m \bar{Z} \quad (8)$$

Poiché g_m è un numero reale, l'espressione dell'amplificazione è del tutto simile a quella dell'impedenza $\bar{Z}$ di un circuito risonante parallelo riportato in figura 37 del capitolo II e può essere espressa in forma analitica dalla relazione:

$$\bar{A} = -g_m R_p / (1 + jQ\chi) = A_o / (1 + jQ\chi) \quad (9)$$

dedotta per confronto con la (76) del capitolo II.

La (9) fornisce il modulo e l'argomento dell'amplificazione:

$$A = A_o / \sqrt{1 + Q^2 \chi^2} \quad (10)$$

$$\varphi = 180^\circ - \arctg Q\chi \quad (11)$$

il cui andamento è riportato in figura 5.

Il dimensionamento dell'amplificatore può essere effettuato scegliendo inizialmente il punto di riposo in una zona lineare delle caratteristiche del JFET o MOS, lontano

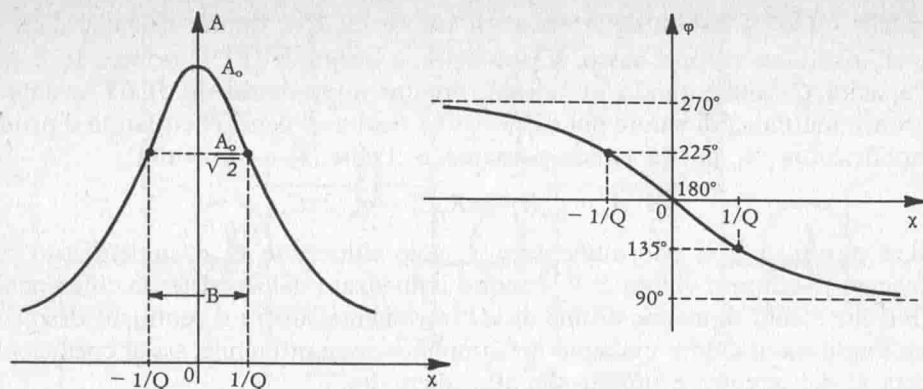


Fig. 5. - Andamento del modulo e della fase dell'amplificazione in funzione della dissonanza, in un amplificatore selettivo a semplice accordo.

quindi dalla zona in cui le varie caratteristiche si addensano, ad esempio il punto P_o di figura 6.

Poiché la resistenza di carico in assenza di segnale è trascurabile, avendo l'induttanza resistenza molto piccola per le componenti continue, la retta di carico sarà una retta passante per P_o e praticamente parallela all'asse delle ordinate, come indicato in figura 6. Di conseguenza la tensione di alimentazione viene determinata dalla relazione:

$$E_D = V_{DSO} + V_{SO} = V_{DSO} - V_{GSO}$$

In presenza di segnale alla frequenza di lavoro f_o , il carico è costituito dalla resistenza R_{po} del circuito risonante con in parallelo la resistenza R_i del circuito di utilizzazione, per cui la retta di carico dinamica, passerà per il punto P_o e incontrerà l'asse delle ascisse in un punto:

$$V_{DO} = V_{DSO} + R_p' I_{DO}$$

essendo:

$$R_p' = R_{po} R_i / (R_{po} + R_i)$$

La banda passante B e la frequenza di lavoro f_o fissano il Q del circuito, mentre considerazioni di ordine pratico conducono alla determinazione dell'induttanza L e della capacità C del circuito risonante.

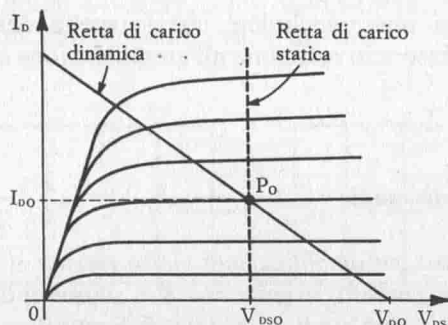


Fig. 6. - Caratteristica di carico statica e dinamica in un amplificatore selettivo.

Dalle (6) e (5) risulta determinato il valore di R_p e quindi dell'amplificazione.

Se A_o risultasse troppo basso, si può agire, a parità di JFET, riducendo il valore della capacità C (aumentando quindi L), oppure impiegando un JFET avente una conduttanza mutua g_m di valore più elevato. Ciò risulta evidente effettuando il prodotto dell'amplificazione A_o per la banda passante B . Dalle (5) e (7) risulta:

$$B \cdot A_o = g_m R_p / 2\pi R_p C_i = g_m / 2\pi C_i \quad (12)$$

per cui, a parità di B si può aumentare A_o solo riducendo C_i o aumentando g_m .

Nel caso in esame il valore di R_p è molto influenzato dalla resistenza differenziale r_d del JFET che è solo di alcune decine di $k\Omega$ (raramente supera il centinaio di $k\Omega$). Ciò pone un limite sia al valore massimo dell'amplificazione ottenibile, sia al coefficiente di risonanza Q del circuito e quindi alla sua selettività.

Esempio:

Si consideri un JFET avente nell'intorno del punto di funzionamento un valore di $r_d = 25 k\Omega$, $g_m = 5 \text{ mA/V}$ e C_{ds} trascurabile. Il circuito risonante sia costituito da un'induttanza $L = 2 \mu\text{H}$, avente $Q_b = 200$ e una capacità $C = 40 \text{ pF}$, mentre il circuito d'ingresso allo stadio seguente sia caratterizzato da $R_i = 500 k\Omega$ e $C_i = 10 \text{ pF}$. Con queste ipotesi si ha:

$$C_i = (40 + 10) \cdot 10^{-12} = 50 \text{ pF}$$

$$\omega_o = 1/\sqrt{2 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 10^8 \text{ rad/sec.}$$

$$f_o = \omega_o / 2\pi = 15,9 \text{ MHz}$$

Inoltre:

$$R_{po} = Q_b \omega_o L = 200 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 40 k\Omega$$

quindi:

$$R_p = \frac{1}{1/40 \cdot 10^3 + 1/25 \cdot 10^3 + 1/500 \cdot 10^3} = 15 k\Omega$$

da cui:

$$Q = R_p / \omega_o L = 15 \cdot 10^3 / 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 75$$

Segue:

$$A_o = g_m R_p = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3 = 75$$

$$B = f_o / Q = 15,9 \cdot 10^6 / 75 = 212 \text{ kHz}$$

Si può vedere, ripetendo i calcoli, che con un valore di L minore (cui corrisponde un maggior valore di capacità) si ottiene una minore amplificazione, ma una maggiore selettività.

Dall'esempio visto si può concludere che la scelta degli elementi del circuito risonante (L , C , Q_b) deve essere in relazione all'amplificazione e alla banda passante che si desidera ottenere.

Amplificatori selettivi a più stadi

Spesso, quando necessitano amplificazioni molto elevate si possono collegare diversi stadi del tipo di figura 2 in cascata, tramite reti R - C , come indicato in figura 7 in cui è riportato un amplificatore a due stadi ed è stato indicato il collegamento con un terzo stadio.

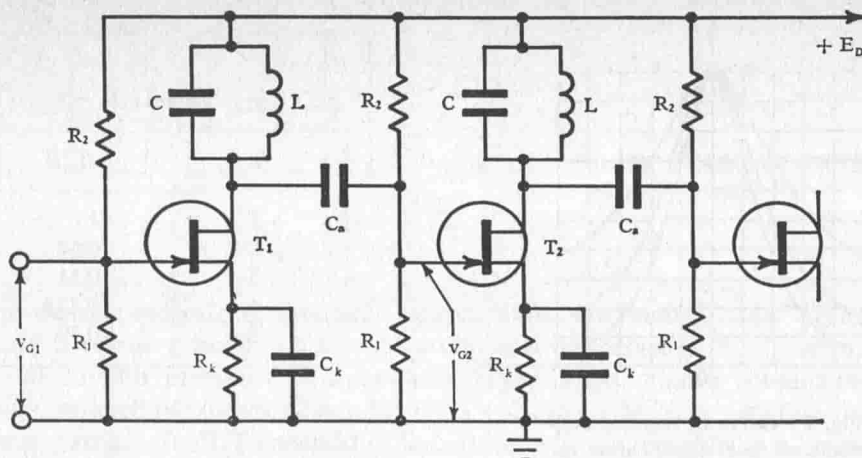


Fig. 7. - Schema di amplificatore selettivo a più stadi, collegati a R-C.

Il circuito equivalente dell'amplificatore, riportato in figura 8 appare composto da due circuiti del tutto identici a quello di figura 3, per cui, se i due stadi sono perfettamente uguali e i circuiti accordati alla stessa frequenza f_o , l'amplificazione totale alla frequenza di lavoro vale:

$$A_{ot} = A_o^2$$

dove A_o è l'amplificazione di uno dei due stadi.

La banda passante totale B_t , però si restringe. Infatti se B è la banda passante di ciascuno stadio, in corrispondenza delle frequenze f_1 e f_2 che delimitano tale banda, l'amplificazione di ciascuno stadio vale $A_o/\sqrt{2}$ e l'amplificazione totale $A_o^2/2$, per cui le frequenze f_{1t} e f_{2t} in corrispondenza delle quali l'amplificazione diventa $A_o^2/\sqrt{2}$ si troveranno più vicine alla frequenza f_o .

Si può dimostrare che valgono relazioni del tipo delle (74) e (82) del capitolo VIII, cioè, sempre supponendo di avere stadi del tutto uguali:

$$B_t = B \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}$$

in cui n è il numero degli stadi.

La curva di risposta per diversi stadi di amplificazione è riportata in figura 9, mentre nella tabella I appare il valore della banda totale B_t rapportata a quella di ciascuno stadio B , per un numero qualsiasi n di stadi.

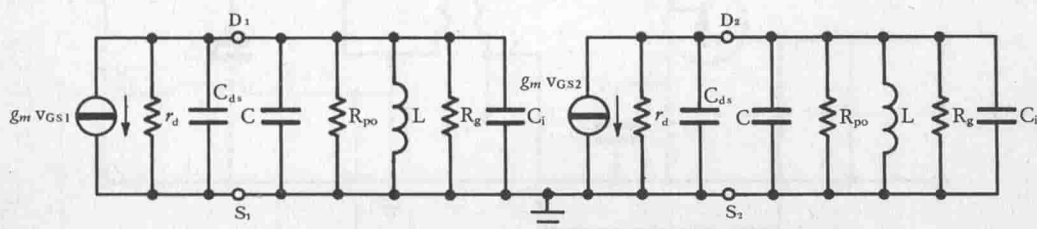


Fig. 8. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di figura 7.

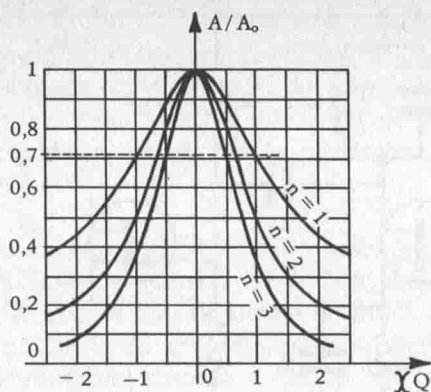


Fig. 9 - Curve di risposta normalizzate per amplificatori selettivi a semplice accordo a più stadi.

Tabella 1

n	B_t/B
1	1
2	0,64
3	0,51
4	0,435
5	0,39

b) Amplificatori selettivi con accoppiamento a trasformatore

Qualche volta per evitare un accoppiamento R-C fra gli stadi, allo scopo di aumentare la selettività dell'amplificatore (la resistenza R_g del circuito di accoppiamento abbassa il Q del circuito risonante) si usa accoppiare gli stadi con un accoppiamento a trasformatore secondo lo schema di figura 10.

Tale schema non è in pratica di uso molto frequente, per cui ci si limiterà ad uno studio estremamente sommario, dando solo un accenno allo studio di carattere generale.

L'uscita dello stadio indicato in figura 10 coincide di solito con l'ingresso ad uno stadio successivo, per cui la capacità totale del circuito risonante comprende anche la capacità d'ingresso a tale stadio successivo. Il circuito differenziale equivalente completo dello stadio in questione si presenta come in figura 11.

Normalmente anche in questo caso si usano JFET con resistenze differenziali r_d molto elevate, per cui alla pulsazione di lavoro ω_o è in genere valida la relazione:

$$r_d > \omega_o L_1 \quad (13)$$

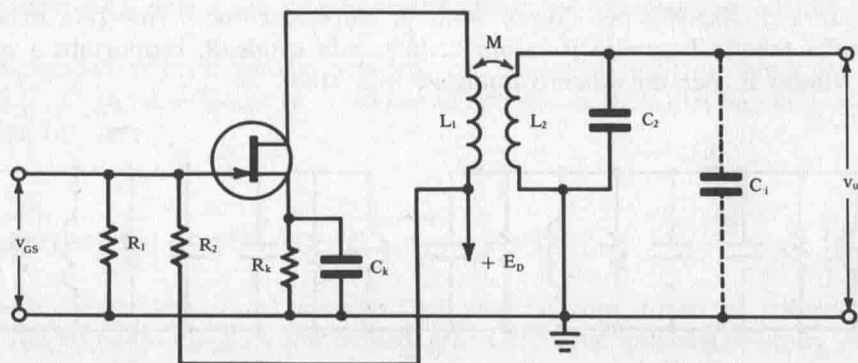


Fig. 10. - Schema di un amplificatore selettivo con accoppiamento a trasformatore.

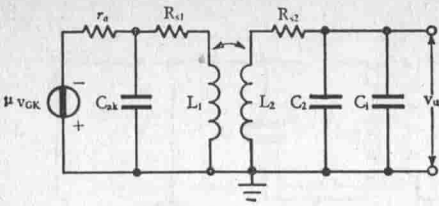


Fig. 11. - Circuito differenziale completo dello stadio di figura 10.

Con questa ipotesi, supponendo trascurabile l'influenza della capacità C_{DS} , applicando le regole generali sui circuiti accoppiati del capitolo II, si può trasportare l'effetto del circuito primario al secondario. Il circuito di figura 11 può essere così trasformato in quello di figura 12 con $C_{t2} = C_2 + C_1$, in cui la f.e.m. generata nel circuito secondario, pari a $-j\omega M I_1^*$ (essendo I_1^* la corrente che circolerebbe in L_1 a secondario aperto) vale:

$$\bar{E}_2 = j\omega M \mu \bar{V}_{GS} / (r_d + j\omega L_1) \cong j\omega M g_m \bar{V}_{GS}$$

essendo per ipotesi $r_d \gg \omega L_1$.

L'impedenza $\bar{Z}_{21}$ riportata al secondario vale:

$$\bar{Z}_{21} = \omega^2 M^2 / \bar{Z}_1 = \omega^2 M^2 / (r_d + j\omega L_1) \cong \omega^2 M^2 / r_d$$

Con tali semplificazioni, dal circuito di figura 12 si può ottenere la tensione V_c ai capi del condensatore C_{t2} , che è la tensione di uscita dello stadio e quindi l'amplificazione:

$$\bar{A} = \bar{V}_u / \bar{V}_{GS}$$

Alla frequenza di lavoro f_o , che è quella di risonanza del circuito secondario:

$$f_o = 1/2\pi \sqrt{L_2 C_{t2}}$$

si ha:

$$\bar{V}_c = \frac{1}{j\omega_o C_{t2}} \frac{j\omega_o M g_m \bar{V}_{GS}}{R_{s2} + \omega_o^2 M^2 / r_d} \cong \omega_o g_m M Q \bar{V}_{GS} \quad (14)$$

dove Q è il coefficiente di risonanza del circuito secondario, essendo di solito:

$$\omega^2 M^2 / r_d \ll R_{s2}$$

Segue (in modulo):

$$A_o = \omega_o g_m M Q \quad (15)$$

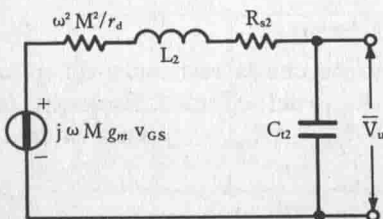


Fig. 12. - Circuito equivalente a quello di figura 11 con primario riportato a secondario.

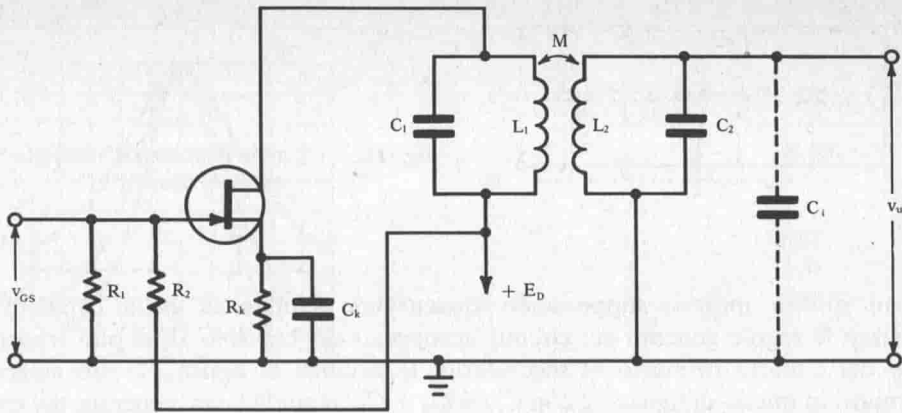


Fig. 13. - Schema di amplificatore selettivo a filtro di banda.

c) Amplificatori selettivi a filtro di banda

Tale tipo di amplificatore viene realizzato accoppiando due stadi tramite due circuiti risonanti parallelo, uno sul circuito di drain del primo stadio e l'altro sul circuito di gate del secondo stadio, come indicato nello schema di figura 13.

Il coefficiente di accoppiamento k fra i due circuiti è normalmente quello critico k_c o, più spesso, un valore un po' superiore ($k > k_c$), in quanto si ottiene una curva più piatta nell'intorno della frequenza di lavoro f_o e con fianchi molto più ripidi rispetto a quella ottenuta nell'amplificatore a semplice accordo.

I due circuiti selettivi dello stadio di amplificazione (si ricorda che per stadio di amplificazione si intende il circuito compreso fra l'ingresso al gate di un JFET e l'ingresso al gate del JFET successivo) sono accordati sulla stessa frequenza di lavoro f_o e, nell'accordo, occorre tener conto della capacità totale di ciascun circuito risonante, che comprende anche le capacità parassite di uscita e d'ingresso del JFET. Ciò si può chiaramente vedere se si considera il circuito equivalente di figura 14.

In esso la capacità di uscita, che è stata indicata con C_u e che comprende la capacità interelettrodica C_{ds} del JFET e quella dei collegamenti si pone in parallelo alla capacità C_1 del circuito risonante, mentre la capacità d'ingresso C_i allo stadio successivo, che comprende la capacità interelettrodica C_{gs} più quella dei collegamenti d'ingresso, risulta in parallelo alla capacità C_2 .

Ponendo:

$$C_{t1} = C_1 + C_u$$

$$C_{t2} = C_2 + C_i$$

si deve avere:

$$f_o = 1/2\pi\sqrt{L_1 C_{t1}} = 1/2\pi\sqrt{L_2 C_{t2}} \quad (16)$$

Dal circuito equivalente di figura 14 si nota anche che la resistenza differenziale anodica r_d del JFET si trova in parallelo alla R_{p01} del circuito risonante ($R_{p01} = \omega_o^2 L_1^2 / R_{s1}$) per cui la resistenza complessiva $R_{p1} = R_{p01} r_d / (R_{p01} + r_d)$ va a ridurre il Q del primo circuito risonante. Si ha infatti:

$$Q_1 = R_{p1} \omega_o C_{t1} = r_d R_{p01} \omega_o C_{t1} / (r_d + R_{p01}) \quad (17)$$

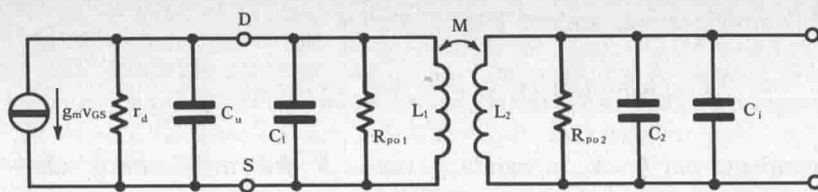


Fig. 14. - Circuito equivalente dell'amplificatore di figura 13.

ma, essendo il Q della bobina di induttanza L_1 :

$$Q_{b1} = R_{po1} \omega_o C_{i1}$$

la (17) può essere scritta nella forma:

$$Q_1 = \frac{r_d Q_{b1}}{r_d + R_{po1}} = \frac{Q_{b1}}{1 + R_{po1}/r_d}$$

Il Q del circuito risonante secondario, invece coincide praticamente con quello della bobina di induttanza L_2 :

$$Q_2 \cong Q_{b2}$$

Considerando infine che il circuito equivalente di figura 14 può essere semplificato in quello di figura 15, si può osservare che esso coincide praticamente con quello di figura 47 del capitolo II, per cui valgono le stesse proprietà e regole a suo tempo viste; in particolare si ha per segnali alla frequenza di lavoro f_o e con coefficiente di accoppiamento pari al valore critico k_c :

$$V_{c2} = \frac{g_m V_{GS} \omega_o \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_2}}{2} \quad (18)$$

da cui l'amplificazione dello stadio A_o :

$$A_o = V_{c2}/V_{GS} = \frac{g_m \omega_o}{2} \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_2} \quad (19)$$

Più in generale per un valore k qualsiasi del coefficiente di accoppiamento, vale la relazione (91) del capitolo II.

$$V_{c2} = g_m \omega_o V_{GS} M Q_1 Q_{2c} = g_m V_{GS} \omega_o M Q_{1c} Q_2 = V_{c2c} \frac{2k/k_c}{1 + (k/k_c)^2} \quad (20)$$

dove V_{c2c} è la tensione ai capi di C_2 per $k = k_c$.

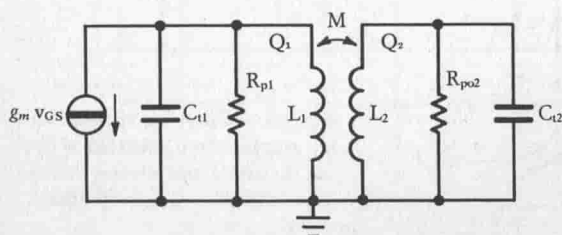


Fig. 15. - Circuito semplificato equivalente a quello di figura 14.

Segue l'amplificazione sempre alla frequenza f_o :

$$A_o = g_m \omega_o M Q_1 Q_{2c} = g_m \omega_o M Q_{1c} Q_2 = A_{oc} \frac{2k/k_c}{1 + (k/k_c)^2} \quad (21)$$

Analogamente per $k = k_c$ la banda passante B dell'amplificatore vale:

$$B = \sqrt{2} \cdot f_o / \sqrt{Q_1 Q_2} \quad (22)$$

mentre per $k \neq k_c$ si hanno ancora le relazioni (97) e (99) del capitolo II.

Per $k > k_c$:

$$B = \frac{f_o \cdot \sqrt{(k/k_c)^2 + 2k/k_c - 1}}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (23)$$

e per $k < k_c$:

$$B = \frac{f_o \cdot \sqrt{(k/k_c)^2 - 1 + \sqrt{2[(k/k_c)^4 + 1]}}}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (24)$$

Si ricorda che Q_{c1} e Q_{c2} sono i coefficienti di risonanza sotto carico, cioè tenendo conto dell'effetto del circuito accoppiato, definiti nel capitolo II:

$$Q_{c1} = \frac{Q_1}{1 + (k/k_c)^2} \quad ; \quad Q_{c2} = \frac{Q_2^2}{1 + (k/k_c)^2}$$

La curva di risposta dell'amplificatore in funzione della frequenza risulta coincidere con quella di V_{c2} , tenendo costante l'ampiezza del segnale d'ingresso. Tali curve sono simili per i vari valori di k con quelle riportate in figura 50 del capitolo II e che per comodità sono ripetute in figura 16.

Da esse si osserva che la curva per $K = 1,2 k_c$ si avvicina maggiormente a quella ideale di figura 1 ed è questo il motivo per cui si realizzano accoppiamenti con coefficiente k un po' superiore a quello critico k_c .

Si ricorda che con $k = k_c$ si ha il massimo trasferimento di potenza dal circuito primario al secondario, però nel nostro caso la potenza non ha interesse, mentre l'amplificazione di tensione A_o alla frequenza di lavoro f_o non si riduce apprezzabilmente finché k supera di poco il valore di k_c .

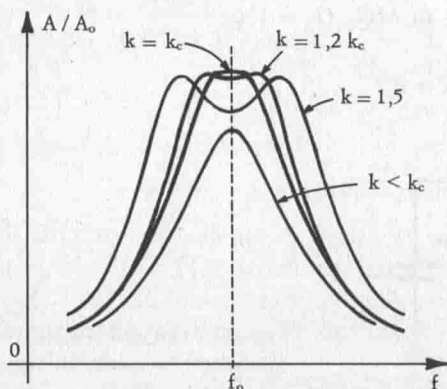


Fig. 16. - Curve di risposta di un amplificatore selettivo a filtro di banda per diversi valori del coefficiente di accoppiamento.

Esempio:

Dato l'amplificatore in figura 13, in cui la frequenza di lavoro è di 500 kHz e le induttanze delle bobine sono di 400 μH ciascuna con un $Q_b = 160$, calcolare le capacità di accordo, il guadagno dell'amplificatore in dB e la banda passante, sapendo che il JFET impiegato ha $g_m = 5 \text{ mA/V}$, $r_d = 80 \text{ k}\Omega$ e che le capacità parassite d'ingresso e di uscita valgono: $C_i = 2 \text{ pF}$, $C_u = 5 \text{ pF}$. (L'accoppiamento è realizzato con $k = k_c$).

Alla risonanza e in condizioni di accoppiamento critico si ha per l'amplificazione:

$$A_o = \frac{\omega_o g_m L \sqrt{Q_1 Q_2}}{2}$$

dove:

$$Q_1 = \frac{Q_b}{1 + R_{po}/r_d} = \frac{160}{1 + 201,06/80} \cong 45,54$$

essendo:

$$R_{po} = \omega_o L Q_b = 2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-4} \cdot 160 = 201,06 \text{ k}\Omega$$

Quindi:

$$A_o = \frac{2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^{-4} \sqrt{45,54 \cdot 160}}{2} = 268,17$$

e in dB:

$$A_o[\text{dB}] = 20 \lg A_o = 20 \lg 268,17 \cong 48,6 \text{ dB}$$

La banda passante vale:

$$B = \frac{f_o \sqrt{2}}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = \frac{500 \cdot 10^3 \cdot 1,41}{\sqrt{45,54 \cdot 160}} \cong 16,5 \text{ kHz}$$

Le capacità di accordo sono (comprese le capacità parassite):

$$C = 1/\omega_o^2 L = 1/(6,28 \cdot 500 \cdot 10^3)^2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cong 250 \text{ pF}$$

Segue per C_1 e C_2 :

$$C_1 = C - C_u = 245 \text{ pF}$$

$$C_2 = C - C_i = 248 \text{ pF}$$

Amplificatori selettivi a filtro di banda a più stadi

Come per gli amplificatori selettivi a semplice accordo, anche per quelli a filtro di banda, quando occorrono amplificazioni di valore elevato, si usa accoppiare diversi stadi di amplificazione con filtro di banda. Un esempio è riportato in figura 17, in cui è

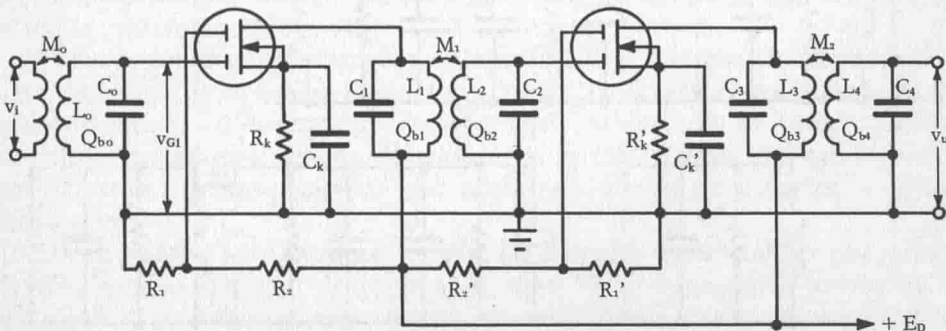


Fig. 17. - Amplificatore selettivo a due stadi realizzato con MOS a doppio gate e con circuiti risonanti a filtro di banda.

rappresentato un *amplificatore a filtro di banda*, realizzato con MOS depletion a doppio gate. In esso compaiono i partitori di polarizzazione $R_1 - R_2$; $R'_2 - R'_2$ dei gate posti a potenziale fisso e i gruppi di polarizzazione automatica $R_k - C_k$; $R'_k - C'_k$.

Il circuito equivalente dell'amplificatore appare come in figura 18 e viene realizzato seguendo sempre il concetto generale di disegnare in primo luogo il circuito equivalente dei semiconduttori, attaccando ai morsetti rappresentanti il gate G e il drain D (il source S è a massa per le componenti alternative) i componenti presenti nel circuito effettivo, avendo l'avvertenza di cortocircuitare tutto ciò che costituisce un corto circuito per le componenti alternative.

Dallo schema equivalente di figura 18 si vede che si ottiene una serie di circuiti a filtro di banda del tutto simili a quello rappresentato in figura 47 del capitolo II, in cui la corrente del generatore di corrente è proporzionale alla tensione di uscita del circuito precedente. Iniziando quindi dal primo circuito, si può arrivare a determinare la tensione di uscita dell'ultimo stadio.

Nel caso in esame, supponendo che il segnale sia alla frequenza di lavoro, una volta determinata la tensione V_{G1} , per trovare la tensione $V_{u1} = V_{G2}$, in modulo (in genere la fase non interessa) si può far uso della relazione (91) del capitolo II. Nel caso che i due MOS siano identici, si giunge alla relazione:

$$V_{u2} = V_{G1} g_m^2 \omega_o M_1 M_2 Q_1 Q_2 Q_3 Q_4$$

da cui si ricava l'amplificazione dei due stadi (per ottenere l'amplificazione dell'intero amplificatore A_{ot} occorre determinare il rapporto V_{G1}/V_i , essendo $A_{ot} = V_{u2}/V_i$).

Per quanto riguarda la banda passante dell'amplificatore, valgono sempre le considerazioni del capitolo II riprese nel paragrafo precedente per cui, per $k = k_c$ è sempre:

$$B = \sqrt{2f_o / \sqrt{Q_1 Q_2}}$$

per ogni stadio.

Si può dimostrare che se tutti i circuiti sono accoppiati con un coefficiente di accoppiamento $k = k_c$ e tutti hanno ugual banda passante B , la banda passante totale risulta:

$$B_t = B \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} \quad (25)$$

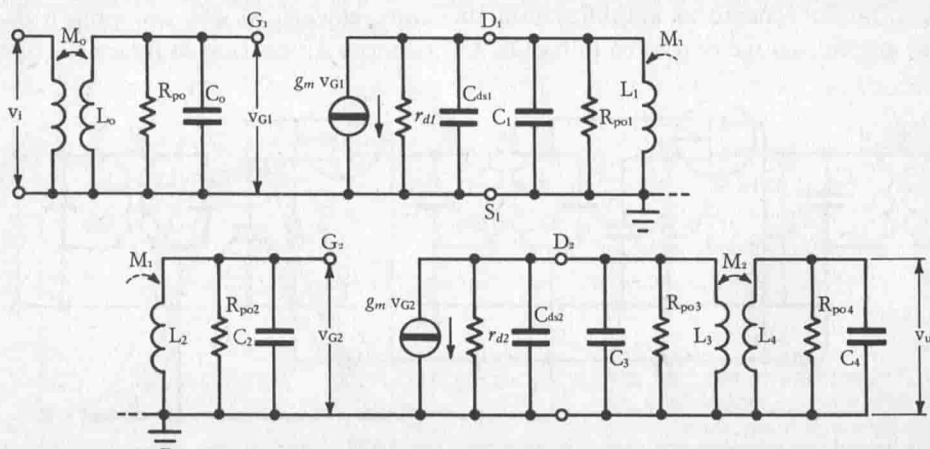


Fig. 18. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di figura 17.

dove n è il numero dei filtri di banda presenti nell'amplificatore. La (25) dà luogo alla tabella II.

Da tale tabella, confrontata con quella analoga per gli amplificatori a semplice accordo, si vede che nel caso di amplificatori a filtro di banda si ha, a parità di stadi una riduzione minore della banda passante. Ad esempio con $n = 2$ si ha:

$B_t/B = 0,8$ con amplificatore a filtro di banda

$B_t/B = 0,64$ con amplificatore a semplice accordo.

Tabella II

n	B_t/B
1	1
2	0,8
3	0,7
4	0,66

3. Amplificatori selettivi a transistori

Circuito equivalente di un transistoro a parametri $\bar{Y}$

Gli amplificatori selettivi possono anche essere realizzati con transistori aventi come *impedenza di carico un circuito risonante parallelo*.

La realizzazione, progetto e studio risulta però molto complicata rispetto ai casi esaminati in precedenza in cui si impiegano JFET e MOS. La principale complicazione è fornita da due aspetti caratteristici del transistoro.

Il primo è che un transistoro è caratterizzato da valori di impedenza d'ingresso e d'uscita di molto inferiori a quelli dei componenti prima visti. La principale conseguenza è quella di una *riduzione della selettività dell'amplificatore* a causa di un notevole abbassamento del Q del circuito.

Il secondo aspetto è quello dell'interazione fra circuito d'ingresso e d'uscita, per cui l'impedenza d'ingresso dipende dal circuito d'uscita e viceversa quella di uscita dall'impedenza posta all'ingresso. L'interazione è dovuta alla presenza dei parametri h_{re} e h_{fe} nel circuito a parametri ibridi e all'impedenza $r_{b'c}$, $C_{b'c}$ posta fra i circuiti d'ingresso e d'uscita nel circuito a π .

Come si vedrà meglio fra poco, tale interazione fa sì che l'impedenza d'ingresso possa cambiare accordando il circuito d'uscita e viceversa, accordando il circuito d'ingresso quello di uscita può disaccordarsi. Addirittura in certe circostanze la *resistenza d'ingresso può diventare negativa con pericolo d'innescio di oscillazioni*. Quindi *l'interazione fra uscita e ingresso può produrre fenomeni di instabilità e difficoltà di allineamento*.

Da un punto di vista pratico lo studio si complica notevolmente per il fatto che i circuiti risonanti collegati al transistoro sono di tipo *parallelo*, mentre il *circuito equivalente a π contiene elementi anche in serie*. Inoltre spesso gli amplificatori sono progettati per amplificare segnali a frequenze non molto lontane da $f_{h_{fe}}$ per cui non è più lecito considerare i parametri indipendenti dalla frequenza.

Queste considerazioni hanno portato all'introduzione di un nuovo circuito equivalente del transistor, comprendente solo elementi parallelo dipendenti dalla frequenza e quindi particolarmente adatto allo studio di amplificatori operanti alle alte frequenze.

Tale circuito va di solito sotto il nome di *circuito equivalente a parametri $\bar{Y}$* ed è riportato in figura 19.

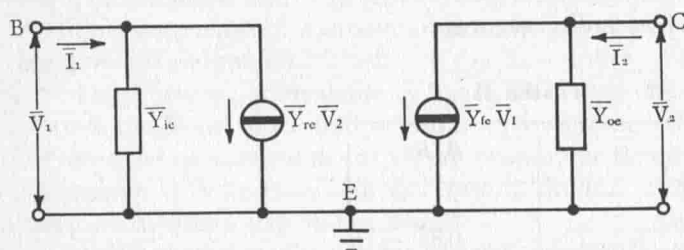


Fig. 19. - Circuito equivalente a parametri $\bar{Y}$ di un transistor.

In esso il parametro $\bar{Y}_{ie}$ rappresenta un'ammettenza posta sull'ingresso, costituita da una conduttanza g_{ie} e da una capacità C_{ie} . $\bar{Y}_{re}$ rappresenta l'effetto del circuito di uscita su quello d'ingresso sotto forma di corrente dipendente dalla tensione di uscita. Tale corrente non è in fase con la tensione $\bar{V}_2$ (anche nel circuito a π la corrente, che per effetto della tensione di uscita si riporta sull'ingresso, viene sfasata dall'impedenza $r_{b'e}$, $C_{b'e}$; $r_{b'e}$, $C_{b'e}$), da cui la necessità di considerare $\bar{Y}_{re}$ complesso. $\bar{Y}_{fe}$, invece, rappresenta in forma complessa l'effetto dell'ingresso sull'uscita ed è il parametro paragonabile a g_m nel circuito a π , che determina l'amplificazione del transistor. Tale parametro risulta legato anche a h_{fe} del circuito a parametri ibridi, il quale, come già detto nel capitolo VIII in realtà dipende dalla frequenza. Infine $\bar{Y}_{oe}$ rappresenta l'ammettenza del circuito di uscita ed è composta da una conduttanza g_{oe} e una capacità C_{oe} poste in parallelo.

Normalmente sui manuali i costruttori forniscono i valori dei parametri $\bar{Y}$ per alcune frequenze caratteristiche o, addirittura le curve di variazione dei parametri $\bar{Y}$ con la frequenza.

Ad esempio per il transistor *NPN* planare al silicio tipo BF 344, il manuale fornisce per diversi valori del punto di funzionamento e per le frequenze: 0,5 MHz; 1,65 MHz; 10,7 MHz, i valori di g_{ie} , C_{ie} ; Y_{re} , φ_{re} ; Y_{fe} , φ_{fe} ; g_{oe} , C_{oe} . Ad esempio per $I_{CO} = 3$ mA e $V_{CEO} = 10$ V, si ha:

Parametri	$f = 0,5 \text{ MHz}$	$f = 1,65 \text{ MHz}$	$f = 10,7 \text{ MHz}$
g_{ie} (mA/V)	0,5	0,6	0,65
C_{ie} (pF)	17	19	21
Y_{re} ($\mu\text{A/V}$)	2,67	8,8	57
φ_{re}	270°	270°	270°
Y_{fe} (mA/V)	94	95	91
φ_{fe}	360°	359°	348°
g_{oe} ($\mu\text{A/V}$)	15	16	17
C_{oe} (pF)	1,8	1,9	2

Dalla tabella si nota che φ_{re} è sempre 270° , cioè l'ammettenza $\bar{Y}_{re}$ è sempre reattiva e aumenta circa proporzionalmente con la frequenza, perciò si intuisce che essa è

un'ammettenza capacitiva. Infatti se si pensa al circuito a π , l'accoppiamento fra ingresso e uscita alle alte frequenze è dovuto essenzialmente alla capacità $C_{b'e}$ (ad esempio già alla frequenza di 500 kHz una capacità $C_{b'e}$ di 5 pF ha una reattanza di circa 60 k Ω contro una resistenza $r_{b'e}$ di alcuni M Ω).

Inoltre appare chiaro lo sfasamento di $\bar{Y}_{fe}$ che da un valore nullo a 500 kHz (Y_{fe} reale), raggiunge a 10,7 MHz un valore di 12° in ritardo (348° in anticipo). Infatti il tipo di transistor considerato ha un valore di $f_{h_{fe}}$ intorno ai 50 MHz e, per tali valori lo sfasamento diventa circa 45° in ritardo.

In base al circuito di figura 19, le equazioni del transistor possono essere scritte nella forma:

$$\bar{I}_1 = \bar{Y}_{ie} \bar{V}_1 + \bar{Y}_{re} \bar{V}_2 \quad (26)$$

$$\bar{I}_2 = \bar{Y}_{fe} \bar{V}_1 + \bar{Y}_{oe} \bar{V}_2$$

da cui si ricava il significato fisico dei parametri $\bar{Y}$.

Si ha infatti, ponendo $V_2 = 0$, cioè cortocircuitando l'uscita del transistor (per i segnali alternativi):

$$\bar{Y}_{ie} = (\bar{I}_1 / \bar{V}_1)_{V_2=0} \quad ; \quad \bar{Y}_{fe} = (\bar{I}_2 / \bar{V}_1)_{V_2=0} \quad (27)$$

mentre, ponendo $\bar{V}_1 = 0$, cioè cortocircuitando l'ingresso, sempre per i segnali alternativi:

$$\bar{Y}_{re} = (\bar{I}_1 / \bar{V}_2)_{V_1=0} \quad ; \quad \bar{Y}_{oe} = (\bar{I}_2 / \bar{V}_2)_{V_1=0} \quad (28)$$

Ciò significa, ad esempio che $\bar{Y}_{ie}$ rappresenta l'ammettenza d'ingresso con uscita in cortocircuito e $\bar{Y}_{oe}$ l'ammettenza di uscita con ingresso in cortocircuito.

In base a tali definizioni si possono ricavare le relazioni che legano i parametri $\bar{Y}$ con quelli del circuito a π .

Ad esempio per ricavare $\bar{Y}_{ie}$, basta, nel circuito a π cortocircuitare i morsetti di uscita e calcolare l'ammettenza vista ai morsetti d'ingresso. Con riferimento alla figura 20, si può vedere che l'impedenza d'ingresso $1/\bar{Y}_{ie}$, con uscita in cortocircuito è data dalla serie di $r_{bb'}$ con l'impedenza risultante dal parallelo di $r_{b'e}$, $r_{b'c}$, $C_{b'e}$ e $C_{b'c}$. Analogamente si può procedere per gli altri parametri.

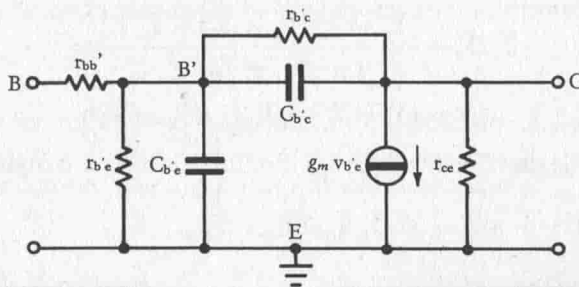


Fig. 20. - Circuito equivalente a un transistor.

Amplificatori selettivi a semplice accordo

Tramite il circuito equivalente a parametri $\bar{Y}$ si può ora esaminare quanto accennato all'inizio del paragrafo, circa la possibile *instabilità* di un amplificatore

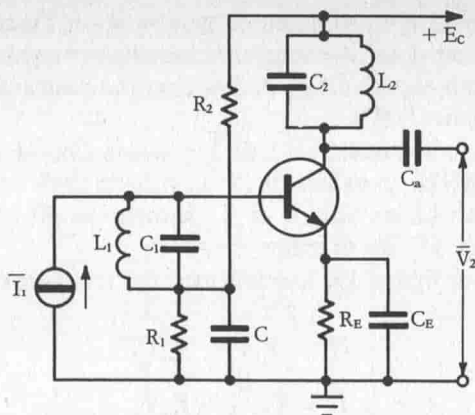


Fig. 21. - Schema di amplificatore selettivo ad uno stadio a transistori.

selettivo e la *difficoltà di accordo dei circuiti risonanti*. Infatti, pensando ad uno schema analogo a quelli impiegati negli amplificatori a JFET e MOS, riportato in figura 21, relativamente ad uno stadio, il circuito equivalente si presenta come in figura 22, in cui con $\bar{Y}_1$ è stata indicata l'ammettenza del circuito risonante d'ingresso e con $\bar{Y}_2$ quella del circuito risonante d'uscita (in condizioni di risonanza $\bar{Y}_1$ e $\bar{Y}_2$ valgono rispettivamente $1/R_{p01}$ e $1/R_{p02}$, essendo R_{p01} e R_{p02} le resistenze dei circuiti risonanti).

Le equazioni del circuito di figura 22 possono essere scritte nella forma:

$$(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie})\bar{V}_1 + \bar{Y}_{re}\bar{V}_2 = \bar{I}_1 \quad (29)$$

$$\bar{Y}_{fe}\bar{V}_1 + (\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2)\bar{V}_2 = 0$$

Risolvendo il sistema (29) rispetto a $\bar{V}_1$, si ottiene:

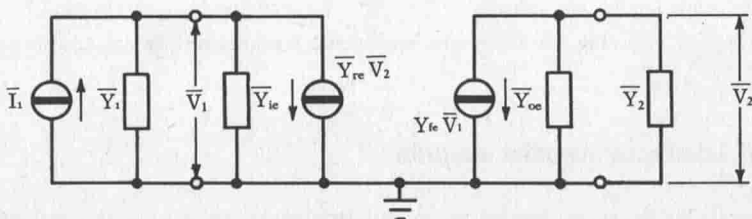
$$\bar{V}_1 = \frac{\bar{I}_1(\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2)}{(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie})(\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2) - \bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}} \quad (30)$$

da cui si ricava l'ammettenza d'ingresso all'amplificatore:

$$\begin{aligned} \bar{I}_1/\bar{V}_1 &= \frac{(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie})(\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2) - \bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}}{\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2} = \\ &= (\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie}) - \bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}/(\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2) \end{aligned} \quad (31)$$

Dalla (31) si vede che l'interazione fra circuito d'uscita e d'ingresso è costituita dal termine:

$$\bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}/(\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2) \quad (32)$$

Fig. 22. - Circuito equivalente con parametri $\bar{Y}$ dell'amplificatore di figura 21.

Analogamente, sempre dal sistema (29) si può determinare la tensione di uscita $\bar{V}_2$ in funzione della corrente d'ingresso. Si ha:

$$\bar{V}_2 = \frac{-\bar{Y}_{fe}\bar{I}_1}{(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie})(\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2) - \bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}} \quad (33)$$

Per l'ammettenza di uscita ai morsetti di $\bar{Y}_2$ (con $\bar{Y}_2$ esclusa), basta aprire il generatore I_1 ($I_1 = 0$) e applicare una tensione $\bar{V}_2$ ai morsetti di uscita. Il sistema (29) si modifica come segue:

$$\begin{aligned} (\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie})\bar{V}_1 + \bar{Y}_{re}\bar{V}_2 &= 0 \\ \bar{Y}_{fe}\bar{V}_1 + \bar{Y}_{oe}\bar{V}_2 &= I_2 \end{aligned} \quad (34)$$

da cui, risolvendo rispetto a $\bar{V}_2$:

$$\bar{V}_2 = \frac{I_2(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie})}{\bar{Y}_{oe}(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie}) - \bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}} \quad (35)$$

Dalla (35), ricavando il rapporto $\bar{Y}_u = I_2/\bar{V}_2$, si ottiene:

$$\bar{Y}_u = \bar{I}_2/\bar{V}_2 = \bar{Y}_{oe} - \bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}/(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie}) \quad (36)$$

Dalle relazioni ora ricavate appaiono le difficoltà in precedenza esposte circa la realizzazione di un amplificatore selettivo a transistori. Dalla (31) si vede che l'ammettenza d'ingresso dipende da quella $\bar{Y}_2$ del circuito risonante di uscita, per cui, aggiustando quest'ultima per ottenere l'accordo sulla frequenza di lavoro, viene a variare quella d'ingresso che di conseguenza si disaccorda.

D'altra parte la (36) indica che l'ammettenza $\bar{Y}_u$ che si pone in parallelo all'ammettenza del circuito risonante di uscita dipende da quella d'ingresso per effetto del termine $\bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}/(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie})$ per cui riaggiustando il circuito risonante d'ingresso per ottenere l'accordo, si disaccorda di nuovo l'uscita. Da ciò appare evidente la difficoltà pratica di accordare (*allineare*) i circuiti risonanti d'ingresso e d'uscita sulla frequenza di lavoro. Tale difficoltà si riduce se il termine $\bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}$ è piccolo rispetto a $\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie}$ e $\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2$.

Inoltre la (33) ci mostra che anche la tensione di uscita dipende da $\bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}$ e, nel caso che:

$$\bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe} = (\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie})(\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2) \quad (37)$$

essa tende a diventare infinitamente grande; ciò è sintomo di *instabilità* (un segnale trascurabile sull'ingresso produce un segnale ampio all'uscita).

Affinché tale inconveniente sia evitato, occorre che:

$$|\bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}| < |(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie})(\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2)| \quad (*) \quad (38)$$

Alla frequenza di lavoro $\bar{Y}_1 + \bar{Y}_{fe}$ è una conduttanza G_1 e $\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2$ è una conduttanza G_2 e quindi la (38) si può allora esprimere nella forma:

$$|\bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}| < G_1 G_2 \quad (39)$$

In pratica per avere una buona stabilità e una certa facilità di accordo dei circuiti

(*) Si vedrà in occasione dello studio degli amplificatori a reazione che tale condizione è essenziale ai fini della stabilità.

risonanti sulla frequenza f_o , occorre che $|\bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}|$ non superi un $10 \div 20\%$ del prodotto G_1G_2 .

Per meglio comprendere gli effetti sopra descritti è opportuno sviluppare un esempio numerico.

Esempio:

Supponiamo che l'amplificatore di figura 21 lavori alla frequenza $f_o = 500$ kHz, impiegando un transistor tipo BF 344 che a riposo funziona con $V_{CEO} = 10$ V e $I_{CO} = 3$ mA. Supponiamo anche di scegliere $L_1 = L_2 = 200$ μ H con $Q_{b1} = Q_{b2} = 100$. I parametri $\bar{Y}$ del transistor sono deducibili dalla tabella precedente, nelle condizioni di funzionamento fissate e per $f = 500$ kHz. Essi risultano:

$$\begin{array}{ll} g_{ie} = 0,5 \text{ mA/V} & ; \quad C_{ie} = 17 \text{ pF} \\ \bar{Y}_{re} = -j2,67 \text{ } \mu\text{A/V} & \text{(sfasamento } 270^\circ, \text{ quindi } Y_{re} \text{ immaginario negativo)} \\ \bar{Y}_{fe} = 94 \text{ mA/V} & \text{(sfasamento nullo, quindi } Y_{fe} \text{ reale)} \\ g_{oe} = 15 \text{ } \mu\text{A/V} & ; \quad C_{oe} = 1,8 \text{ pF} \end{array}$$

Trascurando l'interazione fra circuito d'ingresso e d'uscita, si avrebbe per la capacità totale dei circuiti risonanti:

$$C_{t1} = C_{t2} = 1/(2\pi f_o)^2 L_1 = 1/6,28^2 \cdot 500^2 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6} = 507 \text{ pF}$$

e, tenendo conto dei valori di C_{ie} e C_{oe} , si ha:

$$C_1 = C_t - C_{ie} = (507 - 17) \cdot 10^{-12} = 490 \text{ pF}$$

$$C_2 = C_t - C_{oe} = (507 - 1,8) \cdot 10^{-12} = 505,2 \text{ pF}$$

La conduttanza parallelo di ciascun circuito risonante vale:

$$G_o = 1/Q_o \omega_o L_1 = 1/100 \cdot 6,28 \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cong 16 \text{ } \mu\text{A/V}$$

Il circuito differenziale equivalente a parametri Y diventa come in figura 23, in cui:

$$G_1 = g_{ie} + G_o = 0,516 \text{ mA/V}$$

$$G_2 = g_{oe} + G_o = 31 \text{ } \mu\text{A/V}$$

Se ora si calcola l'ammettenza d'ingresso alla pulsazione $\omega_o = 2\pi f_o = 3,14 \cdot 10^6$ rad/sec, dalla (31) si ha:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_i = \bar{I}_1/\bar{V}_1 &= 1/j\omega_o L_1 + G_1 + j\omega_o C_{t1} - \frac{\bar{Y}_{re}\bar{Y}_{fe}}{j\omega_o C_{t2} + G_2 + 1/j\omega_o L_2} = \\ &= -j/3,14 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6} + 0,516 \cdot 10^{-3} + j3,14 \cdot 10^6 \cdot 507 \cdot 10^{-12} + \\ &+ j2,67 \cdot 10^{-6} \cdot 94 \cdot 10^{-3}/31 \cdot 10^{-6} = 0,516 \cdot 10^{-3} + j8,1 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

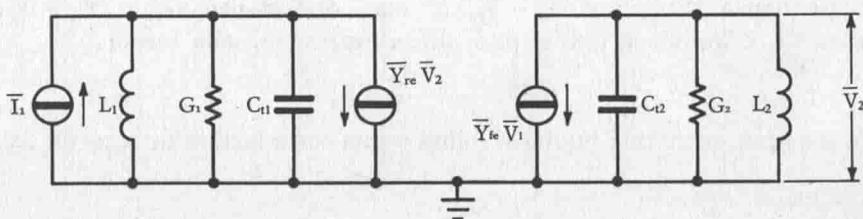


Fig. 23. - Circuito semplificato equivalente a quello di figura 22.

Il termine $j8,1 \cdot 10^{-3}$, che rappresenta l'effetto del circuito di uscita sull'ingresso equivale ad una capacità C_r , tale che:

$$j\omega_o C_r = j8,1 \cdot 10^{-3}$$

da cui:

$$C_r = 8,1 \cdot 10^{-3} / 3,14 \cdot 10^6 = 2580 \text{ pF}$$

la quale fa sì che il circuito d'ingresso non sia affatto accordato (infatti in condizioni di accordo l'ammettenza d'ingresso deve essere una pura conduttanza).

In realtà nemmeno il circuito di uscita risulta accordato, perché per la (36) è:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_u &= g_{oe} + j\omega_o C_{oe} - \bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe} / G_1 = 15 \cdot 10^{-6} + j3,14 \cdot 10^6 \cdot 1,8 \cdot 10^{-12} + \\ &+ j2,67 \cdot 10^{-6} \cdot 94 \cdot 10^{-3} / 0,516 \cdot 10^{-3} = 15 \cdot 10^{-6} + j490 \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

che sommata a $\bar{Y}_2$, fornisce:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_u + \bar{Y}_2 &= 15 \cdot 10^{-6} + j490 \cdot 10^{-6} + 16 \cdot 10^{-6} + j3,14 \cdot 10^6 \cdot 505,2 \cdot 10^{-12} - \\ &- j3,14 \cdot 200 = 31 \cdot 10^{-6} + j485 \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

il che equivale ad avere una capacità addizionale C_u in parallelo alla conduttanza C_2 , tale che:

$$j\omega_o C_u = j485 \cdot 10^{-6}$$

da cui:

$$C_u = 485 \cdot 10^{-6} / 3,14 \cdot 10^6 \simeq 154 \text{ pF}$$

Affinché il circuito di uscita sia accordato alla frequenza f_o , occorre che:

$$C_t = C_u + C_{oe} + C_2$$

e quindi:

$$C_2 = C_t - C_u - C_{oe} = 507 - 154 - 1,8 = 351,2 \text{ pF}$$

Ma in tali condizioni l'ammettenza $\bar{Y}_2$ del circuito risonante di uscita non è più una conduttanza, per cui l'ammettenza d'ingresso viene di nuovo modificata e l'effettivo valore di $\bar{Y}_1$ risulta:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_i &= \bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie} - \frac{\bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe}}{\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2} = 0,516 \cdot 10^{-3} + \\ &+ \frac{j251 \cdot 10^{-9}}{31 \cdot 10^{-6} + j3,14 \cdot 10^6 \cdot 351,2 \cdot 10^{-12} - j1,59 \cdot 10^{-3}} = \\ &= 0,6 \cdot 10^{-6} + j32,4 \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

si ottiene cioè una conduttanza d'ingresso molto prossima a zero e quindi suscettibile di diventare negativa e questo come si è detto provoca instabilità. D'altra parte si può osservare che con i dati assunti, la condizione (39) non è verificata. Infatti è:

$$|\bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe}| = 251 \cdot 10^{-9}$$

$$G_1 G_2 = 0,516 \cdot 10^{-3} \cdot 31 \cdot 10^{-6} = 16 \cdot 10^{-9}$$

Per raggiungere una stabilità sufficiente, occorre aumentare le conduttanze G_1 e G_2 , il che può avvenire sia diminuendo i valori delle induttanze L_1 e L_2 , sia il loro coefficiente di bontà Q_b .

Assumendo ora:

$$L_1 = L_2 = 50 \text{ } \mu\text{H}$$

$$Q_{b1} = Q_{b2} = 20$$

si ha:

$$C_{t1} = C_{t2} = 1 / (3,14 \cdot 10^6)^2 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 2015 \text{ pF}$$

$$G_o = 1 / Q_b \omega_o L_1 = 1 / 20 \cdot 3,14 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \simeq 0,32 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$G_1 = G_o + g_{ie} = (0,32 + 0,5) \cdot 10^{-3} = 0,82 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$G_2 = G_o + g_{oe} = (0,32 + 0,015) \cdot 10^{-3} = 0,335 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

Ora è:

$$G_1 G_2 = 0,82 \cdot 0,335 \cdot 10^{-6} \cong 275 \cdot 10^{-9} > 251 \cdot 10^{-9}$$

per cui la (39) è appena rispettata.

Continuando i calcoli, si ottiene:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_u + \bar{Y}_2 = G_2 - \bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe} / G_1 &= 0,335 \cdot 10^{-3} + j251 \cdot 10^{-9} / 0,82 \cdot 10^{-3} = \\ &= 0,335 \cdot 10^{-3} + j306 \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

La parte reattiva equivale ad una capacità:

$$C_u = 306 \cdot 10^{-6} / 3,14 \cdot 10^6 = 97,4 \text{ pF}$$

da cui:

$$C_2 = C_{t2} - C_{oe} - C_u = (2015 - 1,8 - 97,4) \cdot 10^{-12} \cong 1916 \text{ pF}$$

Ora l'ammettenza d'ingresso vale:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_i = G_1 - \bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe} / (\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2) &= G_1 - \frac{\bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe}}{G_2 + j\omega_o(C_2 + C_{oe}) - j/\omega_o L_2} = \\ &= 0,82 \cdot 10^{-3} + \frac{j251 \cdot 10^{-9}}{0,335 \cdot 10^{-3} + j3,14 \cdot 10^6 \cdot 1917,8 \cdot 10^{-12} - j/3,14 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = \\ &= 0,445 \cdot 10^{-3} + j0,375 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

Il termine reattivo equivale ad una capacità:

$$C_r = 0,375 \cdot 10^{-3} / 3,14 \cdot 10^6 = 119 \text{ pF}$$

Affinché il circuito d'ingresso sia accordato, occorre che:

$$C_i = C_1 + C_{ie} + C_r$$

e quindi:

$$C_1 = C_i - C_{ie} - C_r = (2016 - 17 - 119) \cdot 10^{-12} = 1880 \text{ pF}$$

Si può ora vedere, continuando i calcoli, che l'effetto della variazione di C_1 per ottenere l'accordo del circuito d'ingresso, è di variare la capacità C_u del circuito di uscita che non risulta più accordata. Variando di nuovo C_2 per ottenere l'accordo, si disaccorda ancora il circuito d'ingresso e così via. Ad ogni ciclo di calcolo le variazioni delle capacità C_u e C_r si riducono e alla fine si riesce, con fatica, ad ottenere l'accordo.

Nel circuito di figura 21 l'accordo contemporaneo dei circuiti d'ingresso e d'uscita, chiamato anche *allineamento*, risulta molto difficile. Inoltre è da notare anche un altro grosso inconveniente: il Q dei circuiti risulta estremamente basso e quindi la selettività dell'amplificatore è enormemente ridotta. Si ha infatti:

$$Q_1 = R_{p1} / \omega_o L_1 = 1 / \omega_o L_1 G_1 = 1 / 3,14 \cdot 50 \cdot 0,82 \cdot 10^{-3} \simeq 7,75$$

(supponendo che risulti alla fine piccola la componente negativa della conduttanza risultante dall'interazione del circuito di uscita).

$$Q_2 = 1 / \omega_o L_2 G_2 = 1 / 3,14 \cdot 50 \cdot 0,335 \cdot 10^{-3} = 19$$

Il problema può essere risolto collegando la base del transistor a punti intermedi delle bobine di induttanza L_1 e L_2 , anziché ad un estremo.

Infatti, con riferimento alla figura 24, la resistenza R_p vista fra i morsetti AB,

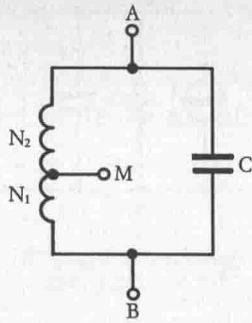


Fig. 24. - Bobina con presa intermedia.

equivale ad una resistenza R'_p fra M e B , per effetto trasformatore, moltiplicata per il quadrato del rapporto spire, cioè:

$$R_p = R'_p [(N_1 + N_2)/N_1]^2 \quad (40)$$

e viceversa:

$$R'_p = R_p [N_1/(N_1 + N_2)]^2 \quad (41)$$

Tenendo presente questa proprietà, lo schema di amplificatore di figura 21, può essere modificato in quello di figura 25.

Osservando lo schema, si nota subito che il valore Q_1 del circuito d'ingresso, il quale nel circuito di figura 21 era enormemente influenzato dalla conduttanza g_{oe} del transistor, questa volta lo è molto meno. Infatti la conduttanza g_{oe} appare ai capi del circuito risonante moltiplicata per il rapporto $[N_1/(N_1 + N_2)]^2$ (la resistenza ne risulta divisa) e quindi il valore della conduttanza che appare in parallelo al circuito risonante diventa minore.

Anche una capacità di valore C_i , posta fra M e B , equivale ad una capacità C'_1 posta fra A e B di valore:

$$C'_1 = C_i [N_1/(N_1 + N_2)]^2 \quad (42)$$

Con queste premesse, il circuito equivalente dell'amplificatore di figura 25 appare come in figura 26 e si può vedere con un esempio come i problemi di accordatura siano molto ridotti.

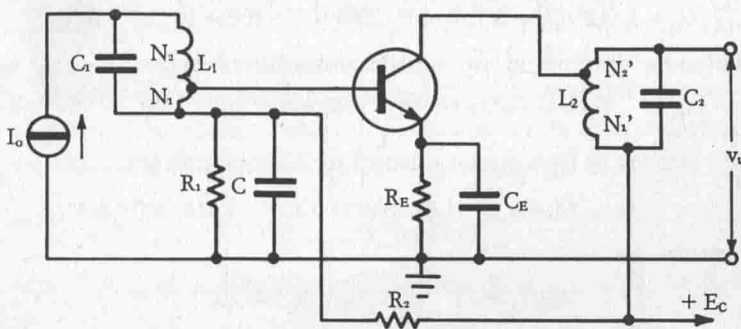


Fig. 25. - Amplificatore selettivo ad uno stadio con circuiti risonanti costituiti da bobine con presa intermedia.

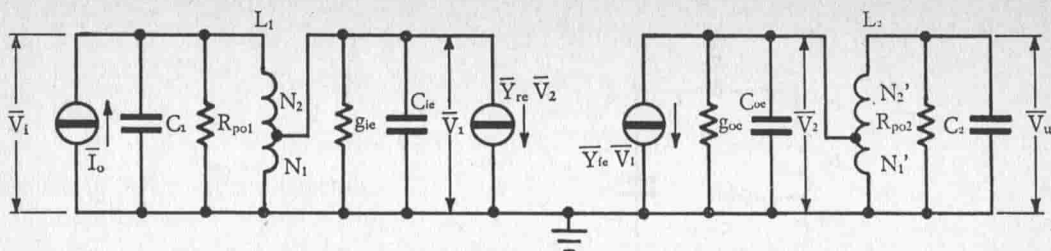


Fig. 26. - Circuito equivalente dell'amplificatore di figura 25.

Esempio:

Supponendo che il transistor sia quello considerato nell'esempio precedente, funzionante nelle identiche condizioni e sempre alla frequenza di lavoro $f_o = 500$ kHz, si possono ripetere i calcoli in precedenza sviluppati, assumendo, ancora:

$$L_1 = L_2 = 200 \text{ } \mu\text{H}$$

con $Q_{b1} = Q_{b2} = 100$, però connettendo la base e il collettore dei transistori in punti intermedi delle bobine, tali che:

$$(N_1 + N_2)/N_2 = (N_1' + N_2')/N_1' = n = 10$$

Tenendo presenti i calcoli in precedenza sviluppati, si ha ancora:

$$C_{t1} = C_{t2} = 507 \text{ pF}$$

Questa volta, però è:

$$C_{t1} = C_1 + C_{ie}/n^2$$

da cui:

$$C_1 = C_{t1} - C_{ie}/n^2 = (507 - 17/100) \cdot 10^{-12} \cong 507 \text{ pF}$$

$$C_2 = C_{t2} - C_{oe}/n^2 = (507 - 1,8/100) \cdot 10^{-12} \cong 507 \text{ pF}$$

cioè le capacità d'ingresso e d'uscita hanno un'influenza trascurabile sulla capacità totale del circuito risonante.

Per quanto riguarda la stabilità, occorre calcolare la conduttanza dei circuiti d'ingresso e d'uscita (si suppone che siano accordati, per cui le impedenze sono semplici conduttanze).

La conduttanza G_o dei circuiti risonanti, che sono stati supposti identici è:

$$G_o = 1/\omega_o L_1 Q_b = 1/3,14 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = 16 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}$$

Tale conduttanza, riportata ai morsetti del transistor, risulta:

$$G'_o = G_o \cdot n^2 = 16 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

e quindi si ha:

$$G_1 = G'_o + g_{ie} = (1,6 + 0,5) \cdot 10^{-3} = 2,1 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$G_2 = G'_o + g_{oe} = (1,6 + 0,015) \cdot 10^{-3} = 1,615 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

È da notare che ora è:

$$G_1 G_2 = 2,1 \cdot 1,615 \cdot 10^{-6} \cong 3,4 \cdot 10^{-6}$$

mentre è:

$$\bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe} = 251 \cdot 10^{-9} = 0,251 \cdot 10^{-6}$$

per cui:

$$G_1 G_2 \gg |\bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe}|$$

In tali condizioni l'impedenza d'ingresso al transistor, supposto il circuito di uscita accordato, vale:

$$\begin{aligned}\bar{Y}_i &= \bar{Y}_1 + \bar{Y}_{ie} - \bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe} / (\bar{Y}_{oe} + \bar{Y}_2) = G_1 - \bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe} / G_2 = \\ &= 2,1 \cdot 10^{-3} + j251 \cdot 10^{-9} / 1,615 \cdot 10^{-3} = 2,1 \cdot 10^{-3} + j156 \cdot 10^{-6}\end{aligned}$$

Il termine reattivo equivale ad una capacità:

$$C_r = 156 \cdot 10^{-6} / \omega_o = 156 \cdot 10^{-6} / 3,14 \cdot 10^6 \cong 50 \text{ pF}$$

Questa volta, però C_r disaccorda di poco il circuito risonante d'ingresso. Infatti riportando C_r in parallelo a C_1 , essa equivale ad una capacità:

$$C'_r = C_r / n^2 = (50/100) \cdot 10^{-12} \cong 0,5 \text{ pF}$$

che costituisce appena l'1‰ di C_1 .

Analogamente per il circuito di uscita si ha:

$$\begin{aligned}\bar{Y}_u &= g_{oe} + j\omega_o C_{oe} - \bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe} / G_1 = 15 \cdot 10^{-6} + 3,14 \cdot 10^6 \cdot 1,8 \cdot 10^{-12} + \\ &+ j251 \cdot 10^{-9} / 2,1 \cdot 10^{-3} \cong 15 \cdot 10^{-6} + j125,15 \cdot 10^{-6}\end{aligned}$$

La parte reattiva equivale ad una capacità:

$$C_u = 125,15 \cdot 10^{-6} / \omega_o = 125,15 \cdot 10^{-6} / 3,14 \cdot 10^6 \cong 40 \text{ pF}$$

Tale capacità, riportata in parallelo al circuito risonante equivale ad una capacità:

$$C''_u = C_u / n^2 = (40/100) \cdot 10^{-12} = 0,4 \text{ pF}$$

che costituisce meno dell'1‰ di C_2 e quindi non altera praticamente l'accordo. Si comprende quindi come in queste condizioni l'allineamento dei due circuiti sia estremamente facilitato.

Per la stabilità non esiste alcun problema perché si può verificare che la conduttanza negativa che si riporta sul circuito d'ingresso risulta molto piccola rispetto a G_1 .

Anche la selettività dell'amplificatore non risulta di molto cambiata dalle conduttanze d'ingresso e d'uscita del transistor. Per il circuito d'ingresso, la conduttanza G_2 , riportata in parallelo a L_2 risulta:

$$G'_1 = G_1 / n^2 = 2,1 \cdot 10^{-3} / 100 = 21 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}$$

e quindi:

$$Q_1 = 1 / G'_1 \omega_o L_1 = 1 / 21 \cdot 10^{-6} \cdot 3,14 \cdot 200 \cong 76$$

Per il circuito d'uscita è:

$$G'_2 = G_2 / n^2 = 1,615 \cdot 10^{-3} / 100 = 16,15 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}$$

$$Q_2 = 1 / G'_2 \omega_o L_1 = 1 / 16,15 \cdot 10^{-6} \cdot 3,14 \cdot 200 \cong 99$$

Gli inconvenienti riscontrati nel circuito di figura 21 sono quindi stati tutti eliminati con gli accorgimenti adottati nel circuito di figura 25. Tale risultato però è stato ottenuto a scapito dell'amplificazione. Infatti dalla (33), supponendo che l'effetto della $\bar{Y}_{re}$ sia trascurabile e i circuiti d'ingresso e d'uscita siano accordati, si ricava, per il circuito di figura 21:

$$\bar{V}_2 = -\bar{Y}_{fe} \bar{I}_1 / G_1 G_2 \quad (43)$$

ed, essendo $\bar{V}_1 = \bar{I}_1 / G_1$, si ha che l'amplificazione di tensione $\bar{A}_{vo} = \bar{V}_2 / \bar{V}_1$, vale:

$$\bar{A}_{vo} = -\bar{Y}_{fe} / G_2 \quad (44)$$

Nel circuito di figura 25, la (44) è valida per il rapporto $\bar{V}_2 / \bar{V}_1$ che è l'amplificazione intrinseca del transistor (rapporto fra tensione alternata di collettore e tensione

alternata di base). In realtà se si considera il rapporto fra le tensioni $\bar{V}_u$ e $\bar{V}_i$ ai capi dei circuiti risonanti, si ha dalla figura 26:

$$\bar{A}_{vo} = \frac{\bar{V}_u}{\bar{V}_i} = \frac{\bar{V}_u}{\bar{V}_2} \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} \frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_i} = \bar{A}_{vo} \left(\frac{N'_1 + N'_2}{N'_1} \right) \left(\frac{N_1}{N_1 + N_2} \right)$$

avendo indicato con $\bar{A}_{vo}$ il rapporto $\bar{V}_2/\bar{V}_1$ che è l'amplificazione intrinseca del transistor.

Esempio:

Negli esempi svolti in precedenza, nel caso del circuito di figura 21, con $L_1 = L_2 = 50 \mu\text{H}$ e $Q_{b1} = Q_{b2} = 20$, l'amplificazione di tensione vale (in modulo):

$$A_{vo} = Y_{fe}/G_2 = 94 \cdot 10^{-3} / 0,335 \cdot 10^{-3} = 280$$

Invece nell'esempio relativo al circuito di figura 25, si ha:

$$A_{vo} = \frac{Y_{fe}}{G_2} \frac{N'_1 + N'_2}{N'_1} \frac{N_1}{N_1 + N_2} = \frac{94 \cdot 10^{-3}}{1,615 \cdot 10^{-3}} 10 \cdot 0,1 = 58$$

Neutralizzazione

Nel caso che l'interazione fra circuito di uscita e d'ingresso del transistor non possa essere sufficientemente ridotta con gli accorgimenti citati, si deve ricorrere all'introduzione di circuiti che compensino tali effetti dannosi. Questa esigenza è tanto più sentita quanto più elevata è la frequenza di lavoro. Infatti si può notare che il parametro $\bar{Y}_{re}$ è di valore praticamente proporzionale alla frequenza del segnale per cui a frequenze molto elevate l'effetto di interazione è notevole.

I circuiti che compensano l'effetto di $\bar{Y}_{re}$ si chiamano circuiti di neutralizzazione o di unilateralizzazione.

Per comprendere la differenza esistente fra la neutralizzazione e la unilateralizzazione, occorre osservare che il parametro $\bar{Y}_{re}$ è originato sia dalla capacità $C_{b'c}$ che dalla resistenza $r_{b'c}$ del circuito equivalente a π , tramite i quali i segnali d'uscita vengono riportati sull'ingresso.

I circuiti di neutralizzazione in genere collegano il circuito d'ingresso con quello di uscita e riportano indietro un segnale in opposizione di fase rispetto a quello che circola nella capacità $C_{b'c}$, annullando in tale modo l'effetto di tale capacità.

I circuiti di unilateralizzazione, invece, sempre collegando l'uscita con l'ingresso del transistor, riportano sul circuito d'ingresso un segnale in opposizione di fase rispetto a quello riportato dal gruppo $C_{b'c}, r_{b'c}$, annullando così sia l'effetto della capacità parassita, sia quello della resistenza $r_{b'c}$. Poiché quest'ultimo è piuttosto modesto, spesso è sufficiente la neutralizzazione.

Un tipico circuito per la unilateralizzazione è quello rappresentato in figura 27, in cui la capacità C_n e la resistenza R_n costituiscono il circuito di unilateralizzazione. Le spire del circuito secondario sono avvolte in modo che il segnale riportato all'ingresso tramite R_n, C_n sia in opposizione di fase rispetto a quello che vi giunge tramite $C_{b'c}, r_{b'c}$. Inoltre la resistenza R_n è stata posta in serie a C_n , anziché in parallelo allo scopo di isolare ohmicamente i circuiti d'ingresso e d'uscita.

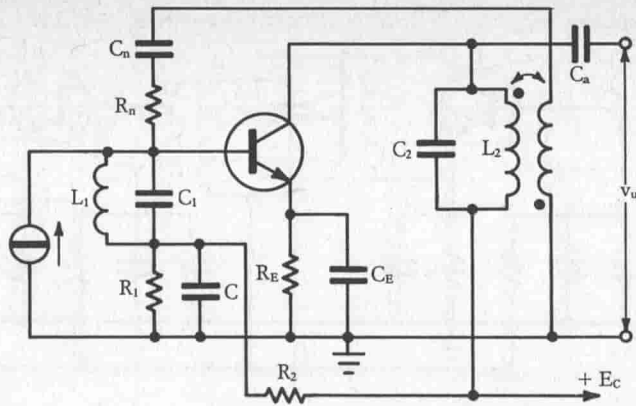


Fig. 27. - Amplificatore selettivo a transistori, con circuito di unilateralizzazione.

Nel caso si voglia evitare il circuito secondario, si può utilizzare una bobina a presa centrale, secondo lo schema di figura 28, in cui l'alimentazione è stata portata al centro.

Si può osservare che in un certo istante i potenziali dei punti *A* e *B* sono in opposizione di fase rispetto al punto *centrale M*, per cui attraverso la rete R_n, C_n arriva sul circuito d'ingresso un segnale in fase opposta a quello riportato dai parametri parassiti.

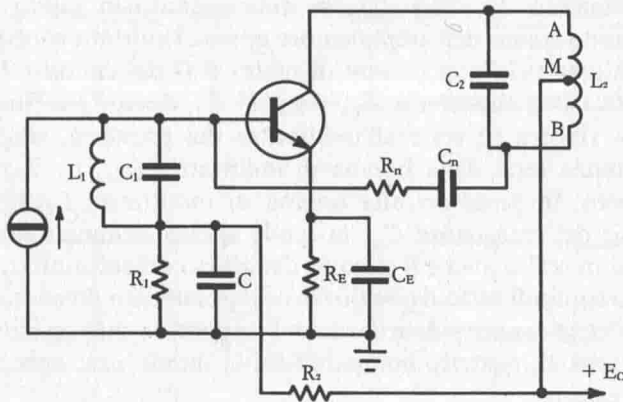


Fig. 28.

Il calcolo della rete R_n, C_n non viene per semplicità sviluppato anche perché, in pratica, date le tolleranze sui parametri del transistor, i valori dei componenti devono essere aggiustati sperimentalmente.

Amplificatori selettivi a filtro di banda

Fino ad ora si è studiato un amplificatore selettivo a transistori a semplice accordo ad uno stadio, con tutte le difficoltà ad esso connesse, per effetto dell'interazione fra circuito d'uscita e circuito d'ingresso. *Se ora si pensasse di realizzare un amplificatore a più stadi a semplice accordo, ci si troverebbe di fronte ad una ulteriore difficoltà che nasce dall'accoppiamento fra gli stadi.*

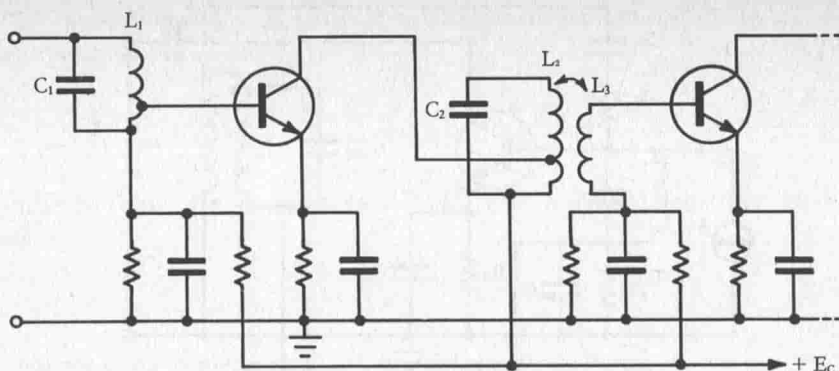


Fig. 29. - Accoppiamento di tipo induttivo fra due stadi di un amplificatore selettivo.

Infatti non è possibile pensare ad un accoppiamento R-C, come nel caso degli amplificatori a tubi o a FET, in quanto la conduttanza d'ingresso all'amplificatore, piuttosto alta va a sommarsi a quella del circuito risonante di collettore dello stadio precedente, *riducendo sensibilmente il Q e quindi la selettività.*

Per questo motivo *l'accoppiamento fra gli stadi non può essere che induttivo*, secondo lo schema di figura 29.

Tale accoppiamento deve però essere dimensionato in modo che la resistenza d'ingresso del secondo stadio dell'amplificatore appaia riportata al primario del circuito accoppiato in modo tale da non variare di molto il Q del circuito. In altri termini la componente resistiva dell'impedenza $\bar{Z}_{12} = \omega_0^2 M^2 / \bar{Z}_2$, dove $\bar{Z}_2$ è l'impedenza serie del secondario, che si riporta in serie all'induttanza del primario, sia piuttosto piccola rispetto alla resistenza serie della bobina di induttanza L_2 .

In pratica, però, in parallelo alla bobina di induttanza L_3 viene a trovarsi la capacità d'ingresso del transistor C_{ie} , la quale spesso assume valori dell'ordine dei $10 \div 20$ pF, per cui in realtà anche il circuito d'ingresso del secondo transistor è di tipo risonante parallelo e quindi tutto il circuito di accoppiamento diventa un filtro di banda.

Come si è detto, la capacità di accordo del secondario può essere la stessa capacità C_{ie} , per cui nello schema elettrico compare la sola induttanza, oppure si aggiunge un condensatore C_3 esterno.

Spesso allo scopo di non avere un valore Q_2 del circuito secondario troppo basso, a causa del valore in genere piuttosto elevato della conduttanza g_{ie} d'ingresso al transistor, la base viene connessa ad un punto intermedio della bobina di induttanza L_3 , per cui lo schema completo dell'amplificatore a filtro di banda, risulta come in figura 34, in cui sono stati omissi i circuiti di neutralizzazione (non sempre necessari).

Come si può notare, *solo le basi dei transistori sono state connesse a prese intermedie delle bobine*, poiché la conduttanza di uscita g_{oe} del transistor è piuttosto bassa (dell'ordine di qualche decina di $\mu A/V$ al massimo) e quindi modifica di poco il Q del circuito risonante di collettore.

La connessione del collettore ad una presa intermedia può rendersi necessaria nei casi in cui l'allineamento si presenta difficile e la stabilità risulti precaria e quindi esista la necessità di rendere più grande la conduttanza G_2 vista fra collettore e massa.

Lo studio del circuito di figura 30 può essere condotto, disegnando prima il circuito differenziale equivalente dell'intero amplificatore, che appare come in figura 31.

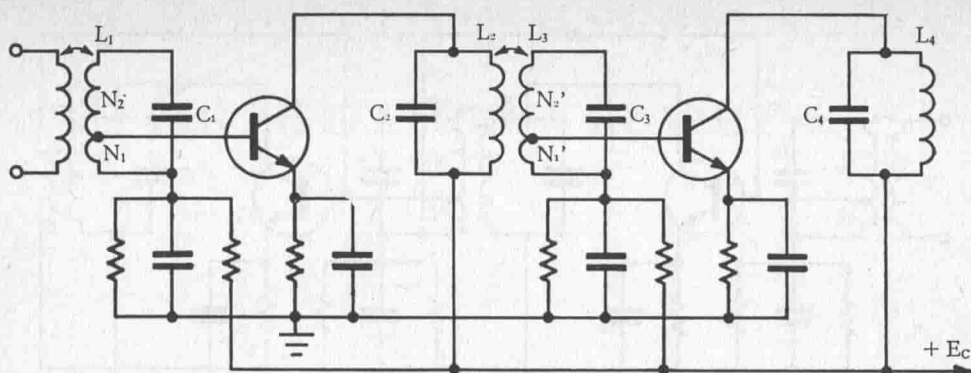


Fig. 30. - Amplificatore selettivo a due stadi a filtro di banda realizzato con transistori.

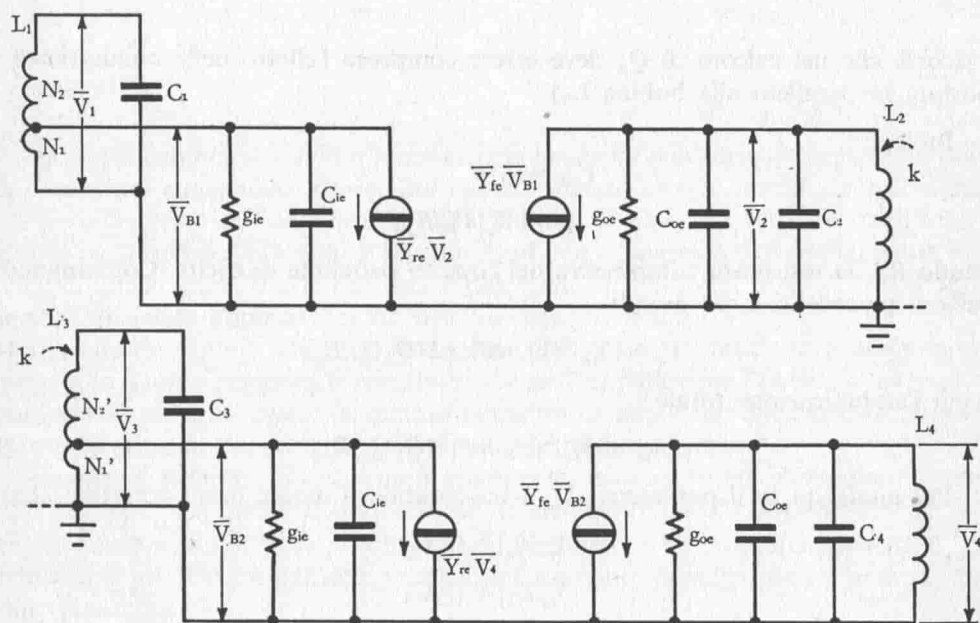


Fig. 31. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di figura 30.

Nel caso che l'effetto del parametro $\bar{Y}_{re}$ sia trascurabile, basta tener conto dei rapporti spire n e n' delle bobine con presa intermedia $[n = (N_1 + N_2)/N_1]$ e delle regole del capitolo II sui filtri di banda. Si ha allora con riferimento alla figura 31, alla frequenza di lavoro f_o , su cui sono accordati tutti i circuiti risonanti e supponendo i due transistori identici:

$$\begin{aligned} V_{B1} &= V_1/n \\ V_3 &= |\bar{Y}_{fe}| V_{B1} \omega_o M Q_2 Q_{3c} \end{aligned} \quad (45)$$

dove:

$$Q_{3c} = Q_3/[1 + (k/k_c)^2]$$

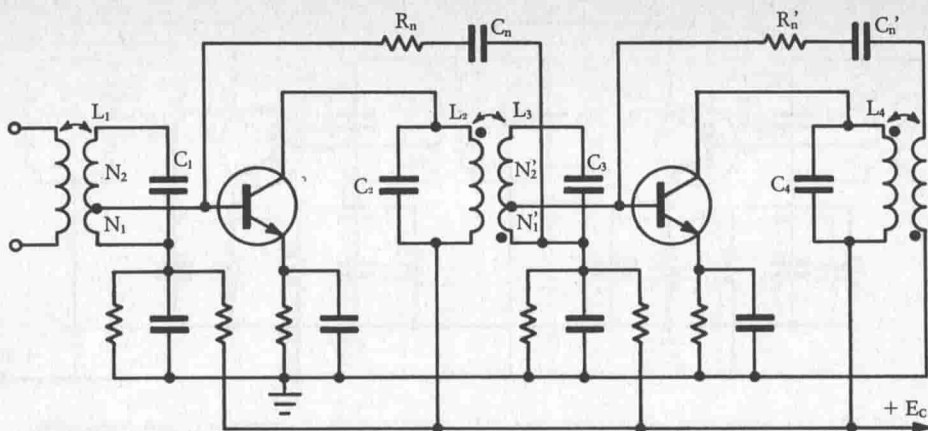


Fig. 32. - Amplificatore selettivo a filtro di banda, con circuiti di neutralizzazione.

(si ricordi che nel calcolo di Q_3 deve essere compreso l'effetto della conduttanza g_{ie} riportata in parallelo alla bobina L_3).

Inoltre:

$$V_{B2} = V_3/n'$$

$$V_4 = |\bar{Y}_{fe}| V_{B2} R_{p4}$$

essendo R_{p4} la resistenza complessiva del circuito risonante di uscita. Combinando le relazioni precedenti si ha quindi:

$$V_4 = |\bar{Y}_{fe}|^2 (V_1/nn') \omega_o M Q_2 Q_{3c} R_{p4} \quad (46)$$

da cui l'amplificazione totale:

$$A_{ot} = |\bar{Y}_{fe}|^2 (\omega_o/nn') M Q_2 Q_{3c} R_{p4} \quad (47)$$

Per giudicare se il parametro $\bar{Y}_{re}$ è trascurabile o meno, basta accertare che:

$$|Y_{re} Y_{fe}| \ll G_1 G_2$$

$$|Y_{re} Y_{fe}| \ll G_3 G_4$$

essendo G_1, G_2, G_3, G_4 le conduttanze complessive fra base e massa o collettore e massa dei due transistori.

In pratica, come già detto, è sufficiente che il termine $|\bar{Y}_{re} \bar{Y}_{fe}|$ non superi il 10 ÷ 20% del prodotto delle conduttanze interessate. Se tali condizioni non fossero verificate, occorre prevedere i circuiti di neutralizzazione. In tal caso lo schema di figura 30 si modifica in quello di figura 32.

CAPITOLO UNDICESIMO

AMPLIFICATORI A REAZIONE

1. Generalità

Un amplificatore è soggetto a reazione ogni qualvolta una parte del segnale di uscita, opportunamente manipolato, ritorna sul circuito d'ingresso e si combina con il segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore. La combinazione avviene sotto forma di somma algebrica: se la somma è tale che il segnale risultante all'ingresso dell'amplificatore è più piccolo di quello applicato, la reazione si dice *negativa*. Se invece il segnale risultante è maggiore di quello applicato, si ha una *reazione positiva*.

Si vedrà in seguito che, tranne in casi particolari, la reazione positiva non è impiegata in quanto peggiora le caratteristiche dell'amplificatore. Viceversa, la reazione negativa è largamente usata, in quanto permette di migliorare alcune caratteristiche dell'amplificatore in proporzione all'entità della reazione stessa.

A volte la reazione avviene spontaneamente, nei casi in cui il circuito di uscita risulta accoppiato a quello d'ingresso tramite elementi parassiti (capacità) e tale fatto può dar luogo a fenomeni non desiderati. Un esempio è fornito dalla capacità C_{gd} tra gate e source nei JFET o dall'accoppiamento fra circuito di collettore e circuito di base di un transistor.

Per meglio capire e studiare gli effetti della reazione, è opportuno a questo punto introdurre per sommi capi alcuni concetti e alcune tecniche relative ai sistemi a reazione che sono largamente in uso nel campo della *regolazione automatica*, di cui gli amplificatori a reazione possono essere considerati un importante capitolo.

Tali concetti saranno introdotti nella maniera più semplificata e intuitiva possibile, senza entrare in questioni fondamentali proprie della teoria della reazione, ma con il solo scopo di avere una visione abbastanza chiara del fenomeno.

Schemi a blocchi e funzioni di trasferimento

Lo studio degli amplificatori a reazione, come del resto di tutti i sistemi a reazione, risulta semplificato se ci si aiuta con delle rappresentazioni grafiche dei fenomeni in gioco. Fra i vari tipi possibili di tali rappresentazioni grafiche, i più comunemente in uso

sono gli *schemi a blocchi* e i *diagrammi di flusso*. Questi ultimi richiedono però una trattazione piuttosto approfondita, che esula dai limiti imposti nella presente trattazione, per cui ci si limita alla illustrazione dell'uso degli *schemi a blocchi*.

Un amplificatore o uno stadio di esso, oppure una rete elettrica a quattro morsetti (*quadriplo*), possono essere indicati graficamente con un rettangolo (chiamato *blocco*), come illustrato in figura 1.

I due segmenti orientati all'entrata e all'uscita del blocco indicano rispettivamente, in uno schema unifilare la linea d'ingresso e d'uscita dei segnali, che possono essere segnali di tensione (come in figura 1), oppure segnali di corrente.

All'interno del blocco di figura 1 si usa indicare la relazione che lega il segnale di uscita con quello d'ingresso. Nel caso di segnali sinusoidali, tale relazione è rappresentata dal *rapporto complesso* fra il segnale alternativo di uscita e quello d'ingresso. Nel caso di un amplificatore, tale rapporto coincide con l'amplificazione di tensione $\bar{A}_v$, se si considerano le tensioni d'ingresso e d'uscita, oppure con l'amplificazione di corrente $\bar{A}_i$, se si considerano le correnti d'ingresso e d'uscita. A volte però, può interessare la corrente d'ingresso e la tensione d'uscita, nel qual caso il rapporto complesso fra i due segnali prende il nome di *funzione di trasferimento*. In definitiva lo schema a blocchi prescinde dallo schema circuitale dell'elemento che rappresenta, ma ne mette in evidenza il suo comportamento, espresso dalla *funzione di trasferimento*.

In un amplificatore a reazione, di solito il segnale di uscita non ritorna direttamente sull'ingresso, ma tramite una *rete elettrica* che ne altera le caratteristiche, cioè in genere, lo modifica in ampiezza, fase o natura, nel senso che, ad esempio, un segnale di tensione può essere modificato in un segnale di corrente o viceversa. Tale necessità è dettata dal fatto che il segnale che ritorna sull'ingresso, detto anche *segnale di reazione*, e che deve sommarsi algebricamente al segnale applicato, deve essere omogeneo con quest'ultimo; cioè, ad esempio, se il segnale d'ingresso è una corrente e quello d'uscita una tensione, la rete di reazione riceve all'ingresso il segnale di tensione e fornisce all'uscita un segnale di corrente che deve sommarsi con quello applicato (non è possibile sommare una corrente con una tensione).

Anche la rete di reazione è rappresentabile con un blocco, la cui funzione di trasferimento fornisce la relazione che intercorre fra il suo segnale di uscita (segnale di reazione) e quello d'ingresso (segnale di uscita dell'amplificatore).

Il circuito elettrico in cui avviene la somma algebrica del segnale di reazione e di quello applicato all'amplificatore, viene chiamato *nodo sommatore* ed è indicato con un cerchietto in cui convergono i segmenti orientati che rappresentano i segnali da sommare, accompagnati da un segno + o - a seconda che si tratti di una effettiva somma o di una differenza.

Lo schema a blocchi di un amplificatore a reazione è rappresentato in figura 2, in cui con $\bar{H}$ è stata indicata la funzione di trasferimento della rete di reazione.

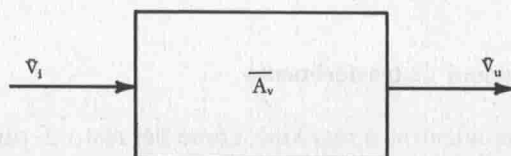


Fig. 1. - Rappresentazione di uno stadio di un amplificatore con un diagramma a blocchi.

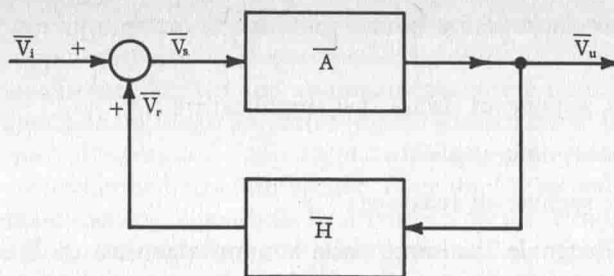


Fig. 2. - Schema a blocchi di un amplificatore a reazione.

Nel caso che $\bar{H}$ sia un semplice coefficiente reale, verrà indicato come *coefficiente o fattore di reazione*.

Se un amplificatore è a più stadi, ciascuno di essi può essere rappresentato con un blocco, in cui il segnale di uscita del primo costituisce quello d'ingresso del secondo. In tali condizioni si dice che i blocchi sono in cascata e lo schema a blocchi dell'amplificatore reazionato si presenta come in figura 3, in cui si è indicato genericamente con $\bar{A}_1$, $\bar{A}_2$ e $\bar{A}_3$ le amplificazioni complesse dei tre stadi rappresentati, senza specificare se si tratta di amplificazione di tensione o di corrente e tale notazione sarà usata in seguito, a meno che non sia necessario indicare in maniera specifica il tipo di amplificazione.

Si può notare che l'amplificazione totale di tre stadi in cascata è pari al prodotto delle singole amplificazioni, per cui i tre blocchi in cascata di fig. 3, possono essere sostituiti da un singolo blocco e lo schema ridotto a quello di figura 2, in cui:

$$\bar{A} = \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 \cdot \bar{A}_3$$

cioè al posto di due o più blocchi in cascata può essere sostituito un unico blocco avente funzione di trasferimento pari al prodotto delle funzioni di trasferimento dei singoli blocchi.

È ora interessante determinare l'amplificazione di un amplificatore reazionato, conoscendo l'amplificazione in assenza di reazione e il fattore di reazione $\bar{H}$. Quanto segue è però valido con le ipotesi che i blocchi siano unidirezionali, cioè che ad esempio il segnale d'ingresso non raggiunga l'uscita attraverso il blocco di reazione e che ciascun blocco non interagisca con gli altri e quindi che $\bar{H}$, ad esempio non dipenda dalle impedenze di carico Z_L e del generatore d'ingresso $\bar{Z}_g$.

Dall'esame dello schema di figura 2, supponendo, per fissare le idee, che i segnali in

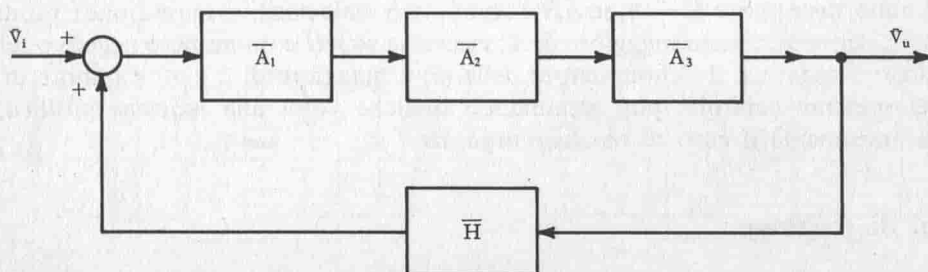


Fig. 3. - Schema a blocchi di un amplificatore a tre stadi reazionato.

gioco siano tensioni sinusoidali e quindi ragionando in termini complessi e indicando con:

$\bar{V}_u$ il segnale di uscita dell'amplificatore

$\bar{V}_i$ il segnale applicato

$\bar{V}_r$ il segnale di reazione

$\bar{V}_s$ il segnale risultante dalla somma algebrica di $\bar{V}_i$ e $\bar{V}_r$.

si possono scrivere le relazioni seguenti:

$$\bar{V}_u = \bar{A}\bar{V}_s \quad (1)$$

$$\bar{V}_s = \bar{V}_i + \bar{V}_r \quad (2)$$

$$\bar{V}_r = \bar{H}\bar{V}_u \quad (3)$$

Sostituendo la (3) nella (2) si ha:

$$\bar{V}_s = \bar{V}_i + \bar{H}\bar{V}_u \quad (4)$$

e la (4) nella (1):

$$\bar{V}_u = \bar{A}(\bar{V}_i + \bar{H}\bar{V}_u) = \bar{A}\bar{V}_i + \bar{A}\bar{H}\bar{V}_u$$

che può essere riscritta nella forma:

$$\bar{V}_u(1 - \bar{A}\bar{H}) = \bar{A}\bar{V}_i$$

amplificare può essere un segnale di tensione, se il componente attivo è, ad esempio, un JFET o un MOS, oppure un segnale di corrente se il componente attivo è, ad esempio, un transistor. Il segnale amplificato può analogamente essere un segnale di tensione o un segnale di corrente. Ciò dà luogo a quattro schemi fondamentali illustrati in figura 4.

In essi il circuito d'ingresso è rappresentato da un generatore di tensione o di corrente con una propria impedenza interna, che alimenta una impedenza $\bar{Z}_i$ costituente l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore. Il circuito d'uscita è rappresentato con un generatore di tensione o di corrente che genera un segnale proporzionale a quello d'ingresso dell'amplificatore e avente una propria impedenza interna $\bar{Z}_u$ che costituisce l'impedenza di uscita dell'amplificatore. Tale generatore alimenta l'impedenza di carico $\bar{Z}_L$.

In figura 4a è rappresentato un amplificatore di tensione, in quanto l'ingresso è un segnale di tensione e l'uscita pure un segnale di tensione proporzionale al primo.

In figura 4b è rappresentato un amplificatore di corrente, in quanto il segnale d'ingresso è di corrente e quello di uscita è anch'esso un segnale di corrente ad esso proporzionale.

La figura 4c mostra un amplificatore in cui il segnale d'ingresso è di tensione e quello di uscita è di corrente; il rapporto tra i due segnali ha le dimensioni di una conduttanza, da cui la denominazione di amplificatore di transconduttanza.

Infine la figura 4d mostra un amplificatore in cui il segnale d'ingresso è di corrente e quello di uscita di tensione. Il rapporto tra i due segnali ha le dimensioni di una resistenza da cui il nome di amplificatore di transresistenza.

tensione (il generatore del segnale d'ingresso lavora a vuoto) e impedenza d'ingresso nulla nel caso che il segnale d'ingresso sia di corrente (il generatore del segnale d'ingresso lavora in corto circuito). L'impedenza di uscita dovrebbe essere nulla nel caso che il segnale amplificato sia di tensione (generatore ideale di tensione) e infinita se il segnale di uscita è di corrente (generatore ideale di corrente).

Le caratteristiche di un amplificatore ideale nei quattro casi illustrati in figura 4, sono riassunte nella tabella I.

Riferendoci allo schema a blocchi di figura 2, si osserva che il segnale di uscita dell'amplificatore viene in genere prelevato e manipolato da un circuito di reazione in modo da renderlo omogeneo con il segnale d'ingresso e infine sommato algebricamente a quest'ultimo. A volte il circuito di prelievo e quello che manipola il segnale prelevato si confondono.

Se il segnale di uscita è una tensione, il circuito di prelievo deve essere inserito ai morsetti di uscita dell'amplificatore, in parallelo al carico, mentre se il segnale è di corrente, il circuito di prelievo deve essere inserito in serie al carico, in modo che sia percorso dalla stessa corrente. Le due situazioni sono illustrate in figura 5.

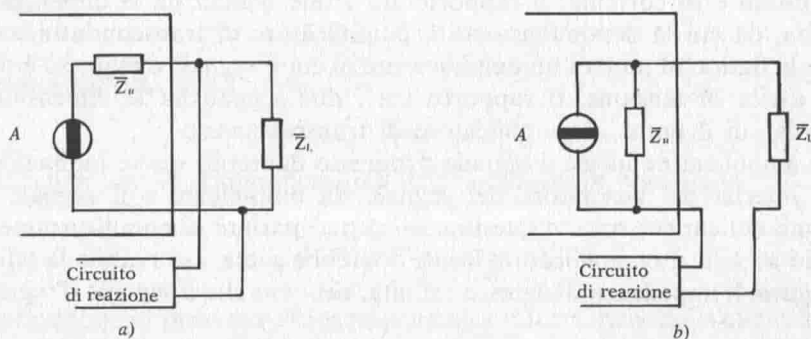


Fig. 5. - Circuito di uscita di un amplificatore a reazione. a) Uscita di tensione (circuito di prelievo parallelo); b) uscita di corrente (circuito di prelievo serie).

Tabella I

Tipo di amplificatore	Segnale d'ingresso	Segnale d'uscita	Amplificazione	Imped. d'ingresso	Imped. d'uscita
Amplific. di tensione	V_i	V_u	V_u/V_i	∞	0
Amplific. di corrente	I_i	I_u	I_u/I_i	0	∞
Amplific. di transcondutt.	V_i	I_u	I_u/V_i	∞	∞
Amplific. di transresist.	I_i	V_u	V_u/I_i	0	0

Il circuito di reazione ha il compito di rendere omogeneo il segnale di reazione con quello d'ingresso all'amplificatore quando non lo è già. Infatti nei casi illustrati in figura 4a e 4b l'omogeneità sussiste, mentre il contrario accade nei casi di figura 4c e 4d. In questi due ultimi, infatti, il circuito di reazione deve fornire una tensione proporzionale alla corrente di uscita e una corrente proporzionale alla tensione di uscita rispettivamente.

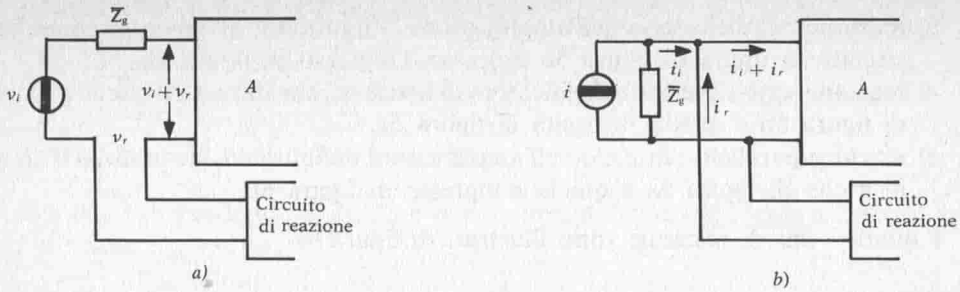


Fig. 6. - Circuito d'ingresso di un amplificatore a reazione: a) segnale d'ingresso di tensione; b) segnale d'ingresso di corrente.

Infine il segnale di reazione deve essere sommato algebricamente a quello d'ingresso. Tale somma può essere effettuata ponendo in serie i rispettivi generatori nel caso di segnali di tensione e in parallelo nel caso di segnali di corrente, secondo quanto indicato in figura 6.

Nel caso di figura 6a si ha un ingresso di tipo serie, in quello di figura 6b un ingresso di tipo parallelo.

Da quanto ora visto, tenendo presenti i possibili casi illustrati in figura 4, si deducono quattro specie di reazione:

a) reazione di tipo serie-parallelo nell'amplificatore di figura 4a, in cui sono combinati il circuito di uscita di figura 5a e quello d'ingresso di figura 6a.

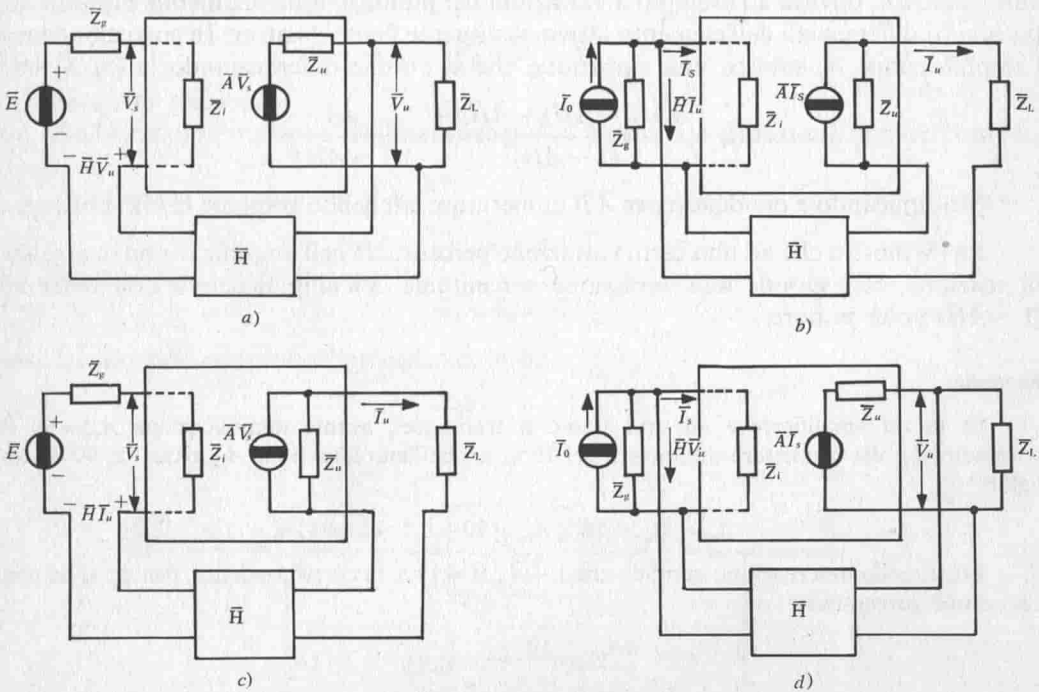


Fig. 7. - Possibili modi di reazione di un amplificatore: a) reazione serie-parallelo (amplificatore di tensione); b) reazione parallelo-serie (amplificatore di corrente); c) reazione serie-serie (amplificatore di transconduttanza); d) reazione parallelo-parallelo (amplificatore di transresistenza).

- b) reazione parallelo-serie nell'amplificatore di figura 4b, in cui sono combinati il circuito di uscita di figura 5b e quello d'ingresso di figura 6b.
- c) reazione serie-serie nell'amplificatore di figura 4c, che impiega il circuito di uscita di figura 5b e quello di uscita di figura 5a.
- d) reazione parallelo-parallelo nell'amplificatore di figura 4d, che utilizza il circuito di uscita di figura 5a e quello d'ingresso di figura 6b.

I quattro tipi di reazione sono illustrati in figura 7.

3. Proprietà della reazione negativa

Nel primo paragrafo si è visto che l'amplificazione, in presenza di reazione negativa, risulta ridotta rispetto al caso di assenza di reazione, in ragione del guadagno di anello $\bar{A}\bar{H}$ (in realtà del termine $1 - \bar{A}\bar{H}$) dove $\bar{A}$ a seconda dei casi illustrati nel paragrafo precedente, rappresenta l'amplificazione di tensione, di corrente, di transcoduttanza o di transresistenza. Di fronte a questo aspetto svantaggioso della reazione, stanno molte altre proprietà estremamente vantaggiose, che vengono qui di seguito esaminate.

a) Stabilità nell'amplificazione

Consideriamo la relazione (5), supponendo che l'amplificazione $\bar{A}$ subisca una variazione $d\bar{A}$, dovuta ad esempio a variazioni del punto di funzionamento e quindi dei parametri differenziali dell'elemento attivo costituente l'amplificatore. In corrispondenza l'amplificazione $\bar{A}$, subisce una variazione che si ottiene differenziando la (5). Si ha:

$$d\bar{A}_r = \frac{d\bar{A}(1 - \bar{A}\bar{H}) + \bar{A}\bar{H}d\bar{A}}{(1 - \bar{A}\bar{H})^2} = \frac{d\bar{A}}{(1 - \bar{A}\bar{H})^2} \quad (6)$$

Moltiplicando e dividendo per $\bar{A}$ il numeratore e tenendo presente la (5), si ottiene:

La (6) mostra che ad una certa variazione percentuale nell'amplificazione in assenza di reazione, corrisponde una variazione percentuale dell'amplificazione con reazione $(1 - \bar{A}\bar{H})$ volte minore.

Esempio:

Se in un amplificatore ad uno stadio a transistori, avente amplificazione $A_{vo} = 90$ il parametro h_{fe} del transistor diminuisce del 10%, anche l'amplificazione A_{vo} passa da 90 ad un valore:

$$A'_{vo} = A_{vo} - 10\% A_{vo} = 90 - 0,1 \cdot 90 = 81$$

Effettuando una reazione in modo che $1 - \bar{A}_{vo}\bar{H} = 12,5$, in corrispondenza, per A_{vr} si ha una variazione percentuale:

$$\frac{dA_{vr}}{A_{vr}} = \frac{10}{12,5} \% = 0,8 \%$$

e poiché:

$$A_{vr} = \frac{A_{vo}}{1 - A_{vo}H} = \frac{90}{12,5} = 7,2$$

il nuovo valore A'_{vr} di A_{vr} diventa:

$$A'_{vr} = A_{vr} - \frac{0,8}{100} A_{vr} = 7,2 - \frac{0,8}{100} 7,2 = 7,2 - 0,06 = 7,14$$

cioè la variazione in A_{vr} è del tutto trascurabile.

Al limite se il guadagno di anello è estremamente elevato (tendente a infinito), la (5) tende al valore:

$$A_r = \frac{1}{H}$$

cioè l'amplificazione con reazione diventa indipendente dall'amplificazione in assenza di reazione.

b) Effetto dei disturbi e delle distorsioni

La reazione agisce anche sui disturbi che si originano in una amplificatore. Essi possono avere varia origine, cioè possono essere indotti da campi elettromagnetici esterni nei conduttori o negli altri elementi del circuito costituente l'amplificatore, oppure disturbi originati dalla rete elettrica di alimentazione.

L'effetto di tali disturbi è quello di far apparire all'uscita dell'amplificatore un segnale non desiderato δ che si sovrappone a quello amplificato V_L per cui la tensione di uscita dell'amplificatore risulta:

$$V'_L = \bar{V}_L + \delta \quad (7)$$

in assenza di reazione.

Nella rappresentazione mediante schema a blocchi, la situazione appare come in figura 8.

In presenza di reazione, si ha:

$$\bar{V}_L = \bar{A} V_s + \delta$$

ed essendo:

$$\bar{V}_s = \bar{V}_i + \bar{H} \bar{V}_L$$

sostituendo nell'espressione precedente, si ha:

$$\bar{V}_L = \bar{A} (\bar{V}_i + \bar{H} \bar{V}_L) + \delta$$

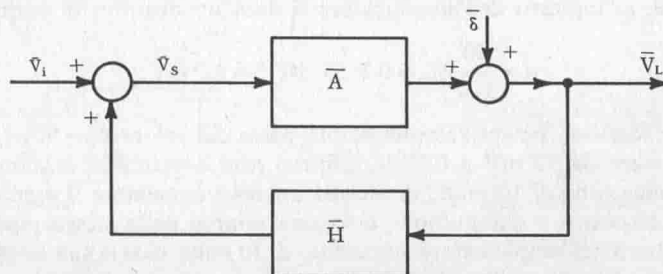


Fig. 8. - Rappresentazione mediante schema a blocchi di un disturbo in un amplificatore a reazione.

da cui raccogliendo i termini in $\bar{V}_L$, si ricava:

$$\bar{V}_L = \frac{\bar{A}\bar{V}_i}{1 - \bar{A}\bar{H}} + \frac{\delta}{1 - \bar{A}\bar{H}} \quad (8)$$

Dalla (8) appare che il disturbo δ risulta ridotto dalla reazione del fattore $(1 - \bar{A}\bar{H})$.

È però importante notare che la reazione agisce solo sui disturbi che si originano all'interno dell'anello di reazione; ciò appare chiaro dall'esempio che segue.

Esempio:

Si abbia un amplificatore in cui:

$$\bar{A} = -A_o = -90$$

$$\bar{H} = 0,1 \quad (\text{reale})$$

e nel cui interno si origini un disturbo, che in assenza di reazione raggiunge il 20% del segnale utile. Si supponga il segnale d'ingresso privo di disturbi e che il segnale di uscita debba raggiungere un'ampiezza di 5 V.

In assenza di reazione si ha:

$$\delta = \frac{20}{100} 5 = 1 \text{ V}$$

mentre il segnale d'ingresso ha ampiezza:

$$V_{iM} = \frac{V_{LM}}{A_o} = \frac{5}{90} = 55 \text{ mV}$$

In presenza di reazione, per la (8) è:

$$\bar{V}_L = \bar{A}_r \bar{V}_i + \frac{\delta}{1 - \bar{A}\bar{H}}$$

e, poiché il modulo è:

$$A_{ro} = \frac{A_o}{1 + A_o H} = \frac{90}{1 + 90 \cdot 0,1} = \frac{90}{10} = 9$$

si ha:

$$V_{LM} = 9 \cdot V_{iM} + \frac{1}{10}$$

cioè il disturbo si è ridotto a 0,1 V e il rapporto disturbo/segnale, che in assenza di reazione era del 20% si è ridotto a $0,1/5 = 2\%$ (essendo $1 + A_o H = 10$).

Il segnale d'ingresso, sempre per avere l'uscita 5 V, dovrà avere ampiezza $5/9 = 0,55 \text{ V}$.

Se invece il disturbo non si origina nell'amplificatore ma è associato al segnale d'ingresso, in assenza di reazione, all'ingresso dell'amplificatore si avrà un disturbo di ampiezza:

$$d = \frac{20}{100} V_{iM} = 0,2 \cdot 55 \cdot 10^{-3} = 11 \text{ mV}$$

In presenza di reazione, poiché l'amplificazione passa dal valore $A_o = 90$ e $A_{ro} = 9$, il segnale d'ingresso deve passare da 55 mV a 0,55 V, affinché resti costante la tensione di uscita, cioè riducendosi l'amplificazione di 10 volte, di altrettanto deve aumentare il segnale d'ingresso. Se però il disturbo è associato a quest'ultimo, esso sarà sempre nello stesso rapporto rispetto al segnale e quindi entrerà nell'amplificatore aumentato di 10 volte, cioè la sua ampiezza all'ingresso passerà da 11 mV a 110 mV e all'uscita sarà ancora di ampiezza $110 \cdot 10^{-3} \cdot 9 = 1 \text{ V}$, per cui il rapporto disturbo/segnale resterà del 20%.

La reazione negativa riduce anche le distorsioni che si originano in un amplificatore. Ciò appare evidente pensando che le distorsioni possono essere considerate disturbo a frequenza multipla del segnale e che hanno origine nell'elemento attivo dell'amplificatore.

Poiché l'ampiezza di tali disturbi viene ridotta in ragione di $(1 - \bar{A}\bar{H})$, anche le distorsioni risulteranno ridotte nella stessa misura. Quindi se ad esempio il termine $(1 - \bar{A}\bar{H})$ vale 10, una distorsione del 10% in assenza di reazione, viene ridotta dalla reazione all'1%.

c) Effetto sull'impedenza di ingresso e di uscita

La reazione ha effetto sull'impedenza d'ingresso dell'amplificatore in modo dipendente sia dal tipo di circuito d'ingresso, che dal guadagno di anello $1 - \bar{A}\bar{H}$.

Se il circuito in cui avviene la somma dei segnali d'ingresso e di reazione è di tipo serie (fig. 9a), si verifica un aumento dell'impedenza d'ingresso in quanto il segnale di reazione $\bar{V}_r$ è in opposizione a quello applicato $\bar{V}_i$, per cui la tensione somma $\bar{V}_s$ entrante effettivamente nell'amplificatore risulta inferiore a $\bar{V}_i$; di conseguenza anche la corrente $\bar{I}$ è inferiore a quella che si avrebbe in assenza di reazione e l'impedenza $\bar{Z}_{ir}$ vista dal generatore $\bar{V}_i$ in presenza di reazione ($\bar{Z}_{ir} = \bar{V}_i/\bar{I}$) ne risulta aumentata.

Nel caso di circuito d'ingresso di tipo parallelo (fig. 9b), la corrente $\bar{I}_i = \bar{I}_s - \bar{I}_r$ risulta maggiore di quella che si ha in assenza di reazione, essendo $\bar{I}_r$ in opposizione a $\bar{I}_i$; di conseguenza l'impedenza d'ingresso $\bar{Z}_{ir} = \bar{V}_i/\bar{I}_i$ ne risulta diminuita. L'entità dell'aumento o della diminuzione, nei due casi sopracitati dipende dal guadagno di anello $1 - \bar{A}\bar{H}$.

Infatti nel caso di figura 9a, si può scrivere:

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_i + \bar{V}_r}{\bar{Z}_i} \quad (9)$$

ed essendo:

$$\bar{V}_r = \bar{H}\bar{A}_r\bar{V}_i = \frac{\bar{H}\bar{A}}{1 - \bar{A}\bar{H}} \bar{V}_i \quad (10)$$

sostituendo la (10) nella (9), si ottiene:

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_i \left(1 + \frac{\bar{H}\bar{A}}{1 - \bar{A}\bar{H}} \right)}{\bar{Z}_i} = \frac{\bar{V}_i}{\bar{Z}_i} \left(\frac{1}{1 - \bar{A}\bar{H}} \right)$$

da cui:

$$\bar{Z}_{ir} = \frac{\bar{V}_i}{\bar{I}} = \bar{Z}_i(1 - \bar{A}\bar{H}) \quad (11)$$



Fig. 9. - Circuito d'ingresso di un amplificatore a reazione: a) tipo serie; b) tipo parallelo.

Nel caso di figura 9b si ha invece:

$$\bar{I}_i = \bar{I}_s - \bar{I}_r \quad (12)$$

ed essendo:

$$\bar{I}_r = \bar{H}\bar{A}\bar{I}_s \quad (13)$$

dove $\bar{A}$ è il guadagno dell'amplificatore in assenza di reazione ($\bar{A} = \bar{V}_u/\bar{I}_s$), sostituendo la (13) nella (12), si ha:

$$\bar{I}_i = \bar{I}_s - \bar{H}\bar{A}\bar{I}_s = \bar{I}_s(1 - \bar{A}\bar{H})$$

da cui:

$$\frac{1}{\bar{Z}_{ir}} = \frac{\bar{I}_i}{\bar{V}_i} = \frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_i}(1 - \bar{A}\bar{H}) = \frac{1}{\bar{Z}_i}(1 - \bar{A}\bar{H})$$

e quindi:

$$\bar{Z}_{ir} = \frac{\bar{Z}_i}{1 - \bar{A}\bar{H}} \quad (14)$$

L'effetto della reazione sull'impedenza di uscita dipende dal tipo di circuito di prelievo del segnale amplificato. Si è visto che uno dei vantaggi della reazione è quello di rendere meno sensibile il segnale di uscita a fenomeni di disturbo, fra i quali si possono annoverare anche le variazioni di carico. Infatti una variazione dell'impedenza di carico di un amplificatore, tende a far variare il segnale di uscita per effetto dell'impedenza interna dello stesso. Ciò non avverrebbe se l'amplificatore fosse ideale, cioè se la sua impedenza di uscita fosse nulla nel caso che il segnale amplificato sia una tensione e infinita nel caso che il segnale amplificato sia una corrente. Poiché la reazione negativa rende meno sensibile l'uscita dell'amplificatore alle variazioni di carico, si intuisce che la reazione negativa ha l'effetto di ridurre l'impedenza di uscita nel caso che il segnale prelevato per la reazione sia una tensione, e di aumentarla nel caso che il segnale prelevato sia una corrente. L'effetto della variazione d'impedenza, dipende ancora, come si vedrà, dal guadagno di anello $1 - \bar{A}\bar{H}$.

Infatti, nel caso che il segnale prelevato sia una tensione, il circuito di uscita dell'amplificatore si presenta come in figura 10a, ricordando che l'impedenza di uscita di un amplificatore è quella che si vede ai morsetti del carico guardando verso l'amplificatore, quando i morsetti d'ingresso sono cortocircuitati e che essa equivale a quella che si ottiene applicando il teorema di Thèvenin ai morsetti in questione. In figura 10a, l'impedenza $\bar{Z}_u$ tiene conto anche dell'effetto della rete di reazione, la cui impedenza vista ai morsetti di uscita va a modificare l'impedenza interna dell'amplificatore, mentre



Fig. 10. - Circuito di uscita di un amplificatore a reazione: a) circuito di prelievo parallelo; b) circuito di prelievo serie.

la f.e.m. $\bar{E}$ rappresenta il generatore di segnale proporzionale a quello d'ingresso all'amplificatore; esso vale $\bar{A}\bar{V}_s$ nel caso che il segnale d'ingresso sia una tensione e $\bar{A}\bar{I}_s$ nel caso che il segnale sia una corrente.

Con riferimento alla figura 10a, applicando una tensione $\bar{V}_u$ fra i morsetti di uscita con segnale d'ingresso nullo, supponendo trascurabile la corrente nella rete di retroazione (il cui effetto è già considerato nel valore della $\bar{Z}_u$), si ha per la corrente $\bar{I}$:

$$I = \frac{\bar{V}_u - \bar{E}}{\bar{Z}_u} \quad (15)$$

ma nel caso in esame è:

$$\bar{E} = \bar{H}\bar{A}\bar{V}_u \quad (16)$$

per cui sostituendo la (16) nella (15), risulta:

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_u(1 - \bar{A}\bar{H})}{\bar{Z}_u}$$

e quindi si ha per l'impedenza di uscita in presenza di reazione:

$$\bar{Z}_{ur} = \frac{\bar{V}_u}{\bar{I}} = \frac{\bar{Z}_u}{1 - \bar{A}\bar{H}} \quad (17)$$

Se invece il segnale prelevato è una corrente, il circuito di uscita si presenta come in figura 10b, dove $\bar{I}_o$ è una corrente proporzionale al segnale d'ingresso dell'amplificatore che, con l'ipotesi di segnale d'ingresso nullo, risulta proporzionale solamente alla corrente di uscita. Si può scrivere per la corrente $\bar{I}$:

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_u}{\bar{Z}_u} - \bar{I}_o \quad (18)$$

dove:

$$\bar{I}_o = -\bar{A}\bar{H}\bar{I} \quad (19)$$

(il segno $-$ risulta dal fatto che la corrente $\bar{I}$ è stata supposta entrante, anziché uscente dall'amplificatore). Sostituendo la (19) nella (18) si ottiene:

$$\bar{I}(1 - \bar{A}\bar{H}) = \frac{\bar{V}_u}{\bar{Z}_u}$$

da cui:

$$\bar{Z}_{ur} = \frac{\bar{V}_u}{\bar{I}} = \bar{Z}_u(1 - \bar{A}\bar{H}) \quad (20)$$

Risulta quindi dalle (17) e (20) che l'impedenza di uscita risulta ridotta dalla reazione del fattore $(1 - \bar{A}\bar{H})$ nel caso che il segnale prelevato per la reazione sia una tensione (circuito di prelievo parallelo) e aumentata in ragione di $(1 - \bar{A}\bar{H})$ nel caso che il segnale prelevato sia una corrente (circuito di prelievo serie).

d) Effetto sulla banda passante.

Si è visto in precedenza che se il guadagno di anello $(1 - \bar{A}\bar{H})$ assume valori molto elevati, l'amplificazione tende al valore $\bar{A}_r = 1/\bar{H}$, cioè non dipende praticamente più dai parametri dell'amplificatore, ma dal circuito di reazione e, nel caso che H sia una

costante, l'amplificazione risulterebbe indipendente dalla frequenza e quindi la banda passante sarebbe infinitamente larga. L'effetto della reazione negativa è quindi quello di *allargare* la banda passante dell'amplificatore.

Come si dimostrerà ora, la frequenza di taglio inferiore viene ridotta e quella di taglio superiore aumentata in ragione del guadagno di anello (in realtà del fattore $1 - \bar{A}\bar{H}$). Infatti nel caso di un amplificatore a uno stadio, ricordando l'espressione dell'amplificatore alle basse frequenze (cap. VIII):

$$\bar{A}_{bf} = \frac{\bar{A}_o}{1 - j\frac{f_1}{f}} \quad (21)$$

dove $\bar{A}_o = -A_o$ essendo l'amplificazione alle medie frequenze un numero reale negativo, in presenza di reazione, con fattore di reazione $\bar{H}$, si ha:

$$\bar{A}_{bfr} = \frac{\bar{A}_{bf}}{1 - \bar{A}_{bf}\bar{H}}$$

da cui sostituendo la (21):

$$\bar{A}_{bfr} = \frac{\frac{\bar{A}_o}{1 - j\frac{f_1}{f}}}{1 - \frac{\bar{A}_o\bar{H}}{1 - j\frac{f_1}{f}}} = \frac{\bar{A}_o}{1 - j\frac{f_1}{f} - \bar{A}_o\bar{H}}$$

e, dividendo numeratore e denominatore per $(1 - \bar{A}_o\bar{H})$:

$$\bar{A}_{bfr} = \frac{\frac{\bar{A}_o}{1 - \bar{A}_o\bar{H}}}{1 - j\frac{f_1}{f(1 - \bar{A}_o\bar{H})}} = \frac{\bar{A}_{or}}{1 - j\frac{f_{1r}}{f}} \quad (22)$$

avendo posto:

$$f_{1r} = \frac{f_1}{1 - \bar{A}_o\bar{H}} = \frac{f_1}{1 + A_oH} \quad (23)$$

(supponendo che anche H sia numero reale).

Dal confronto della (22) con la (23), si deduce che la frequenza di taglio inferiore è f_{1r} (frequenza a cui l'amplificazione con reazione si riduce di $1/\sqrt{2}$ rispetto a quella alle medie frequenze) e la (23) mostra che essa è $(1 + A_oH)$ volte minore di f_1 .

Alle alte frequenze, l'espressione dell'amplificatore, sempre dal capitolo VIII, vale:

$$\bar{A} = \frac{\bar{A}_o}{1 + j\frac{f}{f_2}} \quad (24)$$

e in presenza di reazione:

$$\bar{A}_{afr} = \frac{\frac{A_o}{1 + j\frac{f}{f_2}}}{1 - \frac{\bar{A}_o \bar{H}}{1 + j\frac{f}{f_2}}} = \frac{\bar{A}_o}{1 + j\frac{f}{f_2} - \bar{A}_o \bar{H}}$$

da cui, dividendo numeratore e denominatore per $(1 - \bar{A}_o \bar{H})$:

$$\bar{A}_{afr} = \frac{\frac{\bar{A}_o}{1 - \bar{A}_o \bar{H}}}{1 - j\frac{f}{f_2(1 - \bar{A}_o \bar{H})}} = \frac{\bar{A}_{or}}{1 + j\frac{f}{f_{2r}}} \quad (25)$$

avendo posto:

$$f_{2r} = f_2(1 - \bar{A}_o \bar{H}) = f_2(1 + A_o H) \quad (26)$$

La (25) confrontata con la (24) mostra che f_{2r} è la nuova frequenza di taglio superiore dell'amplificatore reazionato e la (26) indica che essa è $(1 + A_o H)$ volte quella in assenza di reazione.

4. Criteri di studio degli amplificatori a reazione.

Lo studio di un amplificatore a reazione può essere effettuato seguendo i criteri generali esposti nei paragrafi precedenti e che portano alla determinazione dell'amplificazione con reazione e delle impedenze d'ingresso e d'uscita. Per poter procedere secondo tali criteri è però necessario individuare chiaramente i blocchi di figura 2, cioè l'amplificatore effettivo e la rete di reazione, dopo aver accertato che la reazione è negativa.

Per la determinazione di quest'ultimo punto è sufficiente aprire l'anello di reazione e, applicando un segnale ad una estremità dell'anello (dalla parte in cui il segnale può entrare nell'amplificatore), verificare che il segnale di ritorno dall'altra estremità del taglio ha segno (fase) opposto a quello applicato.

La configurazione dell'amplificatore non reazionato deve tener conto dell'effetto di carico (non sempre trascurabile), introdotto dalla reazione, annullando l'effetto della reazione stessa.

Il circuito d'ingresso dell'amplificatore, in assenza di reazione può essere determinato:

- a) cortocircuitando l'uscita, nel caso di circuito di prelievo di tipo parallelo;
- b) aprendo il circuito d'uscita nel caso di prelievo serie.

In ciascuno dei due casi, il segnale di uscita non può raggiungere l'ingresso e l'effetto di reazione è nullo.

Per la determinazione del circuito di uscita dell'amplificatore, occorre:

- c) cortocircuitare i morsetti d'ingresso dell'amplificatore, nel caso di circuito d'ingresso di tipo parallelo (confronto di correnti);

d) aprire il circuito d'ingresso nel caso di circuito d'ingresso serie (confronto di tensioni).

In ambedue i casi, il segnale di reazione non può ritornare sull'uscita attraverso l'amplificatore e la reazione è annullata.

Naturalmente occorre in precedenza stabilire a quale delle quattro configurazioni fondamentali di figura 7 l'amplificatore in esame appartiene. Il generatore del segnale d'ingresso deve essere un generatore di tensione nel caso di confronto di tensioni e un generatore di corrente, nel caso di confronto di correnti. Ci si può ricondurre a questa configurazione applicando il teorema di Thèvenin nella prima ipotesi e il teorema di Norton nella seconda.

Gli elementi attivi dell'amplificatore (FET o transistori) dovranno essere rappresentati con i loro appropriati circuiti equivalenti, in modo da poter determinare il guadagno $\bar{A}$ in assenza di reazione.

Infine occorre determinare $\bar{H}$ come rapporto fra il segnale di reazione e segnale prelevato all'uscita, una volta individuata la rete di reazione.

Nei paragrafi che seguono sono riportati esempi di applicazione dei criteri esposti. Questi non saranno applicabili nei casi in cui è difficile individuare con chiarezza gli elementi *amplificatore* e *rete di reazione*.

5. Reazione serie-parallelo negli amplificatori a uno stadio.

Si ha reazione serie-parallelo quando il circuito può essere ricondotto allo schema di principio di figura 7a. Tale tipo di reazione è anche detto di *tensione*, perché il segnale di reazione è proporzionale alla tensione di uscita dell'amplificatore (circuitto di prelievo del segnale di reazione in *parallelo* sull'uscita) e viene confrontato in un circuito *serie* con il generatore del segnale d'ingresso.

Un caso tipico di reazione di tensione in un amplificatore a JFET è riportato in figura 11.

In esso il partitore R_3 - R_4 ai cui capi è applicata la tensione di uscita $\bar{V}_L$ permette di avere ai capi di R_3 una tensione proporzionale a $\bar{V}_L$ e che costituisce il segnale di reazione che si pone in serie al segnale d'ingresso $\bar{E}$.

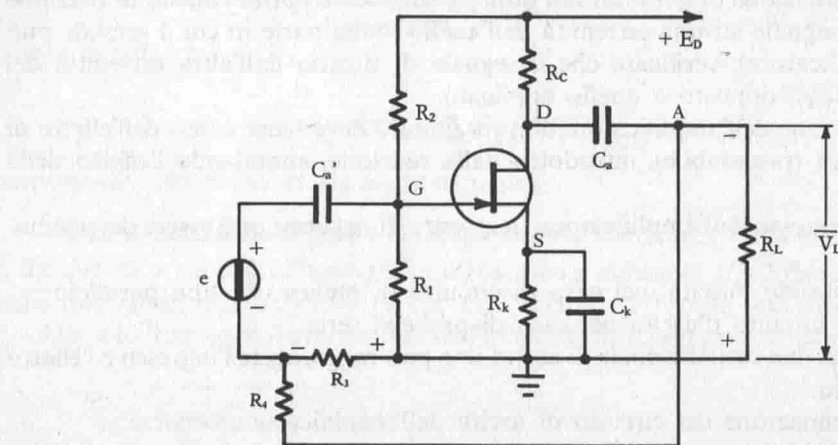


Fig. 11. - Amplificatore a JFET ad uno stadio con reazione di tensione.

Se si lavora nel campo delle medie frequenze, la tensione $\bar{V}_L$ è proporzionale al segnale d'ingresso, ma in opposizione di fase, quindi anche $\bar{V}_{R3}$ sarà in fase opposta a $\bar{E}$, per cui il segnale complessivo d'ingresso all'amplificatore risulterà un segnale sinusoidale di ampiezza pari alla differenza delle ampiezze dei due segnali.

La reazione introdotta è quindi una reazione negativa di tensione, il cui coefficiente di reazione $\bar{H}$ è dato dal rapporto di partizione:

$$\bar{H} = \frac{\bar{V}_{R1}}{\bar{V}_L} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (27)$$

Lo studio dell'amplificatore di figura 11 può essere condotto secondo i criteri esposti nel paragrafo precedente. Si tratta in primo luogo di stabilire la configurazione dell'amplificatore in assenza di reazione. Il circuito d'ingresso, essendo di tipo serie, può essere determinato ponendo in corto circuito i morsetti di uscita; in tal caso il punto A viene a trovarsi a potenziale di massa e le resistenze R_3 e R_4 risultano in parallelo tra loro, come pure vengono a trovarsi in parallelo tra loro le resistenze R_1 e R_2 , essendo l'alimentazione un cortocircuito per i segnali alternativi.

Indicando con R_g il parallelo di queste ultime, il circuito d'ingresso si presenta come in figura 12, da cui si deduce:

$$v_{GS} = e \frac{R_g}{R_g + R} = a \cdot e \quad (28)$$

avendo indicato con R il parallelo fra R_3 e R_4 e con a l'attenuazione introdotta dal partitore R_g - R .

Per la determinazione del circuito di uscita, essendo l'ingresso del tipo serie, occorre aprire quest'ultimo per annullare l'effetto della reazione. In tal caso, il partitore R_3 - R_4 viene a trovarsi in parallelo alla resistenza di carico R_L , come indicato in figura 13. Il circuito equivalente dell'amplificatore in assenza di reazione, ma che tiene conto dell'effetto di carico introdotto dalla rete di reazione, risulta come in figura 14 e da questo può essere dedotta l'amplificazione in assenza di reazione:

$$A_o = \frac{\bar{V}_L}{\bar{E}} = \frac{\bar{V}_L}{\bar{V}_{GS}} \cdot \frac{\bar{V}_{GS}}{\bar{E}} = a \frac{\bar{V}_L}{\bar{V}_{GS}} \quad (29)$$

in base alla (28). Ma sempre dal circuito di figura 14, è:

$$\frac{\bar{V}_L}{\bar{V}_{GS}} = -g_m R_p \quad (30)$$

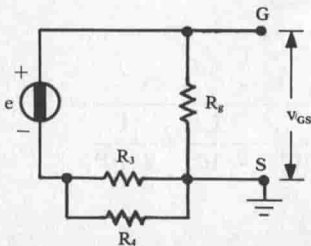


Fig. 12. - Circuito d'ingresso dell'amplificatore di figura 11 con effetto di reazione annullato.

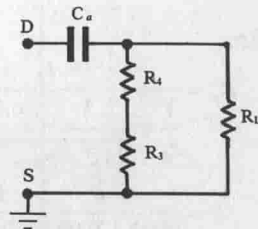


Fig. 13. - Circuito di uscita dell'amplificatore di figura 11 con effetto di reazione annullato.

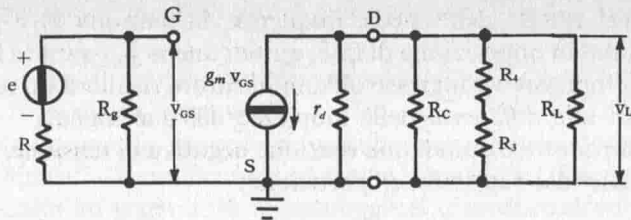


Fig. 14. - Circuito equivalente dell'amplificatore di figura 11 in assenza di reazione.

avendo indicato con R_p il parallelo delle resistenze r_d , $(R_3 + R_4)$, R_C e R_L , per cui, sostituendo la (30) nella (29), si ottiene:

$$\bar{A}_o = -ag_m R_p$$

L'amplificazione con reazione risulta ora:

$$\bar{A}_r = \frac{\bar{A}_o}{1 - \bar{A}_o \bar{H}} = -\frac{ag_m R_p}{1 + ag_m R_p} \quad (31)$$

dove $\bar{H}$ è dato dalla (27).

Nel caso che le resistenze R_3 e R_4 siano molto grandi rispetto a R_C e R_L , ma piccole rispetto a R_1 e R_2 , l'effetto della rete di reazione diventa trascurabile nel calcolo dell'amplificazione in assenza di reazione.

Esempio:

Nell'amplificatore di figura 11, i parametri differenziali del JFET siano: $g_m = 2,5 \text{ mA/V}$ e $r_d = 50 \text{ k}\Omega$ e i valori delle resistenze del circuito: $R_C = 4 \text{ k}\Omega$; $R_L = 8 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$; $R_2 = 3 \text{ M}\Omega$; $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 200 \text{ k}\Omega$.

Si ha dalla (27):

$$H = \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{50 \cdot 10^3}{(50 + 200)10^3} = 0,2$$

$$R_g = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10^6 \cdot 3 \cdot 10^6}{(1 + 3)10^6} = 750 \text{ k}\Omega$$

$$R = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = \frac{50 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^3}{(50 + 200)10^3} = 40 \text{ k}\Omega$$

e dalla (28)

$$a = \frac{R_g}{R_g + R} = \frac{750 \cdot 10^3}{(750 + 40)10^3} \cong 0,95$$

È inoltre:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_3 + R_4} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{\frac{1}{50 \cdot 10^3} + \frac{1}{250 \cdot 10^3} + \frac{1}{4 \cdot 10^3} + \frac{1}{8 \cdot 10^3}}$$

$$= \frac{1}{(0,02 + 0,004 + 0,25 + 0,125)10^{-3}} \cong 2,5 \text{ k}\Omega$$

e dalla (30):

$$\bar{A}_o = -0,95 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} = -5,94$$

Infine, dalla (31):

$$\bar{A}_r = \frac{-5,94}{1 + 5,94 \cdot 0,2} = 2,71$$

Se non si fosse considerato l'effetto di carico introdotto dalla rete di reazione, si sarebbe avuto:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{\frac{1}{50 \cdot 10^3} + \frac{1}{4 \cdot 10^3} + \frac{1}{8 \cdot 10^3}} = 2,53 \text{ k}\Omega$$

$$\bar{A}_o = -2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,53 \cdot 10^3 = -6,32$$

$$\bar{A}_r = \frac{-6,32}{1 + 6,32 \cdot 0,2} = -2,79$$

cioè in questo caso, essendo R_3 e R_4 grandi rispetto a quelle di carico e piccole rispetto a R_1 e R_2 , la rete di reazione risulta avere influenza modesta sull'amplificazione $\bar{A}_o$.

Il circuito di figura 11 non è in pratica impiegato per effettuare la reazione, in quanto il generatore del segnale d'ingresso non viene ad avere un punto a massa. Spesso quest'ultima è una condizione essenziale per il buon funzionamento del circuito, in quanto il generatore del segnale d'ingresso è costituito da un precedente stadio di amplificazione, nel qual caso la massa deve essere comune.

Il circuito di figura 11 può essere impiegato solo quando fra generatore del segnale d'ingresso e stadio amplificatore esiste un accoppiamento di tipo induttivo, come illustrato in figura 15.

Un'altra applicazione importante di tale tipo di reazione si ha quando l'uscita dell'amplificatore è sul *source*, negli amplificatori a FET o sull'emettitore in quelli a transistori.

Emitter follower

L'*emitter follower* (inseguitore di emettitore) è un amplificatore collegato a collettore comune, secondo lo schema di principio accennato nel capitolo V e deriva il

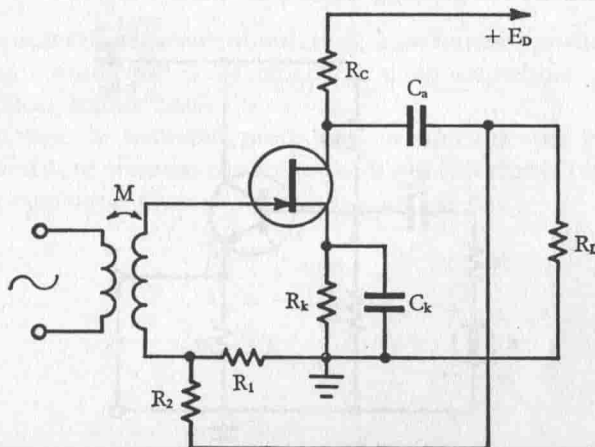


Fig. 15. - Amplificatore a reazione negativa di tensione, in cui il generatore d'ingresso è accoppiato induttivamente.

suo nome dalle caratteristiche del segnale di uscita rispetto a quello d'ingresso, che saranno evidenziate nella trattazione che segue.

Uno schema tipico di collegamento è riportato in figura 16, nella quale appare evidente la resistenza di carico R_E posta fra emettitore e massa e ai cui morsetti è prelevato il segnale di uscita, mentre il collettore si trova a potenziale di massa per le componenti alternative.

Dall'esame della figura 16, appare che l'emitter-follower è un amplificatore fortemente reazionato, in quanto tutto il segnale di uscita v_u viene confrontato con quello d'ingresso e costituisce il segnale di reazione ($H=1$). Infatti fra la base e l'emettitore del transistor si ha una tensione pari alla differenza fra la tensione alternativa v_B e quella di uscita v_u .

Funzionamento dell'emitter-follower in regime dinamico.

Lo studio del circuito può essere eseguito o ricorrendo al circuito differenziale equivalente a parametri ibridi, nella connessione a collettore comune, oppure tramite le regole della reazione. In ambedue i modi il risultato è identico.

Infatti, il circuito differenziale equivalente appare come in figura 17 in cui, questa volta il parametro h_{rc} non è trascurabile, ma vale circa 1 (è da notare che h_r misura l'entità dell'azione del circuito d'uscita sull'ingresso all'interno del transistor e quindi in pratica è un fattore di reazione interno).

Per il calcolo delle amplificazioni di corrente, tensione e potenza e delle impedenze d'ingresso e d'uscita dell'amplificatore sono valide le relazioni del capitolo VII, in cui si impiegano i parametri ibridi nella connessione a collettore comune. Si ha:

$$A_i = \frac{h_{fc}}{1 + h_{oc}R_E} \quad (32)$$

$$A'_v = \frac{v_E}{v_B} = \frac{A_i R_E}{-h_{ic} + A_i h_{rc} R_E} \cong \frac{A_i R_E}{-h_{ic} + A_i R_E} \quad (33)$$

e, poiché in genere $A_i R_E \gg h_{ic}$, l'amplificazione intrinseca del transistor tende al valore 1. In realtà A'_v si mantiene sempre leggermente al di sotto dell'unità. Infatti se si osserva

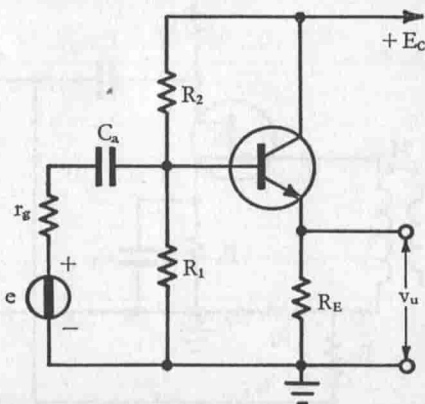


Fig. 16. - Schema di collegamento di un amplificatore con collettore a massa per le componenti alternative o emitter follower.

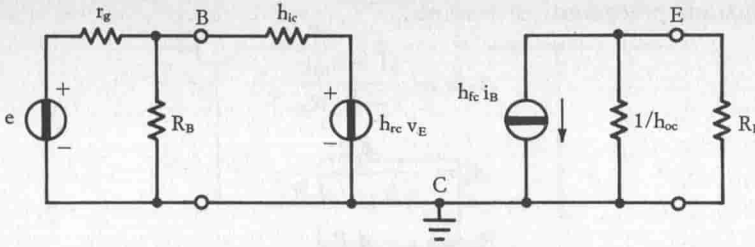


Fig. 17. - Circuito equivalente dell'emitter-follower di figura 16.

la (32), dove in base alla tabella di conversione dei parametri dei transistori, riportata nel capitolo V, il parametro h_{fc} vale $-(1 + h_{fe})$, cioè è negativo, segue che l'amplificazione di corrente A_i è espressa da un numero negativo (*). Ciò fa sì che nella (33), l'amplificazione A'_v è espressa dal rapporto di due numeri negativi $A_i R_E$ e $-h_{ic} + A_i R_E$, quest'ultimo in valore assoluto maggiore del primo, e quindi risulta positiva.

Per quanto riguarda le impedenze (resistenze) d'ingresso e d'uscita, sempre in base alle (11') e (12) del capitolo VII si ha:

$$R_i = h_{ic} - \frac{h_{rc} h_{fc} R_E}{1 + h_{oc} R_E} = h_{ic} - A_i R_E \quad (34)$$

(essendo $h_{rc} = 1$):

$$R_u = \frac{1}{h_{oc} - \frac{h_{rc} h_{fc}}{h_{ic} + R_{eq}}} = \frac{1}{h_{oc} - \frac{h_{fc}}{h_{ic} + R_{eq}}} \quad (35)$$

e poiché spesso è:

$$h_{oc} \ll \frac{h_{fc}}{h_{ic} + R_{eq}}$$

la (35) può essere ridotta a:

$$R_u \cong -\frac{h_{ic} + R_{eq}}{h_{fc}} \quad (36)$$

(si noti che h_{fc} è un numero negativo, quindi la R_u è un numero positivo). La (34) e la (36) mostrano come in un *emitter-follower* l'impedenza d'ingresso abbia valori molto elevati e quella di uscita valori molto bassi.

Volendo esprimere le relazioni precedenti in funzione dei parametri ibridi nel collegamento a emettitore comune che sono quelli più facilmente reperibili sui manuali, dalla tabella di conversione precedentemente citata, si ha:

$$h_{ic} = h_{ie}$$

$$h_{fc} = -(1 + h_{fe})$$

$$h_{oc} = h_{oe}$$

(*) Ciò è dovuto ai versi convenzionali assunti per le correnti nei transistori, per cui si considerano positive le correnti entranti. Ora, in un transistor se la corrente di base è positiva (entrante), quella di emettitore è negativa (uscente).

quindi le relazioni precedenti diventano:

$$\begin{aligned} A_i &= -\frac{(1 + h_{fe})}{1 + h_{oe}R_E} \\ A'_v &= \frac{A_i R_E}{-h_{ie} + A_i R_E} \\ R_i &= h_{ie} - A_i R_E \\ R_u &= \frac{h_{ie} + R_{eq}}{1 + h_{fe}} \end{aligned} \quad (37)$$

L'impedenza d'ingresso all'amplificatore in realtà non è la R_i , ma quella che vede il generatore del segnale d'ingresso, che è data con riferimento al circuito di figura 16 e al relativo circuito equivalente di figura 17, dal parallelo di R_i e delle resistenza R_B , che a sua volta, è il parallelo delle due resistenze costituenti il circuito di polarizzazione.

Analogamente il segnale di uscita, prelevato ai capi della resistenza R_E , viene applicato di solito ad un utilizzatore, la cui resistenza R_L si pone in parallelo, per i segnali alternativi, alla R_E (fig. 18). In tal caso la resistenza di uscita vista da R_L è data dal parallelo della R_u con la R_E .

L'*emitter-follower*, come si è visto, risulta avere un'amplificazione di quasi 1 e non inverte di fase rispetto al segnale d'ingresso. Il segnale di tensione ai capi della R_L , segue quindi quasi esattamente l'andamento del segnale v_{BO} all'ingresso del circuito, da cui il nome di *emitter-follower* (inseguitore o ripetitore di emettitore) dato al dispositivo.

Mentre però l'*emitter-follower* non amplifica in tensione, l'amplificazione di corrente è circa la stessa di quella di un amplificatore ad emettitore comune impiegante lo stesso transistor, per cui esiste anche una certa amplificazione di potenza, che in pratica coincide numericamente con A_i . L'impiego principale dell'*emitter-follower*, non è quindi come amplificatore di segnale, ma come adattatore di impedenza, sfruttando proprio le caratteristiche specifiche del circuito. Infatti è noto che per avere il massimo trasferimento di potenza dal generatore all'utilizzatore, la resistenza di uscita del generatore deve essere uguale a quella dell'utilizzatore e si è visto nel capitolo II, che ciò può essere ottenuto mediante l'impiego di un trasformatore. Lo stesso scopo ora può

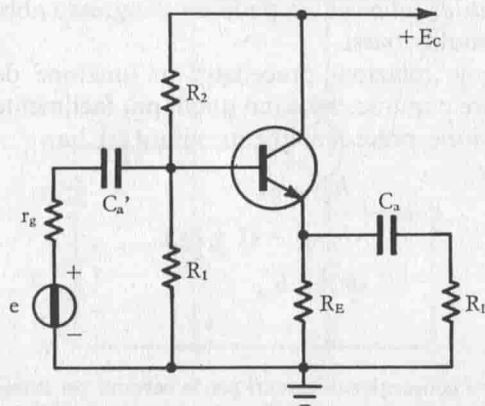


Fig. 18. - *Emitter-follower* con uscita caricata da una resistenza R_L .

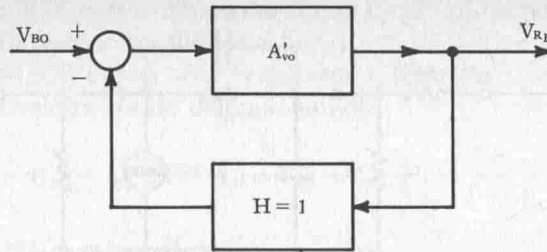


Fig. 19. - Schema a blocchi dell'emitter-follower di figura 16.

essere raggiunto con un *emitter-follower*. Infatti spesso succede che il generatore del segnale ha una resistenza interna piuttosto elevata, mentre l'utilizzatore ha una resistenza molto bassa. Poiché l'*emitter-follower* ha un'impedenza d'ingresso elevata essa si adatta bene a quella del generatore del segnale alternativo, mentre la sua bassa impedenza di uscita si adatta a quella dell'utilizzatore.

I risultati ora trovati, possono essere ricavati anche seguendo i criteri generali di studio degli amplificatori a reazione esposti nel precedente paragrafo, che conducono allo schema a blocchi dell'*emitter-follower* di figura 19, in cui con A'_{vo} è indicata l'amplificazione in assenza di reazione, intesa come rapporto fra V_{RE} e V_{BE} , essendo quest'ultima la tensione d'ingresso al transistor in assenza di reazione. Come si può notare, si è posto $H = 1$, essendo la tensione di reazione coincidente con quella di uscita.

A'_{vo} è deducibile dal circuito equivalente dell'amplificatore in cui sia annullato l'effetto di reazione. Essendo questa di tipo serie-parallelo (la tensione prelevata è quella stessa di uscita e il confronto con il segnale d'ingresso avviene in serie), il circuito d'ingresso si ottiene cortocircuitando l'uscita (resistenza R_E) e quindi in tale circuito non compare la R_E . Il circuito di uscita si ottiene aprendo l'ingresso e quindi in esso compare solo la R_E . Sostituendo al transistor il suo circuito equivalente a parametri ibridi, si ottiene il circuito equivalente dell'amplificatore in assenza di reazione di figura 20, in cui si è trascurato, per semplicità, l'effetto del parametro h_{re} . Da tale circuito si deduce:

$$I_B = \frac{V_{BE}}{h_{ie}}$$

$$V_{RE} = \frac{h_{fe} I_B R_E}{1 + h_{oe} R_E} = \frac{h_{fe} V_{BE} R_E}{h_{ie} (1 + h_{oe} R_E)}$$

e quindi:

$$A'_{vo} = \frac{V_{RE}}{V_{BE}} = \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie} (1 + h_{oe} R_E)} = \frac{A_{ie} R_E}{h_{ie}} \quad (38)$$

indicando con A_{ie} l'amplificazione di corrente nella connessione a emettitore comune.

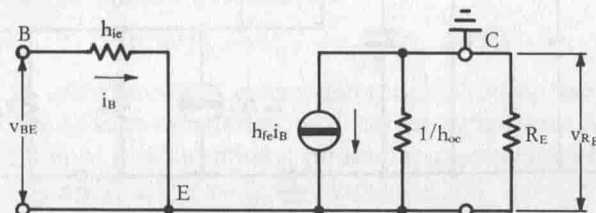
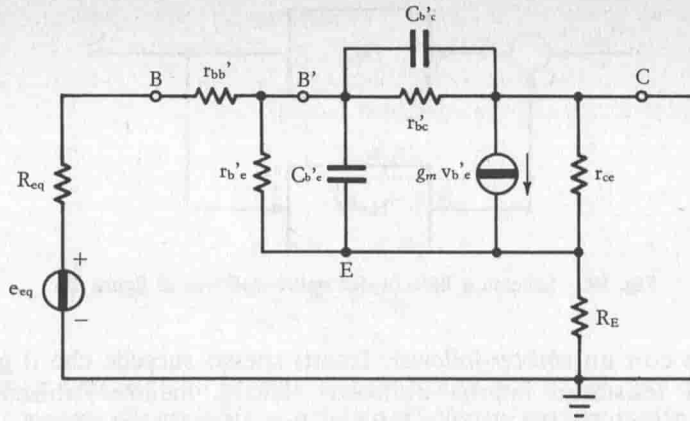


Fig. 20. - Circuito equivalente dell'emitter-follower con effetto di reazione annullato.


 Fig. 21. - Circuito equivalente a parametri a π di un *emitter-follower*.

Dallo schema a blocchi di figura 19 si ha:

$$A'_v = \frac{A'_{vo}}{1 + HA'_{vo}} = \frac{A'_{vo}}{1 + A'_{vo}}$$

e sostituendo la (38):

$$A'_v = \frac{A_{ie} R_E / h_{ie}}{1 + A_{ie} R_E / h_{ie}} = \frac{A_{ie} R_E}{h_{ie} + A_{ie} R_E}$$

che coincide con la seconda delle (37), osservando che, dalla prima delle (37):

$$A_i \cong -A_{ie} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R_E}$$

Come in tutti gli amplificatori reazionati negativamente, anche in un *emitter-follower* la banda passante risulta allargata. Ciò si può vedere disegnando il circuito a π equivalente a quello di figura 16. Esso risulta come in figura 21 e può essere ridisegnato come in figura 22.

In esso si nota che la capacità $C_{b'c}$ si riporta integralmente fra il morsetto B' e massa, cioè direttamente sull'ingresso, mentre in un amplificatore ad emettitore comune compare aumentata del fattore $1 + g_m R_E$. La capacità $C_{b'e}$, questa volta trascurando la

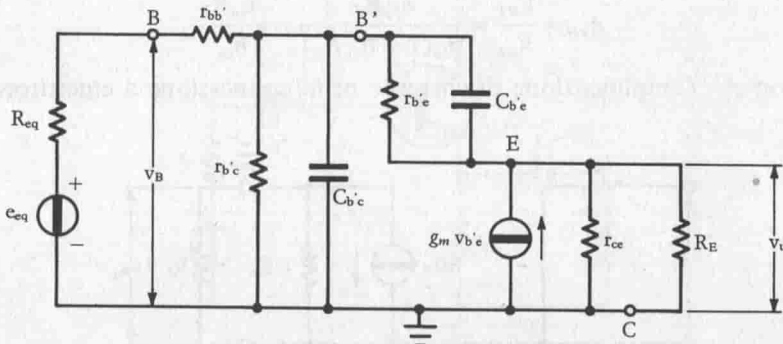


Fig. 22. - Circuito simile a quello di figura 21.

resistenza $r_{bb'}$, unisce il morsetto d'ingresso B con quello di uscita E , quindi, per effetto Miller, si riporta sull'ingresso moltiplicata per $(1 - v_E/v_B) = (1 - A'_v)$ [la sua impedenza risulta divisa per $(1 - A'_v)$] e, poiché A'_v vale circa 1, il termine $(1 - A'_v)$ si approssima a zero. La capacità parassita totale diventa quindi:

$$\begin{aligned} C'_t &= C_{b'c} + C_{b'e}(1 - A'_v) = C_{b'c} + C_{b'e} \left(1 - \frac{A'_{vo}}{1 + A'_{vo}} \right) = \\ &= C_{b'c} + C_{b'e}/(1 + A'_{vo}) \end{aligned}$$

che è un valore di molto inferiore a quello che si ha nel collegamento ad emettitore comune $[C_t = C_{b'c}(1 + g_m R_p) + C_{b'e}]$.

Il basso valore della capacità parassita totale determina un aumento della frequenza di taglio superiore dell'amplificatore.

Funzionamento a riposo dell'emitter-follower.

Si è visto che l'emitter-follower è un amplificatore fortemente reazionato ($H = 1$), quindi esso è estremamente lineare, cioè le distorsioni nel segnale di uscita sono ridotte al minimo e la sua caratteristica mutua dinamica può essere considerata rettilinea. Nel caso che l'utilizzatore assorba una potenza trascurabile e che i segnali in gioco siano di piccola ampiezza, la scelta del punto di funzionamento a riposo non ha grande importanza. Ciò avviene quando il generatore del segnale da amplificare è caratterizzato da una potenza molto piccola e resistenza interna r_g molto elevata. Se infatti esso fosse applicato all'ingresso di un amplificatore a emettitore comune, avente quindi impedenza d'ingresso molto bassa ($R_i \cong h_{ie}$), sarebbe fortemente attenuato dal circuito d'ingresso stesso. Se invece lo stadio amplificatore vero e proprio è preceduto a un emitter-follower, il segnale non viene modificato in ampiezza ($A'_v = 1$), viene poco attenuato dal circuito d'ingresso, avendo questo un'impedenza elevata e appare all'uscita ad un livello di potenza molto più grande ($A_p \cong A_i$).

Nel caso, invece, che le ampiezze del segnale siano elevate e il livello di potenza pure alto, la scelta del punto di funzionamento a riposo è di importanza fondamentale. Ciò avviene quando l'emitter-follower costituisce lo stadio di uscita di un amplificatore e il suo scopo è quello di adattamento dell'impedenza dell'uscita dell'amplificatore a quella dell'utilizzatore. In tale caso il punto di funzionamento a riposo deve essere scelto in modo che la sua escursione in presenza di segnale alternativo sia la massima possibile.

Il problema può essere risolto tracciando la caratteristica di funzionamento v_E in funzione di v_B per il valore fissato di R_E , partendo dalle caratteristiche di collettore e da quelle d'ingresso, dopo aver tracciato la retta di carico corrispondente alla R_E , come indicato in figura 23 e tenendo presente che è

$$V_B = V_{BE} + V_E = V_{BE} + (E_C - V_{CE}) \quad (39)$$

La caratteristica in questione può essere determinata punto per punto fissando un valore di I_B e riportando sulle caratteristiche di collettore il valore corrispondente di V_{BE} , quindi dalla (39) il valore di V_B e infine il punto corrispondente alla V_E calcolato dalla relazione:

$$V_E = E_C - V_{CE}$$

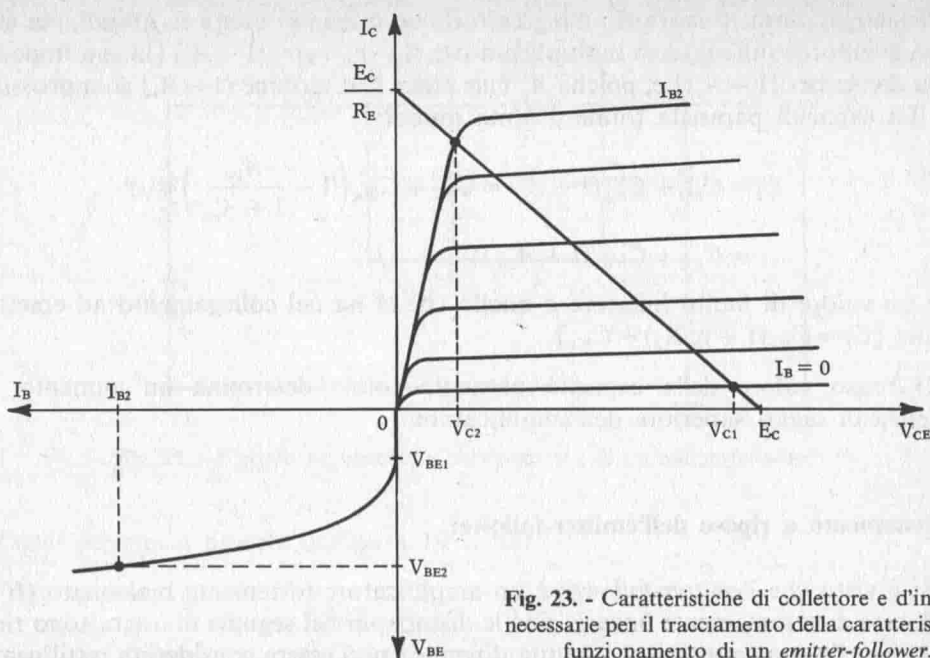


Fig. 23. - Caratteristiche di collettore e d'ingresso necessarie per il tracciamento della caratteristica di funzionamento di un *emitter-follower*.

La caratteristica che si ottiene è riportata in figura 24. Essa risulta praticamente rettilinea nell'intervallo $P_1 \div P_2$. Al punto P_1 corrisponde $I_B = 0$ e al punto P_2 il valore di I_B che porta il transistor in saturazione. Per valori di I_B superiori, il valore di V_{CE} non diminuisce ulteriormente e quindi anche V_E resta costante, mentre V_{BE} e quindi V_B aumentano anche se in misura molto modesta.

Il punto di funzionamento a riposo più opportuno, affinché il segnale alternativo possa raggiungere la massima escursione è quello che si trova a metà del segmento $P_1 P_2$, le cui coordinate risultano:

$$\begin{aligned} V_{BO} &= \frac{V_{B1} + V_{B2}}{2} \\ V_{EO} &= \frac{V_{E1} + V_{E2}}{2} \end{aligned} \quad (40)$$

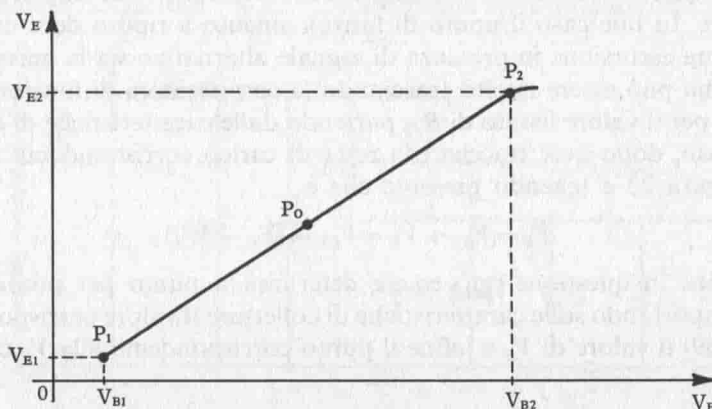


Fig. 24. - Caratteristica di funzionamento di un *emitter-follower*.

Poiché è:

$$V_{BEO} = V_{BO} - V_{EO}$$

dalle caratteristiche d'ingresso si deduce la corrente I_{BO} di riposo e quindi, fissando il valore di R_1 , nel circuito di figura 16, si determina l'altra resistenza R_2 del circuito di polarizzazione come meglio sarà illustrato con un esempio numerico.

È da notare che il valore V_{EO} di riposo coincide circa con il valore di $E_C/2$. Infatti il valore di V_{E2} nella caratteristica di figura 24 è data da $E_C - V_{CEsat}$, mentre V_{E1} è dato da $E_C - (V_{CE})_{I_B=0}$.

Poiché il primo valore è prossimo ad E_C e il secondo a zero, dalla seconda delle (40) segue: $V_{EO} \cong E_C/2$.

Esempio:

Il circuito di figura 18 fa uso di un transistor le cui caratteristiche sono riportate in figura 25, alimentato ad una tensione $E_C = 18$ V ed avente sull'emettitore una resistenza $R_E = 500 \Omega$. Il generatore del segnale d'ingresso ha una resistenza interna $r_g = 10 \text{ k}\Omega$, mentre l'utilizzatore ha una resistenza $R_L = 120 \Omega$. I parametri ibridi nell'intera zona di funzionamento abbiano un valore medio: $h_{ie} = 3 \text{ k}\Omega$; $h_{fe} = 300$; $h_{oe} = 40 \mu\text{A/V}$.

In primo luogo, dalle caratteristiche di collettore e da quelle d'ingresso di figura 25 tracciata la retta di carico per $R_E = 500 \Omega$, si determina la caratteristica di funzionamento per punti, ricavando i valori di v_{BO} e V_E dalla tabella che segue.

Le coppie di punti corrispondenti a v_B e v_E sono riportate nel diagramma di figura 26.

I_B (μA)	v_{BE} (V)	V_{CE} (V)	$v_E = E_C - v_{CE}$ (V)	$v_B = v_E + v_{BE}$ (V)
0	0,5	16,20	1,80	2,30
25	0,59	14,25	3,75	4,34
50	0,64	12,00	6,00	6,64
75	0,67	8,50	9,50	10,17
100	0,70	5,50	12,50	13,20
125	0,73	4,00	14,00	14,73
150	0,76	2,50	15,50	16,26
175	0,78	1,70	16,30	17,08
200	0,80	1,25	16,75	17,55
225	0,82	1,00	17,00	17,82

In esso si legge: le coordinate dei punti estremi di funzionamento P_1 e P_2 :

$$V_{E1} = 1,8 \text{ V} \quad ; \quad V_{E2} = 16,4 \text{ V}$$

$$V_{B1} = 2,3 \text{ V} \quad ; \quad V_{B2} = 17,3 \text{ V}$$

Il punto di funzionamento a riposo P_0 dovrebbe avere coordinate:

$$V_{BO} = \frac{V_{B1} + V_{B2}}{2} = \frac{2,3 + 17,3}{2} = 9,8 \text{ V}$$

$$V_{EO} = \frac{V_{E1} + V_{E2}}{2} = \frac{1,8 + 16,4}{2} = 9,1 \text{ V}$$

cui corrisponde:

$$V_{BEO} = V_{BO} - V_{EO} = 0,7 \quad \text{e} \quad I_{BO} = 100 \mu\text{A}$$

Si noti che V_{EO} vale circa $E_C/2$.

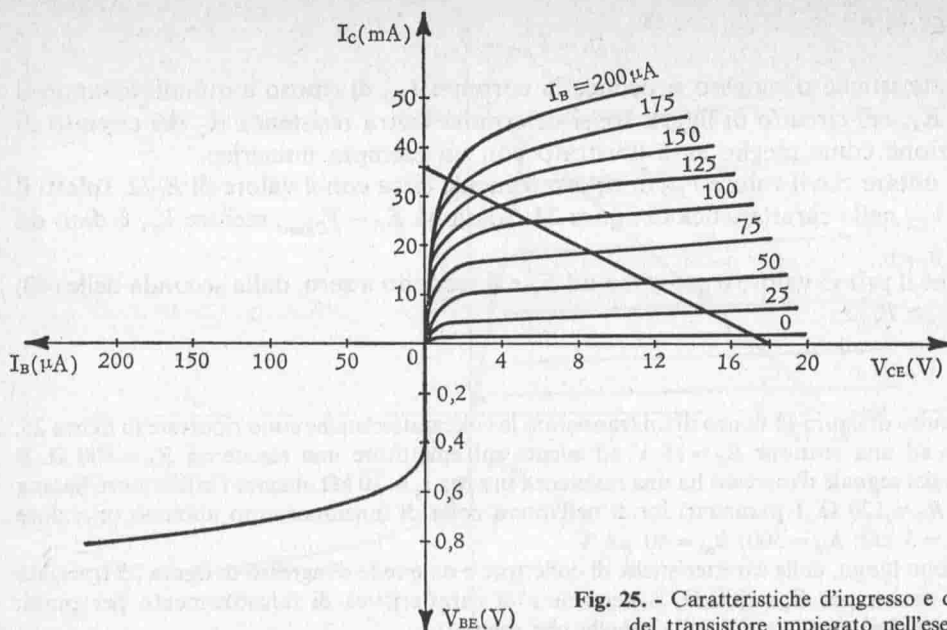


Fig. 25. - Caratteristiche d'ingresso e di collettore del transistor impiegato nell'esempio.

Sempre con riferimento alla figura 18, il partitore di polarizzazione, fissando $I_{R1} = 1$ mA, viene determinato dalla relazione:

$$R_1 = \frac{V_{BO}}{I_{R1}} = \frac{9,8}{10^{-3}} = 9,8 \text{ k}\Omega$$

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{BO} = 10^{-3} + 0,1 \cdot 10^{-3} = 1,1 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{E_C - V_{BO}}{I_{R2}} = \frac{18 - 9,8}{1,1 \cdot 10^{-3}} = 7,45 \text{ k}\Omega$$

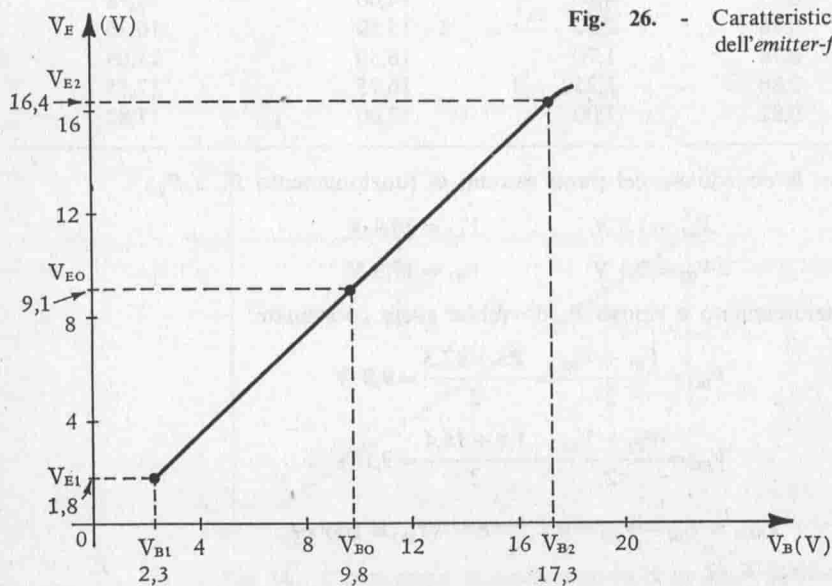


Fig. 26. - Caratteristica di funzionamento dell'emitter-follower.

In assenza del carico R_L l'amplificazione di corrente A_i vale:

$$A_i = \frac{h_{fc}}{1 + h_{oc}R_E} = \frac{-(1 + h_{fe})}{1 + h_{oc}R_E} = \frac{-301}{1 + 40 \cdot 10^{-6} \cdot 500} = -295$$

e quella in tensione:

$$A'_v = \frac{v_E}{v_B} = \frac{A_i R_E}{-h_{ic} + A_i R_E} = \frac{-295 \cdot 500}{-3 \cdot 10^3 - 295 \cdot 500} = 0,98$$

essendo $h_{ic} = h_{ie} = 3 \text{ k}\Omega$.

La resistenza d'ingresso risulta:

$$R_i = h_{ie} - A_i R_E = 3 \cdot 10^3 + 295 \cdot 500 = 150,5 \text{ K}\Omega$$

e quella di uscita, dalla (36):

$$R_u = -\frac{h_{ic} + R_{eq}}{h_{fc}} = \frac{h_{re} + R_{eq}}{1 + h_{fe}}$$

essendo:

$$R_{eq} = \frac{r_g R_B}{r_g + R_B}$$

dove:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{9,8 \cdot 7,45 \cdot 10^6}{(9,8 + 7,45) \cdot 10^3} = 4,22 \text{ K}\Omega$$

e quindi:

$$R_{eq} = \frac{10 \cdot 4,22 \cdot 10^6}{(10 + 4,22) \cdot 10^3} = 2,87 \text{ k}\Omega$$

Segue:

$$R_u = \frac{3 \cdot 10^3 + 2,87 \cdot 10^3}{301} = 19,5 \text{ }\Omega$$

La massima ampiezza di tensione ottenibile sull'emettitore è data da:

$$V_{BM} = V_{B2} - V_{BO} = V_{BO} - V_{B1} = 1,73 - 9,8 = 7,5 \text{ V}$$

e la corrispondente escursione della tensione di base:

$$V_{BM} = V_{B2} - V_{BO} = V_{BO} - V_{B1} = 1,73 - 9,8 = 7,5 \text{ V}$$

Si noti che:

$$\frac{V_{EM}}{V_{BM}} = \frac{7,3}{7,5} = 0,98$$

che corrisponde al valore di A'_v calcolato analiticamente.

Applicando ora l'utilizzatore di resistenza $R_L = 120 \text{ }\Omega$, la resistenza di carico dell'emitter-follower, in regime dinamico diventa:

$$R_p = \frac{R_E R_L}{R_E + R_L} = \frac{500 \cdot 120}{500 + 12} = 97 \text{ }\Omega$$

L'amplificatore di corrente risulta ora:

$$A_i = -\frac{1 + h_{fe}}{1 + h_{oc}R_p} = -\frac{301}{1 + 40 \cdot 10^{-6} \cdot 97} = -300$$

e quella di tensione:

$$A'_v = \frac{A_i R_p}{-h_{ie} + A_i R_p} = \frac{300 \cdot 97}{3 \cdot 10^3 + 300 \cdot 97} = 0,91$$

Cioè la presenza del carico cambia di poco l'amplificazione di tensione che passa da 0,98 a 0,91.

Restando costante l'ampiezza del segnale d'ingresso $V_{BM} = 7,5$ V, l'ampiezza massima del segnale ai capi del carico, diventa:

$$V_{EM} = 0,91 \cdot V_{BM} = 0,91 \cdot 7,5 = 6,82 \text{ V}$$

Infine l'impedenza R'_i vista dal generatore del segnale d'ingresso è data da:

$$R'_i = \frac{R_B R_i}{R_B + R_i} = \frac{4,22 \cdot 10^3 \cdot 150,5 \cdot 10^3}{(4,22 + 150,5) \cdot 10^3} = 4,12 \text{ k}\Omega$$

per cui, per avere un segnale $V_{BM} = 7,5$ V, il generatore del segnale d'ingresso deve fornire una f.e.m. di ampiezza:

$$E_M = \frac{R'_i + r_g}{R'_i} V_{BM} = \frac{(4,12 + 10) \cdot 10^3}{4,12 \cdot 10^3} \cdot 7,5 = 25,6 \text{ V}$$

Si noti che il segnale erogato del generatore e è notevolmente attenuato a causa della riduzione dell'impedenza d'ingresso dovuta al partitore di polarizzazione del transistor.

Metodi per elevare l'impedenza d'ingresso in un emitter-follower.

Nell'esempio ora svolto, si è osservato che la resistenza d'ingresso R_i di un *emitter-follower* veniva di molto abbassata dal partitore di polarizzazione del transistor. Tale abbassamento può essere evitato con l'impiego del circuito di figura 27.

In esso viene posto in serie alla base, per le componenti continue, una resistenza R_3 , la quale, per le componenti alternative, tramite il condensatore C , di reattanza trascurabile, viene a trovarsi fra base ed emettitore, mentre le resistenze R_1 e R_2 vengono a trovarsi in parallelo alla R_E , come si può dedurre dal circuito equivalente di figura 28.

Se ora si osserva che la resistenza R_3 collega il morsetto B d'ingresso con quello E d'uscita, per il teorema di Miller, il suo effetto equivale a quello di una resistenza posta sull'ingresso (fra B e massa) di valore:

$$R' = \frac{R_3}{1 - A'_v}$$

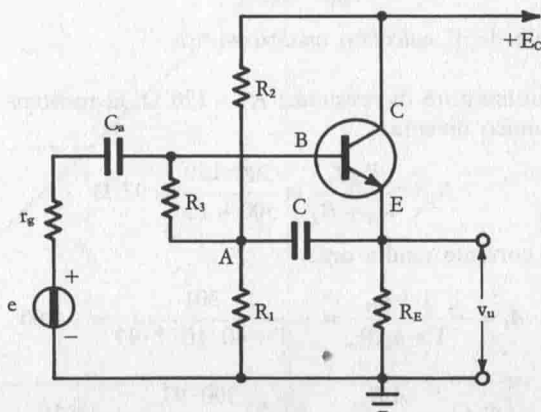


Fig. 27. - Circuito di polarizzazione atto ad elevare l'impedenza d'ingresso.

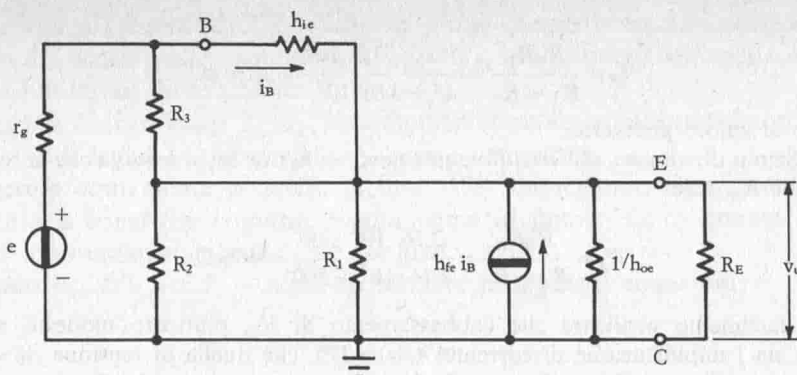


Fig. 28. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di figura 27.

e ad una posta in parallelo alla R_E (uscita), di valore:

$$R'' = \frac{R_3}{1 - 1/A'_v}$$

Poiché $A'_v < 1$, risulta che R'' è una resistenza negativa che però essendo A'_v prossimo a 1, risulta molto grande, per cui nel parallelo con le altre resistenze (R_E , R_1 e R_2) ha un effetto trascurabile. La resistenza R' , invece, risultando di valore elevato aumenta la resistenza vista dal generatore e .

Tale circuito prende anche il nome di *circuito bootstrap*.

Esempio:

Con riferimento all'esempio precedente, supponiamo che l'emitter-follower lavori nelle stesse condizioni e che ai fini della stabilità termica si debba mantenere circa lo stesso valore della resistenza equivalente vista dalla base, che nel caso di figura 27, vale:

$$R_B = R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Fissando $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$ ed avendo determinato nell'esempio precedente:

$$R_B = 4,22 \text{ k}\Omega ,$$

si ha:

$$R'_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_B - R_3 = (4,22 - 2) \cdot 10^3 = 2,22 \text{ k}\Omega$$

Osservando dalla figura 27, che il potenziale a riposo del punto A vale:

$$V_{AO} = V_{BO} + R_3 I_{BO} = 9,8 + 2 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 10 \text{ V}$$

scegliendo $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, risulta:

$$I_{R1} = \frac{V_{AO}}{R_1} = \frac{10}{5 \cdot 10^3} = 2 \text{ mA}$$

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{BO} = 2 \cdot 10^{-3} + 100 \cdot 10^{-6} = 2,1 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{E_C - V_{AO}}{I_{R2}} = \frac{18 - 10}{2,1 \cdot 10^{-3}} = 3,8 \text{ k}\Omega$$

da cui:

$$R'_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 3,8 \cdot 10^3}{(5 + 3,8) \cdot 10^3} = 2,16 \text{ k}\Omega$$

molto vicino al valore prefissato.

In condizioni dinamiche, dal circuito equivalente di figura 28, si osserva che la resistenza di carico, anziché R_E , vale:

$$R'_p = \frac{R'_B R_E}{R'_B + R_E} = \frac{2,16 \cdot 10^3 \cdot 500}{2,16 \cdot 10^3 + 500} = 406 \text{ }\Omega$$

Si può facilmente verificare che l'abbassamento di R_E , piuttosto modesto non altera praticamente sia l'amplificazione di corrente $A_i = -295$, che quella di tensione $A_v = 0,98$.

La resistenza, R_3 , per effetto Miller, equivale ad una resistenza vista fra B e massa, di valore:

$$R' = \frac{R_3}{1 - A'_v} = \frac{2 \cdot 10^3}{1 - 0,98} = 100 \text{ k}\Omega$$

e ad una vista sull'uscita di valore:

$$R'' = \frac{R_3}{1 - 1/A'_v} = \frac{2 \cdot 10^3}{1 - 1/0,98} = -98 \text{ k}\Omega$$

Quest'ultima, in parallelo con la R'_p , dà luogo ad una resistenza complessiva:

$$R''_p = \frac{R'_p R''}{R'_p + R''} = \frac{-406 \cdot 98 \cdot 10^3}{406 - 98 \cdot 10^3} = 411 \text{ }\Omega$$

da cui si vede che il suo effetto sul circuito d'uscita è del tutto trascurabile. Non così, invece, l'effetto della R' . Infatti la resistenza d'ingresso del transistor ora vale:

$$R_i = h_{ie} - A_i R''_p = 3 \cdot 10^3 + 295 \cdot 411 = 124 \text{ k}\Omega$$

per cui la resistenza vista dal generatore d'ingresso vale:

$$R'_i = \frac{R_i R'}{R_i + R'} = \frac{124 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3}{(124 + 100) \cdot 10^3} = 55,5 \text{ k}\Omega$$

contro i 4,12 k Ω dell'esempio precedente. Ciò fa sì che per avere un segnale alternativo di ampiezza $V_{BM} = 7,5 \text{ V}$, occorre che l'ampiezza della f.e.m. e sia:

$$E_M = \frac{R'_i + r_g}{R'_i} V_{BM} = \frac{(55,5 + 10) \cdot 10^3}{55,5 \cdot 10^3} 7,5 = 8,85 \text{ V}$$

contro i 25,6 V dell'esempio precedente:

Emitter-follower in connessione Darlington.

La resistenza d'ingresso di un *emitter-follower* può essere aumentata con la cosiddetta connessione *Darlington*, rappresentata schematicamente in figura 29.

In essa, la corrente di base del transistor T_2 è fornita dalla corrente di emettitore di T_1 , la quale è A_{i2} volte minore (A_{i2} è l'amplificazione di corrente di T_2) della I_E di T_2 . A sua volta la corrente di base di T_1 è A_{i1} volte inferiore a quella di base di T_2 (A_{i1} è

l'amplificazione di corrente di T_1). Si intuisce quindi che per avere una stessa ampiezza di corrente in R_E , occorre un'ampiezza di corrente I_{B1} molto inferiore rispetto a quella che si avrebbe pilotando direttamente T_2 .

La coppia di transistori T_1, T_2 , si comporta come fosse una transistoro unico con parametri ibridi legati ai parametri dei singoli transistori.

Il circuito equivalente a quello di figura 29, impiegando i parametri ibridi nel collegamento a collettore comune, risulta come in figura 30, in quanto ambedue i transistori sono collegati a collettore comune.

Essendo $h_{rc1} \cong h_{rc2} \cong 1$, si possono scrivere le seguenti equazioni:

$$\begin{cases} v_{B1} = h_{ic1} i_{B1} + v_{B2} \\ i_{E1} = -i_{B2} = h_{fc1} i_{B1} + h_{oc1} v_{B2} \\ v_{B2} = h_{ic2} i_{B2} + v_{E2} \\ i_{E2} = h_{fc2} i_{B2} + h_{oc2} v_{E2} \end{cases} \quad (41)$$

Eliminando le variabili v_{B2} e i_{B2} , si ottiene (*):

$$\begin{cases} v_{B1} = \left(h_{ic1} - \frac{h_{fc1} h_{ic2}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} \right) i_{B1} + \left(1 - \frac{h_{oc1} h_{ic2}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} \right) v_{E2} \\ i_{E2} = -\frac{h_{fc1} h_{fc2}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} i_{B1} + \left(h_{oc2} - \frac{h_{fc2} h_{oc1}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} \right) v_{E2} \end{cases} \quad (42)$$

(*) Sostituendo nella prima delle (41), la terza, si ottiene:

$$v_{B1} = h_{ic1} i_{B1} + h_{ic2} i_{B2} + v_{E2} \quad (a)$$

ma la terza delle (41) sostituita nella seconda fornisce:

$$-i_{B2} = h_{fc1} i_{B1} + h_{oc1} h_{ic2} i_{B2} + h_{oc1} v_{E2}$$

da cui:

$$i_{B2} = -\frac{h_{fc1} i_{B1}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} - \frac{h_{oc1} v_{E2}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} \quad (b)$$

Sostituendo la (b) nella (a), si ottiene:

$$\begin{aligned} v_{B1} &= h_{ic1} i_{B1} - \frac{h_{ic2} h_{fc1}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} i_{B1} - \frac{h_{ic2} h_{oc1}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} v_{E2} + v_{E2} = \\ &= \left(h_{ic1} - \frac{h_{fc1} h_{ic2}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} \right) i_{B1} + \left(1 - \frac{h_{ic2} h_{oc1}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} \right) v_{E2} \end{aligned} \quad (c)$$

La (b) sostituita nell'ultima delle (41) fornisce:

$$i_{E2} = -\frac{h_{fc1} h_{fc2}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} i_{B1} + \left(h_{oc2} - \frac{h_{fc2} h_{oc1}}{1 + h_{oc1} h_{ic2}} \right) v_{E2} \quad (d)$$

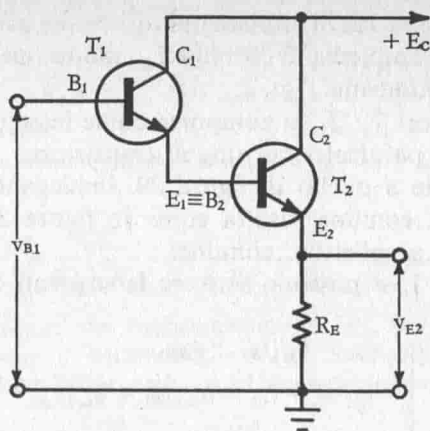


Fig. 29. - Connessione Darlington.

da cui si ottengono i parametri ibridi del transistore equivalente collegato a collettore comune:

$$\begin{aligned}
 h_{ic} &= h_{ic1} - \frac{h_{ic2}h_{fc1}}{1 + h_{oc1}h_{ic2}} \\
 h_{rc} &= 1 - \frac{h_{ic2}h_{oc1}}{1 + h_{oc1}h_{ic2}} \\
 h_{fc} &= -\frac{h_{fc1}h_{fc2}}{1 + h_{oc1}h_{ic2}} \\
 h_{oc} &= h_{oc2} - \frac{h_{fc2}h_{oc1}}{1 + h_{oc1}h_{ic2}}
 \end{aligned} \tag{43}$$

Esprimendo le (43) in funzione dei parametri ibridi a emettitore comune, si ottiene:

$$\begin{aligned}
 h_{ic} &= h_{ie1} + \frac{(1 + h_{fe1})h_{ie2}}{1 + h_{ie2}h_{oe1}} \cong h_{ie1} + h_{fe1}h_{ie2} \\
 h_{rc} &= 1 - \frac{h_{ie2}h_{oe1}}{1 + h_{ie2}h_{oe1}} \cong 1 \\
 h_{fc} &= -\frac{(1 + h_{fe1})(1 + h_{fe2})}{1 + h_{ie2}h_{oe1}} \cong -h_{fe1}h_{fe2} \\
 h_{oc} &= h_{oe2} + \frac{(1 + h_{fe2})h_{oe1}}{1 + h_{ie2}h_{oe1}} \cong h_{oe2} + h_{fe2}h_{oe1}
 \end{aligned} \tag{44}$$

Ricordando la tabella di conversione dei parametri ibridi (capitolo V), si possono ricavare dalle (44) i parametri del transistore equivalente, nel caso che il Darlington

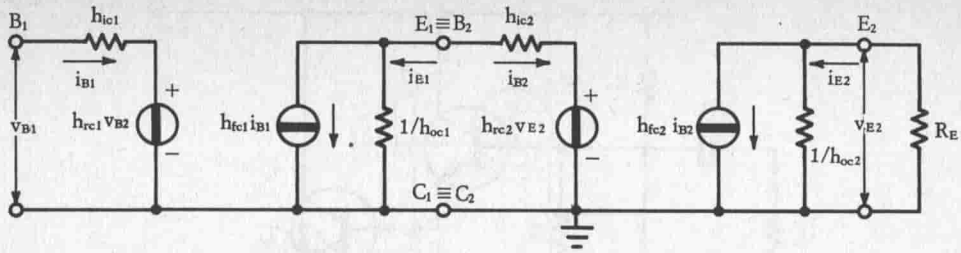


Fig. 30. - Circuito equivalente di due transistori collegati in Darlington.

funzioni a emettitore comune. Si ha:

$$\begin{aligned} h_{ie} &= h_{ic} \cong h_{ie1} + h_{fe1} h_{ie2} \\ h_{re} &= 1 - h_{rc} = \frac{h_{ie2} h_{oe1}}{1 + h_{ie2} h_{oe1}} \cong h_{ie2} h_{oe1} \\ h_{fe} &= -(1 + h_{fc}) \cong h_{fe1} h_{fe2} \\ h_{oe} &= h_{oc} \cong h_{oe2} + h_{fe} h_{oe1} \end{aligned} \quad (45)$$

Dalle relazioni ora dedotte appare che il collegamento Darlington equivale ad un transistorore con una elevata amplificazione di corrente (valore elevato di h_{fe} , pari al prodotto degli h_{fe} dei singoli transistori), elevata impedenza d'ingresso e bassa impedenza d'uscita. È da notare anche che se i due transistori sono uguali, i loro punti di funzionamento sono molto diversi, essendo la corrente di riposo I_{CO1} di T_1 uguale a I_{BO2} di T_2 , di conseguenza i parametri ibridi dei due transistori risultano diversi.

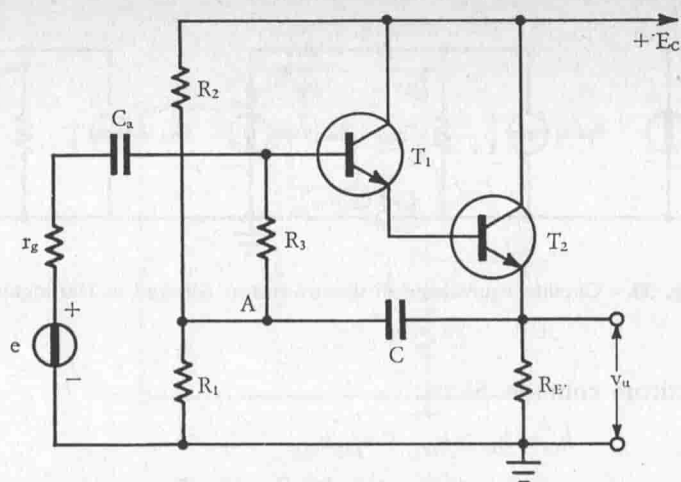
Esempio:

Impiegando due transistori BC 108 in collegamento Darlington, con T_2 funzionante con $I_{CO} = 18,1$ mA, $V_{CEO} = 8,9$ V, $I_{BO} = 100$ μ A, e $V_{VEO} = 0,7$ V; T_1 con $I_{CO} = 100$ μ A, $V_{CEO} = 8,2$ V, $I_{BO} \cong 1$ μ A e $V_{BEO} \cong 0,5$ V, i parametri ibridi nell'intorno di tali punti valgono:

$$\begin{aligned} h_{ie1} &= 80 \text{ k}\Omega & h_{ie2} &= 2 \text{ k}\Omega \\ h_{re1} &= 10^{-4} & h_{re2} &= 1,2 \cdot 10^{-4} \\ h_{fe1} &= 100 & h_{fe} &= 300 \\ h_{oe1} &= 10 \mu\text{A/V} & h_{oe} &= 125 \mu\text{A/V} \end{aligned}$$

Nel collegamento a collettore comune, i parametri ibridi del transistorore equivalente risultano dalle (44):

$$\begin{aligned} h_{ic} &\cong h_{ie1} + h_{fe1} h_{ie2} = 80 \cdot 10^3 + 100 \cdot 2 \cdot 10^3 = 280 \text{ k}\Omega \\ h_{re} &= 1 - \frac{h_{ie2} h_{oe1}}{1 + h_{ie2} h_{oe1}} = 1 - \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{1 + 2 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 1 - 0,0196 = 0,9804 \cong 1 \\ h_{fc} &\cong -h_{fe1} h_{fe2} = -100 \cdot 300 = -3 \cdot 10^4 \\ h_{oc} &\cong h_{oe2} + h_{fe2} h_{oe1} = 125 \cdot 10^{-6} + 300 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 3,125 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \end{aligned}$$

Fig. 31. - Collegamento Darlington a collettore comune, con circuito *bootstrap*

Tale circuito, inserito al posto del transistor nello schema di figura 16, alimentato ancora con $E_C = 18 \text{ V}$ e con $R_E = 500 \Omega$, fornisce un'amplificazione di corrente:

$$A_i = \frac{h_{fc}}{1 + h_{oc} R_E} = \frac{-3 \cdot 10^4 \cdot 100}{1 + 3,125 \cdot 10^{-3} \cdot 500} = -1,17 \cdot 10^4$$

e una di tensione:

$$A'_v = \frac{A_i R_E}{-h_{ic} + A_i R_E} = \frac{-1,17 \cdot 10^4 \cdot 500}{-280 \cdot 10^3 - 1,17 \cdot 10^4 \cdot 500} = 0,955$$

La resistenza d'ingresso risulta:

$$R_i = h_{ic} - A_i R_E = 280 \cdot 10^3 + 1,17 \cdot 10^4 \cdot 500 = 6,13 \text{ M}\Omega$$

e quella di uscita dalla (36):

$$R_u \cong -\frac{h_{ic}}{h_{fe}} = \frac{280 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^4} = 9,3 \Omega$$

Di solito la resistenza vista dal generatore del segnale d'ingresso risulta notevolmente abbassata rispetto a R_i dal circuito di polarizzazione. Ciò può essere evitato ricorrendo ancora al circuito *bootstrap*, come indicato in figura 31.

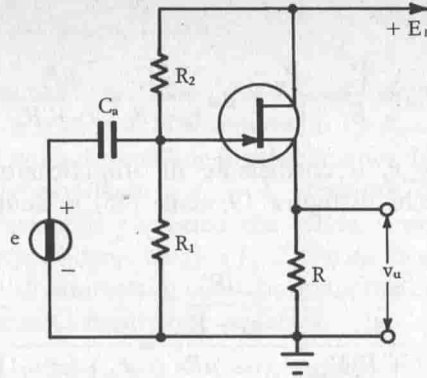
JFET a drain comune - source-follower.

Quanto visto a proposito dell'*emitter-follower*, può essere applicato ad un dispositivo comandato in tensione, con le varianti che il diverso sistema di comando comporta.

Per fissare le idee, ci si riferisce ad un circuito impiegante un JFET, tenendo presente che la trattazione si applica integralmente anche ai MOS.

Lo schema di principio di un source-follower è riportato in figura 32.

In esso il *gate* che deve essere polarizzato negativamente rispetto al *source*, si trova

Fig. 32. - Schema di principio di un *source-follower*.

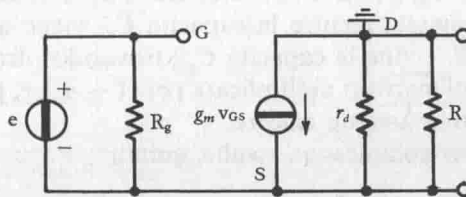
ad un certo potenziale positivo stabilito dal partitore R_1 - R_2 . Anche in questo caso, come per l'*emitter-follower*, la tensione che si preleva ai capi della resistenza R , fra *source* e massa, è in fase con la corrente di *drain* e quindi con la tensione d'ingresso al *gate*.

Funzionamento in condizioni dinamiche.

Lo studio del circuito di figura 32 può essere condotto secondo i criteri generali visti nel paragrafo precedente e che conducono ancora ad uno schema a blocchi del tipo di figura 19, in cui A'_{vo} è deducibile dal circuito equivalente dell'amplificatore in cui sia annullato l'effetto di reazione.

Per il circuito d'ingresso, essendo la reazione del tipo serie-parallelo, cortocircuitando l'uscita, il *source* viene a trovarsi a massa e la tensione v_{GS} coincide con quella applicata e . Per il circuito di uscita, aprendo l'ingresso in modo da annullare l'effetto di reazione, appare fra i morsetti d'uscita solo la resistenza R , per cui, sostituendo al JFET il suo circuito differenziale equivalente (alle medie frequenze), si ottiene il circuito equivalente dell'amplificatore, in assenza di reazione, riportato in figura 33, in cui con R_g è stato indicato il parallelo delle resistenze R_1 - R_2 . Dall'esame del circuito di figura 33 risulta:

$$v_u = g_m v_{GS} \frac{r_d R}{r_d + R}$$

Fig. 33. - Circuito equivalente alle medie frequenze del *source-follower* di figura 32 con effetto di reazione annullato.

e quindi l'amplificazione A'_{vo} :

$$A'_{vo} = \frac{\bar{V}_u}{\bar{E}} = \frac{\bar{V}_u}{\bar{V}_{GS}} = g_m \frac{r_d R}{r_d + R} = \frac{\mu R}{r_d + R} \quad (46)$$

avendo indicato con $\mu = g_m r_d$ il coefficiente di amplificazione del JFET. Tenendo presente lo schema a blocchi di figura 19, dalle (46) si deduce l'amplificazione con reazione:

$$A'_v = \frac{A'_{vo}}{1 + H A'_{vo}} = \frac{\frac{\mu R}{r_d + R}}{1 + \frac{\mu R}{r_d + R}} = \frac{R}{r_d + (\mu + 1)R} \quad (47)$$

Dalla (47) risulta, essendo A'_v un numero positivo minore di 1, che la tensione di uscita è in fase con quella d'ingresso e di ampiezza minore da cui il nome di *source-follower*, in quanto il segnale prelevato sul *source* segue (senza raggiungerlo) quello applicato sul *gate* del JFET. La (47) può essere posta nella forma:

$$A'_v = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} R}{\frac{r_d}{\mu + 1} + R} \quad (48)$$

che è l'espressione dell'amplificazione di un amplificatore a JFET in assenza di reazione, avente coefficiente di amplificazione $\mu/(\mu + 1)$ e resistenza differenziale:

$$r'_d = r_d/(\mu + 1) \cong r_d/\mu = 1/g_m \quad (49)$$

La (49) mostra anche che la resistenza vista dalla R , nel collegamento del JFET a *drain* comune è circa uguale all'inverso della conduttanza mutua g_m e, poiché quest'ultima è di pochi mA/V, segue che la resistenza di uscita dell'amplificatore è dell'ordine di qualche centinaio di ohm. Poiché è spesso $r_d/(\mu + 1) \ll R$, la (48) diventa approssimativamente:

$$A'_v \cong \frac{\mu}{\mu + 1}$$

Nel funzionamento delle alte frequenze, le capacità parassite del JFET hanno una influenza molto limitata rispetto al caso di collegamento a *source* comune (uscita di *drain*). Infatti la capacità C_{gd} viene a trovarsi tra *gate* e massa, essendo il *drain* a potenziale alternativo di massa, mentre la capacità C_{ds} viene a trovarsi direttamente sull'uscita, in parallelo a R . Infine la capacità C_{gs} , trovandosi fra ingresso e uscita, per effetto Miller, si riporta sull'ingresso moltiplicata per $(1 - A'_v)$, e, poiché A'_v è prossimo a 1, risulta avere valore estremamente ridotto.

La capacità d'ingresso complessiva risulta quindi:

$$C_i = C_{gd} + C_{gs}(1 - A'_v) + C_c$$

essendo C_c quella dei collegamenti.

Funzionamento a riposo del source-follower.

Il punto di funzionamento a riposo del *source-follower* può essere determinato tracciando la caratteristica statica di funzionamento V_u , V_G come per l'*emitter-follower* e fissandolo al centro della zona di possibile funzionamento. Nel caso del JFET, tale zona si estende dal punto corrispondente a $v_{GS} = V_p$ (tensione di *pinch-off*) a $v_{GS} = 0$.

Come si vedrà nell'esempio numerico che segue, il punto di funzionamento più appropriato è quello corrispondente a $v_{GS} = V_p/2$, che dà luogo ad un funzionamento del dispositivo in condizioni di simmetria, cioè con massima escursione positiva possibile del segnale pari alla massima escursione negativa.

Infatti per $v_{GS} = V_p$, si ha $I_D = 0$ e $V_u = 0$, quindi:

$$V_{Gmin} = V_u + V_{GS} = V_p$$

mentre per $V_{GS} = 0$, è $i_D = I_{Dmax}$ (cioè la corrente di *drain* raggiunge il suo massimo valore) e:

$$V_{Gmax} = RI_{Dmax} = V_{u max}$$

Supponendo rettilinea l'intera caratteristica di funzionamento (cioè in pratica è verificato), questa si presenta come in figura 34. In essa si osserva che il punto centrale ha coordinate:

$$V_{uo} = \frac{V_{u max}}{2} \quad \text{e} \quad V_{GO} = \frac{V_{u max} + V_p}{2}$$

da cui:

$$V_{GSO} = V_{GO} - V_{uo} = \frac{V_p}{2}$$

In pratica, note le caratteristiche del JFET, la tensione di alimentazione E_D e la resistenza di carico R , tracciando la retta di carico (fig. 35) si determinano I_{Dmax} , $V_{u max}$ e V_p . La tensione di polarizzazione viene stabilita mediante il partitore R_1 - R_2 di figura 32.

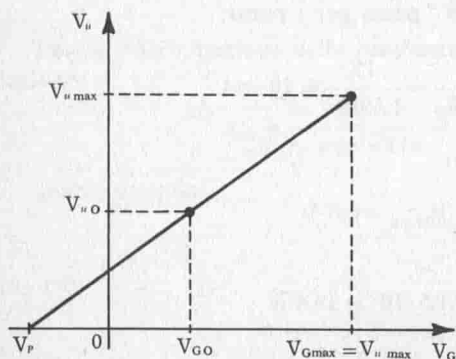


Fig. 34. - Caratteristica statica di funzionamento di un *source-follower*.

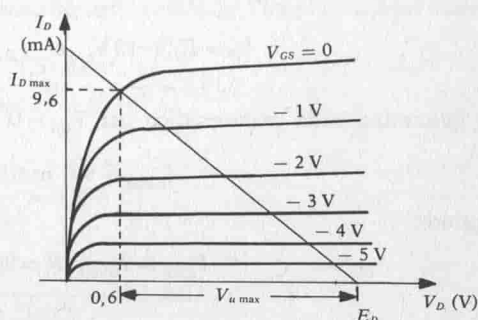


Fig. 35. - Costruzione della retta di carico e determinazione dei punti estremi di funzionamento di un *source-follower*.

Tale dispositivo di polarizzazione fa sì che l'impedenza R_g vista dal generatore d'ingresso non sia estremamente elevata. Si può aumentare tale impedenza in considerazione del fatto che è $V_G < v_u$ (la tensione v_{GS} è sempre negativa). Si può allora spezzare in due la resistenza R e connettere il *gate* di riposo V_{GO} . Il circuito è illustrato in figura 36; in esso la caduta di tensione su R_1 , pari a $R_1 I_{DO}$ uguaglia il valore V_{GSO} . In tali condizioni, la resistenza vista dal generatore è data da (*):

$$R_i = e/i$$

dove i è la corrente assorbita da R_g (il *gate* non assorbe corrente, essendo a potenziale negativo rispetto al source), ma la corrente i è data da:

$$\begin{aligned} i &= \frac{1}{R_g} \left(e - \frac{V_u R_2}{R_1 + R_2} \right) = \frac{e - a V_u}{R_g} = \\ &= \frac{e}{R_g} \left(1 - a \frac{V_u}{e} \right) = \frac{e}{R_g} (1 - a A'_{vo}) \end{aligned}$$

e quindi:

$$R_i = e/i = \frac{R_g}{1 - a A'_{vo}} \quad (50)$$

avendo indicato con a il rapporto:

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

e, poiché aA è abbastanza vicino a 1, la R_i risulta molto maggiore di R_g . Fissando quest'ultimo a valori di almeno 1 MΩ, la R_i risulta in genere di molti MΩ.

Esempio:

Un *source-follower* viene realizzato secondo lo schema di figura 36, impiegando un JFET avente caratteristiche riportate in figura 35 e avente parametri differenziali $r_d = 40$ kΩ e $\mu = 120$. Supponendo che la tensione di alimentazione sia $E_D = 15$ V e la resistenza complessiva $R_1 + R_2 = 1,5$ kΩ, fissando la resistenza R_g al valore di 1 MΩ, si possono determinare le resistenze R_1 e R_2 e le impedenze d'ingresso e d'uscita alle medie frequenze.

La retta di carico corrispondente a $R = R_1 + R_2$ passa per i punti:

$$V_D = E_D = 15 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_D = \frac{E_D}{R_1 + R_2} = \frac{15}{1,5 \cdot 10^3} = 10 \text{ mA}$$

e determina sulla caratteristica per $V_{GS} = 0$ il punto:

$$I_{D\max} = 9,6 \text{ mA} \quad ; \quad V_{DS\min} = 0,6 \text{ V}$$

quindi:

$$V_{u\max} = I_{D\max} \cdot R = 9,6 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 14,4 \text{ V}$$

(*) Si suppone che la f.e.m. e sia ad una frequenza per cui le capacità parassite siano trascurabili e la reattanza di C_a pure trascurabile (medie frequenze).

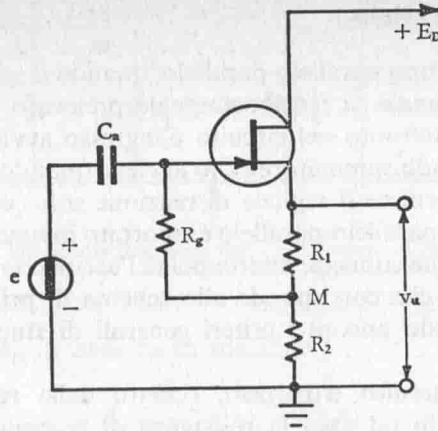


Fig. 36. - Polarizzazione di un *source-follower*, impiegata per aumentarne l'impedenza d'ingresso.

Inoltre si nota dalla caratteristica che $V_p = -5$ V. Da quanto detto in precedenza il punto più opportuno di funzionamento a riposo dovrebbe corrispondere a:

$$V_{uo} = \frac{V_{umax}}{2} = \frac{14,4}{2} = 7,2 \text{ V}$$

da cui:

$$I_{DO} = \frac{V_{uo}}{R} = 4,8 \text{ mA}$$

$$V_{GO} = \frac{V_{umax} + V_p}{2} = \frac{14,4 - 5}{2} = 4,7 \text{ V}$$

La resistenza R_1 deve essere tale che:

$$V_{R1} = -V_{GSO} = 2,5 \text{ V}$$

da cui:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{DO}} = \frac{2,5}{4,8 \cdot 10^{-3}} = 520 \text{ } \Omega$$

e quindi:

$$R_2 = R - R_1 = 980 \text{ } \Omega$$

Per la determinazione della resistenza d'ingresso, occorre calcolare l'amplificazione dalla relazione:

$$A'_{vo} = \frac{\mu R}{r_d + (\mu + 1)R} = \frac{120 \cdot 1,5 \cdot 10^3}{40 \cdot 10^3 + 121 \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 0,813$$

Infine, essendo:

$$a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{980}{1500} = 0,653$$

dalla (50):

$$R_i = \frac{R_g}{1 - a \cdot A'_{vo}} = \frac{10^6}{1 - 0,653 \cdot 0,813} = 2,13 \text{ M}\Omega$$

La resistenza di uscita, vista dalla R vale approssimativamente:

$$R_u = 1/g_m = r_d/\mu = 40 \cdot 10^3/120 \cong 333 \text{ } \Omega$$

Reazione parallelo-parallelo

Si ha una reazione di tipo parallelo-parallelo, quando il segnale prelevato all'uscita dell'amplificatore è un segnale di tensione (segnale prelevato da un circuito posto in parallelo al carico) e il confronto nel circuito d'ingresso avviene fra due correnti che fanno capo ad un nodo (nodo sommatore). Ciò avviene quando il generatore del segnale d'ingresso e la rete che fornisce il segnale di reazione sono connessi in parallelo. Un tipico esempio di reazione parallelo-parallelo è riportato in figura 37, in cui la reazione è fornita dalla resistenza R che connette direttamente l'uscita con l'ingresso dell'amplificatore. Il circuito in esame, che corrisponde allo schema di principio di figura 7d, può essere analizzato applicando ancora i criteri generali di studio degli amplificatori a reazione.

Per il calcolo del circuito d'ingresso, l'effetto della reazione viene annullato cortocircuitando l'uscita; in tal caso la resistenza di reazione R viene a trovarsi in parallelo alla R_1 . Il circuito di uscita, con reazione annullata, si ottiene cortocircuitando l'ingresso (il nodo in cui vengono confrontate le correnti del segnale d'ingresso e di quello di reazione). In tali condizioni, il punto B viene a trovarsi a potenziale di massa e quindi R risulta direttamente in parallelo al carico R_L . Sostituendo al transistor il suo circuito equivalente a parametri ibridi alle medie frequenze, si ottiene il circuito differenziale dell'amplificatore in assenza di reazione riportato in figura 38, in cui con R_B è stato indicato il parallelo di R_1 - R_2 , ed è stato sostituito il generatore di tensione e con un generatore di corrente I_o , applicando al circuito d'ingresso il teorema di Norton, essendo i segnali in gioco delle correnti. Nel circuito di figura 38 è stato trascurato per semplicità il parametro h_{re} del transistor.

Nel caso in esame l'amplificazione deve essere intesa come rapporto tra tensione di uscita V_u e corrente I_o erogata dal generatore d'ingresso. Se si indica con R_{eq} il parallelo delle resistenze r_g , R_B , R e con R_p il parallelo delle resistenze $1/h_{oe}$, R_C , R e R_L , dall'esame della figura 38 si ottiene:

$$I_B = I_o \frac{R_{eq}}{h_{ie} + R_{eq}}$$

$$V_u = -h_{fe} I_B R_p = -\frac{h_{fe} I_o R_{eq} R_p}{h_{ie} + R_{eq}}$$

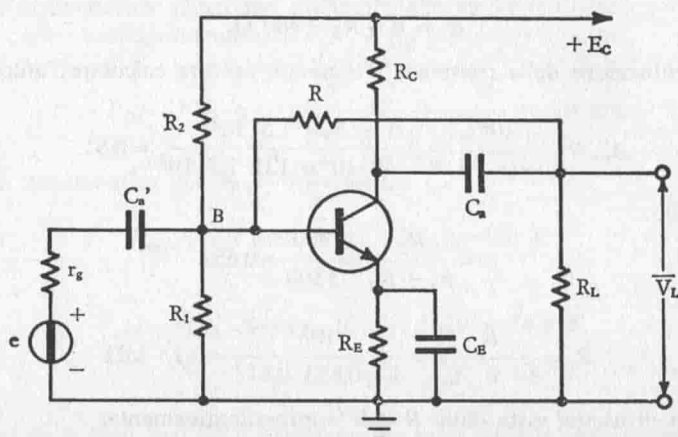


Fig. 37. - Amplificatore a transistori a uno stadio con reazione di tipo parallelo-parallelo.

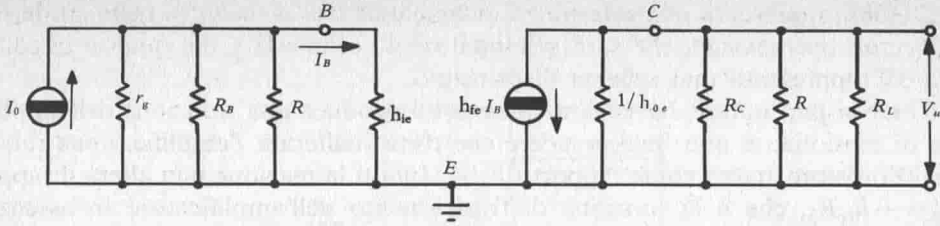


Fig. 38. - Circuito equivalente alle medie frequenze dell'amplificatore di figura 37, in assenza di reazione.

da cui l'amplificazione A_o in assenza di reazione:

$$A_o = \frac{V_u}{I_o} = - \frac{h_{fe} R_{eq} R_p}{h_{ie} + R_{eq}} \quad (51)$$

che ha le dimensioni di una resistenza (amplificatore di transresistenza).

Per il calcolo del fattore di reazione H , occorre determinare la corrente di reazione I_R che circola nella resistenza R . Si ha:

$$I_R = \frac{V_u - V_B}{R} \cong \frac{V_u}{R} \quad (52)$$

essendo di solito $V_u \gg V_B$, da cui:

$$H = \frac{I_R}{V_u} = \frac{1}{R} \quad (53)$$

In presenza di reazione, l'amplificazione diventa:

$$A_{or} = \frac{A_o}{1 - A_o H} = \frac{A_o}{1 - A_o/R} \quad (54)$$

Osservando che è:

$$I_o = \frac{E}{r_g} ; \quad I_u = \frac{V_u}{R_L}$$

dalla (54) si può ricavare sia l'amplificazione in corrente A_{ior} , che quella in tensione A_{vor} . Infatti è:

$$A_{ior} = \left(\frac{I_u}{I_o} \right)_r = \left(\frac{V_u}{R_L I_o} \right)_r = \frac{1}{R_L} A_{or} \quad (55)$$

$$A_{vor} = \left(\frac{V_u}{E} \right)_r = \left(\frac{V_u}{I_o r_g} \right)_r = \frac{1}{r_g} A_{or} \quad (56)$$

Poiché di solito è $A_o/R \gg 1$, trascurando l'unità nelle (55) e (56), queste possono essere scritte approssimativamente:

$$A_{ior} \cong R/R_L \quad (57)$$

$$A_{vor} \cong R/r_g \quad (58)$$

La (58) rappresenta una relazione fondamentale che si incontra nello studio degli *amplificatori operazionali*, che sarà sviluppato nel volume II e dei quali il circuito di figura 37 rappresenta uno schema di principio.

Come si può notare, la reazione introdotta produce una riduzione dell'amplificazione di tensione; si può invece vedere che resta inalterata l'amplificazione intrinseca del transistor, intesa come rapporto V_u/V_B . Infatti la reazione non altera il rapporto $V_u/I_B = -h_{fe}R_p$, che è la funzione di trasferimento dell'amplificatore in assenza di reazione (trascurando l'effetto di carico introdotto dalla resistenza di reazione) e quindi non resta alterato neanche il rapporto $V_u/V_B = V_u/h_{ie}I_B = -h_{fe}R_p/h_{ie}$.

Esempio:

Nel circuito di figura 37, il transistor impiegato nell'intorno del punto di funzionamento a riposo risulta avere: $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$; $h_{fe} = 200$; $h_{oe} = 50 \text{ }\mu\text{A/V}$; h_{re} trascurabile. Inoltre le resistenze del circuito valgono: $R_C = 4 \text{ k}\Omega$; $R_L = 6,25 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 2,5 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 7,5 \text{ k}\Omega$; $r_g = 2,5 \text{ k}\Omega$; $R = 20 \text{ k}\Omega$.

In assenza di reazione si ha:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2,5 \cdot 10^3 \cdot 7,5 \cdot 10^3}{(2,5 + 7,5) \cdot 10^3} = 1,875 \text{ k}\Omega$$

$$R_{eq} = \frac{1}{1/r_g + 1/R_B + 1/R} = \frac{1}{1/2,5 \cdot 10^3 + 1/1,875 \cdot 10^3 + 1/20 \cdot 10^3} =$$

$$= \frac{10^3}{0,4 + 0,533 + 0,05} = \frac{10^3}{0,9833} = 1,02 \text{ k}\Omega$$

$$R_p = \frac{1}{h_{oe} + 1/R_C + 1/R + 1/R_L} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6} + 1/4 \cdot 10^3 + 1/20 \cdot 10^3 + 1/6,25 \cdot 10^3} =$$

$$= \frac{10^3}{0,05 + 0,25 + 0,05 + 0,16} = \frac{10^3}{0,51} = 1,96 \text{ k}\Omega$$

Dalla (51), si ha in assenza di reazione:

$$A_o = -\frac{h_{fe} R_{eq} R_p}{h_{ie} + R_{eq}} = -\frac{200 \cdot 1,02 \cdot 10^3 \cdot 1,96 \cdot 10^3}{(1 + 1,02) \cdot 10^3} = -197,94 \cdot 10^3 \Omega$$

Poiché:

$$H = 1/R = 0,05 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$$

segue:

$$A_{or} = -\frac{197,94 \cdot 10^3}{1 + 0,05 \cdot 197,94} = -\frac{197,94}{10,897} 10^3 = -18,16 \cdot 10^3 \Omega$$

L'amplificazione di tensione risulta, dalla (56);

$$A_{vor} = \frac{A_{or}}{r_g} = -\frac{18,16 \cdot 10^3}{2,5 \cdot 10^3} = -7,27$$

che non è molto diverso dal risultato che si otterrebbe con la relazione approssimata:

$$A_{vor} = -\frac{R}{r_g} = -\frac{20 \cdot 10^3}{2,5 \cdot 10^3} = -8$$

La differenza sta nel fatto che $A_o/R = 9,897$ non è molto più grande di 1, come voleva l'ipotesi.

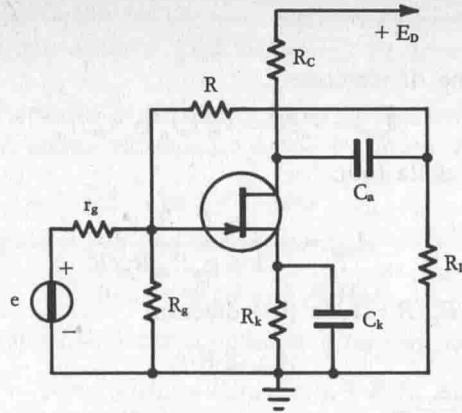


Fig. 39. - Amplificatore a JFET, con reazione negativa di tipo parallelo-parallelo.

Se l'amplificatore impiega un dispositivo comandato in tensione, ad esempio un *JFET*, si ha il circuito di figura 39, che può essere trattato in modo del tutto analogo a quello di figura 37.

Anche in questo caso, il circuito d'ingresso con effetto di reazione annullato, si ottiene cortocircuitando i morsetti di uscita e il circuito di uscita, cortocircuitando a massa il nodo sommatore *G*. Sostituendo al generatore di tensione d'ingresso il generatore di corrente equivalente, ottenuto applicando il teorema di Norton, e, ponendo al posto del JFET il suo circuito differenziale equivalente alle medie frequenze, si ottiene il circuito differenziale equivalente dell'amplificatore in assenza di reazione, riportato in figura 40.

Indicando con R_{eq} il parallelo delle resistenze r_g , R_g e R e con R_p quello delle resistenze r_d , R_C , R e R_L , essendo:

$$V_{GS} = I_o R_{eq}$$

si ha:

$$V_u = -g_m V_{GS} R_p = -g_m I_o R_{eq} R_p$$

da cui:

$$A_o = \frac{V_u}{I_o} = -g_m R_{eq} R_p$$

Poiché, come nel caso di figura 37, è ancora $H = 1/R$, segue per l'amplificazione con reazione:

$$A_{or} = -\frac{g_m R_{eq} R_p}{1 + g_m R_{eq} R_p / R} \quad (59)$$

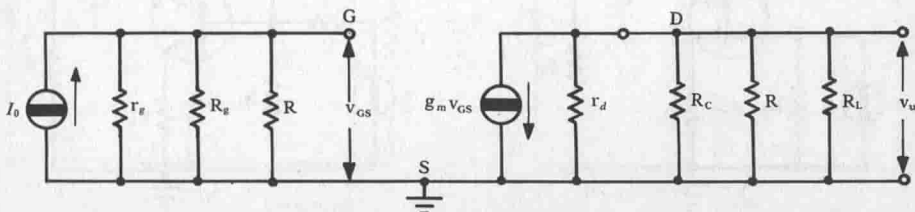


Fig. 40. - Circuito differenziale equivalente alle medie frequenze dell'amplificatore di figura 39 in assenza di reazione.

e poiché è:

$$I_o = E/r_g$$

segue per l'amplificazione di tensione:

$$A_{vor} = V_u/E = V_u/I_o r_g = A_{or}/r_g \quad (60)$$

Sostituendo la (59) nella (60):

$$A_{vor} = - \frac{g_m R_{eq} R_p / r_g}{1 + g_m R_{eq} R_p / R} \quad (61)$$

Nel caso che $g_m R_{eq} R_p / R \gg 1$, la (61) diventa:

$$A_{vor} \cong R/r_g$$

come nel caso precedente.

7. Reazione serie-serie

In tale tipo di reazione, il cui schema di principio è riportato in figura 7c, il segnale viene prelevato in serie dall'uscita e il confronto sull'ingresso avviene tramite un circuito serie. Il circuito di prelievo è attraversato dalla stessa corrente di uscita dell'amplificatore e la tensione ad essa proporzionale che ne risulta, costituisce il segnale di reazione. Tale reazione è anche detta di corrente, perché il segnale prelevato per la reazione è una corrente.

Un caso tipico di reazione negativa di corrente, che è in pratica quello più comunemente sfruttato, è riportato in figura 41, sia nel caso di un amplificatore a FET, che in uno a transistori. In essi si è eliminato il condensatore C_k o C_E del gruppo di polarizzazione automatica o di stabilizzazione termica, per cui la componente alternativa della corrente del circuito di uscita dell'elemento attivo non viene più cortocircuitata dal condensatore, ma determina una caduta di tensione alternativa ai capi della resistenza R_k o R_E , proporzionale alla corrente stessa. Poiché la corrente in questione risulta in fase con il segnale d'ingresso, la tensione alternativa ai capi di detta resistenza è anch'essa in fase, per cui il segnale netto all'ingresso dell'elemento attivo è dato dalla differenza fra il segnale e applicato e quello ai capi della R_k .

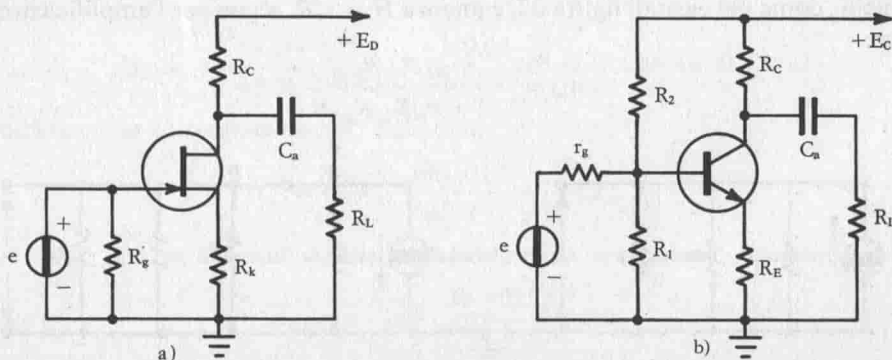


Fig. 41. - Esempio tipico di reazione negativa di corrente. a) In un amplificatore a FET. b) In un amplificatore a transistori.

Lo studio del circuito di figura 41a può essere eseguito col metodo del circuito differenziale equivalente che appare come in figura 42, in cui con R'_p è indicato il parallelo di R_C e R_L .

Trasformando il generatore di corrente in uno di tensione e, ponendo $\mu = g_m r_d$, il circuito di figura 42 può essere ridisegnato come in figura 43, dove:

$$v_{GS} = e - R_k i_D \quad (62)$$

Per il circuito di figura 43 si può scrivere:

$$\mu v_{GS} = (R_k + r_d + R'_p) i_D \quad (63)$$

Sostituendo la (62) nella (63) e raccogliendo i termini in i_D , si ha:

$$\mu(e - R_k i_D) = R_k i_D + r_d i_D + R'_p i_D$$

$$\mu e = [R_k(\mu + 1) + r_d + R'_p] i_D$$

da cui:

$$i_D = \frac{\mu e}{r_d + R_k(\mu + 1) + R'_p} \quad (64)$$

La tensione alternativa di uscita v_u , vale:

$$v_u = -R'_p i_D$$

che, tenendo conto della (64) diventa:

$$v_u = \frac{-\mu R'_p e}{r_d + R_k(\mu + 1) + R'_p} \quad (65)$$

Dalla (65) si deduce l'amplificazione:

$$\bar{A} = \frac{v_u}{e} = \frac{-\mu R'_p}{r_d + R_k(\mu + 1) + R'_p} \quad (66)$$

Confrontando la (66) con la (69) del capitolo VII, si nota che l'amplificazione del circuito di figura 41a è la stessa di quella di un amplificatore in assenza di reazione di corrente, ma impiegante un FET con resistenza differenziale:

$$r'_d = r_d + R_k(\mu + 1) \quad (67)$$

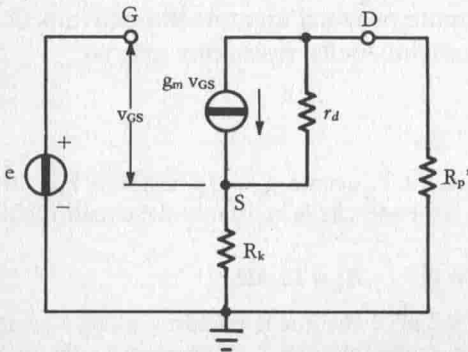


Fig. 42. - Circuito equivalente dell'amplificatore di figura 41a.

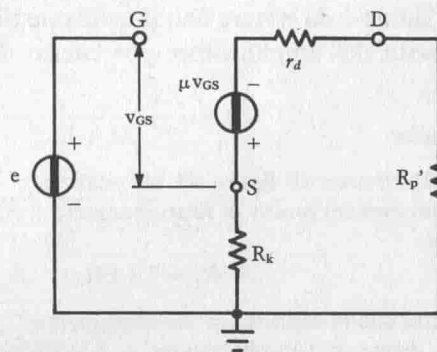


Fig. 43. - Circuito semplificato equivalente a quello di figura 42.

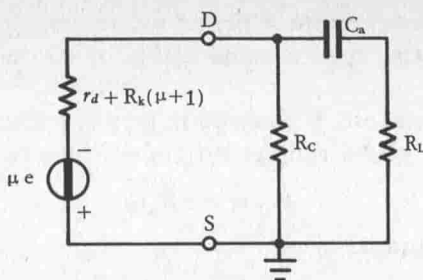


Fig. 44. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di figura 41a.

Si può concludere quindi che in un amplificatore impiegante un FET, si può tener conto della reazione di corrente realizzata secondo lo schema di figura 41a, aumentando la resistenza differenziale dell'elemento attivo di un termine pari a $R_k(\mu + 1)$. Segue che il circuito differenziale equivalente può essere rappresentato come in figura 44.

La frequenza di taglio inferiore risulta un po' modificata dalla reazione e, poiché essa corrisponde a quel valore per cui la reattanza del condensatore di accoppiamento C_a uguaglia la resistenza che esso vede ai suoi morsetti, si ha:

$$f_{1r} = \frac{1}{2\pi C_a [R_L + R_p'']} \quad (68)$$

dove R_p'' è data dal parallelo di R_c e $r_d + R_k(\mu + 1)$.

La frequenza f_{1r} risulta un po' minore di f_1 in assenza di reazione, poiché il termine $R_k(\mu + 1)$ aumenta il valore del parallelo.

Per quanto riguarda la frequenza di taglio superiore, essa risulta leggermente diminuita. Infatti, ricordando la (47) del capitolo VIII, la frequenza di taglio superiore si trova a quel valore per cui la reattanza della capacità parassita uguaglia la resistenza R_p vista ai suoi capi, data dal parallelo della resistenza di carico complessiva R_p' con la resistenza differenziale dell'elemento attivo r_d . Quest'ultima, però appare aumentata dalla reazione per effetto del termine $R_k(\mu + 1)$, per cui il parallelo ne risulta leggermente aumentato. Se però il termine R_p' è inferiore al valore di r_d , la variazione di R_p con la reazione è molto modesta, per cui si può dire che in pratica la reazione di corrente esaminata ha scarsa influenza sulla frequenza di taglio superiore.

Infine è da notare che la reazione di corrente provoca un aumento dell'impedenza di uscita dell'amplificatore per effetto dell'aumento della resistenza interna.

Esempio:

Il circuito di figura 41 sia realizzato con un FET, avente $g_m = 3,5$ mA/V e $r_d = 20$ kΩ nell'intorno del punto di funzionamento a riposo. Sapendo che le resistenze del circuito hanno i valori:

$$R_c = 3,3 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_k = 470 \text{ }\Omega \quad ; \quad R_L = 12 \text{ k}\Omega$$

e inoltre che la capacità di accoppiamento C_a è di 0,2 μF e che quella parassita totale C_t vale 10 pF, si determini l'amplificazione A_o e la frequenza di taglio inferiore f_1 e superiore f_2 , sia quando R_k viene cortocircuitata per i segnali alternativi da un condensatore C_k , sia in presenza della reazione di corrente ottenuta eliminando C_k .

In assenza di reazione di corrente si ha:

$$A_o = g_m R_p$$

dove:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{\frac{1}{20 \cdot 10^3} + \frac{1}{3,3 \cdot 10^3} + \frac{1}{12 \cdot 10^3}} = 2,29 \text{ k}\Omega$$

Sostituendo i valori numerici:

$$A_o = 3,5 \cdot 10^3 \cdot 2,29 \cdot 10^3 = 8$$

La frequenza di taglio inferiore risulta (cap. VIII):

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_a (R_L + R_p)}$$

dove:

$$R_p'' = \frac{R_C r_d}{R_C + r_d} = \frac{3,3 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3}{(3,3 + 20) \cdot 10^3} = 2,83 \text{ k}\Omega$$

quindi:

$$f_1 = \frac{1}{6,28 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6} (2,83 + 12) \cdot 10^3} = 53,5 \text{ Hz}$$

La frequenza di taglio superiore vale:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_t R_p} = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 2,29 \cdot 10^3} = 6,95 \text{ MHz}$$

In presenza di reazione di corrente, tenendo presente che $\mu = g_m r_d = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3 = 70$, è:

$$R_p' = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + \frac{3,3 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^3}{(3,3 + 12) \cdot 10^3} = 2,59 \text{ k}\Omega$$

quindi per la (66):

$$A_o = \frac{\mu R_p'}{r_d + R_k(\mu + 1) + R_p'} = \frac{70 \cdot 2,59 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3 + 470(70 + 1) + 2,59 \cdot 10^3} = 3,24$$

Poiché è:

$$R_p'' = \frac{[r_d + R_k(\mu + 1)] R_C}{r_d + R_k(\mu + 1) + R_C} = \frac{(20 + 33,4) \cdot 10^3 \cdot 3,3 \cdot 10^3}{(20 + 33,4 + 3,3) \cdot 10^3} = 3,1 \text{ k}\Omega$$

segue dalla (68):

$$f_{1r} = \frac{1}{2\pi C_a (R_p'' + R_L)} = \frac{1}{6,28 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6} (3,1 + 12) \cdot 10^3} = 52,7 \text{ Hz}$$

Infine, essendo:

$$R_p = \frac{R_p'' R_L}{R_p'' + R_L} = \frac{3,1 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^3}{(3,1 + 12) \cdot 10^3} = 2,47 \text{ k}\Omega$$

si ha che:

$$f_{2r} = \frac{1}{2\pi C_t R_p} = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 2,47 \cdot 10^3} = 6,45 \text{ MHz}$$

Rispetto al caso in cui sia assente la reazione di corrente, si ha una leggera diminuzione sia della frequenza di taglio inferiore, che di quella superiore.

Il circuito di figura 41b, realizzato con un transistor, presenta un comportamento leggermente diverso, trattandosi di un dispositivo comandato in corrente. Infatti la corrente di base è dovuta ad una tensione data dalla differenza fra quella d'ingresso e quella prodotta ai capi della R_E .

Lo studio può essere condotto sia con i criteri generali esposti per l'analisi degli amplificatori a reazione, sia con i criteri tradizionali. Nel primo caso, il circuito d'ingresso, con effetto di reazione annullato, si ottiene aprendo il circuito di uscita e quello di uscita aprendo il circuito d'ingresso; così facendo, la R_E viene a comparire sia sul circuito d'ingresso che su quello di uscita. Sostituendo al posto del transistor il suo circuito equivalente a parametri ibridi, si ottiene il circuito differenziale dell'amplificatore in assenza di reazione, da cui si può calcolare l'amplificazione A_o , intesa come rapporto I_u/E (amplificatore di transconduttanza). L'amplificazione con reazione si ottiene notando che il fattore di reazione è $H = R_E$ (rapporto fra tensione di reazione $R_E I_u$ e corrente di uscita I_u).

Lo studio del circuito con i criteri tradizionali può essere eseguito partendo dal circuito differenziale equivalente, che nel caso si trascuri il parametro h_{re} (sempre dell'ordine di qualche unità per 10^{-4}), si presenta come un figura 45 in cui si è indicato con R_p' il parallelo di R_C e R_L e con R_B il parallelo di R_1 e R_2 . Tale circuito può essere ridotto a quello di figura 46, trasformando il generatore di corrente $h_{fe}i_B$ in uno di tensione equivalente e applicando il teorema di Thèvenin al circuito d'ingresso, dopo aver posto:

$$a = \frac{R_B}{r_g + R_B} \quad \text{e} \quad R_{eq} = \frac{r_g R_B}{r_g + R_B}$$

Per il circuito di figura 46, si possono scrivere le relazioni:

$$v_B = h_{ie} i_B + R_E (i_B + i_C) \quad (69)$$

$$\frac{h_{fe}}{h_{oe}} i_B = R_E (i_C + i_B) + \frac{1}{h_{oe}} i_C - v_C$$

Le (69) possono essere scritte nella forma:

$$v_B = (h_{ie} + R_E) i_B + R_E i_C \quad (70)$$

$$i_C \left(R_E + \frac{1}{h_{oe}} \right) = \left(\frac{h_{fe}}{h_{oe}} - R_E \right) i_B + v_C$$

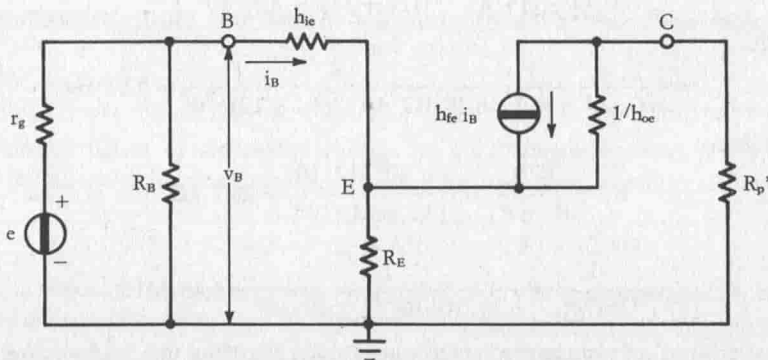


Fig. 45. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di figura 41a con reazione di corrente.

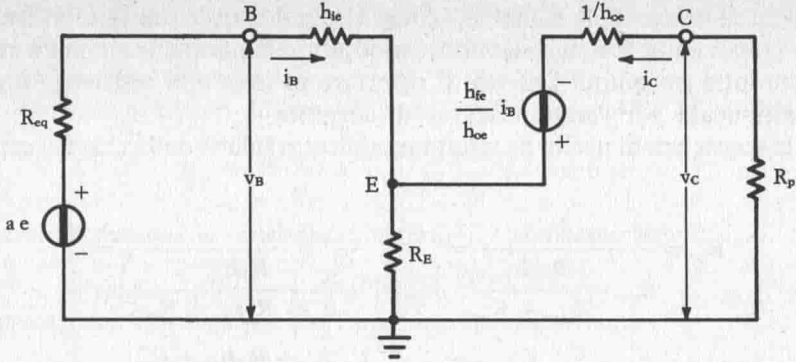


Fig. 46. - Circuito equivalente a quello di figura 45.

Nella seconda delle (70), se si osserva che di solito è:

$$1/h_{oe} \gg R_E$$

(diversi $k\Omega$ contro qualche centinaio di Ω) si può scrivere:

$$i_C = h_{fe}i_B + h_{oe}v_C \quad (71)$$

Sostituendo al posto di i_C nella prima delle (70), la (71) si ottiene:

$$v_B = (h_{ie} + R_E)i_B + R_E(h_{fe}i_B + h_{oe}v_C)$$

da cui:

$$v_B = (h_{ie} + R_E + h_{fe}R_E)i_B + h_{oe}v_C R_E \quad (72)$$

Le (71) e (72) equivalgono (cap. V) alle equazioni di un transistorore avente parametri ibridi:

$$\begin{aligned} h_{ier} &= h_{ie} + R_E(1 + h_{fe}) \cong h_{ie} + R_E h_{fe} \\ h_{rer} &\cong h_{oe} R_E \\ h_{fer} &\cong h_{fe} \\ h_{oer} &\cong h_{oe} \end{aligned} \quad (73)$$

L'effetto della reazione di corrente è quindi quello di aumentare il parametro h_{ie} del termine $R_E h_{fe}$, di solito molto maggiore di h_{ie} e considerevolmente il parametro h_{re} , che non può essere trascurato nei calcoli. Segue che l'amplificazione di corrente del transistorore non viene praticamente alterata dalla reazione introdotta, mentre aumenta considerevolmente l'impedenza d'ingresso, che diventa, in base alle (4) e (11') del capitolo VII:

$$\begin{aligned} R_{ir} &= h_{ier} - \frac{h_{rer}h_{fer}R_p'}{1 + h_{oer}R_p'} \cong h_{ie} + R_E h_{fe} - \frac{h_{oe}R_E h_{fe}R_p'}{1 + h_{oe}R_p'} \\ &= h_{ie} + \frac{R_E h_{fe}}{1 + h_{oe}R_p''} = h_{ie} + R_E A_i \end{aligned} \quad (74)$$

essendo A_i l'amplificazione di corrente del transistorore.

In assenza di reazione, la resistenza d'ingresso del transistor può essere in pratica considerata coincidente con h_{ie} , essendo trascurabile il parametro h_{re} . La reazione di corrente introdotta ha quindi l'effetto di riportare in serie alla resistenza h_{ie} quella di reazione moltiplicata per l'amplificazione di corrente.

Anche la resistenza di uscita ne risulta modificata. Infatti dalla (12) del capitolo VII, si ha:

$$\begin{aligned} R_{ur} &= \frac{1}{h_{oe} - \frac{h_{rer}h_{fer}}{h_{ier} + R_{eq}}} = \frac{1}{h_{oe} \left(1 - \frac{R_E h_{fe}}{h_{ie} + R_E h_{fe} + R_{eq}} \right)} = \\ &= \frac{1}{h_{oe} \frac{h_{ie} + R_{eq}}{h_{ie} + R_E h_{fe} + R_{eq}}} = \frac{1}{h_{oe}} \cdot \frac{h_{ie} + R_E h_{fe} + R_{eq}}{h_{ie} + R_{eq}} \end{aligned} \quad (75)$$

Poiché in assenza di reazione, essendo h_{re} trascurabile, la resistenza di uscita coincide praticamente con $1/h_{oe}$, per effetto della reazione essa risulta moltiplicata per il fattore:

$$\frac{h_{fe}R_E + h_{ie} + R_{eq}}{h_{ie} + R_{eq}}$$

che di solito è molto maggiore di 1.

La reazione di corrente modifica anche l'amplificazione intrinseca del transistor intesa come rapporto $A'_v = v_C/v_B$ (non quella v_{CE}/v_{BE}), in quanto essa è legata alla resistenza d'ingresso del transistor dalla relazione:

$$A'_{vo} = \frac{A_i R'_p}{R_i}$$

che nel caso in esame diventa:

$$A'_{vor} = \frac{A_{ir} R'_p}{R_{ir}} = \frac{A_i R'_p}{h_{ie} + A_i R_E} \quad (76)$$

Nel caso, piuttosto frequente che $A_i R_E \gg h_{ie}$, la (76) diventa:

$$A'_{vor} \cong \frac{R'_p}{R_E} \quad (77)$$

Infine si ha una variazione nelle frequenze di taglio f_1 e f_2 dovuta alle variazioni delle impedenze d'ingresso e d'uscita del transistor. Ne risulta una certa diminuzione sia di f_1 che di f_2 .

Esempio:

Il circuito di figura 41b sia realizzato con un transistor funzionante e riposo con: $I_{CO} = 5$ mA; $V_{CEO} = 4$ V; $I_{BO} = 30$ μ A; $V_{BE0} = 0,6$ V ed avente nell'intorno di tali punti i parametri: $h_{ie} = 1$ k Ω ; $h_{fe} = 200$; $h_{oe} = 50$ μ A/V; h_{re} trascurabile. Inoltre gli altri componenti del circuito valgono: $R_C = 800$ Ω ; $R_L = 1,2$ k Ω ; $C_a = 1$ μ F; $R_E = 200$ Ω ; R_B (parallelo di R_1 e R_2) = 1,2 k Ω ; $r_g = 2,5$ k Ω . Infine la capacità parassita equivalente sull'ingresso sia $C_i = 450$ pF.

Si calcoli l'impedenza d'ingresso e di uscita, e l'amplificazione di tensione sia nel caso che la resistenza R_E sia cortocircuitata per le componenti alternate da un condensatore C_E , sia in assenza di tale capacità (reazione di corrente).

Con riferimento ai circuiti differenziali equivalenti di figura 45 e 46, risulta:

$$R_{eq} = \frac{r_g R_B}{r_g + R_B} = \frac{2,5 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^3}{(2,5 + 1,2) 10^3} = 810 \, \Omega$$

In assenza di reazione la resistenza d'ingresso al transistor vale:

$$R_i = h_{ie} = 1 \, \text{k}\Omega$$

mentre in presenza di reazione, essendo l'amplificazione di corrente:

$$A_i = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R'_p} = \frac{200}{1 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 480} = 195$$

dove:

$$R'_p = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = \frac{800 \cdot 1,2 \cdot 10^3}{800 + 1,2 \cdot 10^3} = 480 \, \Omega$$

si ha dalla (74)

$$R_{ir} = h_{ie} + R_E A_i = 10^3 + 200 \cdot 195 = 40 \, \text{k}\Omega$$

La resistenza di uscita, dalla (12) del capitolo VII, vale, in assenza di reazione:

$$R_u \cong \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6}} = 20 \, \text{k}\Omega$$

mentre in presenza di reazione, dalla (75) risulta:

$$R_{ur} = \frac{1}{h_{oe}} \cdot \frac{h_{ie} + R_E h_{fe} + R_{eq}}{h_{ie} + R_{eq}} = 20 \cdot 10^3 \frac{10^3 + 200 \cdot 200 + 810}{10^3 + 810} = 462 \, \text{k}\Omega$$

L'amplificazione intrinseca del transistor, che in assenza di reazione vale:

$$A'_{vo} = \frac{A_i R'_p}{R_i} = \frac{195 \cdot 480}{10^3} = 93,6$$

in presenza di reazione diventa:

$$A'_{vor} = \frac{A_i R'_p}{R_{ir}} = \frac{195 \cdot 480}{40 \cdot 10^3} = 2,34$$

8. Invertitori di fase.

Un esempio di reazione che si incontra di frequente, è quello riguardante l'invertitore di fase, il quale è un dispositivo che fornisce all'uscita due segnali uguali, ma in opposizione di fase fra loro.

Il circuito tipico a JFET è illustrato in figura 47, in cui le resistenze R_C e R_k , poste sul *drain* e sul *source* rispettivamente, sono di ugual valore ed essendo attraversate dalla stessa corrente, forniscono ai loro capi due tensioni uguali in ampiezza, ma di polarità opposta.

Lo studio del circuito può essere condotto con il metodo del circuito differenziale, riportato in figura 48, in cui per semplicità si è disegnato il solo circuito di uscita e il JFET è stato rappresentato con un generatore di tensione μv_{GS} con in serie la resistenza differenziale r_d . Da tale circuito si ottiene:

$$\mu v_{GS} = r_d i_D + R_k i_D + R_C i_D \quad (78)$$

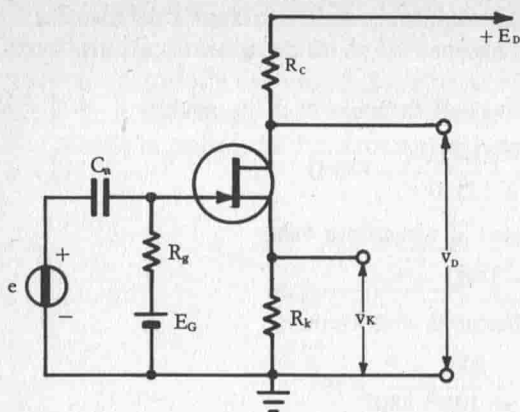


Fig. 47. - Schema di principio di un invertitore di fase a JFET.

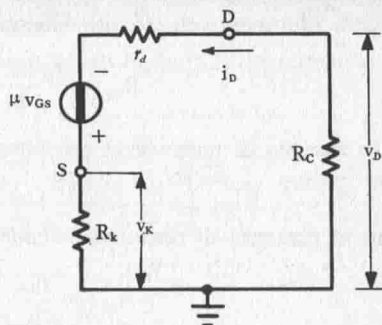


Fig. 48. - Circuito differenziale equivalente dello schema di figura 47.

e poiché:

$$v_{GS} = e - R_K i_D$$

la (78) può essere posta nella forma:

$$\mu(e - R_K i_D) = r_d i_D + R_K i_D + R_C i_D$$

da cui:

$$i_D = \frac{\mu e}{r_d + R_K(\mu + 1) + R_C} \quad (79)$$

ed essendo:

$$R_C = R_K = R$$

la (79) diventa:

$$i_D = \frac{\mu e}{r_d + (\mu + 2)R}$$

e quindi:

$$v_k = R i_D = \frac{\mu e R}{r_d + (\mu + 2)R} \quad (80)$$

$$v_D = -R i_D = -\frac{\mu e R}{r_d + (\mu + 2)R} \quad (81)$$

Dalle (80) e (81) appare che i segnali di uscita sono di ampiezza leggermente inferiore a quella del segnale d'ingresso.

Le due uscite sul *drain* e sul *source*, non sono però equivalenti (a parte il segno) a tutti gli effetti. Infatti guardando solo all'uscita di *drain*, il circuito appare quello di un amplificatore con reazione di corrente (serie-serie), vista nel paragrafo precedente, mentre guardando solo all'uscita di *source*, il circuito appare come un *source-follower* (reazione di tensione tipo serie-parallelo). Tale differenza può essere analizzata più precisamente se si esamina la (79). Questa può essere considerata ottenuta dal circuito equivalente di figura 49, in cui il JFET visto dalla R_C , appare come un generatore di f.e.m. μe e resistenza differenziale $r_d + R_K(\mu + 1)$. Se invece il JFET è visto dalla R_K , la

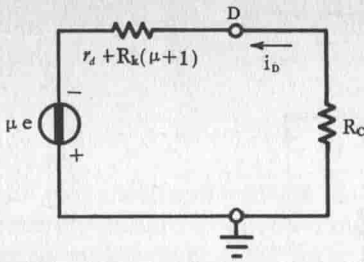


Fig. 49. - Circuito equivalente a quello di figura 48 visto dalla resistenza R_C .

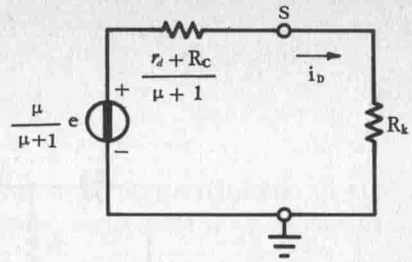


Fig. 50. - Circuito equivalente a quello di figura 48, visto dalla resistenza R_k .

(79) può essere posta nella forma:

$$i_D = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} e}{\frac{r_d + R_C}{\mu + 1} + R_K} \quad (82)$$

e questa è la relazione che si può dedurre da un circuito del tipo di figura 50.

Dall'esame di tali figure appare che mentre la resistenza R_C vede ai suoi capi la resistenza:

$$R_u = r_d + R_k(\mu + 1) \quad (83)$$

quella vista da R_k vale:

$$R'_u = \frac{r_d + R_C}{\mu + 1} \quad (84)$$

Ciò significa che l'uscita di *drain* ha un'impedenza piuttosto alta $[r_d + R_k(\mu + 1)]$, come avviene nel caso di reazione di corrente, mentre quella di *source* è piuttosto bassa $\left(\frac{r_d + R_C}{\mu + 1}\right)$, come avviene nel caso di reazione di tensione. Infatti, per l'uscita di *drain* la R_k dà luogo ad una *reazione di corrente*, mentre per l'uscita di *source* ad una *reazione di tensione*.

I due segnali di uscita del circuito di figura 47, nel caso che $R_k = R_C$, saranno quindi di uguale ampiezza solo se gli utilizzatori di detti segnali hanno resistenza molto più alta delle resistenze di uscita dell'invertitore.

Esempio:

Nel caso che $R_C = R_k = 5 \text{ k}\Omega$ e l'invertitore di fase sia realizzato con un JFET avente nell'intorno del punto di funzionamento a riposo $\mu = 120$ e $r_d = 40 \text{ k}\Omega$, l'amplificazione del segnale risulta dalla (81):

$$A = \frac{V_{DM}}{E_M} = \frac{\mu R_C}{r_d + (\mu + 2)R_C} = \frac{120 \cdot 5 \cdot 10^3}{40 \cdot 10^3 + (120 + 2) \cdot 5 \cdot 10^3} \cong 0,92$$

e la resistenza di uscita di *drain*, dalla (83):

$$R_u = r_d + R_k(\mu + 1) = 10 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^3(120 + 1) = 645 \text{ k}\Omega$$

mentre quella di uscita dal *source*, dalla (84):

$$R'_u = \frac{r_d + R_C}{\mu + 1} = \frac{(40 + 5) \cdot 10^3}{120 + 1} \cong 372 \text{ }\Omega$$

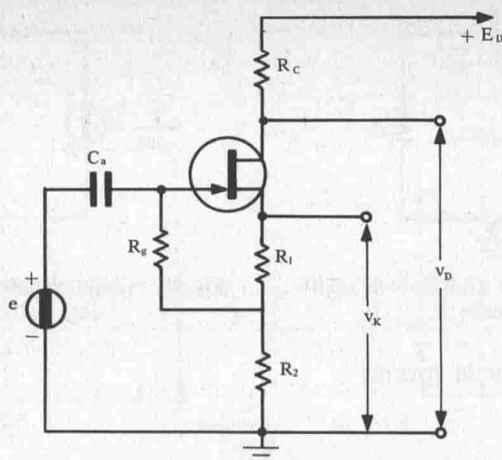


Fig. 51. - Invertitore di fase a JFET, completo di circuito di polarizzazione ($R_1 + R_2 = R_C$).

Il punto di funzionamento a riposo deve essere scelto circa a metà fra $v_{GS} = 0$ e la tensione di pinch-off V_p , in modo da poter utilizzare l'intera escursione possibile del punto di funzionamento, rimanendo nella zona di linearità, assicurata dalla forte reazione negativa presente.

Poiché la tensione di gate a riposo V_{GO} è data dalla relazione:

$$V_{GO} = V_{GSO} + V_{SO} = V_p/2 + \frac{E_D - V_{DSO}}{2}$$

(nel caso che $R_C = R_k$ la caduta di tensione $E_D - V_{DSO}$ sulle resistenze di carico si divide a metà), la polarizzazione può essere in pratica ottenuta, come per il *source-follower*, spezzando in due la resistenza R_k , come indicato in figura 51, in modo tale che la caduta di tensione su R_1 uguagli il valore di V_{GSO} (a parte il segno).

Nel caso in cui si impieghino transistori, il circuito si presenta come in figura 52, per cui si pone ancora $R_E = R_C$.

Lo studio può essere condotto in maniera del tutto identica a quanto visto nel caso dei JFET. L'uscita di collettore si comporta come quella di un amplificatore con

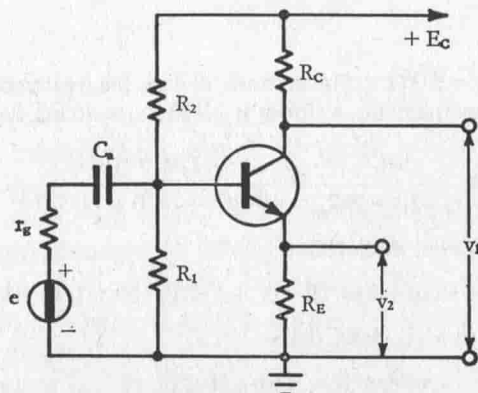


Fig. 52. - Invertitore di fase a transistori.

reazione di corrente, per cui, dalla (76), l'amplificazione intrinseca di tensione, in valore assoluto, risulta, essendo nel caso in esame $R'_p = R_C$ (uscita non caricata):

$$\frac{v_1}{V_B} = \frac{v_2}{v_B} = A'_{vr} = \frac{A_i R_C}{h_{ie} + A_i R_C} \quad (85)$$

La (85) mostra che anche in questo caso i segnali di uscita risultano di ampiezza leggermente minore di quella d'ingresso. Si può anche vedere che le resistenze di uscita risultano molto diverse fra loro.

Per un corretto funzionamento dell'invertitore, il punto di funzionamento a riposo deve essere scelto in modo da poter ottenere la massima ampiezza possibile del segnale di uscita. Considerando che per effetto della forte reazione introdotta dalla resistenza sull'emettitore, l'intera zona di funzionamento può essere ritenuta lineare e considerando trascurabile la V_{CESAT} del transistor, il punto di funzionamento a riposo può essere fissato al valore:

$$V_{CEO} \cong E_C/2$$

Di conseguenza, essendo le due resistenze di carico uguali, su ciascuna di esse si localizza metà della tensione disponibile, cioè $E_C/4$ e questo è anche il potenziale di emettitore rispetto a massa. La tensione di base a riposo, sempre riferita a massa, risulta:

$$V_{BO} = V_{BEO} + V_{EO} = V_{BEO} + E_C/4$$

dove il valore di V_{BEO} viene dedotto dalle caratteristiche del transistor. In tali condizioni la massima ampiezza di ciascun segnale di uscita si avvicina a $E_C/4$.

9. Reazione negativa negli amplificatori e più stadi

Gli esempi di reazione riportati nei precedenti paragrafi riguardavano un solo stadio di amplificazione. Però, come già accennato al paragrafo 1 del presente capitolo, la reazione negativa può abbracciare più stadi di amplificazione. In quest'ultimo caso, però occorre fare attenzione alle inversioni di fase introdotte da ciascuno stadio per essere certi che nel circuito di confronto si abbia una differenza effettiva fra segnale d'ingresso e di reazione, in altri termini, si abbia effettivamente una reazione negativa.

Reazione di tipo parallelo-serie

Tale tipo di reazione che prevede un circuito di prelievo di tipo serie (reazione di corrente) e un circuito di confronto di tipo parallelo, secondo lo schema di principio di figura 7b, è possibile in un amplificatore a due stadi. Un esempio è riportato in figura 53, nel caso di un amplificatore a transistori.

Dall'osservazione della figura 53, si nota che il segnale (tensione e corrente) di uscita del transistor T_1 è in opposizione di fase con la corrente I_i erogata dal generatore d'ingresso e ; la corrente di emettitore di T_2 e quindi anche la tensione ai capi di R'_E è in fase con quella di base, che è una parte della corrente di uscita di T_1 . Risulta perciò che I_u è in opposizione di fase rispetto alla corrente d'ingresso, per cui la corrente di reazione I_r è anch'essa in opposizione a I_i e quindi la reazione sicuramente negativa.

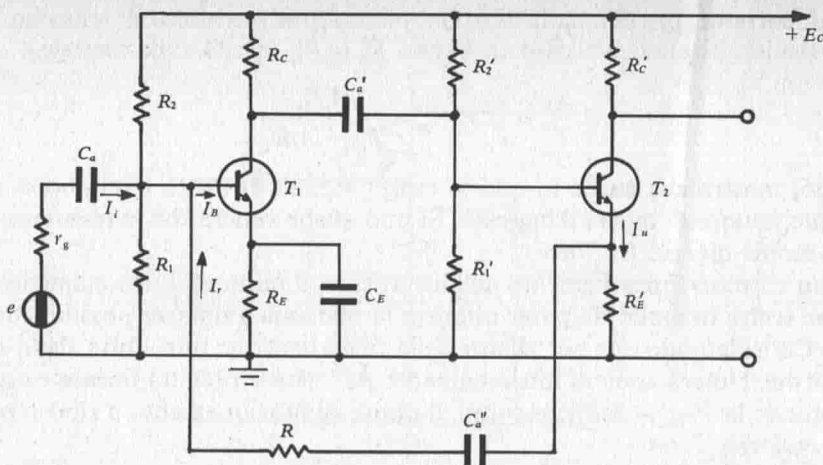


Fig. 53. - Esempio di reazione parallelo-serie (di corrente) in un amplificatore a due stadi.

Lo studio può essere condotto con i criteri generali, trovando l'amplificazione in assenza di reazione. Come nei casi precedenti, il circuito d'ingresso, con effetto di reazione annullato, si ottiene aprendo il circuito di uscita; in tal caso sul circuito d'ingresso, in parallelo a R_1 , compare la serie delle resistenze R e R'_E . Il circuito di uscita, con effetto di reazione annullato, si ottiene cortocircuitando a massa il nodo di somma; in tali condizioni, la resistenza R viene a porsi in parallelo alla R'_E .

Il calcolo dell'amplificazione in assenza di reazione, deve tener conto che nel secondo stadio è presente una reazione locale di corrente (reazione serie-serie) che interessa cioè solo questo stadio, per effetto delle resistenze R'_E e R , in parallelo tra loro, sull'emettitore di T_2 . Tale reazione locale deve essere trattata con i criteri esposti al paragrafo 7.

Il fattore di reazione H vale:

$$H = I_r / I_u$$

e, tenendo presente che è:

$$I_r = (V_{R'_E} - V_B) / R \cong V_{R'_E} / R$$

essendo di solito $V_{R'_E} \gg V_B$, segue:

$$V_{R'_E} / R = I_r = (I_u - I_r) R'_E / R$$

da cui:

$$I_r = \frac{I_u R'_E}{R + R'_E}$$

Si ha quindi:

$$H = I_r / I_u = \frac{R'_E}{R + R'_E}$$

Infine il generatore d'ingresso deve essere trasformato in un generatore di corrente, applicando il teorema di Norton e l'amplificazione A_{oi} che si ottiene è un'amplificazione di corrente.

L'amplificazione con reazione vale ancora:

$$A_{ir} = \frac{A_{oi}}{1 + A_{oi} H}$$

e, nel caso che $A_{oi}H \gg 1$, si può scrivere:

$$A_{ir} \cong 1/H = \frac{R + R'_E}{R'_E}$$

Altri esempi di reazione negativa negli amplificatori a più stadi

Un esempio di reazione tipo serie-parallelo (di tensione) in un amplificatore a due stadi impieganti JFET, è riportato in figura 54.

Nel caso di un amplificatore a due stadi, la tensione di uscita alle medie frequenze risulta in fase con il segnale applicato all'ingresso, per cui non può essere sommato a quest'ultimo, in quanto la reazione risulterebbe positiva. La parte del segnale di uscita, che viene riportata sull'ingresso deve quindi essere sottratta al segnale alternativo applicato. Ciò può essere effettuato riportando sul *drain* del primo stadio il segnale di reazione, come indicato in figura 54, in cui è stato supposto per semplicità che i due stadi siano uguali e funzionino nelle stesse condizioni a riposo, in modo i circuiti di polarizzazione del primo e secondo stadio risultino identici. La reazione viene ottenuta tramite il partitore $R - R_k$ che non può avere in parallelo il condensatore C_k , come nel secondo stadio, altrimenti il segnale di reazione sarebbe cortocircuitato a massa e la reazione risulterebbe assente.

Nel circuito illustrato, il fattore di reazione risulta:

$$\bar{H} = \frac{R_k}{R + R_k}$$

e si osserva che il segnale effettivamente entrante nel primo stadio dell'amplificatore è dato dalla differenza fra il segnale d'ingresso e quello ai capi di R_k .

Si deve osservare però che nel caso riportato, oltre ad una reazione di tensione, è presente una reazione locale (che interessa solo il primo stadio) di corrente. Infatti la tensione che si localizza ai capi della resistenza R_k è proporzionale alla corrente che l'attraversa e quest'ultima risulta dalla somma della corrente derivante dal circuito d'uscita attraverso la resistenza R e di quella che circola nell'elemento attivo del primo stadio dell'amplificatore. Questa dà luogo ad una reazione di corrente che riguarda però solo lo stadio interessato.

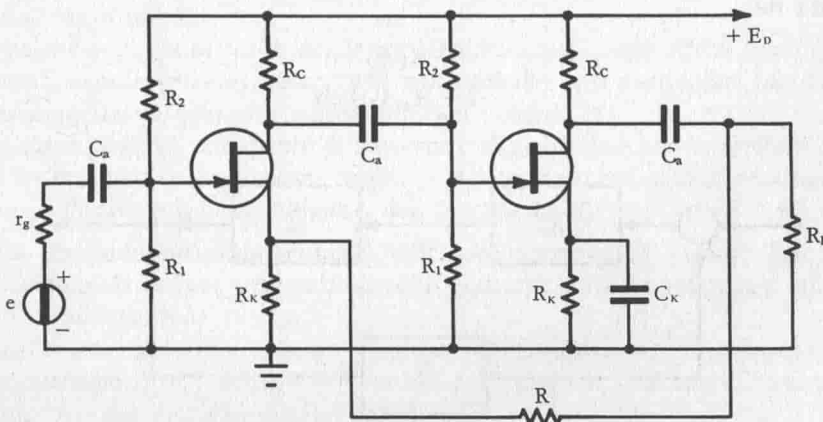


Fig. 54. - Amplificatore a due stadi a JFET con reazione di tensione.

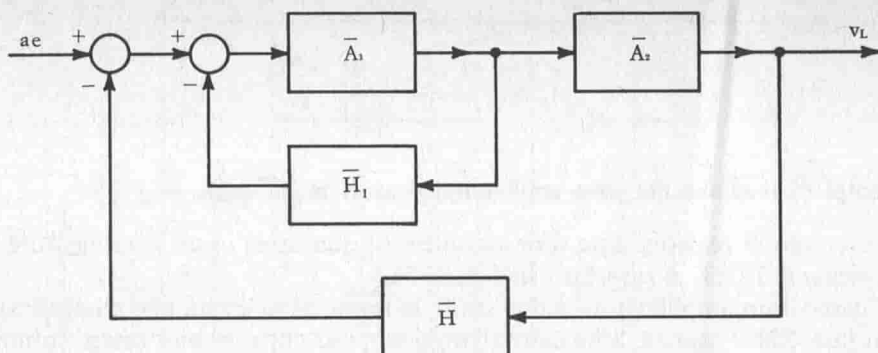


Fig. 55. - Schema a blocchi dell'amplificatore a due stadi, reazionato di figura 54.

Lo schema a blocchi nel caso di figura 54 appare come in figura 55, in cui è stata evidenziata la reazione interessante solamente il primo stadio.

Lo schema a blocchi disegnato ci indica la via più rapida per lo studio dell'amplificatore in esame. Infatti, considerando il primo stadio come un amplificatore indipendente, esso può essere sostituito con un blocco il cui rapporto di trasferimento $\bar{A}_{1r}$ è dato dall'amplificazione di tensione del primo stadio con reazione di corrente, calcolato con la (66) del paragrafo 7, cioè in pratica considerando il JFET come avente una resistenza interna $r_d + (\mu + 1)R_k$. In tal modo lo schema a blocchi di figura 55 si riduce a quello di figura 56, da cui si ha l'amplificazione in presenza di reazione:

$$\bar{A}_r = \frac{\bar{A}_{1r}\bar{A}_2}{1 + \bar{H}\bar{A}_{1r}\bar{A}_2} \quad (86)$$

Quando si voglia effettuare una reazione di tensione in un amplificatore a tre stadi, osservando che la tensione di uscita è in opposizione di fase con la tensione d'ingresso, occorre sommare i due segnali mediante circuiti del tutto simili a quelli impiegati nel caso di un solo stadio.

Uno schema tipico di amplificatore a tre stadi con reazione di tensione (tipo parallelo-parallelo) è rappresentato in figura 57 e il relativo schema a blocchi in figura 58, da cui si vede che l'amplificazione con reazione alle medie frequenze (amplificazione reale) è data da:

$$A_r = \frac{-A_1A_2A_3}{1 + A_1A_2A_3H} \quad (87)$$

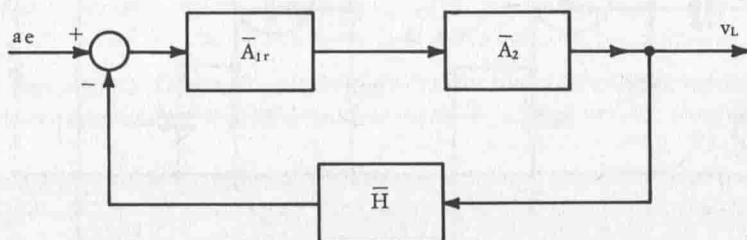


Fig. 56. - Schema a blocchi equivalente a quello di figura 55.

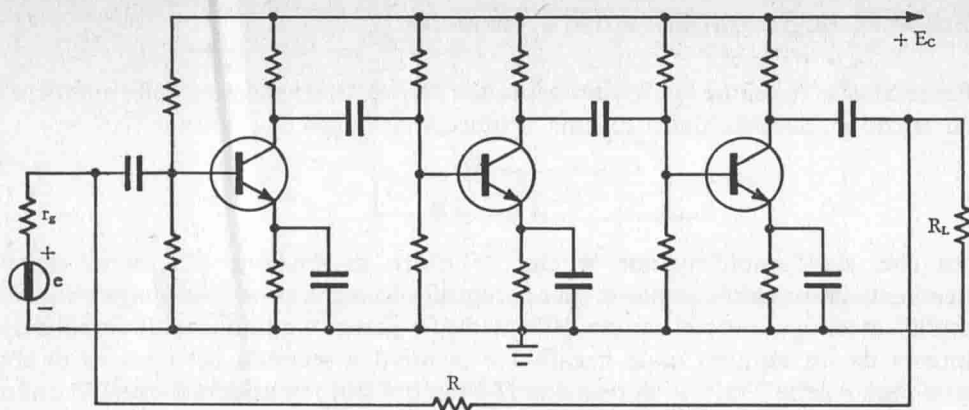


Fig. 57. - Amplificatore a tre stadi a transistori, reazionato negativamente in tensione.

È da notare che, per un rigoroso calcolo delle amplificazioni e quindi delle prestazioni del circuito, occorre considerare il circuito di reazione come un carico sia dell'ultimo stadio di amplificazione che come carico del generatore d'ingresso, sebbene di solito le resistenze del circuito di reazione siano abbastanza grandi rispetto alle altre che costituiscono il carico dell'ultimo stadio.

10. Reazione positiva

Si ha reazione positiva quando il segnale effettivo d'ingresso all'amplificatore è dato dalla somma di quello applicato e del segnale di reazione. In tale caso, come già puntualizzato al paragrafo 1 del presente capitolo, il guadagno di anello $\bar{A}\bar{H}$ è espresso da un numero positivo, per cui l'amplificazione con reazione:

$$\bar{A}_r = \frac{\bar{A}}{1 - \bar{A}\bar{H}} \quad (88)$$

risulta maggiore dell'amplificazione in assenza di reazione; addirittura nel caso che $\bar{A}\bar{H} = 1$, il denominatore della (88) risulta nullo e l'amplificazione con reazione tende a infinito. In questo caso si hanno fenomeni d'instabilità che verranno discussi nei paragrafi che seguono.

La reazione positiva di solito non è impiegata a causa degli effetti svantaggiosi che vengono qui di seguito elencati; essa è utilizzata solo in casi particolari (oscillatori) che formeranno oggetto di apposita trattazione nel volume II.

La reazione positiva può essere di tensione o di corrente e produce effetti contrari a quelli visti a proposito della reazione negativa. Ad esempio nel caso di reazione positiva di tensione si ha, oltre ad un aumento dell'amplificazione:

- Una diminuzione della stabilità dell'amplificazione al variare dei parametri dell'elemento attivo; tale diminuzione è di una entità equivalente all'aumento dell'amplificazione.
- Una restrizione della banda passante dell'amplificatore (aumento di f_1 e diminuzione di f_2 , sempre in ragione dell'aumento dell'amplificazione).
- Aumento dei disturbi e delle distorsioni.
- Aumento dell'impedenza d'uscita dell'amplificatore.

11. Stabilità negli amplificatori a reazione

Riprendendo in esame la (5), che costituisce l'espressione generica dell'amplificazione con reazione, dedotta dallo schema a blocchi di figura 2:

$$\bar{A}_r = \frac{\bar{A}}{1 - \bar{A}\bar{H}}$$

si nota che, sia l'amplificazione $\bar{A}$ che il fattore di reazione $\bar{H}$, sono espressi genericamente da numeri complessi. Nei paragrafi successivi sono stati sempre considerati amplificatori operanti nel campo delle medie frequenze e quindi aventi amplificazione espressa da un numero reale negativo o positivo a seconda del numero di stadi dispari o pari. Anche il fattore di reazione H è sempre stato considerato reale in quanto risultante da un circuito di reazione costituito sempre da partitori resistivi.

Se però si considerano frequenze diverse da quelle intermedie, l'amplificazione diventa complessa. Infatti si è visto nel capitolo VIII, che sia alle basse frequenze che alle alte, il segnale di uscita da uno stadio risulta sfasato di un angolo diverso da 180° e che tale sfasamento, sempre rispetto a quello alle medie frequenze, varia man mano che la frequenza diminuisce, come pure quando la frequenza aumenta. Ad esempio in corrispondenza della frequenza di taglio inferiore f_1 , lo sfasamento del segnale di uscita rispetto a quello alle medie frequenze risulta di 45° in anticipo e alla frequenza di taglio superiore f_2 di 45° in ritardo.

Se ora esaminiamo lo schema a blocchi di un amplificatore a più stadi (ad es. a tre stadi), riportato in figura 58, alle medie frequenze, il segnale di reazione v_r , se si suppone H reale, risulta sfasato di 180° rispetto a e (ciascuno stadio alle medie frequenze introduce uno sfasamento di 180°) e quindi il segnale somma v_s risulterà di ampiezza pari alla differenza delle ampiezze dei segnali d'ingresso e di reazione (cioè la somma in realtà è una differenza di segnali, come deve essere nella reazione negativa). Se ora la frequenza del segnale aumenta, ciascuno stadio provoca un ulteriore sfasamento del segnale amplificato. Per fissare le idee, se si suppongono i tre stadi perfettamente uguali, nel caso che si consideri la frequenza f^* a cui ciascuno stadio sfasi il segnale di 60° oltre i 180° , lo sfasamento prodotto dai tre stadi aumenta complessivamente di altri 180° . Per tale frequenza il segnale di reazione, che alle medie frequenze è in opposizione di fase con il segnale d'ingresso e , si trova in fase con quest'ultimo, per cui la reazione da negativa diventa positiva. In tale caso si può dimostrare che se il guadagno di anello $\bar{A}\bar{H}$ risulta in modulo maggiore di 1, si ha instabilità.

Per comprendere meglio tutto ciò, definiamo innanzi tutto che cosa si intende per amplificatore stabile o instabile.

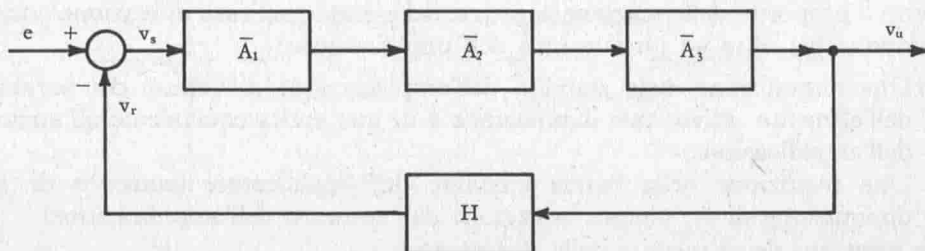


Fig. 58. - Schema a blocchi di un amplificatore reazionato negativamente a tre stadi.

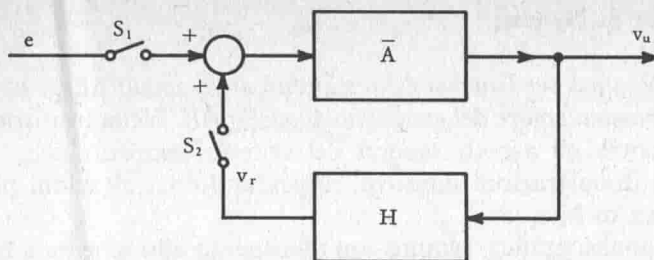


Fig. 59. - Schema a blocchi con interruttori S_1 e S_2 per lo studio della stabilità dell'amplificatore a reazione.

Un amplificatore si dice stabile quando soggetto ad una perturbazione, cessando questa, dopo un periodo transitorio, ritorna nelle condizioni iniziali. È invece instabile, quando, soggetto ad una perturbazione, si allontana indefinitamente dalle condizioni iniziali al cessare di essa.

Poiché tale definizione è del tutto generale, si possono considerare come condizioni iniziali quelle di riposo dell'amplificatore e come perturbazione un segnale sinusoidale di frequenza f^* , tale che il segnale di reazione v_r risulti in fase con il segnale applicato.

Si supponga ora di aprire l'anello di reazione, mediante un interruttore S_2 e di applicare il segnale e di frequenza f^* , tramite un altro interruttore S_1 , come indicato in figura 59.

Si possono ora distinguere due casi:

a) Il segnale di reazione v_r , in fase con e risulta di ampiezza minore del segnale d'ingresso, cioè il guadagno di anello, che in questo caso coincide con v_r/e , è minore di 1. In tali condizioni, aprendo S_1 e chiudendo contemporaneamente S_2 , si elimina la perturbazione, però all'ingresso dell'amplificatore entra ora il segnale v_r ; quest'ultimo ricircola nell'anello di reazione e ritorna sull'ingresso di ampiezza ancora minore e così ad ogni ciclo successivo. Si ottiene in tal modo una *oscillazione che si smorza* e dopo un certo tempo scompare. L'amplificatore ritorna così nelle condizioni di riposo e quindi risulta stabile.

b) Il segnale di reazione v_r è di ampiezza maggiore del segnale d'ingresso, cioè il guadagno di anello $\bar{A}H$ risulta in modulo maggiore di 1 alla frequenza f^* . In tali condizioni, aprendo S_1 e chiudendo contemporaneamente S_2 , nell'amplificatore entra un segnale v_r di ampiezza maggiore; il segnale che ritorna all'ingresso e che entra nel ciclo successivo risulta di ampiezza ancora maggiore e così via. Il segnale che circola nell'anello e che compare all'uscita dell'amplificatore appare di ampiezza sempre crescente, pur avendo tolto quello d'ingresso. L'amplificatore non ritorna più nelle condizioni iniziali e quindi risulta instabile; l'oscillazione che è stata innescata viene limitata in ampiezza dalla non linearità delle caratteristiche degli elementi attivi dell'amplificatore per i grandi segnali.

Un caso limite, non realizzabile praticamente è quello in cui il segnale di reazione risulta esattamente di ampiezza uguale a quella del segnale applicato e . In tale caso aprendo S_1 e chiudendo S_2 , si avrebbe un segnale di reazione sempre di ampiezza uguale ed una oscillazione persistente.

La stabilità di un amplificatore a reazione può essere analizzata con metodi grafici, applicando alcuni *criteri di stabilità*, fra i quali uno dei più noti è quello di Nyquist.

Criterio di stabilità di Nyquist

Il criterio di Nyquist per l'analisi della stabilità di un amplificatore a reazione, si basa sull'esame del diagramma polare del guadagno di anello $\bar{A}\bar{H}$. Nella trattazione che segue ci si limiterà ad esporre gli aspetti salienti del criterio, espresso nella sua forma più semplice e a dare dimostrazioni intuitive, rimandando a trattazioni più specifiche la teoria generalizzata di Nyquist.

In sostanza l'analisi grafica, sempre con riferimento allo schema a blocchi di figura 59, parte dal tracciamento del diagramma polare del rapporto di trasferimento $\bar{A}\bar{H}$ che consiste nel determinare il luogo dei punti costituente il vertice dei vettori che rappresentano il numero complesso $\bar{A}\bar{H}$ in funzione della frequenza per f variabile da zero a infinito, come indicato in figura 60, per un amplificatore a tre stadi. Il tracciamento del diagramma polare di un amplificatore è già stato descritto nel capitolo VIII; nel nostro caso è in genere sufficiente alterare i vettori nel rapporto H , essendo spesso H un numero reale, per cui il diagramma di $\bar{A}\bar{H}$ di solito risulta simile a quello di $\bar{A}$.

Sempre con riferimento alla figura 60, per una generica frequenza f , il vettore $\bar{M}\bar{O}$ corrispondente rappresenta graficamente il guadagno di anello dell'amplificatore a reazione e, se si assume il segnale d'ingresso e reale e di ampiezza unitaria (quindi rappresentabile in figura 60 con il vettore $\bar{Q}\bar{O}$), $\bar{M}\bar{O}$ rappresenta anche il segnale di reazione v_r ad anello aperto di figura 59.

Se ora si considera la frequenza f^* per cui il vettore corrispondente $\bar{N}\bar{O}$ risulta reale con argomento zero (nella figura le frequenze per cui $\bar{A}\bar{H}$ è reale positivo sono due), se esso ha modulo minore di 1, si cade nel caso a) del presente paragrafo e quindi l'amplificatore è stabile, mentre se tale modulo è maggiore di 1 si cade nel caso b), cioè v_r ha modulo maggiore del segnale d'ingresso e l'amplificatore è instabile.

Nel primo caso, il punto Q di ascissa $1+j0$ di figura 60 risulta esterno al diagramma polare, nel secondo caso la situazione appare come in figura 61, cioè il diagramma abbraccia il punto di coordinate $1+j0$, per cui si può concludere che un

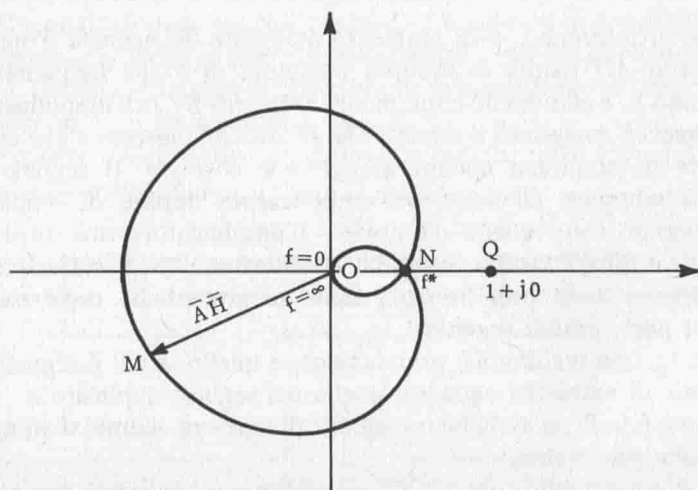


Fig. 60. - Diagramma polare di $\bar{A}\bar{H}$ in un amplificatore RC a tre stadi.

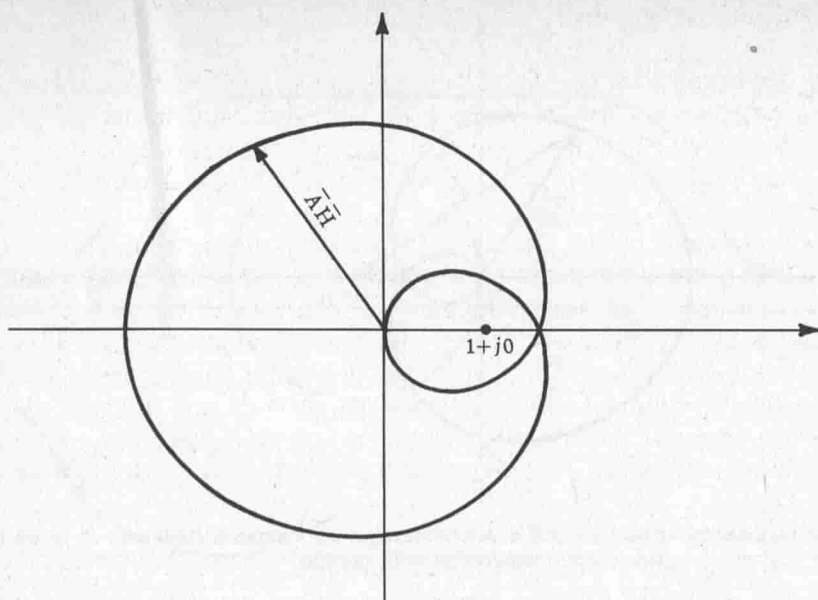


Fig. 61. - Diagramma polare di un amplificatore a reazione che risulta instabile.

amplificatore con reazione negativa di tensione risulta stabile nel caso che il diagramma polare di $\bar{A}\bar{H}$ non abbraccia il punto $1+j0$, mentre risulta instabile nel caso che tale diagramma polare circonda il punto $1+j0$ (*).

Dal diagramma polare si può anche vedere il campo di frequenze in cui la reazione da negativa diventa positiva, osservando che la reazione negativa riduce l'amplificazione, mentre quella positiva la aumenta, rispetto al suo valore in assenza di reazione. Infatti dall'espressione dell'amplificatore con reazione:

$$\bar{A}_r = \frac{\bar{A}}{1 - \bar{A}\bar{H}}$$

si ha che la reazione è negativa se il termine $1 - \bar{A}\bar{H}$ in modulo è maggiore di 1, mentre è positiva se il modulo di $1 - \bar{A}\bar{H}$ è minore di 1.

Dal diagramma polare di $\bar{A}\bar{H}$ di figura 62, si nota che il vettore $1 - \bar{A}\bar{H}$ è dato dalla differenza del vettore $\bar{Q}\bar{O} = 1+j0$ e del vettore $\bar{A}\bar{H}$, cioè per una generica frequenza f' , cui corrisponde $\bar{A}\bar{H} = \bar{P}\bar{O}$, il vettore $1 - \bar{A}\bar{H}$ è dato da $\bar{Q}\bar{P}$.

Se ora si traccia un cerchio di raggio unitario con centro in Q , per tutti i punti del diagramma polare di $\bar{A}\bar{H}$ che cadono entro detto cerchio risulta $|1 - \bar{A}\bar{H}| < 1$ e quindi nel campo di frequenze corrispondente la reazione è positiva, mentre al di fuori è negativa.

(*) Nel caso che il circuito di reazione sia realizzato secondo lo schema a blocchi di figura 56, in cui viene eseguita la differenza fra il segnale d'ingresso e quello di reazione, occorre, o tracciare il diagramma polare di $-\bar{A}\bar{H}$, oppure tracciando il diagramma di $\bar{A}\bar{H}$, considerare il punto $-1+j0$, anziché $1+j0$.

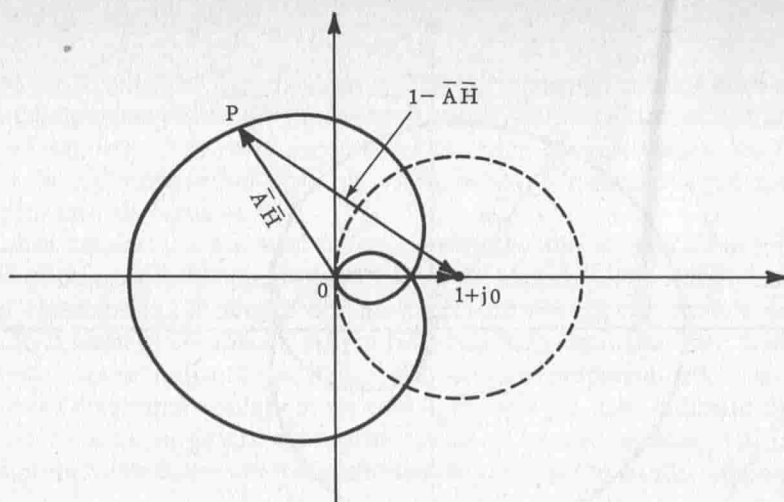


Fig. 62. - Costruzione del vettore $1 - \bar{A}\bar{H}$ e determinazione del campo di frequenza in cui la reazione da negativa diventa positiva.

Criterio di stabilità di Bode

Un altro metodo grafico per l'analisi della stabilità di un amplificatore a reazione è quello di Bode. Non si intende in questa sede trattare a fondo tale criterio in quanto esso è largamente diffuso nello studio dei sistemi a reazione in genere, e forma l'argomento principale della regolazione automatica; quindi per una trattazione completa si rimanda ai testi specifici. Qui si intende dare solo un brevissimo cenno.

Il criterio di stabilità di Nyquist parte dal tracciamento del diagramma polare del guadagno di anello $\bar{A}\bar{H}$. Tale diagramma rappresenta il luogo dei punti vertici del vettore $\bar{A}\bar{H}$ al variare della frequenza ed ogni suo punto fornisce il valore del modulo AH e dell'argomento φ per ogni valore di frequenza.

Il modulo AH e l'argomento φ possono essere riportati su un diagramma cartesiano (in genere logaritmico) in funzione della frequenza f del segnale. Se H è un numero reale, il diagramma AH sarà proporzionale alla curva di risposta dell'amplificatore, descritta nel capitolo VIII, come pure quella dello sfasamento φ coincide con quella dello sfasamento dell'amplificatore. Tale curva però viene tracciata non tenendo conto dello sfasamento nelle medie frequenze. Un esempio è riportato in figura 63.

Se si esamina ora il diagramma polare di figura 60, si nota che quando l'argomento φ diventa 180° rispetto a quello alle medie frequenze, che è di 180° (argomento di $\bar{A}\bar{H}$ uguale a zero), il modulo di $\bar{A}\bar{H}$ risulta minore di 1 se l'amplificatore è stabile mentre è maggiore di 1 se l'amplificatore è instabile.

Poiché in genere all'aumentare del modulo di $\bar{A}\bar{H}$ lo sfasamento diminuisce, si possono considerare le frequenze per cui il modulo di $\bar{A}\bar{H}$ vale 1 e calcolare il corrispondente sfasamento: se esso risulta minore di 180° , l'amplificatore è stabile, in caso contrario è instabile.

Più comunemente il modulo di $\bar{A}\bar{H}$ vien misurato in decibel e al valore 1 corrisponde zero dB, per cui il criterio di Bode stabilisce che *un amplificatore reazionato negativamente è stabile se alle frequenze per cui il guadagno di anello vale 0 dB, lo sfasamento φ è minore di 180° .*

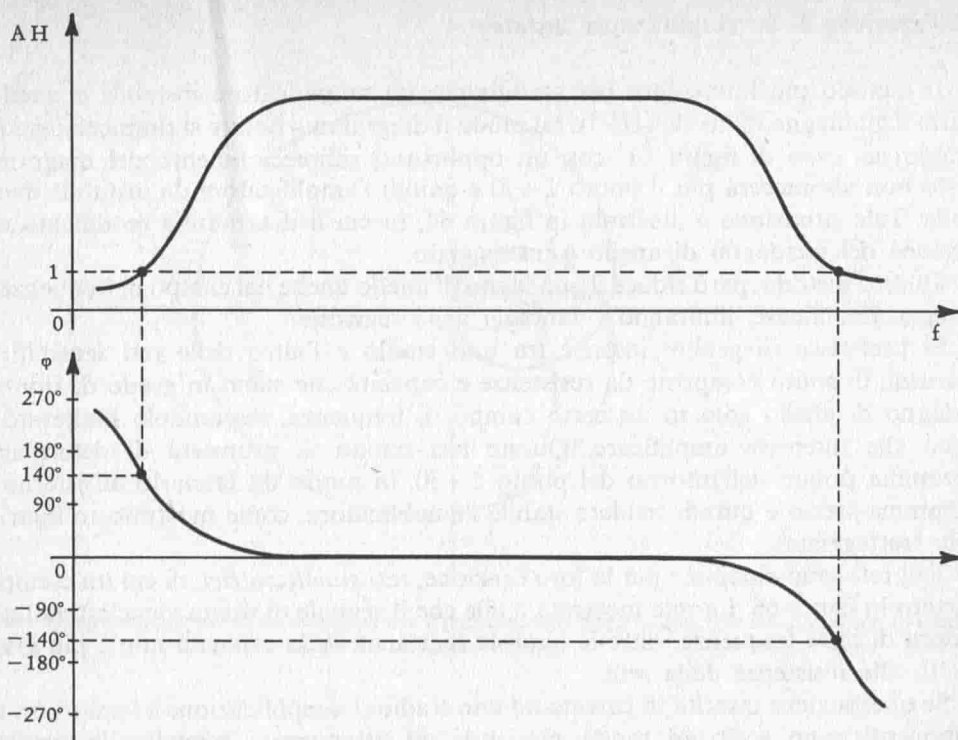


Fig. 63. - Curve del guadagno di anello AH e dello sfasamento in funzione della frequenza, in un amplificatore a reazione.

Margine di guadagno e margine di fase

Il grado di stabilità di un amplificatore a reazione viene definito in termini di *margine di guadagno* e *margine di fase*.

Facendo riferimento al diagramma polare di figura 60, si definisce *margine di guadagno* G il rapporto fra il segmento unitario $\overline{QO}$ e il modulo del vettore $\overline{NO}$ corrispondente ad $\overline{AH}$ alla frequenza per cui l'argomento $\varphi = 0$, cioè è:

$$G = 1/\overline{NO}$$

Esso è maggiore di 1 quando l'amplificatore è stabile, minore di 1 quando è instabile. Spesso si usa esprimere il *margine di guadagno* in dB ed esso sarà positivo in caso di amplificatore stabile, negativo in caso contrario.

Facendo riferimento al diagramma cartesiano di figura 63, si definisce *margine di fase* γ , l'angolo che manca al raggiungimento dei 180° , in corrispondenza della frequenza per cui il modulo di $\overline{AH}$ assume valore unitario (0 dB), cioè è:

$$\gamma = 180 - \varphi_0$$

essendo φ_0 lo sfasamento dell'amplificatore in corrispondenza di $\overline{AH} = 1$. Se l'amplificatore è stabile, γ è positivo, se instabile negativo.

Il valore del margine di fase o del margine di guadagno fornisce una idea abbastanza precisa del grado di stabilità dell'amplificatore. Un sufficiente grado di stabilità richiede un margine di guadagno di almeno 10 dB e un margine di fase di oltre 50° .

Stabilizzazione di un amplificatore instabile

Il metodo più immediato per stabilizzare un amplificatore instabile è quello di ridurre il guadagno di anello $\bar{A}\bar{H}$. In tal modo il diagramma polare si rimpicciolisce e, ad esempio nel caso di figura 61, con un opportuno rimpicciolimento del diagramma, questo non abbraccerà più il punto $1 + j0$ e quindi l'amplificatore da instabile diventa stabile. Tale situazione è illustrata in figura 64, in cui il diagramma modificato dalla riduzione del guadagno di anello è tratteggiato.

Questo metodo, però riduce il guadagno di anello anche nel campo di frequenze che interessa amplificare, limitando i vantaggi della reazione.

Si preferisce in genere inserire fra uno stadio e l'altro delle reti sensibili alla frequenza, di solito composte da resistenze e capacità che siano in grado di ridurre il guadagno di anello solo in un certo campo di frequenza, lasciandolo inalterato nel campo che interessa amplificare. Queste reti hanno la proprietà di deformare il diagramma polare nell'intorno del punto $1 + j0$, in modo da lasciarlo all'esterno del diagramma stesso e quindi rendere stabile l'amplificatore, come mostrato in figura 65 (parte tratteggiata).

Tali reti sono chiamate per la loro funzione, *reti stabilizzatrici*, di cui un esempio è riportato in figura 66. La rete mostrata è tale che il segnale di uscita viene attenuato al di sopra di certe frequenze, oltre le quali la reattanza della capacità non è più grande rispetto alle resistenze della rete.

Se questa viene inserita in cascata ad uno stadio di amplificazione e i valori dei suoi componenti sono scelti in modo che inizi ad attenuare i segnali alle frequenze corrispondenti a sfasamenti che si avvicinano ai 180° , il guadagno di anello si riduce a partire da tali frequenze e il diagramma polare che ne risulta viene modificato in modo da lasciare all'esterno il punto $1 + j0$.

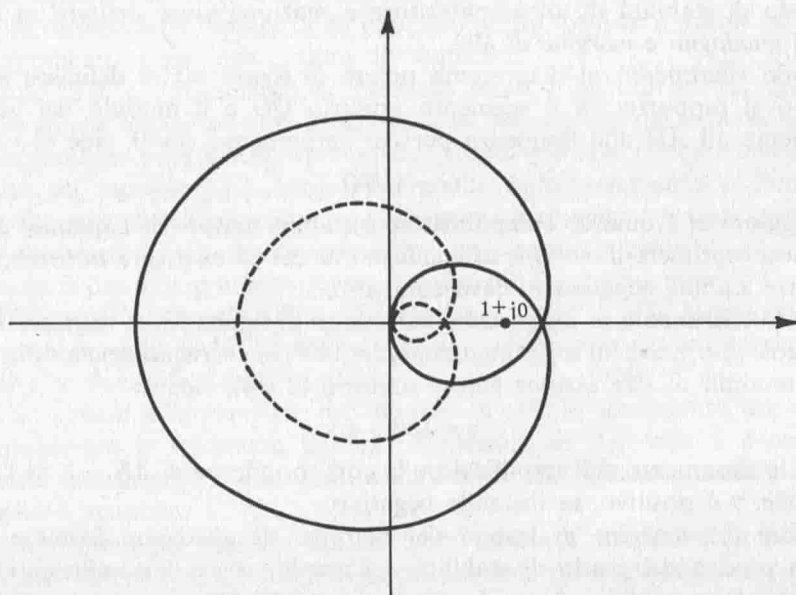


Fig. 64. - Stabilizzazione di un amplificatore mediante riduzione del guadagno di anello.

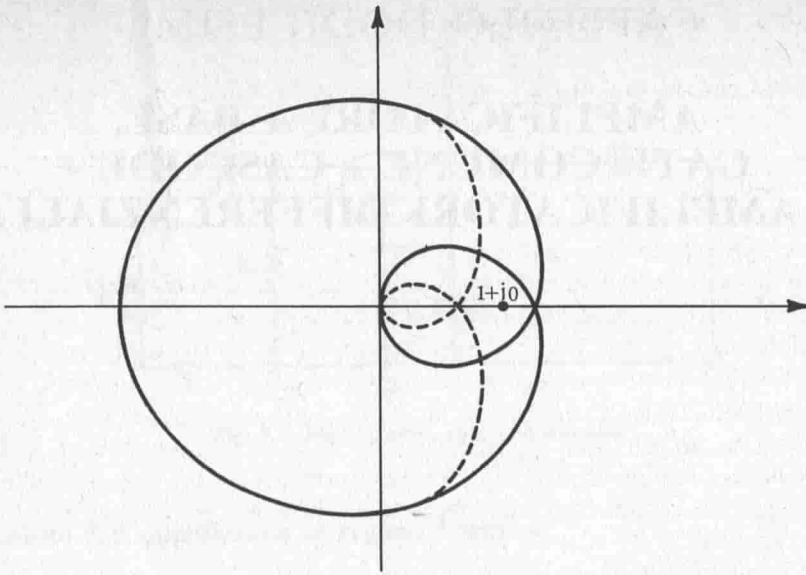


Fig. 65. - Diagramma polare di un amplificatore a reazione deformato da una rete stabilizzatrice, in modo da renderlo stabile.

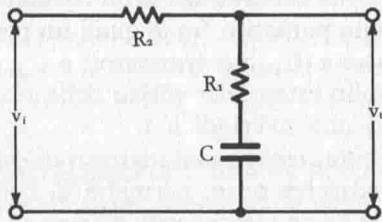


Fig. 66. - Esempio di rete stabilizzatrice.

È da notare che il problema della stabilità si incontra negli amplificatori a più stadi. Infatti, se si esaminano i diagrammi polari degli amplificatori a uno o due stadi (cap. VIII), si nota che essi lasciano sempre al di fuori il punto $1 + j0$, per cui il problema della stabilità sorge quando il numero di stadi è superiore a due.

CAPITOLO DODICESIMO

AMPLIFICATORI A BASE, GATE COMUNE - CASCODE - AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI

1. Generalità

Nei capitoli precedenti sono stati studiati amplificatori a *emettitore* o *source comune* e amplificatori a *collettore* o *drain comune*; nei primi la banda passante veniva limitata alle alte frequenze dalle capacità parassite, fra le quali un peso molto importante aveva la capacità fra l'ingresso e l'uscita ($C_{b'e}$ nei transistori e C_{gd} nei FET); nei secondi, pur essendo la banda passante molto estesa, per effetto della reazione negativa di tensione, l'amplificazione del segnale risulta inferiore a 1.

Il collegamento a *base* o *gate comune*, con ingresso di *emettitore* o *source* e uscita di *collettore* o *drain*, come si vedrà fra poco, permette di ottenere una banda passante piuttosto elevata; per contro, si ha una impedenza d'ingresso relativamente bassa, che ne limita le possibilità di amplificazione di segnale, la quale, comunque può raggiungere valori soddisfacenti. Tale tipo di collegamento è impiegato normalmente negli stadi d'ingresso in alta frequenza dei ricevitori radio-televisivi, nei quali è però molto comune anche il collegamento *cascode*, che permette di ottenere una elevata amplificazione e una soddisfacente banda passante e impedenza d'ingresso.

L'ingresso di *emettitore* o *source* è presente anche negli amplificatori differenziali, che utilizzano due segnali d'ingresso (uno sull'*emettitore* o *source* e l'altro sulla *base* o *gate*) e ne amplificano la differenza. Gli amplificatori differenziali trovano largo impiego come stadi d'ingresso di amplificatori a reazione.

2. Amplificatori con base comune

L'amplificatore con base comune si presenta schematicamente come in figura 1; la polarizzazione della base è ottenuta con il partitore $R_1 - R_2$ e per i segnali alternativi la base è posta a massa tramite il condensatore C . Il generatore del segnale da amplificare è collegato sull'emettitore tramite il condensatore C_a e l'uscita infine viene prelevata sul collettore.

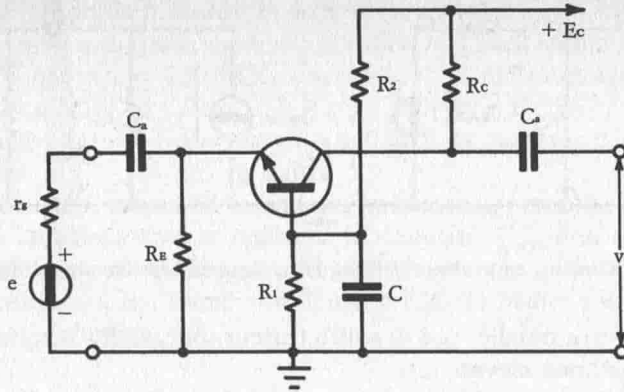


Fig. 1. - Amplificatore con base comune.

Funzionamento dell'amplificatore in regime dinamico

Lo studio dell'amplificatore di figura 1 può essere effettuato sostituendo al transistor il suo circuito differenziale equivalente a parametri ibridi nella connessione a base comune e applicando il teorema di Thèvenin al circuito d'ingresso. Ne risulta il circuito equivalente di figura 2, in cui con R_{eq} è stata indicata il parallelo delle resistenze R_E e r_g (C_a è stato supposto di reattanza trascurabile alle frequenze di funzionamento) e ponendo:

$$a = \frac{R_E}{R_E + r_g}$$

Per il calcolo delle amplificazioni di corrente e di tensione, nonché delle impedenze d'ingresso e d'uscita dell'amplificatore, sono ancora valide le relazioni (4), (8), (11') e (12) del capitolo VII, nelle quali vengono introdotti i parametri ibridi relativi alla connessione a base comune. Di questi la tabella I del capitolo V fornisce le relazioni con i parametri ibridi corrispondenti alla connessione a emettitore comune. Si ha:

$$A_i = \frac{h_{fb}}{1 + h_{ob}R_C} \quad (1)$$

$$A'_v = \frac{v_C}{v_E} = - \frac{A_i R_C}{h_{ib} - A_i h_{rb} R_C} \quad (2)$$

$$R_i = h_{ib} - \frac{h_{rb} h_{fb} R_C}{1 + h_{ob} R_C} = h_{ib} - A_i R_C h_{rb} \quad (3)$$

$$R_u = \frac{1}{h_{ob} - \frac{h_{rb} h_{fb}}{h_{ib} + R_{eq}}} \quad (4)$$

Dalla (1) si osserva che, essendo h_{fb} un numero negativo minore di 1, anche A_i è negativa e inferiore a 1 (la corrente di collettore è minore di quella di emettitore).

L'amplificazione in tensione, dalla (2), è invece positiva (tensione di uscita in fase

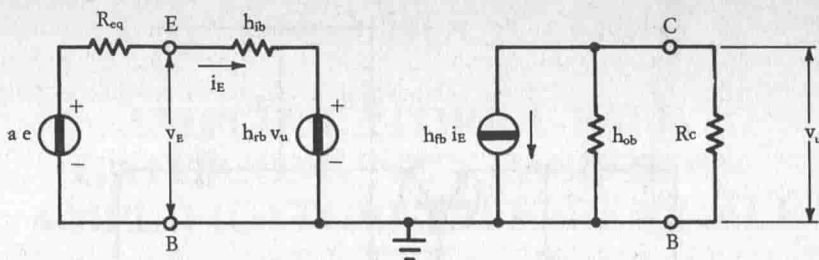


Fig. 2. - Circuito equivalente dell'amplificatore con base comune di figura 1.

con quella d'ingresso) e poiché h_{rb} è di solito trascurabile, se $R_C \gg h_{ib}$, essa può assumere valori anche abbastanza elevati.

La resistenza d'ingresso del transistor, dalla (3), risulta poco diversa da h_{ib} , che, in base a quanto si osserva nella tabella I del capitolo V, presenta valori molto bassi, dell'ordine delle decine di ohm. Questo fatto può creare notevoli problemi nel caso che il generatore del segnale d'ingresso abbia una resistenza r_g piuttosto elevata.

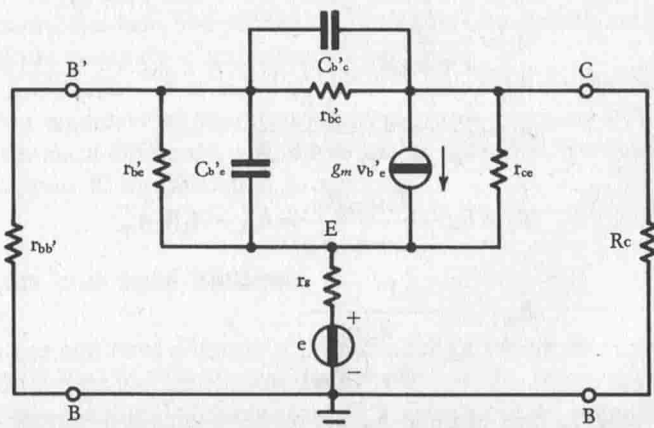
Dalla (4) risulta infine che la resistenza di uscita R_u è poco diversa da $1/h_{ob}$ e, poiché h_{ob} è molto inferiore a h_{oe} , ne consegue una resistenza di uscita di valore piuttosto elevato.

L'impedenza d'ingresso dell'amplificazione è data in realtà dal parallelo di R_i con R_E , dove però in pratica l'effetto di R_E è trascurabile rispetto a R_i , essendo $R_E \gg R_i$.

Spesso poi il segnale di uscita prelevato ai capi di R_C è applicato ad un utilizzatore R_L non percorso dalla componente continua della corrente e che viene a trovarsi in parallelo a R_C (trascurando la reattanza del condensatore di accoppiamento); in tal caso la resistenza di uscita vista ai capi di R_L è data dal parallelo di R_u con R_C e in tutte le relazioni precedenti si deve sostituire a R_C il parallelo di R_C con R_L , come accade negli altri tipi di collegamento già esaminati.

La possibilità di ottenere l'amplificazione in un campo di frequenza molto elevato, come è necessario nello stadio d'ingresso dei ricevitori radio e televisivi, si spiega considerando la variazione di h_{rb} con la frequenza. Infatti, dalla (25) del capitolo VIII, si ha:

$$f_{hfb} = f_{hfe}(1 + h_{feo}) \quad (5)$$

Fig. 3. - Circuito equivalente dell'amplificatore di figura 1 con il transistor sostituito dal suo circuito differenziale a π .

cioè il campo delle frequenze in cui h_{fb} può ritenersi costante è $(1 + h_{fe})$ volte più ampio rispetto a quello in cui si può ritenere costante h_{fe} . Nell'esempio riportato per il transistor BC 108 A è $f_{hb} = 250$ MHz contro 1 MHz nel montaggio con emettitore comune.

Un altro modo di intuire l'allargamento della banda passante è quello di riferirsi al circuito equivalente a π , riportato in figura 3.

Dato che la base è a massa ed essendo $r_{bb'}$ abbastanza piccola, il morsetto B' può essere considerato praticamente a massa e la capacità $C_{b'c}$ non viene più a legare ingresso e uscita come nel montaggio ad emettitore comune, ma viene a trovarsi direttamente in parallelo a R_C . Viene quindi meno l'effetto Miller e la capacità parassita totale si riduce notevolmente.

Esempio:

Nel circuito di figura 1 si conoscono: $E_C = 12$ V, $R_E = 1,2$ k Ω , $r_g = 90$ Ω ; il transistor funziona a riposo con: $I_{CO} = 1,8$ mA, $V_{CEO} = 4,5$ V e in esso i parametri ibridi valgono: $h_{ie} = 1,7$ k Ω ; $h_{oe} = 80$ μ A/V; $h_{fe} = 125$; $h_{re} = 6 \cdot 10^{-4}$.

I parametri ibridi nel collegamento a base comune risultano:

$$\begin{aligned} h_{ib} &= \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} = \frac{1,7 \cdot 10^3}{1 + 125} = 13,5 \text{ } \Omega \\ h_{rb} &= \frac{h_{ie} h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re} = \frac{1,7 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 10^{-6}}{1 + 125} - 6 \cdot 10^{-4} = 4,8 \cdot 10^{-4} \\ h_{fb} &= \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} = -\frac{125}{1 + 125} = -0,992 \\ h_{ob} &= \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}} = \frac{80 \cdot 10^{-6}}{1 + 125} = 0,63 \text{ } \mu\text{A/V} \end{aligned}$$

La resistenza di carico R_C applicando il secondo principio di Kirchhoff alla maglia di uscita vale:

$$R_C = \frac{E_C - V_{CEO}}{I_{CO}} - R_E = \frac{12 - 4,5}{1,8 \cdot 10^{-3}} - 1,2 \cdot 10^3 \cong 3 \text{ k}\Omega$$

L'amplificazione di corrente è $A_i \cong h_{ib} \cong -0,992$ e la resistenza d'ingresso:

$$\begin{aligned} R_i &= h_{ib} - h_{rb} R_C A_i = 13,6 + 4,8 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 0,992 = \\ &= 13,6 + 1,43 \cong 15 \text{ } \Omega \end{aligned}$$

L'amplificazione intrinseca del transistor vale:

$$A_v = -\frac{R_C}{R_i} A_i = \frac{3 \cdot 10^3}{15} \cdot 0,992 = 198$$

L'attenuazione α dovuta alla bassa resistenza d'ingresso è:

$$\alpha = \frac{v_E}{e} = \frac{R_i}{R_i + r_g} = \frac{15}{15 + 90} = 0,143$$

e l'amplificazione complessiva è:

$$A_v = \alpha A'_v = 0,143 \cdot 198 = 28,3$$

Infine si ha per la resistenza di uscita:

$$R_u = \frac{1}{h_{ob} - \frac{h_{rb} \cdot h_{fb}}{h_{ib} + R_{eq}}} = \frac{1}{0,63 \cdot 10^{-6} + \frac{4,8 \cdot 10^{-4} \cdot 0,992}{13,6 + 84}} \cong 180 \text{ k}\Omega$$

essendo $R_{eq} = R_E / r_g = 84 \text{ }\Omega$.

3. Amplificatore con gate a massa

Si può applicare quanto visto a proposito dell'amplificatore con base comune, ai dispositivi comandati in tensione, tenendo presenti le varianti imposte dal diverso sistema di comando.

Per chiarire le idee si prende in esame un circuito impiegante un JFET, ma al solito la trattazione è identica nel caso di un MOS.

In figura 4 è riportato lo schema di un amplificatore con *gate* a massa ed uscita di *drain*.

La corrente di *drain* risulta in opposizione di fase con la tensione d'ingresso (un aumento di v_i produce un aumento della polarizzazione negativa v_{GS}) e, poiché la tensione di uscita è in opposizione di fase con la corrente di *drain*, ne consegue una concordanza di fase fra le tensioni d'uscita e d'ingresso.

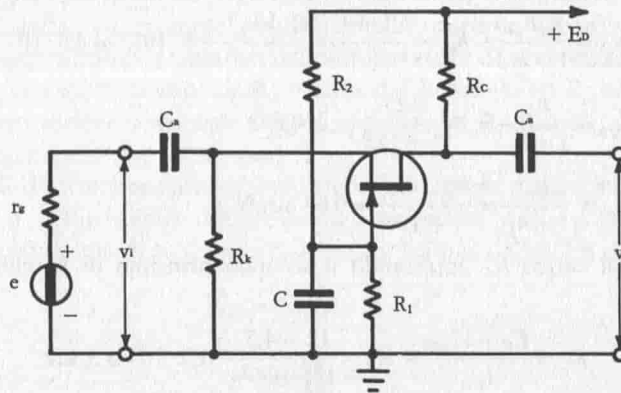


Fig. 4. - Amplificatore di tensione a JFET con ingresso di *source*.

Funzionamento in condizioni dinamiche

Il circuito differenziale dell'amplificatore di figura 4, trascurando l'effetto della R_k di solito molto più grande di r_g , si presenta come in figura 5, in cui con v_i è indicata la tensione d'ingresso al *source*. Essendo $v_{GS} = -v_i$, si ha per la corrente i_D :

$$i_D = \frac{-\mu v_{GS} + v_i}{r_d + R_C} = \frac{(\mu + 1)v_i}{r_d + R_C} \quad (6)$$

Segue per il segnale di uscita:

$$v_u = R_C i_D = \frac{(\mu + 1)R_C v_i}{r_d + R_C}$$

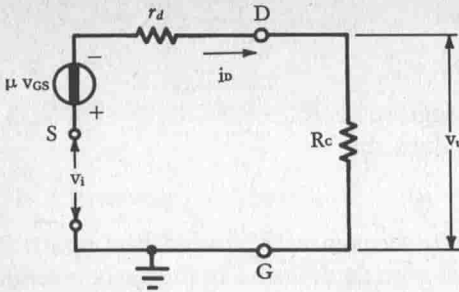


Fig. 5. - Circuito differenziale dell'amplificatore con gate a massa di figura 4.

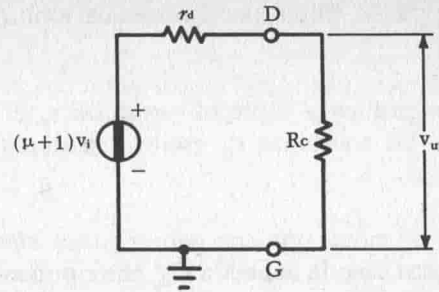


Fig. 6. - Circuito semplificato equivalente a quello di figura 5.

e infine l'amplificazione, intesa come rapporto tra la tensione di uscita e la tensione v_i vale:

$$A = \frac{v_u}{v_i} = \frac{(\mu + 1)R_C}{r_d + R_C} \quad (7)$$

In pratica il circuito differenziale può essere ridisegnato in base alla (6) come in figura 6 in cui si vede come il JFET, visto dal *drain*, si comporti come un generatore di f.e.m. $(\mu + 1)v_i$ con in serie una resistenza r_d .

La (7) mostra come segnale d'ingresso e di uscita siano in fase tra di loro.

La resistenza d'ingresso del transistor, intesa come rapporto tra v_i e la corrente che l'attraversa i_D è dalla (7):

$$R'_i = \frac{v_i}{i_D} = \frac{r_d + R_C}{1 + \mu} \quad (8)$$

ed è piuttosto bassa. Nel caso che $r_d \gg R_C$ la (8) diventa:

$$R'_i \cong \frac{r_d}{\mu + 1} \cong \frac{1}{g_m}$$

Il modesto valore di R'_i comporta una notevole attenuazione all'ingresso dell'amplificatore; con riferimento alla figura 7 che rappresenta il circuito d'ingresso, si ha:

$$\alpha = \frac{R_i}{r_g + R_i} \quad (9)$$

dove è $R_i = R'_i // R_k$.

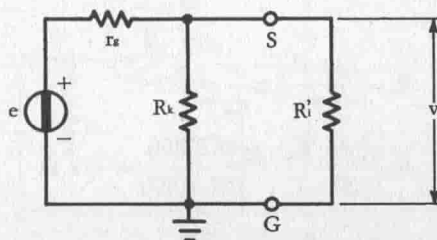


Fig. 7. - Circuito d'ingresso dell'amplificatore di figura 4.

Si ha infine per l'amplificazione complessiva:

$$A_t = \alpha A$$

e in pratica α è piccolo essendo r_g di solito maggiore di R_i .

La resistenza di uscita dell'amplificatore è data da:

$$R_u = r_d + r_g(1 + \mu) \quad (10)$$

Il montaggio con gate a massa elimina alle alte frequenze l'effetto Miller; infatti in questo caso la capacità C_{dg} che riportava parte del segnale di uscita in ingresso, essendo il gate a massa, viene a trovarsi sul circuito di uscita in parallelo alla R_C . La capacità C_{gs} viene a far parte dell'ingresso, mentre la capacità C_{ds} che legando ingresso e uscita dovrebbe procurare l'effetto Miller è praticamente neutralizzata, dato l'effetto schermante del gate che è a massa.

In conclusione con questo tipo di collegamento si neutralizza in gran parte l'effetto delle capacità parassite e l'amplificatore si presta per essere usato alle alte frequenze (ad esempio nei ricevitori) con opportune varianti atte a renderlo più efficiente.

Esempio:

Nel circuito di figura 4 sono noti $E_D = 18$ V, $r_g = 50$ Ω , $E_M = 0,2$ V. Il JFET funziona a riposo nel punto: $I_{DO} = 5$ mA, $V_{DSO} = 8$ V, $V_{GSO} = -1$ V e in esso i parametri differenziali valgono $g_m = 5,5$ mA/V e $r_d = 50$ k Ω .

Si calcolino l'ampiezza del segnale di uscita e tutte le resistenze che compaiono nello schema (si ponga $V_{GO} = 3$ V e $R_1 + R_2 = 2$ M Ω).

Si ha per R_k :

$$R_k = \frac{V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{-V_{GSO} + V_{GO}}{I_{DO}} = \frac{1 + 3}{5 \cdot 10^{-3}} = 800 \text{ } \Omega$$

e per R_1 e R_2 :

$$V_{GO} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_D \quad ; \quad R_1 = 2 \cdot 10^6 \frac{3}{18} = 0,33 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 = (2 - 0,33)10^6 = 1,67 \text{ M}\Omega$$

La resistenza di carico infine è:

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO} - V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{18 - 8 - 4}{5 \cdot 10^{-3}} = 1200 \text{ } \Omega$$

L'amplificazione risulta ($\mu = g_m r_d = 5,5 \cdot 50 = 275$):

$$A = \frac{(\mu + 1)R_C}{r_d + R_C} = \frac{276 \cdot 1,2}{50 + 1,2} \cong 6,5$$

L'attenuazione α , essendo:

$$R'_i = \frac{r_d + R_C}{1 + \mu} \cong \frac{1}{g_m} = 182 \text{ } \Omega$$

$$R_i = \frac{R'_i \cdot R_k}{R'_i + R_k} = \frac{182 \cdot 800}{182 + 800} = 148 \text{ } \Omega$$

vale:

$$\alpha = \frac{R_i}{r_g + R_i} = \frac{148}{50 + 148} \cong 0,75$$

L'amplificazione complessiva è:

$$A_t = \alpha A = 0,75 \cdot 6,5 = 4,87$$

Infine per V_{uM} si ha:

$$V_{uM} = A_t E_M = 4,87 \cdot 0,2 = 0,974 \text{ V}$$

La resistenza di uscita vale:

$$R_u = r_d + \frac{r_g R_k}{r_g R_k} (\mu + 1) = 50 \cdot 10^3 + \frac{50 \cdot 800}{50 + 800} 276 \cong 63 \text{ k}\Omega$$

4. Amplificatore Cascode

Come si è visto ora, l'inconveniente maggiore dell'amplificatore con ingresso di *source*, è costituito dalla bassa impedenza d'ingresso; in queste condizioni se il generatore ha una resistenza interna relativamente elevata, l'amplificazione risulta molto ridotta.

L'amplificatore *cascode* unisce al pregio della possibilità dell'amplificazione in alta frequenza, quello di presentare un'alta resistenza d'ingresso.

Il *cascode* è costituito in pratica da due amplificatori in cascata, di cui il primo è collegato a *source* comune ed il secondo a *gate* comune nel caso in cui si impieghino due FET, oppure a *emettitore* comune e *base* comune nel caso si impieghino due transistori.

Possono essere usati anche due dispositivi diversi, ad esempio un JFET ed un transistor convenzionale. In figura 8 è riportato uno schema di cascode realizzato a JFET, in cui il carico di T_2 è costituito da un circuito risonante e l'accoppiamento con lo stadio che segue è a resistenza e capacità o anche del tipo a filtro di banda. Il carico di T_1 è costituito dall'impedenza d'ingresso di T_2 , che è molto bassa, essendo T_2 un amplificatore con *gate* comune.

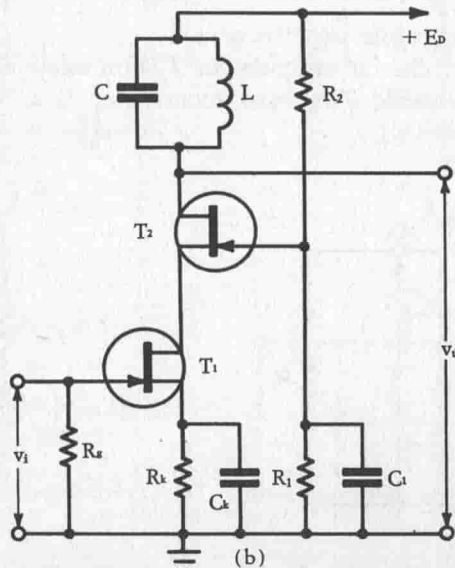


Fig. 8. - Amplificatore Cascode.

Lo studio del *cascode* può essere eseguito ricorrendo al circuito differenziale riportato in figura 9, alla frequenza di risonanza con R_p che indica la resistenza equivalente parallelo del circuito di carico alla risonanza.

Il circuito di figura 9 può essere semplificato e ricondotto a quello di figura 10 considerando che la resistenza r_{d1} viene a trovarsi sul *source* di T_2 e che equivale ad una resistenza $r_d(\mu_2 + 1)$ in serie ad r_{d2} in quanto costituisce una reazione serie-serie di corrente per T_2 ; inoltre il generatore $\mu_1 v_{GS1}$ si trova sul *source* di T_2 e come si è visto per l'ingresso di *source*, basta considerare questo solo generatore con f.e.m. moltiplicata per $(\mu_2 + 1)$.

L'amplificazione del *cascode*, intesa come rapporto tra il segnale di uscita v_u ai capi del circuito risonante e la tensione d'ingresso v_{GS1} , vale dalla figura 10:

$$A = - \frac{\mu_1(\mu_2 + 1)R_p}{r_{d2} + r_{d1}(\mu_2 + 1)R_p} \quad (11)$$

L'impedenza di uscita vista ai morsetti di D_2 - massa è:

$$R_u = r_{d2} + r_{d1}(\mu_2 + 1) \quad (12)$$

In pratica i due JFET sono uguali e le (11) e (12) si riducono alle:

$$A = - \frac{\mu(\mu + 1)R_p}{(\mu + 2)r_d + R_p} \quad (13)$$

$$R_u = r_d(\mu + 2) \quad (14)$$

Poiché il coefficiente di amplificazione μ è molto elevato, si può trovare per l'amplificazione una relazione molto semplice, dividendo la (13) per $(1 + \mu)$:

$$A = \frac{\mu R_p}{\frac{2 + \mu}{1 + \mu} r_d + \frac{R_p}{1 + \mu}} \cong -g_m R_p \quad (15)$$

essendo $R_p/(\mu + 1)$ trascurabile rispetto a r_d .

È opportuno notare che nel *cascode* per T_2 non esiste alcun effetto di retroazione del circuito di uscita su quello d'ingresso, mentre per T_1 si ha una retroazione dovuta alla presenza della capacità C_{dq} .

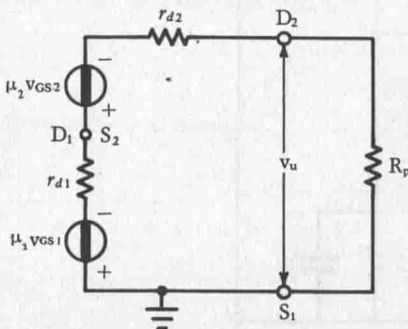


Fig. 9. - Circuito differenziale dell'amplificatore di figura 8.

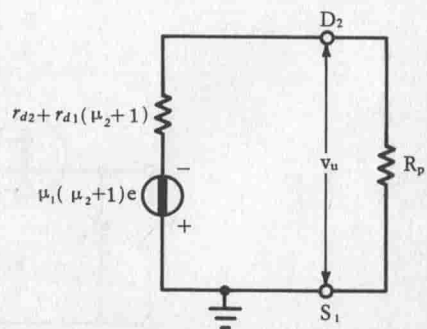


Fig. 10. - Circuito semplificato ricavato da quello di figura 9.

L'effetto *Miller* per tale capacità è però modesto, essendo limitata l'amplificazione del primo stadio a causa del basso carico di T_1 (impedenza d'ingresso di T_2). Tale circuito permette quindi di ottenere un'amplificazione piuttosto elevata, con possibilità d'impiego alle alte frequenze (100 ÷ 300 MHz nei ricevitori televisivi).

In figura 11 è riportato il cascode realizzato con due transistori, con carico resistivo R_C . Il guadagno di corrente dell'amplificatore a cascode vale:

$$A_i = \frac{i_{C2}}{i_{B1}} = \frac{i_{C1}}{i_{B1}} \cdot \frac{i_{C2}}{i_{C1}} = A_{i1} \cdot A_{i2} \quad (16)$$

Come già visto il guadagno di corrente di un amplificatore con ingresso di emettitore è circa uno, mentre l'amplificazione di corrente del transistor T_1 che ha come carico la resistenza d'ingresso dello stadio T_2 , che è molto piccola, vale approssimativamente $A_{i1} \cong h_{fe1}$, perciò si ha:

$$A_i \cong h_{fe1} \quad (17)$$

La resistenza d'ingresso è:

$$R'_i = \frac{v_i}{i_{B1}} \cong h_{ie1} \quad (18)$$

essendo come già detto la resistenza di carico di T_1 molto piccola.

L'amplificazione di tensione, intesa come rapporto tra la tensione di uscita v_u e quella d'ingresso v_i , vale:

$$A'_V = \frac{v_u}{v_i} \cong -\frac{R_C}{R_i} \cdot \frac{i_{C1}}{i_{B1}} \cong -\frac{R_C}{h_{ie1}} h_{fe1} \quad (19)$$

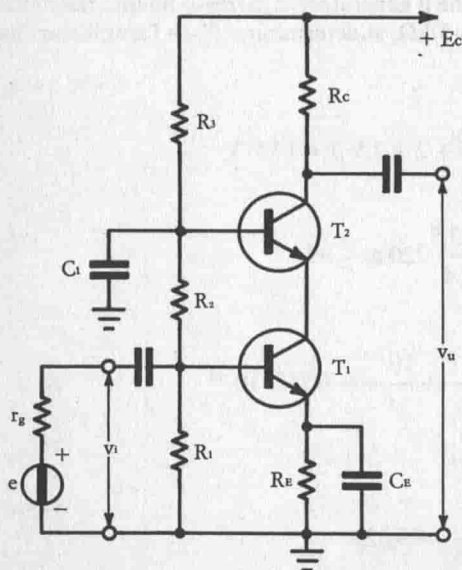


Fig. 11. - Cascode a transistori con carico resistivo.

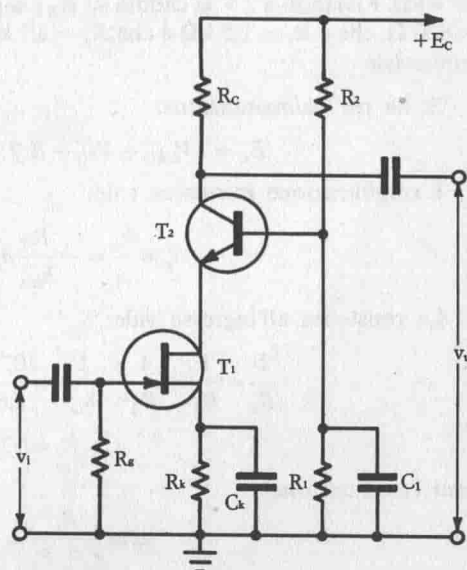


Fig. 12. - Cascode a JFET e transistor con carico resistivo.

e l'attenuazione all'ingresso, dato che R_1 e R_2 sono dinamicamente in parallelo, essendo cortocircuitata R_3 dal condensatore C , è:

$$\alpha = \frac{R}{r_g + R} \quad (20)$$

dove si è indicato con R il parallelo di R_1 , R_2 ed h_{ie} .

L'amplificazione del cascode è quindi:

$$A_v = \frac{v_u}{e} = \alpha A'_v \quad (21)$$

La resistenza di uscita del cascode infine è elevata, dell'ordine di $1/h_{ob}$, essendo in pratica il circuito di uscita collegato a base comune.

In figura 12 è riportato un cascode in cui al transistor T_1 è stato sostituito un FET, che presenta una resistenza d'ingresso molto più elevata. Per trovare l'amplificazione di tensione del cascode si calcola prima l'amplificazione di tensione del FET che ha come carico la resistenza d'ingresso del secondo stadio, pari a h_{ib} . Posto $R_p = r_d // h_{ib}$, si ha:

$$A_{v1} = -g_m R_p \cong g_m h_{ib} \quad (22)$$

e per lo stadio a transistori, che è a base comune, è dalla (2):

$$A_{v2} \cong -A_i \frac{R_C}{h_{ib}} \cong \frac{R_C}{h_{ib}} \quad (23)$$

essendo $A_i \cong -1$.

Dalle (22) e (23) si ricava:

$$A_v = A_{v1} A_{v2} = -g_m R_C \quad (24)$$

Esempio:

Il cascode di figura 11 è realizzato con due transistori che funzionano a riposo nello stesso punto: $V_{CE0} = 5 \text{ V}$, $I_{CO} = 1 \text{ mA}$, $V_{BE0} = 0,6 \text{ V}$ e in esso i parametri differenziali valgono $h_{fe} = 220$ e $h_{ie} = 6 \text{ k}\Omega$. Fissando a 2 V la caduta su R_E e sapendo che il generatore d'ingresso ha una resistenza $r_g = 800 \Omega$, che è $R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$ e che $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, si determinino E_C e l'amplificazione complessiva.

Si ha per l'alimentazione:

$$E_C = 2V_{CE0} + V_{EO} + R_C I_{CO} = 2 \cdot 5 + 2 + 2,5 \cdot 1 = 14,5 \text{ V}$$

L'amplificazione intrinseca vale:

$$A'_v = \frac{v_u}{v_i} = -\frac{R_C}{h_{ie1}} h_{fe1} = -\frac{2,5}{6} 220 \cong -92$$

La resistenza all'ingresso vale:

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{ie}} = \frac{10^{-3}}{2,6} + \frac{10^{-3}}{5} + \frac{10^{-3}}{6} = 0,752 \cdot 10^{-3}$$

$$R_i = 133 \text{ k}\Omega$$

da cui l'attenuazione:

$$\alpha = \frac{R_i}{r_g + R_i} = \frac{1,33}{0,8 + 1,33} = 0,625$$

L'amplificazione complessiva infine è:

$$A_t = \alpha A'_v = -0,625 \cdot 92 = -57,5$$

5. Amplificatore differenziale

L'amplificatore differenziale ha la funzione di amplificare la differenza fra due segnali. Esso trova applicazione in molte misure di fisica, nell'elettronica applicata alla medicina e come stadio d'ingresso di amplificatori a reazione; costituisce anche uno stadio fondamentale negli amplificatori operazionali integrati, di cui si parlerà nel volume II.

Uno schema di principio di un amplificatore differenziale è riportato in figura 13. In essa compaiono due segnali d'ingresso e uno di uscita proporzionale alla differenza dei due segnali d'ingresso:

$$v_u = A_d(e_1 - e_2) \quad (25)$$

dove A_d è l'amplificazione dell'amplificatore differenziale.

La (25) è l'espressione di un amplificatore differenziale ideale, nel quale due segnali d'ingresso uguali forniscono un segnale nullo all'uscita. In un amplificatore differenziale reale, però, due segnali d'ingresso uguali forniscono all'uscita un segnale diverso da zero. Si definisce allora anche una amplificazione A_s come rapporto fra segnale di uscita e la media (semisomma) dei segnali d'ingresso:

$$A_s = \frac{v_u}{(e_1 + e_2)/2} \quad (26)$$

detta anche *amplificazione in modo comune*.

Ciò avviene perché i due ingressi non sono perfettamente equivalenti rispetto all'uscita, per cui il segnale e_1 verrà amplificato A_1 volte e il segnale e_2 , A_2 volte con $A_1 \neq A_2$. Si può allora dimostrare che, oltre alla differenza dei segnali d'ingresso, viene amplificata anche la loro semisomma. Si ha cioè:

$$v_u = A_d(e_1 - e_2) + A_s \left(\frac{e_1 + e_2}{2} \right) \quad (27)$$

dove (*)

$$A_d = \frac{A_1 + A_2}{2}$$

$$A_s = A_1 - A_2$$

(*) È:

$$\begin{aligned} v_u &= A_1 e_1 - A_2 e_2 = A_d(e_1 - e_2) + A_s \left(\frac{e_1 + e_2}{2} \right) = \\ &= \left(A_d + \frac{A_s}{2} \right) e_1 - \left(A_d - \frac{A_s}{2} \right) e_2 \end{aligned}$$

Segue:

$$A_d + \frac{A_s}{2} = A_1 \quad ; \quad A_d - \frac{A_s}{2} = A_2$$

da cui si ottengono:

$$A_d = \frac{A_1 + A_2}{2} \quad \text{e} \quad A_s = A_1 - A_2$$

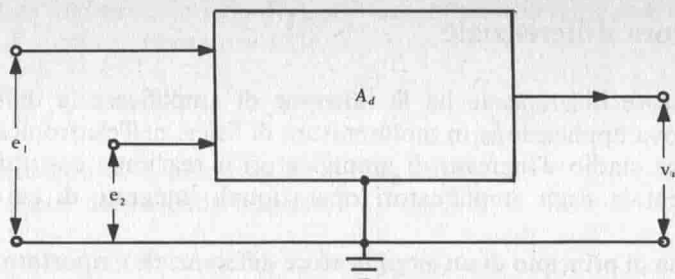


Fig. 13. - Schema di principio di un amplificatore differenziale.

Per determinare sperimentalmente A_d basta applicare in ingresso due segnali uguali in ampiezza e di fase opposta, mentre per determinare A_s basta applicare ad ambedue gli ingressi lo stesso segnale.

Come elemento che determina la bontà di un amplificatore differenziale, dato che in pratica esso è tanto migliore quanto più A_1 è prossimo ad A_2 , si introduce il rapporto:

$$\rho = \frac{A_d}{A_s} \quad (28)$$

detto *rapporto di reiezione* (Common Mode Rejection Ratio).

Il termine ρ prende il nome di *rapporto di reiezione* perché esso caratterizza l'attitudine dell'amplificatore differenziale alla *reiezione* di un disturbo che interessa in ugual modo i due ingressi. Ovviamente l'amplificatore differenziale è tanto migliore quanto maggiore è il *rapporto di reiezione*.

Un semplice amplificatore differenziale è riportato in figura 14. Esso è costituito da un JFET con due segnali d'ingresso posti rispettivamente sul *gate* e sul *source* e con il segnale di uscita prelevato sul *drain*.

Trascurando l'attenuazione introdotta dal partitore R_1, R_2 e dalla R_k (si ammette $R_k \gg r_{g2}$), si può disegnare il circuito differenziale (fig. 15) e determinare l'amplificazione. La corrente i_D vale:

$$i_D = \frac{\mu v_{GS} - e_2}{r_d + r_{g2} + R_C}$$

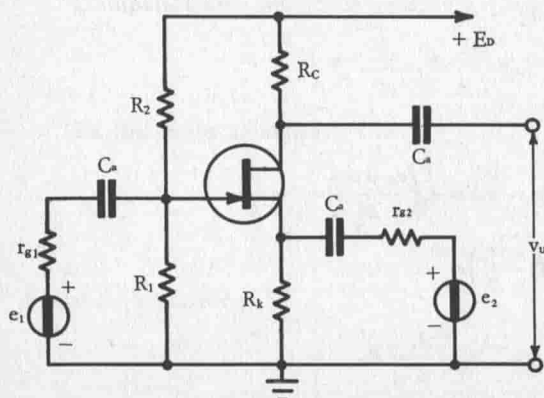


Fig. 14. - Amplificatore differenziale a FET.

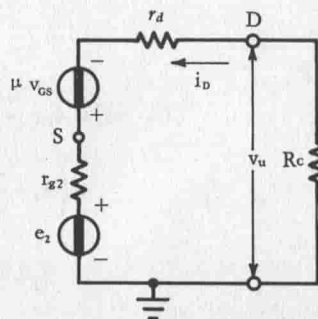


Fig. 15. - Circuito equivalente dell'amplificatore differenziale di figura 13.

dove è:

$$v_{GS} = e_1 - e_2 - r_{g2} i_D$$

da cui risolvendo rispetto a i_D :

$$i_D = \frac{\mu(e_1 - e_2) - e_e}{r_d + r_{g2}(1 + \mu) + R_C}$$

Per la tensione di uscita si ha:

$$\begin{aligned} v_u = -R_C i_D &= -\frac{[\mu(e_1 - e_2) - e_e] R_C}{r_d + r_{g2}(1 + \mu) + R_C} = \\ &= -\frac{\mu R_C}{r_d + r_{g2}(1 + \mu) + R_C} \left[e_1 - \frac{\mu + 1}{\mu} e_2 \right] \end{aligned}$$

ma in pratica è $\frac{\mu + 1}{\mu} \cong 1$, quindi segue per l'amplificazione A_d :

$$A_d = \frac{v_u}{e_1 - e_2} = -\frac{\mu R_C}{r_d + r_{g2}(1 + \mu) + R_C} \quad (29)$$

L'amplificatore di figura 14 è adatto ad amplificare la differenza di due segnali, ma in pratica non viene usato perché i due generatori vedono due resistenze d'ingresso alquanto diverse, molto elevata il generatore e_1 e molto bassa il generatore e_2 (entrata di *source*). Per ovviare all'inconveniente, tra il generatore e_2 e l'amplificatore viene interposto un adattatore d'impedenza, cioè un *source-follower*. Il circuito così modificato si presenta come in figura 16 e prende il nome di *amplificatore differenziale asimmetrico* con accoppiamento di *source* ad una sola uscita.

Lo studio in condizioni dinamiche può essere fatto con il circuito differenziale (figura 17) supponendo i due FET identici; tra i punti A e B si può sostituire il circuito equivalente del *source-follower* [(48) e (49) del cap. XI], e, con l'ipotesi che sia $R_k \gg \frac{r_d}{1 + \mu}$, ci si riconduce al circuito semplificato di figura 18.

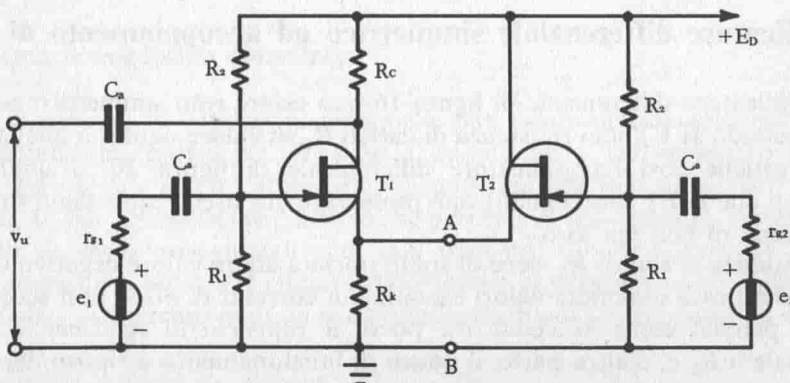


Fig. 16. - Amplificatore differenziale asimmetrico con accoppiamento di *source*.

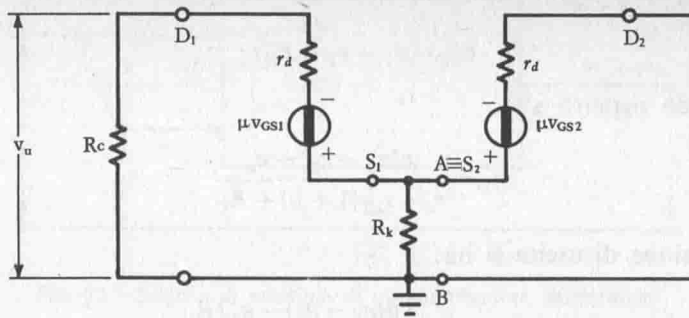


Fig. 17. - Circuito equivalente dell'amplificatore differenziale di figura 16.

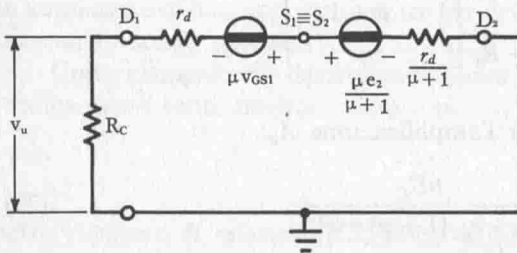


Fig. 18. - Semplificazione del circuito di figura 17.

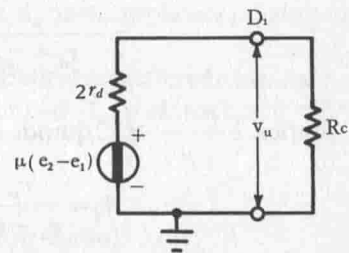


Fig. 19. - Ulteriore semplificazione del circuito di figura 17.

Come visto (cap. XI, par. 7) la resistenza $\frac{r_d}{1 + \mu}$ posta sul source equivale ad una resistenza $(1 + \mu)$ volte maggiore e tenendo presente quanto visto per il circuito di figura 6, basta moltiplicare per $\mu + 1$ il generatore $\frac{\mu}{\mu + 1} e_2$ agente sul source e considerare come generatore equivalente di $T_1 \mu e_1$. Ne risulta lo schema ridotto di figura 19 dal quale si ricava per l'amplificazione:

$$A = \frac{v_u}{e_1 - e_2} = \frac{\mu R_C}{2r_d + R_C} \quad (30)$$

6. Amplificatore differenziale simmetrico ad accoppiamento di source

L'amplificatore differenziale di figura 16 può essere reso simmetrico ponendo sul drain del secondo JFET una resistenza di carico R_C di valore uguale a quella del primo JFET. Si ottiene così l'amplificatore differenziale di figura 20, il quale, essendo simmetrico (i due JFET sono uguali), può presentare due uscite equivalenti sui due drain, in opposizione di fase fra loro.

La resistenza di source R_k viene di solito portata ad un valore negativo di tensione $-E_S$, affinché possa assumere valori elevati, con correnti di drain non eccessivamente basse; ciò perché, come si vedrà fra poco, il rapporto di reiezione è in pratica proporzionale a R_k e, d'altra parte, il punto di funzionamento a riposo dei JFET non può essere scelto a valori troppo piccoli della corrente di drain, per non compromettere la linearità di funzionamento.

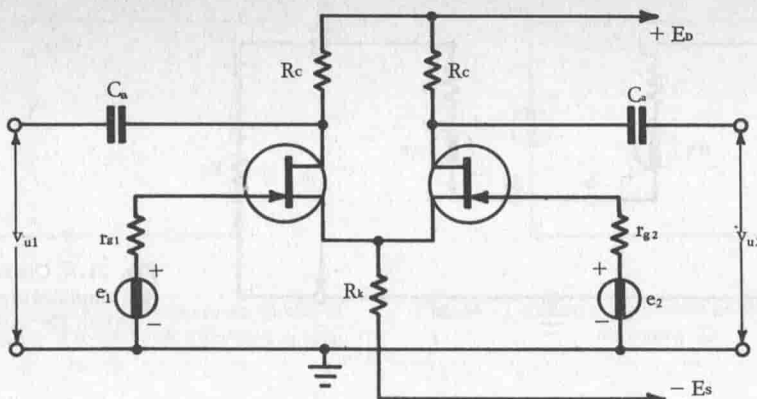


Fig. 20. - Amplificatore differenziale simmetrico a FET.

Con riferimento alla figura 20, notando che i due JFET hanno i *gate* a potenziale di massa per le componenti continue, che $V_{GS0} = -V_{SO}$ e che la R_k è attraversata da una corrente pari a $2I_{DO}$, si ha:

$$V_{SO} + E_S = 2R_k I_D$$

da cui:

$$R_k = \frac{V_{SO} + E_S}{2I_{DO}} \quad (31)$$

D'altra parte, considerando il circuito di *drain* di uno dei JFET (l'altro è perfettamente identico), si può scrivere:

$$E_D + E_S = R_c I_{DO} + V_{DS0} + 2R_k I_{DO}$$

e quindi:

$$I_{DO} = \frac{E_D + E_S - V_{DS0}}{R_c + 2R_k} \quad (32)$$

Dalla (32) si nota che il punto di funzionamento a riposo si ottiene tracciando sulle caratteristiche di *drain* del JFET una retta di carico che taglia l'asse delle ascisse nel punto $E_D + E_S$ e quella delle ordinate nel punto $(E_D + E_S)/(R_c + 2R_k)$.

Funzionamento in condizioni dinamiche

Il funzionamento in condizioni dinamiche può essere determinato dall'esame del circuito differenziale equivalente. In base a quanto visto nel paragrafo precedente, l'amplificazione A_d può essere calcolata applicando sui due ingressi segnali uguali e di fase opposta. In tali condizioni la corrente che percorre la resistenza R_k è nulla poiché le due correnti di *drain* sono uguali e di fase opposta; quindi i *source* si trovano a potenziale alternativo nullo e il circuito differenziale si presenta come in figura 21. In esso si nota che i due circuiti di *drain* sono indipendenti e si ha per ciascuna della uscite:

$$v_u = \left| \frac{\mu e R_c}{r_d + R_c} \right|$$

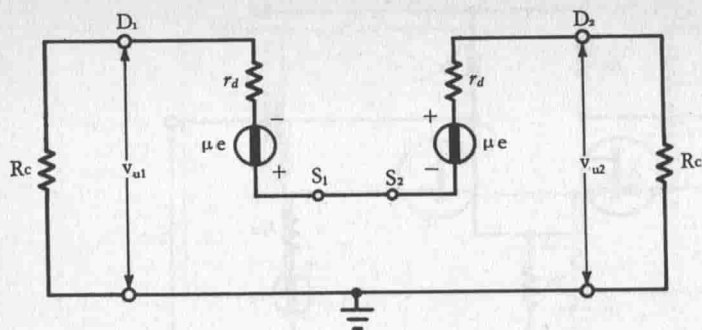


Fig. 21. - Circuito equivalente dell'amplificatore di figura 21 valido per determinare A_d .

e poiché è: $e_1 - e_2 = 2e$, segue per A_d :

$$A_d = \left| \frac{v_u}{2e} \right| = \frac{\mu R_C}{2(r_d + R_C)} \cong g_m \frac{R_C}{2} \quad (33)$$

nel caso che $r_d \gg R_C$.

Se invece si applicano ai due ingressi due segnali uguali, la resistenza R_k è percorsa da due correnti di *drain* uguali e il circuito differenziale dell'amplificatore di figura 20 si presenta come in figura 22.

Applicando il teorema di Thévenin ai capi di R_k , ci si riconduce al semplice circuito di figura 23, riducibile con i soliti procedimenti a quello di figura 24.

L'amplificazione A_s , essendo:

$$\frac{e_1 + e_2}{2} = \frac{e + e}{2} = e$$

vale (fig. 24):

$$A_s = \left| \frac{v_u}{e} \right| = \frac{\mu R_C}{r_d + R_C + 2(\mu + 1)R_k} = \frac{g_m R_C}{1 + R_C/r_d + 2R_k g_m} \cong \frac{R_C}{2R_k} \quad (34)$$

essendo di solito $2R_k g_m \gg 1 + R_C/r_d$.

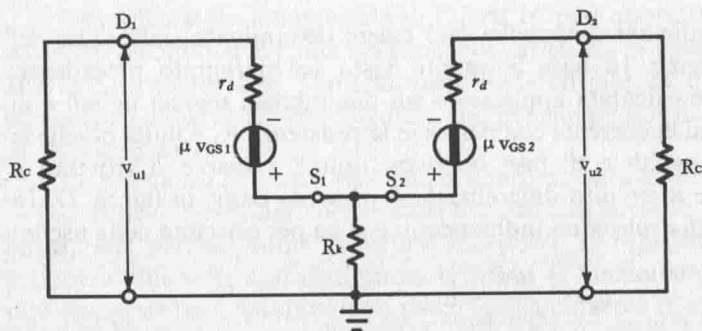


Fig. 22. - Circuito equivalente dell'amplificatore di figura 20.

Con questo accorgimento si rende diversa la resistenza R_k statica da quella dinamica. Considerando la maglia $E_D - E_E$ in condizioni statiche si ha:

$$E_D + E_E = R_C I_D + V_{DS} + V_{CE} + R_E I_E$$

e dato che in pratica è $I_B \ll I_E$, segue $I_E \simeq I_C \simeq 2I_D$ e quindi la resistenza statica R_k vale:

$$R_k = \frac{V_{CE}}{2I_D} + R_E \quad (35)$$

Essa con una scelta opportuna di R_E e V_{CE} può essere resa abbastanza piccola. Invece dal punto di vista dinamico la resistenza R_k coincide con la resistenza d'uscita sul collettore ed il suo valore è quindi molto elevato e si può dimostrare che vale:

$$R_u = \frac{1}{h_{oe}} \left(\frac{h_{fe} R_E}{h_{ie} + R_E + R_B} \right) \quad (36)$$

Al posto del transistor, nel circuito di figura 25, può essere posto un altro JFET; il suo effetto è illustrato nell'esempio che segue.

Esempio:

L'amplificatore differenziale simmetrico di figura 20 è realizzato con due FET che lavorano con $V_{DSO} = 10$ V, $V_{GSO} = -2$ V, $I_{DO} = 4$ mA ed hanno in tale punto $g_m = 3$ mA/V e $\mu = 120$. Utilizzando due alimentatori di f.e.m. uguali di 25 V, calcolare le resistenze R_C , R_k , l'amplificazione e il rapporto di reiezione.

Ripetere il calcolo di ρ se si sostituisce a R_k un altro FET uguale che lavora ancora con $V_{DSO} = 10$ V.

Per la resistenza R_k , applicando la legge di Ohm generalizzata si ha:

$$R_k = \frac{V_{SO} + E_S}{2I_{DO}} = \frac{2 + 25}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = 3,37 \text{ k}\Omega$$

La resistenza di carico R_C vale:

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO} - V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{25 - 10 - 2}{4 \cdot 10^{-3}} = 3,25 \text{ k}\Omega$$

e l'amplificazione dalla (33) è:

$$A_d \simeq \frac{g_m R_C}{2} = \frac{3 \cdot 3,25}{2} \simeq 4,9$$

Dalla (34) si ha per il rapporto di reiezione:

$$\rho = g_m R_k = 3 \cdot 3,37 = 10,1$$

Per migliorare il rapporto di reiezione si trova la resistenza statica R'_k da porsi sul *source* del FET:

$$R'_k = \frac{V_{SO} - V_{DSO} + E_S}{2I_{DO}} = \frac{2 - 10 + 25}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} \simeq 2,1 \text{ k}\Omega$$

La resistenza dinamica R_k che coincide con la resistenza di uscita sul *drain* del FET avente sul *source* la R'_k è:

$$R_k = r_d + R'_k(1 + \mu) = [12 + 2,1(1 + 120)] 10^3 \simeq 266 \text{ k}\Omega$$

Il nuovo rapporto di reiezione è:

$$\rho \cong g_m R_k = 3 \cdot 266 = 798$$

cioè estremamente più elevato del caso precedente.

7. Amplificatore differenziale ad accoppiamento di emettitore

L'amplificatore differenziale con accoppiamento di emettitore si presenta come in figura 26; dato che un estremo di R_E è collegato ad un alimentatore di f.e.m. E_E , non occorre il partitore di polarizzazione per le basi, le quali sono semplicemente collegate a massa tramite la resistenza r_g , supponendo i generatori e_1 ed e_2 dei cortocircuiti per le componenti continue.

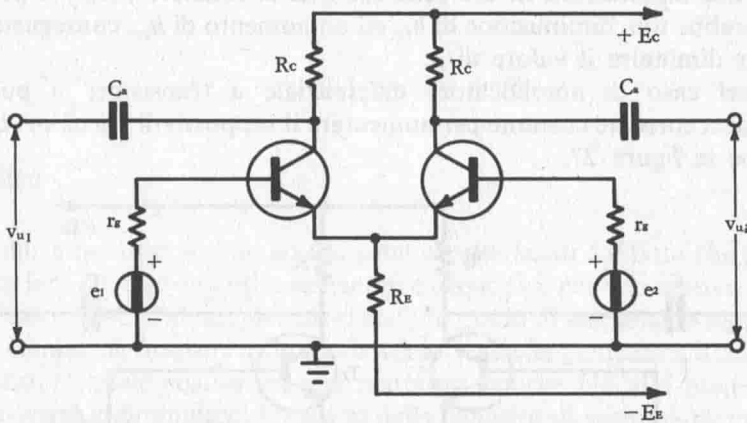


Fig. 26. - Amplificazione differenziale simmetrico a transistori.

Dal punto di vista dinamico lo studio di questo amplificatore è del tutto simile a quello svolto nel caso dell'amplificatore differenziale simmetrico realizzato con dispositivi a comando di tensione.

Per determinare l'amplificazione differenziale A_d si ha, tenendo presente l'attenuazione del circuito d'ingresso α che l'amplificazione che si ottiene è metà di quella che si ha con un solo dispositivo:

$$A_d = \left| \alpha \frac{A_v}{2} \right| = \frac{1}{2} \frac{R_i}{R_i + r_g} \frac{R_C}{R_i} A_i \quad (37)$$

ed essendo $A_i \cong h_{fe}$ e $R_i \cong h_{ie}$ si ricava:

$$A_d \cong \frac{1}{2} \frac{R_C}{h_{ie} + r_g} h_{fe} \quad (38)$$

Nel caso in cui si applichino agli ingressi dell'amplificatore due segnali e_1 ed e_2 uguali in modulo ed in fase, si può trovare il guadagno della semisomma:

$$A_s = \left| \frac{v_u}{e} \right| = \alpha A_v = \frac{R_i}{r_g + R_i} \frac{R_C}{R_i} A_i \quad (39)$$

dove è:

$$A_i = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}(R_C + 2R_E)} \quad \text{e} \quad R_i = h_{ie} + 2R_E A_i$$

e nel caso che sia $R_i \gg r_g$ ed $R_i \cong 2R_E A_i$ si ottiene:

$$A_s \cong \frac{R_C}{2R_E} \quad (40)$$

Il rapporto di reiezione assume l'espressione:

$$\rho = \frac{A_d}{A_s} \cong \frac{R_E}{h_{ie} + r_g} h_{fe} \quad (41)$$

Per avere un alto rapporto di reiezione occorre fare R_E elevata, aumentando il valore di E_E ; una diminuzione invece della corrente di collettore, sempre per aumentare R_E , comporterebbe una diminuzione di h_{fe} ed un aumento di h_{ie} , conseguenze ambedue tendenti a far diminuire il valore di ρ .

Anche nel caso di amplificatore differenziale a transistori si può effettuare l'alimentazione a corrente costante per aumentare il rapporto di reiezione. Lo schema si presenta come in figura 27.

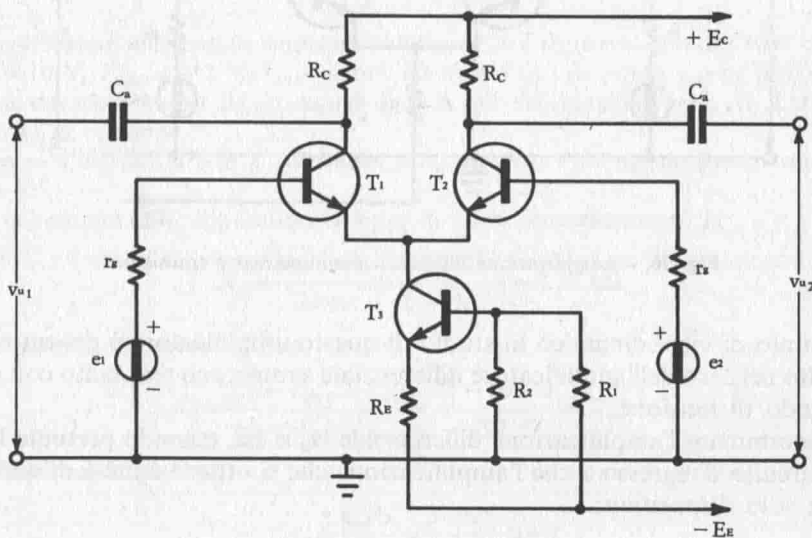


Fig. 27. - Amplificatore differenziale a transistori alimentato a corrente costante.

Uso dell'amplificatore differenziale come invertitore di fase

Gli amplificatori differenziali simmetrici sia a FET, sia a transistori, possono essere usati quali invertitori di fase. Infatti mettendo in un ingresso un segnale e cortocircuitando l'altro ingresso per le componenti alternative, si ottiene nelle due uscite:

$$v_{u1} = A_d e \quad ; \quad v_{u2} = -A_d e$$

Rispetto all'invertitore di fase a doppia resistenza di carico realizzato con un solo dispositivo, qui i segnali di uscita sono amplificati e le resistenze di uscita sono uguali.

CAPITOLO TREDICESIMO

AMPLIFICATORI IN CONTINUA



1. Generalità

Gli amplificatori studiati fino ad ora sono caratterizzati dal fatto che gli stadi sono accoppiati fra loro tramite circuiti a resistenze e capacità e per tale motivo sono indicati come amplificatori *R-C*. Tali amplificatori sono in grado di amplificare segnali compresi in un certo campo di frequenza, limitato verso le basse frequenze dalla capacità di accoppiamento, la quale costituisce una reattanza sempre più alta man mano che la frequenza dei segnali diminuisce. Lo scopo della capacità di accoppiamento è quello di *bloccare* le componenti continue (a frequenza zero) che si sovrappongono al segnale amplificato e derivanti dal funzionamento a riposo dell'amplificatore.

In alcune applicazioni, i segnali da amplificare sono però lentamente variabili, cioè hanno componenti a frequenza molto bassa. Ciò avviene nel caso di segnali generati da *trasduttori* che riproducono fenomeni biologici o termici o derivanti da variazioni di grandezze fisiche che devono essere regolate tramite sistemi di regolazione automatica. In alcuni casi le variazioni sono così lente che i segnali possono essere considerati continui. In queste circostanze gli amplificatori fino ad ora studiati non sono in grado di amplificarli, a meno di non impiegare condensatori di accoppiamento di capacità infinitamente grande, cosa praticamente impossibile.

Il problema può essere risolto con l'uso di amplificatori chiamati amplificatori in continua o ad accoppiamento diretto, nei quali il condensatore di accoppiamento viene eliminato.

Per comprenderne il funzionamento consideriamo il semplice amplificatore di figura 1, in cui il generatore *e* fornisce un segnale a bassa frequenza o, al limite un segnale continuo.

Fra collettore e massa si ottiene il segnale amplificato di segno opposto, sovrapposto alla componente continua V_{CO} , che rappresenta la tensione di collettore in assenza di segnale, come indicato in figura 2. Se però ora viene inserito un utilizzatore fra collettore e massa, a quest'ultimo risulta applicata anche la tensione V_{CO} , che negli amplificatori *R-C* era *bloccata* dal condensatore di accoppiamento.

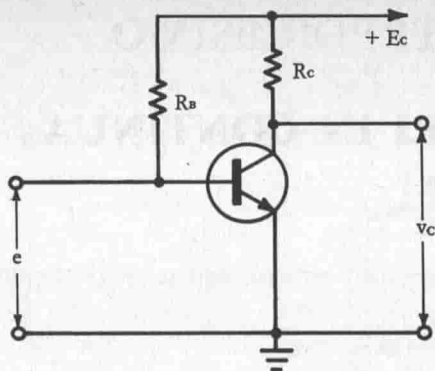


Fig. 1. - Schema di amplificatore ad uno stadio.

Tale fatto può essere evitato in linea teorica con l'impiego di una batteria di f.e.m. $E = V_{CO}$ in opposizione a quest'ultima, secondo quanto indicato in figura 3. Infatti in tal caso, in assenza di segnale applicato, la corrente in R_L e quindi anche la tensione ai suoi capi è nulla, mentre in presenza di segnale la tensione ai capi di R_L vale:

$$v_L = v_C - E$$

e poiché:

$$v_C = V_{CO} - A_v e$$

dove A_v è l'amplificazione di tensione, segue:

$$v_L = V_{CO} - A_v e - E = -A_v e$$

essendo $E = V_{CO}$.

Il metodo introdotto è valido solo in linea teorica in quanto è praticamente impossibile reperire una batteria di f.e.m. esattamente uguale a V_{CO} . Inoltre non è pensabile sostituire la batteria con un alimentatore in quanto quest'ultimo deve avere di solito un punto a massa; d'altra parte se si scambiassero le posizioni di E e R_L in modo

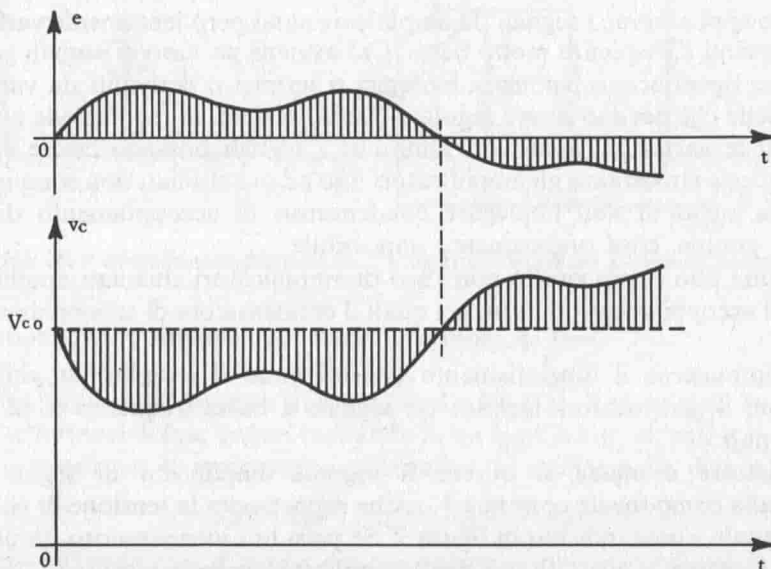


Fig. 2. - Segnali all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore di figura 1.

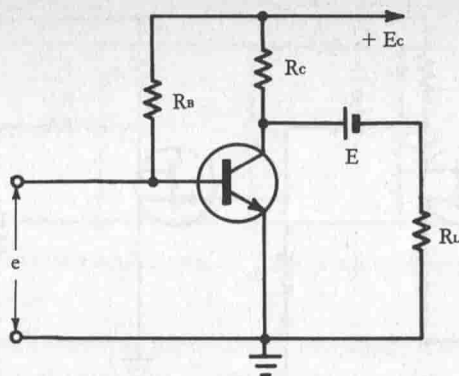


Fig. 3. - Accoppiamento del carico mediante controbatteria.

che la batteria abbia il morsetto negativo a massa (il che permetterebbe la sua sostituzione con un alimentatore), l'utilizzatore non avrebbe più un punto a massa (e ciò in molti casi è essenziale). In conclusione il metodo illustrato in figura 3, anche se in linea teorica risolverebbe il problema dell'accoppiamento, non è in pratica applicabile, per cui è necessario ricorrere ad altri sistemi che possono risultare leggermente diversi a seconda che gli elementi attivi impiegati nell'amplificatore siano dispositivi comandati in tensione o dispositivi comandati in corrente.

2. Accoppiamento diretto nei dispositivi comandati in tensione

Il segnale di uscita da uno stadio amplificatore può essere applicato ad un utilizzatore se ad un livello opportuno, oppure applicato all'ingresso di uno stadio seguente.

Nel primo caso il segnale amplificato deve essere *depurato* dalla componente continua che costituisce la tensione di riposo dello stadio di uscita, cioè a riposo la tensione continua applicata all'utilizzatore deve essere nulla. Nel secondo caso, occorre *adattare* l'uscita di uno stadio all'ingresso del seguente. Ciò perché i potenziali a riposo all'uscita e all'ingresso di uno stadio sono in genere molto diversi, per cui la componente continua sovrapposta al segnale amplificato deve essere modificata in modo tale da risultare uguale a quella richiesta all'ingresso dello stadio seguente.

Il problema può essere risolto impiegando più alimentatori di polarità opposte, con accoppiamento resistivo. Un esempio di tale accoppiamento è riportato in figura 4, nella versione a JFET.

Gli elementi del partitore e la f.e.m. E_G devono essere scelti in modo che a riposo, quando la tensione di *drain* del primo JFET vale V_{DO} , quella di *gate* del secondo corrisponde al valore V'_{GO} di riposo prefissato.

Dall'esame del circuito di figura 4 risulta:

$$V'_{GO} = -E_G + R_2 I_{R_2}$$

dove:

$$I_{R_2} = \frac{V_{DO} + E_G}{R_1 + R_2}$$

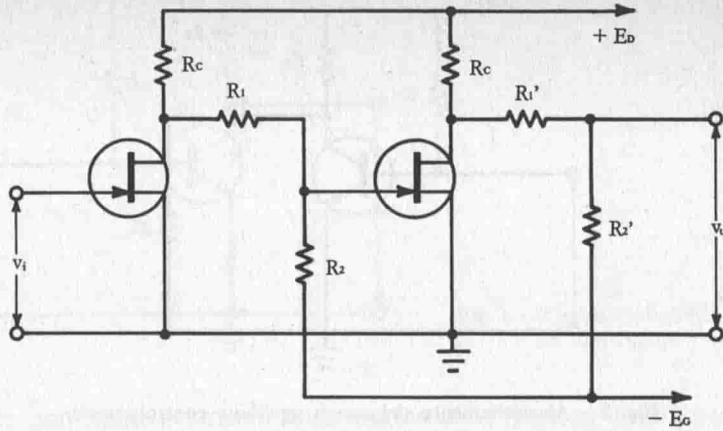


Fig. 4. - Accoppiamento fra due stadi a JFET realizzati mediante partitore resistivo.

per cui, sostituendo, si ha:

$$\begin{aligned} V'_{GO} &= -E_G + \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{DO} + E_G) = \\ &= -E_G + a(V_{DO} + E_G) \end{aligned} \quad (1)$$

avendo indicato con a il rapporto di partizione del partitore $R_1 - R_2$. Dalla (1) si deduce il valore del rapporto di partizione:

$$a = \frac{V'_{GO} + E_G}{V_{DO} + E_G} \quad (2)$$

La (2) è valida anche quando sullo stadio di uscita è accoppiato un utilizzatore, pur di porre $V'_{GO} = 0$, dovendo essere nulla la tensione di riposo ai capi dell'utilizzatore. Si deve però notare che il partitore $R_1 - R_2$ provoca una *attenuazione* del segnale amplificato. Infatti se si suppone che le variazioni di tensione e di corrente nell'intorno del punto di riposo dell'elemento attivo, dovute al segnale applicato siano limitate e tali da poter considerare lineare la zona delle caratteristiche interessate, è possibile considerare il circuito differenziale equivalente, che limitatamente al primo stadio del circuito di figura 4, si presenta come in figura 5. Da esso si deduce:

$$v_{DS} = -g_m R_p v_{GS}$$

dove:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_1 + R_2}}$$

e:

$$v'_{GS} = a v_{DS} = -a g_m R_p \quad (3)$$

Dalla (3) risulta una diminuzione dell'amplificazione rispetto a quella di uno stadio con accoppiamento $R - C$ ($\bar{A}_o = -g_m R_p$), dovuta all'attenuazione a del partitore di accoppiamento.

Il dimensionamento di tale partitore dovrebbe essere eseguito in modo che la somma $R_1 + R_2$ sia molto elevata (di solito da alcune centinaia di $k\Omega$ ai $M\Omega$), al fine di

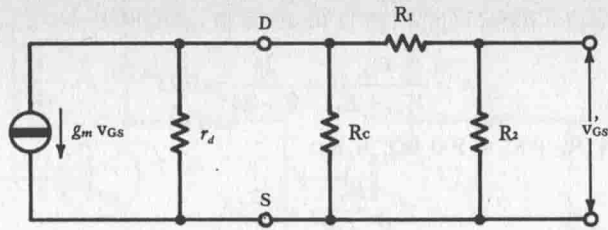


Fig. 5. - Circuito differenziale equivalente del primo stadio dell'amplificatore di figura 4.

avere un peso trascurabile nel parallelo delle resistenze costituenti la R_p e quindi nell'amplificazione. Inoltre il rapporto di partizione dovrebbe risultare il più possibile vicino all'unità, cioè R_1 piccolo rispetto a R_2 . In realtà ottenere un rapporto di partizione molto prossimo a 1 è praticamente impossibile poiché ciò richiederebbe valori estremamente elevati di E_G , come si può osservare risolvendo la (1) rispetto a E_G :

$$-E_G = \frac{V'_{GO} - aV_{DO}}{1 - a} \quad (4)$$

In pratica conviene fissare E_G al valore più elevato possibile e, dalla (2) ricavare il valore di a .

Esempio:

Nel circuito di figura 4 i JFET impiegati funzionano a riposo con $V_{GSO} = -2$ V; $V_{DSO} = 8$ V; $I_{DO} = 5$ mA e sono alimentati alla tensione $E_D = 20$ V. Nell'intorno del punto di funzionamento i parametri differenziali risultano: $r_d = 40$ k Ω ; $g_m = 3,5$ mA/V. Fissando $E_G = 24$ V, dalla (2) si ha per il partitore di accoppiamento fra il primo e secondo stadio:

$$a = \frac{-2 + 24}{8 + 24} = \frac{22}{32} = 0,69$$

La resistenza di carico R_C vale:

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO}}{I_{DO}} = \frac{20 - 8}{5 \cdot 10^{-3}} = 2,4 \text{ K}\Omega$$

Inoltre, fissando la resistenza totale del partitore $R_1 - R_2$ al valore $R_1 + R_2 = 500$ k Ω , risulta:

$$a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{500 \cdot 10^3} = 0,69$$

da cui:

$$R_2 = 0,69 \cdot 500 \cdot 10^3 = 345 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = (R_1 + R_2) - R_2 = (500 - 345)10^3 = 155 \text{ k}\Omega$$

L'amplificazione di tensione del primo stadio, essendo:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_1 + R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{40 \cdot 10^3} + \frac{1}{2,4 \cdot 10^3} + \frac{1}{500 \cdot 10^3}} = 2,25 \text{ k}\Omega$$

vale:

$$A_o = a g_m R_p = 0,69 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,25 \cdot 10^3 \cong 5,4$$

Per il secondo stadio, supponendo che la tensione di uscita a riposo sia nulla, dovrà essere:

$$a' = \frac{E_G}{V_{DO} + E_G} = \frac{24}{8 + 24} = 0,75$$

Fissando ancora $R'_1 + R'_2 = 500 \text{ k}\Omega$, si ha:

$$\frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} = 0,75$$

da cui:

$$R'_2 = 0,75 (R'_1 + R'_2) = 0,75 \cdot 500 \cdot 10^3 = 375 \text{ k}\Omega$$

$$R'_1 = (R'_1 + R'_2) - R'_2 = (500 - 375)10^3 = 125 \text{ k}\Omega$$

L'amplificazione del secondo stadio, essendo:

$$R'_p = R_p = 2,25 \text{ k}\Omega$$

risulta:

$$A'_o = a' g_m R'_p = 0,75 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,25 \cdot 10^{-3} = 5,9$$

Spesso lo stadio finale di un amplificatore in continua è costituito da un *source-follower* per avere un'uscita a bassa impedenza. In tal caso si può ottenere una tensione di riposo nulla, collegando la resistenza di *source* ad una tensione negativa, come indicato in figura 6.

Tale tipo di collegamento evita il partitore all'uscita, il quale darebbe luogo ad un valore troppo elevato dell'impedenza d'uscita dell'amplificatore.

Nello schema di figura 6, dovendo essere a riposo $V_u = 0$, le tensioni di alimentazione E_D e E_S devono essere scelte in modo che:

$$E_D = V_{DSO} \quad ; \quad E_S = R_k I_{DO}$$

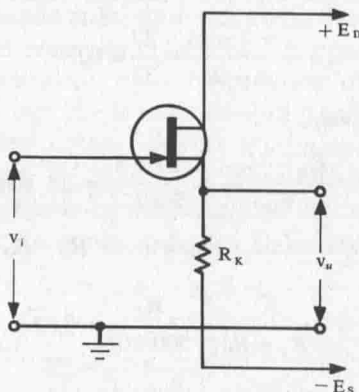


Fig. 6. - Stadio di uscita di un amplificatore in continua realizzato con un *source-follower*.

3. Accoppiamento diretto nei dispositivi comandati in corrente

Negli amplificatori in continua a transistori, il circuito di accoppiamento fra gli stadi deve tener conto che la base del transistor assorbe a riposo una corrente I_{BO} . L'accoppiamento può essere realizzato con un partitore $R_1 - R_2$, come indicato in figura 7, con R_2 collegato a massa.

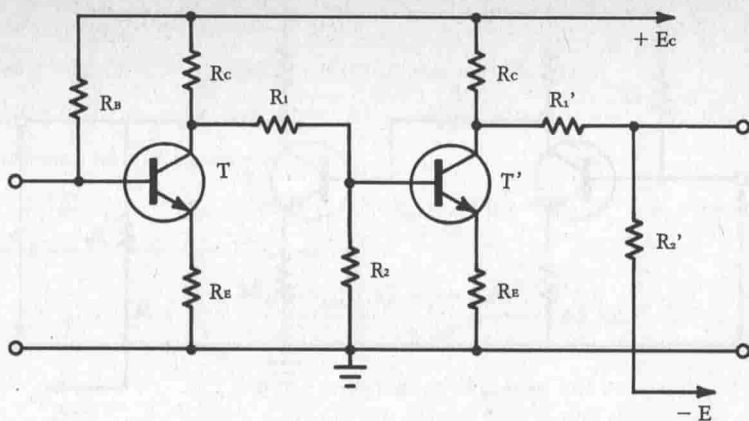


Fig. 7. - Accoppiamento diretto in un amplificatore a transistori.

Infatti, poiché la tensione base-emettitore e quella collettore-emettitore in un transistoro hanno lo stesso segno, è sufficiente il solo alimentatore E_C .

Indicando con V_{CO} il potenziale di collettore del transistoro T rispetto a massa, con V'_{BO} il potenziale di base e con I'_{BO} la corrente di base a riposo di T' , si ha:

$$I_{R2} = \frac{V'_{BO}}{R_2} \quad (5)$$

$$V_{CO} - V'_{BO} = R_1 (I'_{BO} + I_{R2}) \quad (6)$$

Sostituendo la (5) nella (6), si ottiene:

$$V_{CO} - V'_{BO} = R_1 \left(I'_{BO} + \frac{V'_{BO}}{R_2} \right) = R_1 I'_{BO} + V'_{BO} \frac{R_1}{R_2}$$

Sviluppando:

$$V_{CO} = R_1 I'_{BO} + V'_{BO} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (7)$$

Fissando la somma $R_1 + R_2$ del partitore, dalla (7) si ricavano i valori delle due resistenze.

Ai fini della stabilità termica del transistoro T' , la resistenza di base R_B , risulta data dal parallelo di R_2 con la somma di R_1 e della resistenza d'uscita del transistoro T .

Ai fini dell'amplificazione di tensione del primo stadio occorre tener conto che la R_2 risulta in parallelo alla resistenza d'ingresso di T' e che sulla R_1 si ha una caduta di segnale alternativo. Nell'accoppiamento dello stadio di uscita, invece, occorre un partitore $R_1' - R_2'$ con R_2' connessa ad una batteria $-E$, come già visto nel paragrafo precedente.

Un metodo di accoppiamento più semplice e quindi più usato di quello illustrato in figura 7, è riportato in figura 8, in cui si è eliminata la resistenza R_2 , sfruttando il fatto che il transistoro a riposo assorbe una certa corrente di base e questa determina una certa caduta di tensione sulla resistenza R , per cui se V_{CO} è la tensione di collettore a riposo del transistoro T e V'_{BO} quella di base di T' , deve essere verificata la relazione:

$$V_{CO} - V'_{BO} = R I'_{BO}$$

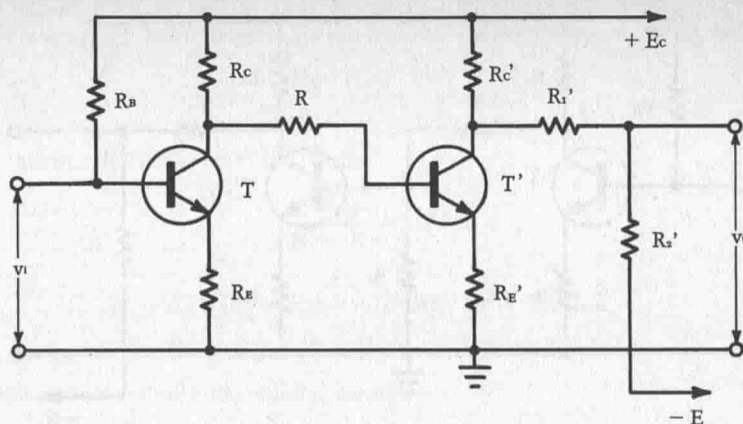


Fig. 8. - Altro tipo di accoppiamento diretto fra due stadi a transistori.

da cui:

$$R = \frac{V_{CO} - V'_{BO}}{I'_{BO}} \quad (8)$$

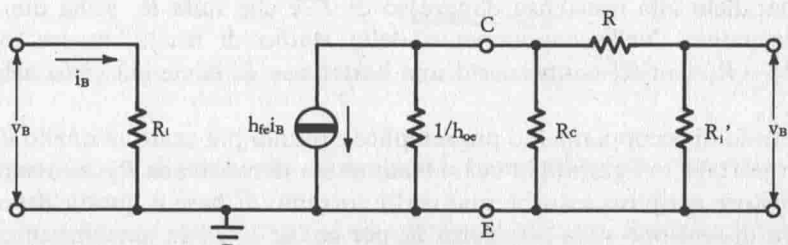
È da notare che anche nel caso del circuito di figura 8, la resistenza R provoca una caduta di tensione del segnale alternativo. Infatti il circuito equivalente del primo stadio dell'amplificatore di figura 8 risulta come in figura 9 in cui con R_i è stata indicata la resistenza d'ingresso al transistor T e con R_i' quella d'ingresso al transistor T' . La tensione V_C che si ottiene al collettore di T non si applica interamente alla base di T' , come avverrebbe nel caso di accoppiamento a $R-C$, ma viene attenuata secondo il rapporto di partizione:

$$a = \frac{R_i'}{R + R_i'}$$

L'amplificazione dello stadio, dal circuito equivalente di figura 9, risulta:

$$A_{vo} = \frac{v'_B}{v_B} = \frac{h_{fe} R_p}{R_i} a$$

dove con R_p è stato indicato il parallelo delle resistenze $1/h_{oe}$, R_C e $(R + R_i')$.

Fig. 9. - Circuito differenziale equivalente del primo stadio dell'amplificatore di figura 8. La resistenza R_i congloba l'effetto di reazione di corrente.

Esempio:

I transistori del circuito di figura 8 funzionano a riposo con:

$$V_{CO} = 5 \text{ V} \quad ; \quad I_{CO} = 4 \text{ mA} \quad ; \quad I_{BO} = 20 \text{ } \mu\text{A} \quad ; \quad V_{BEO} = 0,6 \text{ V}$$

e in corrispondenza hanno parametri:

$$h_{ie} = 1,5 \text{ k}\Omega \quad ; \quad h_{fe} = 180 \quad ; \quad h_{oe} = 50 \text{ } \mu\text{A/V} \quad ; \quad h_{re} \text{ trascurabile}$$

Fissando $E_C = 12 \text{ V}$ e $R_E = 120\Omega$, si ha:

$$R = \frac{E_C - V_{CO} - V_{EO}}{I_{CO}} = \frac{12 - 5 - 0,48}{4 \cdot 10^{-3}} = 1,63 \text{ k}\Omega$$

essendo:

$$V_{EO} = R_E I_{CO} = 120 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 0,48 \text{ V}$$

Poich    :

$$V'_{BO} = V_{BEO} + V_{EO} = 0,6 + 0,48 = 1,08 \text{ V}$$

la resistenza di accoppiamento risulta:

$$R = \frac{V_{CO} - V'_{BO}}{I'_{BO}} = \frac{5 - 1,08}{20 \cdot 10^{-6}} = 196 \text{ k}\Omega$$

Per l'amplificazione di tensione del primo stadio, ponendo:

$$R_p = \frac{1}{h_{oe} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R + R'_i}}$$

dove:

$$R_i = R'_i = h_{ie} + A_i R_E \cong h_{ie} + h_{fe} R_E = 1,5 \cdot 10^3 + 180 \cdot 120 = 23 \text{ k}\Omega$$

Sostituendo i valori numerici:

$$R_p = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{1,63 \cdot 10^3} + \frac{1}{(196 + 23)10^3}} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = \frac{h_{fe} R_p}{R_i} a = \frac{180 \cdot 1,5 \cdot 10^3}{23 \cdot 10^3} \frac{23 \cdot 10^3}{(196 + 23)10^3} = 1,24$$

Come si pu  notare nell'esempio svolto, l'accoppiamento di figura 8 comporta valori di R piuttosto elevati che riducono notevolmente sia l'amplificazione dello stadio che la stabilit  termica di T' (infatti in questo caso la resistenza vista dalla base di T'   data dalla serie di R con la resistenza di uscita di T , mentre nel circuito di figura 7   data dal parallelo di R_2 con la serie di R e della resistenza di uscita di T).

Tale inconveniente pu  essere notevolmente ridotto in alcuni casi se si pone in serie alla resistenza R un diodo Zener che assorbe quasi tutta la caduta di tensione $V_{CO} - V'_{BO}$, come indicato nello schema di figura 10, in cui   scelto un diodo Zener avente tensione prossima alla differenza $V_{CO} - V'_{BO}$.

La soluzione di figura 10   adottabile solo quando la corrente di base I'_{BO} assorbita a riposo da T'   dell'ordine di qualche mA.

In altri casi si pu  ricorrere allo schema di figura 11, in cui la corrente che attraversa il diodo Zener   data dalla somma di I'_{BO} e di quella assorbita dalla resistenza R_2 .

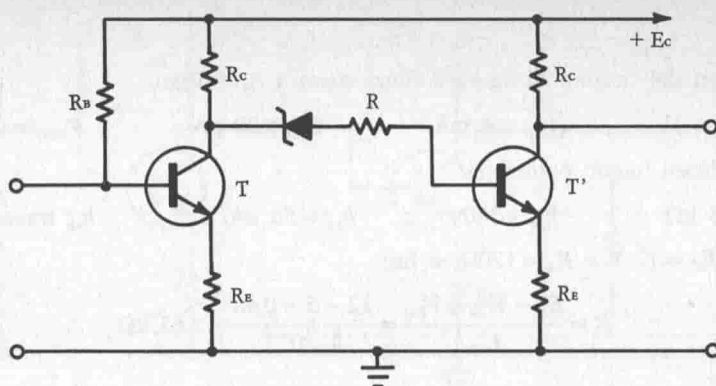


Fig. 10. - Accoppiamento fra due stadi in continua realizzato con diodo zener.

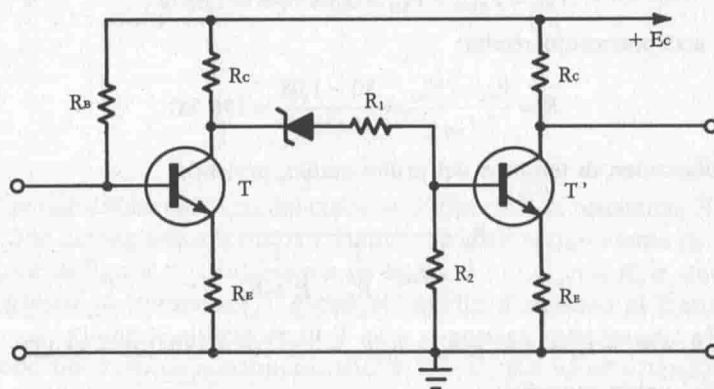


Fig. 11. - Accoppiamento fra due stadi in continua realizzato con diodo zener e partitore resistivo.

4. Banda passante negli amplificatori in continua - Compensazione dei partitori di accoppiamento

Dato il tipo di accoppiamento con circuiti puramente resistivi, che hanno permesso di eliminare la capacità di accoppiamento C_a , la frequenza di taglio inferiore f_1 risulta zero (infatti l'amplificatore ora studiato permette di amplificare anche i segnali continui che sono a frequenza zero).

La frequenza di taglio superiore f_2 , invece è condizionata ancora dalle *capacità interelettrodiche* o *parassite che tendono a cortocircuitare verso massa i segnali*, tanto più quanto più elevate sono le frequenze in gioco.

Lo studio del comportamento dell'amplificatore può essere ancora eseguito attraverso il circuito differenziale alle alte frequenze che si presenta, con riferimento agli schemi di figura 4 e 8, come in figura 12, relativamente al primo stadio, nelle versioni a JFET e a transistori.

Nel circuito di figura 12a si è indicato con C_i la capacità complessiva d'ingresso al secondo stadio e con C_u quella di uscita. A differenza di quanto accade negli amplificatori R-C, le due capacità non sono in parallelo e poiché la resistenza R_1 è di

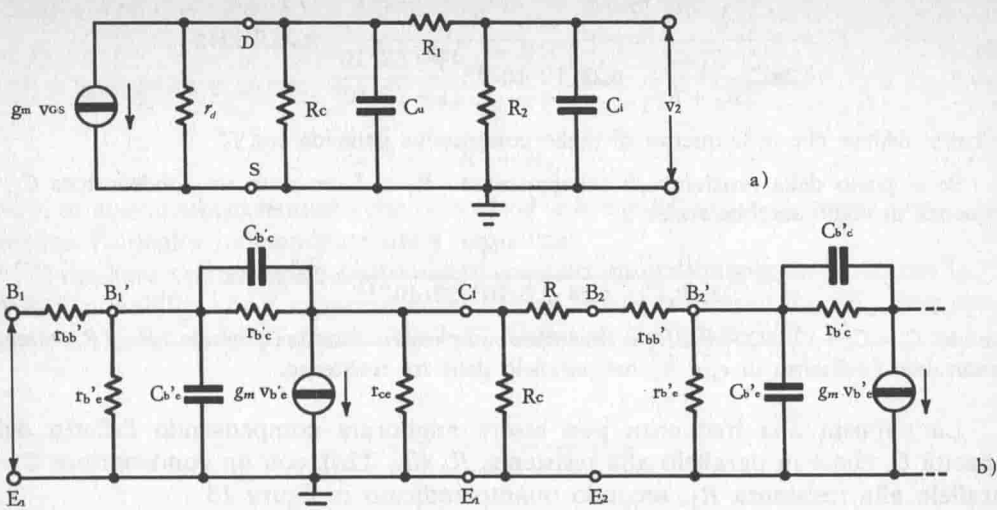


Fig. 12. - Circuito differenziale equivalente del primo stadio degli amplificatori in continua. a) di figura 4; b) di figura 8.

solito molto grande rispetto alla R_c , in prima approssimazione si può supporre che il circuito composto da $R_1 - R_2$ e C_i non carichi l'uscita dell'amplificatore. Ciò permette di studiare il circuito di figura 12a, come se fosse costituito da due circuiti in cascata, indipendenti fra loro. In tali condizioni ciascuna capacità determina una frequenza di taglio a quel valore per cui la reattanza uguaglia la resistenza vista ai suoi morsetti. Lo stadio risulta così caratterizzato da due frequenze di taglio:

$$f_2' = \frac{1}{2\pi C_u R_p'} \quad ; \quad f_2'' = \frac{1}{2\pi C_i R_p''}$$

avendo indicato con R_p' il parallelo di r_a e R_c e con R_p'' il parallelo di R_1 e R_2 . Di solito C_u e C_i sono dello stesso ordine di grandezza mentre $R_p'' \gg R_p'$, per cui la curva di risposta è dominata dalla f_2'' (se fosse $f_2'' < 0,1 f_2'$, la frequenza di taglio totale coinciderebbe con f_2'), che normalmente è una frequenza inferiore a quella di un corrispondente amplificatore $R-C$ (cioè una capacità C_a al posto della resistenza R_1). Di conseguenza uno stadio in continua del tipo di figura 4 risulta caratterizzato da una frequenza di taglio superiore piuttosto bassa e nell'amplificazione di un segnale a gradino, da un tempo di salita piuttosto elevato.

Esempio:

Supponendo che il primo stadio di figura 4, sia realizzato con un JFET avente $g_m = 2,5$ mA/V, $r_d = 40$ k Ω , capacità parassita di uscita $C_u = 10$ pF, d'ingresso allo stadio seguente $C_i = 10$ pF e inoltre resistenze: $R_c = 2,2$ k Ω , $R_1 = 1$ M Ω , $R_2 = 2,2$ M Ω , si ha:

$$f_2' = \frac{1}{2\pi C_u \frac{R_c r_d}{R_c + r_d}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \frac{2,2 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^3}{2,2 \cdot 10^3 + 40 \cdot 10^3}} \cong 7,6 \text{ MHz}$$

$$f_2'' = \frac{1}{2\pi C_i \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \frac{10^6 \cdot 2,2 \cdot 10^6}{(1 + 2,2)10^6}} \cong 23,2 \text{ kHz}$$

da cui si deduce che la frequenza di taglio complessiva coincide con f_2'' .

Se al posto della resistenza di accoppiamento R_1 ci fosse stato un condensatore C_a , la frequenza di taglio sarebbe stata:

$$f_2 \cong \frac{1}{2\pi R_C C_i} = \frac{1}{6,28 \cdot 2,2 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \cong 3,6 \text{ MHz}$$

essendo: $C_i = C_u + C_i = 20 \text{ pF}$ e R_p la resistenza complessiva vista da C_i uguale circa a R_C , essendo trascurabile l'influenza di r_a e R_2 nel parallelo delle tre resistenze.

La risposta alla frequenza può essere migliorata compensando l'effetto della capacità C_i che è in parallelo alla resistenza R_2 (fig. 12a), con un condensatore C_1 in parallelo alla resistenza R_1 , secondo quanto indicato in figura 13.

Si può vedere che se si sceglie opportunamente il valore di C_1 viene meno l'attenuazione alle alte frequenze introdotta da C_i . Infatti se si suppone di applicare al circuito un segnale sinusoidale $\bar{V}_1$, la tensione di uscita, in forma complessa risulta:

$$\bar{V}_2 = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} \bar{V}_1 \quad (8)$$

dove:

$$\bar{Z}_1 = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}$$

e:

$$\bar{Z}_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_i}$$

Sostituendo nella (8) si ottiene:

$$\bar{V}_2 = \bar{V}_1 \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_i}}{\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_i}} \quad (9)$$

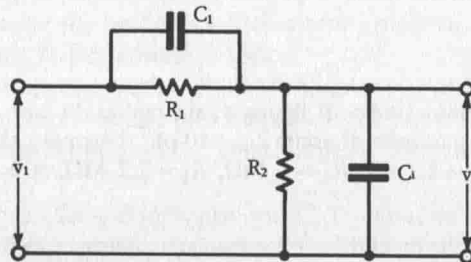


Fig. 13. - Partitore compensato con la capacità C_1 .

Se ora si dimensiona il condensatore C_1 in modo che:

$$R_1 C_1 = R_2 C_i \quad (10)$$

la (9) si semplifica e si ha:

$$\bar{V}_2 = \bar{V}_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = a \bar{V}_1 \quad (11)$$

cioè si ottiene lo stesso risultato che si avrebbe se le capacità C_1 e C_i non ci fossero e la tensione $\bar{V}_2$ risulta indipendente dalla frequenza.

Il risultato ottenuto può anche essere spiegato intuitivamente, notando che la (10) equivale a stabilire che il rapporto di partizione a delle resistenze R_1 e R_2 deve essere uguale a quello a' delle capacità C_1 e C_i . Quest'ultimo infatti vale:

$$a' = \frac{\frac{1}{C_i}}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_i}} = \frac{C_1}{C_1 + C_i} \quad (12)$$

Imponendo $a = a'$ si ottiene:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_i}$$

E sviluppando:

$$R_2 C_1 + R_2 C_i = R_1 C_1 + R_2 C_1$$

che è ancora la (10). Il circuito di figura 13 può essere ridisegnato come in figura 14. Ora se $a = a'$, applicando un segnale v_1 , i punti A e A' risultano equipotenziali qualsiasi sia la frequenza del segnale, per cui nel collegamento AA' non viene a circolare corrente.

Il funzionamento del circuito non viene quindi alterato eliminando tale collegamento; in tal caso il circuito appare come in figura 15 dove C_1 e C_i risultano in serie ed

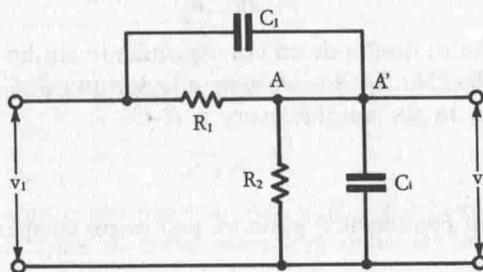


Fig. 14. - Altro modo di disegnare il circuito di figura 13.

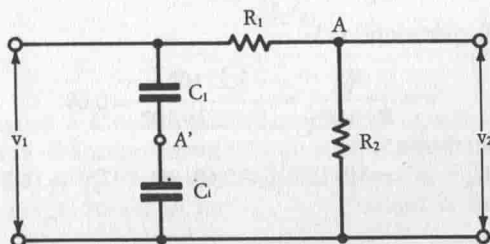


Fig. 15. - Semplificazione di un partitore compensato.

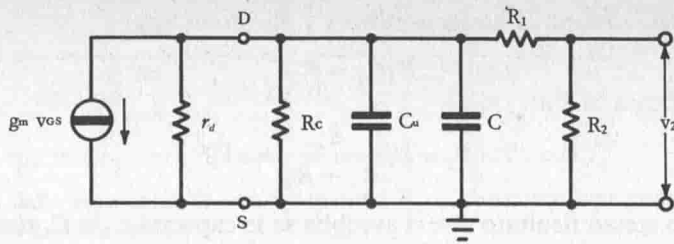


Fig. 16. - Circuito differenziale completo del primo stadio di figura 4, nel caso di partitore di accoppiamento compensato.

equivalgono ad un'unica capacità uguale a C_i , moltiplicata per il rapporto di partizione del partitore:

$$C = \frac{C_1 C_i}{C_1 + C_i} = a C_i \quad (13)$$

essendo:

$$a = \frac{C_1}{C_1 + C_i}$$

Se ora si ridisegna il circuito completo dello stadio, esso si presenta come in figura 16, in cui la capacità C appare in parallelo a C_u e il tutto dà luogo ad una capacità:

$$C_t = C_u + C = C_u + a C_i \quad (14)$$

la quale vede ai suoi morsetti una resistenza R_p data dal parallelo di r_d , R_c e $(R_1 + R_2)$, che in pratica, dati gli alti valori di r_d e $(R_1 + R_2)$, viene a coincidere con R_c . Con la compensazione, lo stadio viene ad avere una sola frequenza di taglio:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_t R_p}$$

che risulta un po' più alta di quella di un corrispondente stadio di amplificatore a R - C . Infatti il valore di C_t dalla (14) risulta inferiore alla somma di C_u e C_i , che costituisce la capacità parassita totale in un amplificatore a R - C .

Esempio:

Riprendendo l'esempio precedente il partitore può essere compensato da una capacità C_1 data dalla (10):

$$C_1 = \frac{R_2 C_i}{R_1} = \frac{2,2 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12}}{10^6} = 22 \text{ pF}$$

Poiché il rapporto di partizione vale:

$$a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2,2 \cdot 10^6}{(1 + 2,2) \cdot 10^6} = 0,69$$

la capacità parassita totale risulta:

$$C_t = C_u + a C_i = 10 \cdot 10^{-12} + 0,69 \cdot 10 \cdot 10^{-12} = 16,9 \text{ pF}$$

la corrispondente frequenza di taglio:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_t R_p} \cong \frac{1}{2\pi C_t R_c} = \frac{1}{6,28 \cdot 16,9 \cdot 10^{-12} \cdot 2,2 \cdot 10^3} = 4,28 \text{ MHz}$$

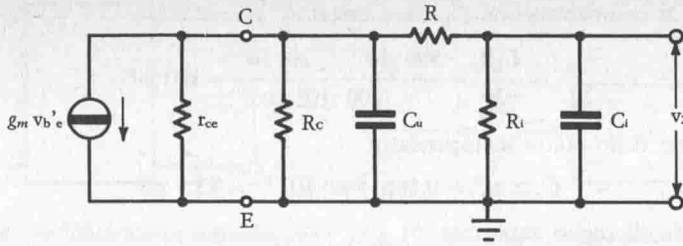


Fig. 17. - Circuito equivalente di uno stadio di un amplificatore in continua a transistori.

Considerazioni del tutto analoghe possono essere fatte nel caso degli amplificatori a transistori. Infatti se nel circuito di figura 12b si trascura la resistenza $r_{bb'}$, la tensione applicata fra base e massa viene a coincidere con la $v_{b'e}$ e considerando lo stadio, come la porzione di circuito che va dalla base del primo transistoro alla base del secondo, il circuito equivalente di uno stadio, riportando all'ingresso per il teorema di Miller, l'effetto del gruppo $r_{b'e}$, $C_{b'e}$, risulta come in figura 17 in cui la C_u è normalmente trascurabile. La R_i comprende la $r_{b'e}$ e l'effetto di reazione del gruppo di stabilizzazione termica ($A_i R_E$) che va ad aggiungersi al valore di $r_{b'e}$ e la resistenza $r_{b'e}$ riportata all'ingresso e che si pone in parallelo alla somma delle due precedenti.

Dall'esame del circuito di figura 17, si osserva che esso è del tutto identico a quello di figura 12a, in cui il rapporto di partizione è dato da:

$$a = \frac{R_i}{R + R_i}$$

Anche in questo caso può essere compensato il partitore $R - R_i$ con una capacità C_1 in parallelo a R di valore:

$$C_1 = \frac{C_i R_i}{R}$$

poiché di solito la capacità C_u è trascurabile rispetto al valore di $a C_i$ la capacità parassita totale vale:

$$C_t \cong a C_i \quad (15)$$

ed essendo di solito R_C molto più piccola di r_{ce} e $(R + R_i)$, la resistenza vista da C_t vale circa R_C , per cui la frequenza di taglio superiore dello stadio è approssimata con la relazione:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_C C_t} \quad (16)$$

Esempio:

L'amplificatore di figura 8 è realizzato con transistori uguali, aventi resistenze di carico $R_C = 1,8 \text{ k}\Omega$ e una resistenza di accoppiamento fra gli stadi $R = 100 \text{ k}\Omega$. Sapendo che la capacità d'ingresso C_i è valutabile 500 pF , la resistenza d'ingresso, tenuto conto della reazione di corrente, $R_i = 20 \text{ k}\Omega$ e la resistenza $r_{ce} = 20 \text{ k}\Omega$, si ha:

$$a = \frac{R_i}{R + R_i} = \frac{20 \cdot 10^3}{(100 + 20)10^3} = 0,166$$

La capacità di compensazione C_1 deve essere:

$$C_1 = \frac{C_i R_i}{R} = \frac{500 \cdot 10^{-12} \cdot 20 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 100 \text{ pF}$$

e la capacità totale dello stadio compensato:

$$C_t \cong aC_i = 0,166 \cdot 500 \cdot 10^{-12} = 83,3 \text{ pF}$$

da cui la frequenza di taglio superiore:

$$f_2 \cong \frac{1}{2\pi R C_t} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,8 \cdot 10^3 \cdot 83,3 \cdot 10^{-12}} = 1,06 \text{ MHz}$$

5. Deriva negli amplificatori in continua

Si è visto nei primi due paragrafi, che un amplificatore in continua deve essere dimensionato in modo che con segnale d'ingresso nullo (ingresso a massa), la tensione di uscita sia pure nulla.

All'atto pratico si verifica che tale tensione non si mantiene a zero, ma *fluttua lentamente in maniera casuale, nell'intorno del valore teorico*. Tale fenomeno prende il nome di *deriva (drift)* e si dice anche che l'amplificatore si *sbilancia*, intendendo per amplificatore bilanciato, un amplificatore con i partitori di accoppiamento aggiustati in modo che l'uscita sia a zero, con ingresso a massa (in pratica una resistenza di un partitore è costituita da un *trimmer* per consentire il bilanciamento dell'amplificatore). Il motivo di tale sbilanciamento è da ricercarsi in diversi fattori che nel tempo tendono a modificare il punto di riposo di ciascun elemento attivo.

La deriva negli amplificatori a transistori o a JFET è essenzialmente dovuta ai *fenomeni termici*. Si è già visto nel capitolo VII come le variazioni di temperatura della giunzione base-emettitore provochino variazioni della tensione V_{BE} , della corrente inversa della giunzione base-collettore I_{CBO} e dei parametri differenziali del transistor e in particolare di h_{fe} .

Le variazioni di dette grandezze comportano spostamenti del punto di funzionamento a riposo nel transistor e sono stati introdotti circuiti di stabilizzazione termica aventi lo scopo di ridurre queste variazioni.

Altre cause comuni a tutti i tipi di amplificatori in continua, sono le variazioni di tensione di rete che provocano variazioni nelle tensioni d'alimentazione e di polarizzazione e variazioni di resistenza per effetto termico o d'invecchiamento.

Dall'esame delle cause di deriva ora esposte appare che detti fenomeni sono piuttosto lenti, anzi, alcuni lentissimi.

Le derive estremamente lente possono essere corrette normalmente con il potenziometro che serve per il bilanciamento dell'amplificatore. Le altre derive devono essere corrette con accorgimenti che saranno esaminati nei prossimi paragrafi.

Rappresentazione dei fenomeni di deriva

Come già visto, la deriva produce un segnale d'uscita variabile lentamente nel tempo quando il segnale d'ingresso è nullo.

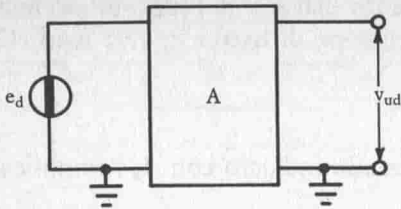


Fig. 18. - Stadio di amplificatore in continua con deriva riportata come disturbo equivalente all'ingresso.

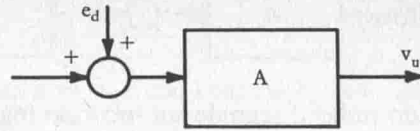


Fig. 19. - Schema a blocchi dello stadio di figura 18.

Se ora si considera uno stadio amplificatore di guadagno A , in assenza di deriva, con ingresso nullo, il segnale di uscita sarà pure nullo. Se invece lo stadio in esame è affetto da deriva, la tensione v_u sarà diversa da zero e avrà un valore v_{ud} . Risulta comodo esprimere il disturbo di deriva come dovuto ad un segnale equivalente e_d all'ingresso dell'amplificatore tale che:

$$v_{ud} = Ae_d$$

cioè in grado di produrre all'uscita il disturbo effettivo. Si riconduce cioè il disturbo all'uscita ad un disturbo equivalente e_d all'ingresso come indicato schematicamente in figura 18. Tale rappresentazione può essere indicata in uno schema a blocchi, come in figura 19, in cui la deriva costituisce un segnale di disturbo entrante nello stadio amplificatore.

6. Metodi di riduzione e compensazione della deriva

Il disturbo di deriva, può in linea teorica essere annullato, ma in pratica solo ridotto, mediante opportuni accorgimenti che vengono qui di seguito illustrati. Un modo di annullare teoricamente la deriva è quello di fare uso di uno stadio differenziale, in cui un ingresso è posto a massa, come indicato in figura 20.

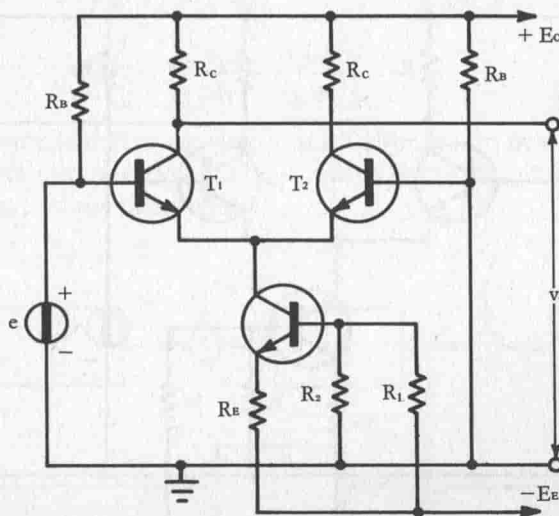


Fig. 20. - Amplificatore differenziale, come stadio d'ingresso di un amplificatore in continua, per compensare la deriva.

Nel caso che si possa supporre infinitamente elevato il rapporto di reiezione e l'amplificatore perfettamente simmetrico, la tensione di uscita v_u vale (cap. 12, paragrafo 6):

$$v_u = A_d e \quad (17)$$

essendo nullo il segnale sul secondo ingresso e avendo indicato con A_d l'amplificazione della differenza dei due segnali d'ingresso.

Se ora si considera il disturbo di deriva come un segnale equivalente all'ingresso dello stadio e se i due elementi attivi hanno caratteristiche e parametri perfettamente identici, le derivate introdotte dai due stadi del differenziale risulteranno uguali e possono essere schematizzate come in figura 21 riprendendo lo schema di figura 20, in cui con e'_d è stata indicata la deriva riportata all'ingresso di T_1 e con e''_d quella relativa a T_2 . Il segnale v_u risulta allora:

$$v_u = A_d(e + e'_d - e''_d) \quad (18)$$

ed essendo per ipotesi $e'_d = e''_d$ la (18) si riduce alla (17), cioè il disturbo di deriva viene esattamente compensato. Ciò è vero solo in linea del tutto teorica, sia perché il rapporto di reiezione del differenziale non è infinitamente grande e quindi nella (18) compare un termine proporzionale alla somma di e'_d ed e''_d , sia perché i due elementi attivi del differenziale non sono mai perfettamente identici e quindi è sempre $e'_d \neq e''_d$. Resta però il fatto che il disturbo di deriva viene fortemente ridotto, anche se come contropartita si ha un'amplificazione dello stadio, inferiore a quella che si avrebbe con un collegamento tipo quello di figura 4 o figura 8 (circa la metà).

Un altro modo per ridurre gli effetti della deriva è quello di *reazionare negativamente* l'amplificatore in quanto la deriva è un disturbo che si origina nell'interno dell'*anello di reazione* e quindi viene ridotto (cap. XI, paragrafo 3) in ragione del *guadagno di anello*.

Per fissare le idee si consideri un amplificatore a tre stadi il cui schema a blocchi sia come in figura 22 in cui sono state messe in evidenza le derivate di ciascuno stadio, come segnali di disturbo equivalenti all'ingresso di ognuno.

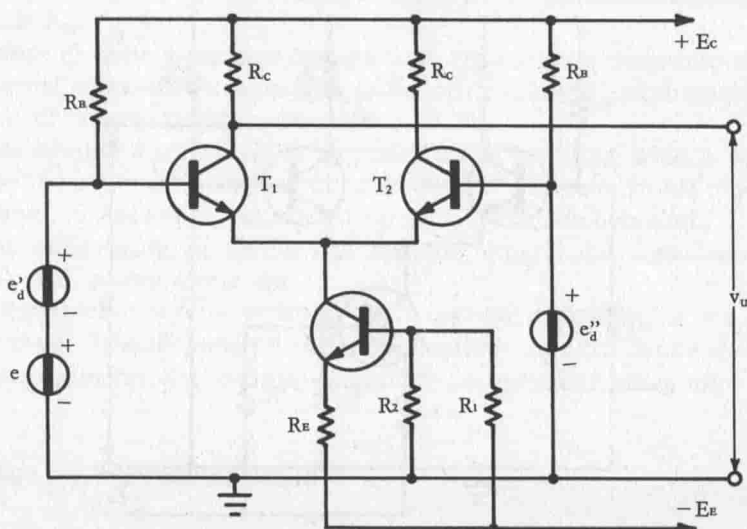


Fig. 21. - Stadio differenziale con i disturbi di deriva riportati all'ingresso di ciascun elemento attivo.

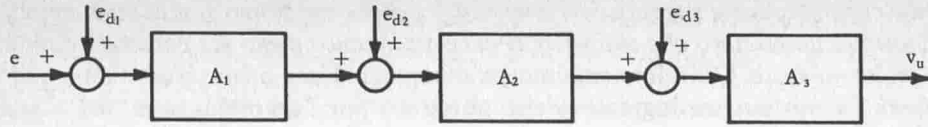


Fig. 22. - Schema a blocchi di un amplificatore in continua a tre stadi con i disturbi di deriva riportati all'ingresso dei singoli stadi.

In assenza del segnale applicato ($e=0$), il segnale di uscita, dalla figura 22, ammettendo lineare la zona di funzionamento di ciascuno stadio e quindi applicabile il principio di sovrapposizione degli effetti, risulta:

$$v_{ud} = e_{d1}A_1A_2A_3 + e_{d2}A_2A_3 + e_{d3}A_3 \quad (19)$$

Se ora l'amplificatore viene reazionato si ottiene lo schema a blocchi di figura 23, in cui il segnale di disturbo viene ridotto in ragione del termine $1 + A_1A_2A_3H$ cioè si ottiene con $e=0$:

$$v_{udr} = \frac{v_{ud}}{1 + A_1A_2A_3H} \quad (20)$$

e tenendo conto della (19):

$$v_{udr} = \frac{e_{1d}A_1A_2A_3 + e_{2d}A_2A_3 + e_{3d}A_3}{1 + A_1A_2A_3H} \quad (21)$$

Osservando che il guadagno dell'amplificatore reazionato vale:

$$A_r = \frac{A_1A_2A_3}{1 + A_1A_2A_3H}$$

la (21) può anche essere posta nella forma:

$$\begin{aligned} v_{udr} &= \frac{A_1A_2A_3}{1 + A_1A_2A_3H} \left[e_{1d} + \frac{e_{2d}}{A_1} + \frac{e_{3d}}{A_1A_2} \right] = \\ &= A_r \left[e_{1d} + \frac{e_{2d}}{A_1} + \frac{e_{3d}}{A_1A_2} \right] \end{aligned} \quad (22)$$

La (22) mostra come le derive dei singoli stadi abbiano un peso diverso sulla deriva totale dell'amplificatore e in particolare che la deriva del primo stadio risulta molto più dannosa di quella degli stadi successivi.

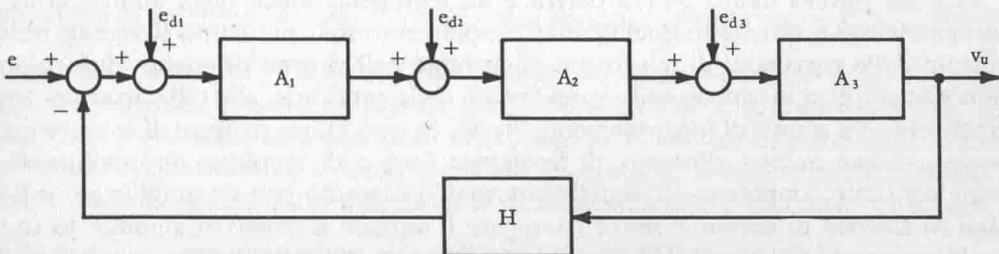


Fig. 23. - Schema a blocchi di un amplificatore in continua a tre stadi reazionato negativamente.

Tale considerazione suggerisce di impiegare almeno nel primo stadio di un amplificatore in continua un circuito che sia privo di deriva o quanto meno sia caratterizzato da una deriva molto modesta. Quindi normalmente si impiega come primo stadio un *amplificatore differenziale* in cui un ingresso viene utilizzato per l'amplificazione del segnale da amplificare e l'altro viene posto a massa, oppure utilizzato nel caso che il circuito lo consenta, per l'applicazione del segnale di reazione negativa.

Si ha così uno schema del tipo illustrato in figura 24. In esso il primo stadio è un amplificatore differenziale la cui uscita è accoppiata direttamente al secondo stadio T_3 .

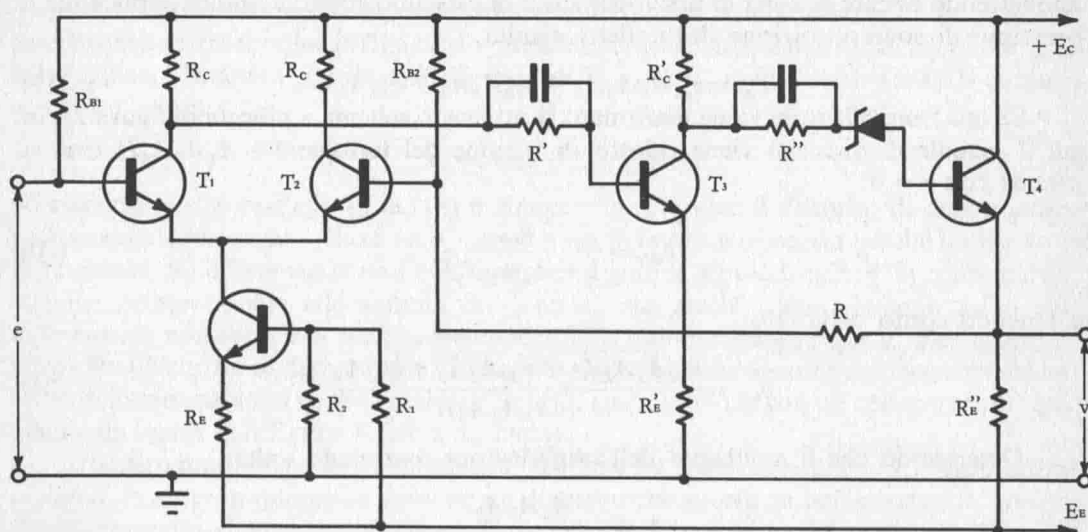


Fig. 24. - Schema completo di un amplificatore in continua a tre stadi, con ingresso differenziale e reazione negativa di tensione.

L'uscita di quest'ultimo è accoppiata direttamente all'ingresso di un *emitter-follower* che costituisce lo stadio di uscita. Naturalmente le resistenze di accoppiamento devono essere scelte in modo che quando $e = 0$ anche $v_u = 0$. Poiché il segnale di uscita v_u è dello stesso segno di e (lo stadio differenziale inverte di segno, così pure il secondo stadio, mentre l'*emitter-follower* non inverte) la reazione negativa può essere effettuata utilizzando il secondo ingresso del differenziale, per cui il segnale sul collettore di T_1 risulta proporzionale alla differenza del segnale d'ingresso e di quello di reazione.

Esiste infine un altro modo per eliminare il disturbo di deriva.

Si è già notato infatti che la deriva è un fenomeno tipico degli amplificatori in continua mentre è assente in quelli con accoppiamento R - C in quanto il segnale utile è costituito dalle variazioni di tensione e di corrente nell'intorno del punto di funzionamento e finché ci si mantiene nella zona lineare delle caratteristiche tali variazioni sono indipendenti dal punto di funzionamento stesso. Si può allora pensare di *trasformare il segnale continuo in uno alternato*, di frequenza fissa e di ampiezza proporzionale al segnale continuo, amplificare il segnale alternativo ottenuto con un amplificatore R - C , quindi in assenza di deriva, e infine *convertire* il segnale alternativo amplificato in un segnale continuo. Gli elementi in grado di effettuare tale conversione vanno sotto il nome di *chopper*.

7. Chopper

Un *chopper* (vibratore) può essere considerato un doppio interruttore $S_1 - S_2$ che si apre e si chiude ad una frequenza fissa imposta da un segnale di pilotaggio. Esso agisce in connessione con un amplificatore $R-C$, secondo lo schema di principio di figura 25.

Gli interruttori S_1 e S_2 sono pilotati in sincronismo dal segnale v_p , in modo tale che quando S_1 è chiuso, S_2 è aperto e viceversa, oppure in modo che siano contemporaneamente ambedue chiusi o ambedue aperti.

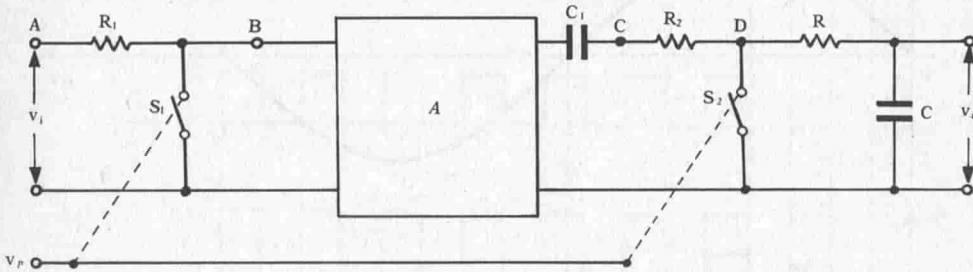


Fig. 25. - Schema di principio di un amplificatore a *chopper*.

Limitandoci al solo circuito d'ingresso, si osserva che con S_1 chiuso, il punto B si trova a potenziale di massa ($v_B = 0$), mentre con S_1 aperto, il punto B assume lo stesso potenziale di A e in tale fase è $v_B = v_A$. Se si suppone che il segnale di pilotaggio v_p sia sinusoidale e che S_1 sia chiuso durante la semionda negativa, la situazione si presenta come in figura 26, in cui si è supposto il segnale v_i anch'esso sinusoidale, di frequenza molto minore di quella di v_p . La resistenza R_1 ha lo scopo di non cortocircuitare il generatore del segnale v_i quando S_1 è chiuso.

La tensione v_B appare come una successione d'impulsi la cui ampiezza segue i valori istantanei del segnale applicato in A e tali impulsi, amplificati dall'amplificatore che segue sono riconvertiti in un segnale continuo, tramite l'interruttore S_2 .

Per comprendere meglio il funzionamento dello schema di figura 25, supponiamo che il segnale d'ingresso v_i sia un segnale continuo di ampiezza V_o (fig. 27b) e che ancora S_1 sia aperto durante la semionda positiva del segnale di pilotaggio v_p . Nel punto B si ottiene una successione di impulsi rettangolari di ampiezza V_o e frequenza f_o che viene applicata all'amplificatore $R-C$. Quest'ultimo amplifica solo la componente alternata della tensione v_c e, supponendo che non inverta la fase, fornisce all'uscita un'onda rettangolare di ampiezza $\frac{AV_o}{2}$ (fig. 27d). Se ora si considera l'interruttore S_2 e si suppone

che quando il contatto S_1 è aperto, S_2 sia chiuso e viceversa, il punto D si trova a massa durante la semionda positiva del segnale di eccitazione, mentre, durante quella negativa il punto D si trova allo stesso potenziale di C (essendo S_2 aperto). Segue che se il segnale uscente dall'amplificatore $R-C$ viene applicato al punto C , si ottiene fra D e massa la forma d'onda di figura 27 e, cioè solo le semionde negative dell'onda rettangolare amplificata, che appaiono come una sequenza di impulsi negativi di ampiezza $\frac{AV_o}{2}$, sempre a frequenza f_o . Infine se tali impulsi sono applicati ad un filtro passa-basso (ad

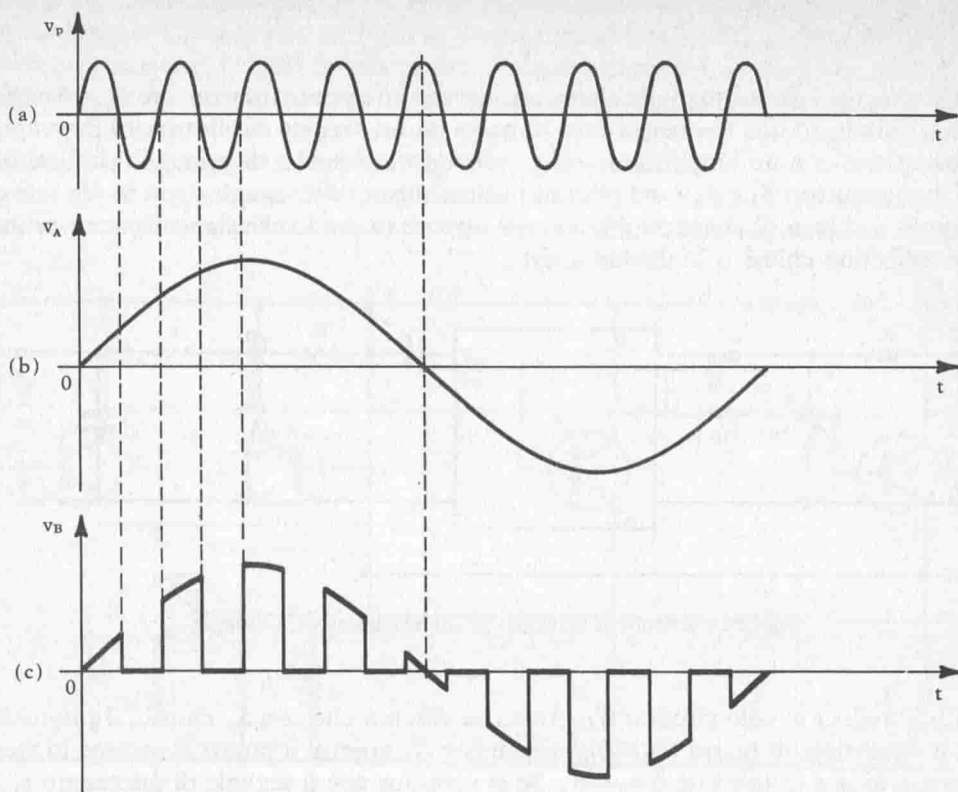


Fig. 26. - Forme d'onda di un chopper. a) tensione di pilotaggio v_p ; b) segnale d'ingresso al chopper; c) segnale d'uscita.

esempio $R-C$), possono essere filtrate tutte le componenti alternative della sequenza di impulsi e si ottiene solo la componente continua che ha un valore metà rispetto all'ampiezza degli impulsi (fig. 27f) cioè è $v_u = \frac{AV_o}{4}$. Si ottiene cioè un segnale continuo di

polarità opposta a v_i e amplificato in ragione di $\frac{A}{4}$ cioè il guadagno in continua dell'intero circuito risulta un quarto di quello dell'amplificatore a $R-C$.

Perché il sistema sia efficace occorre però che la frequenza di pilotaggio del *chopper* sia molto più alta di quella del segnale da amplificare altrimenti si avrebbe una non fedele amplificazione e non si potrebbe filtrare col filtro *passa-basso* la frequenza degli impulsi senza attenuare il segnale utile.

Un semplice esempio di *chopper* a transistori è illustrato in figura 28 in cui il transistor funziona da interruttore. Infatti durante la semionda positiva della tensione v_p applicata fra base e emettitore, il transistor è in saturazione e la tensione v_u è praticamente nulla (in realtà vale $V_{CE\text{ sat}}$), mentre durante la semionda negativa il transistor è interdetto e v_u è praticamente uguale a v_i (in realtà $v_i - RI_{CBO}$).

Il fatto che la tensione di saturazione non sia nulla dà luogo ad una piccola tensione di uscita anche con segnale d'ingresso nullo (*offset*). Ciò fa sì che per segnali v_i molto

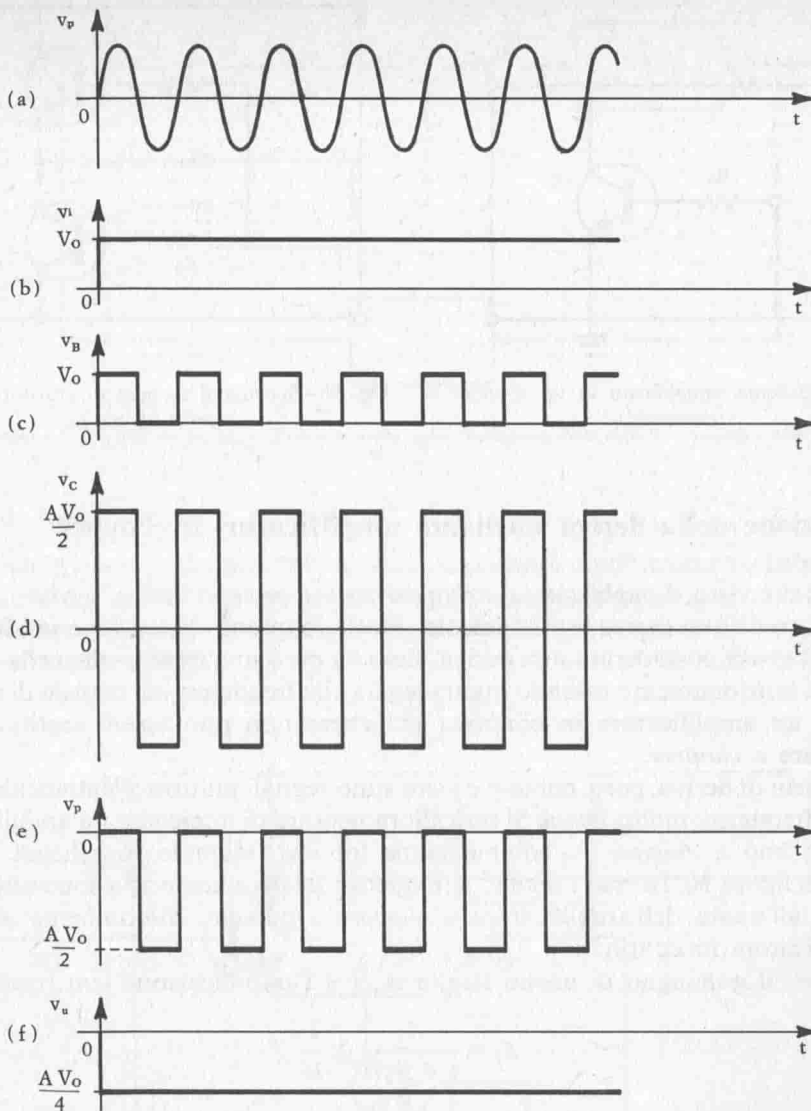


Fig. 27. - Forme d'onda in un amplificatore a chopper, del tipo di figura 25.

piccoli il circuito non funziona. L'ostacolo può essere aggirato con un *chopper* a due transistori collegati in opposizione come in figura 29.

Questa volta, durante la semionda positiva fra base ed emettitore i due transistori sono in saturazione con tensione V_{CEsat} di polarità opposta, per cui se essi sono ben scelti la tensione all'uscita è quasi nulla (pochi μV).

La conversione del segnale alternato in segnale continuo può essere effettuata con un circuito del tutto simile a quello di figura 29 in cui il *segnale di pilotaggio* è in *sincronismo con quello che comanda il circuito d'ingresso*.

Nei circuiti di figura 28 e 29, al posto dei transistori possono essere impiegati anche JFET.

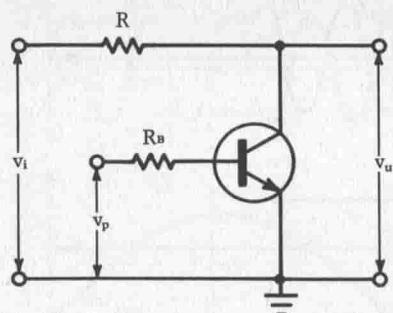


Fig. 28. - Schema semplificato di un chopper a transistori.

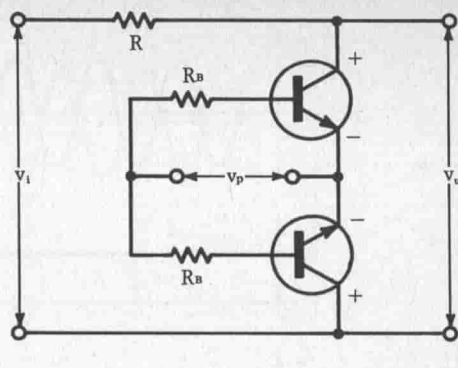


Fig. 29. - Schema di chopper a transistori con offset ridotto al minimo.

8. Correzione della deriva mediante amplificatori a chopper

Come si è visto, l'amplificatore a chopper risulta privo di deriva, ovvero può essere caratterizzato da una deriva estremamente ridotta in quanto la tensione residua (*offset*) può ancora essere considerata una deriva. Esso ha però una limitazione nella frequenza massima di funzionamento essendo questa legata alla frequenza del segnale di pilotaggio v_p , quindi un amplificatore in continua in genere non può essere sostituito da un amplificatore a chopper.

I disturbi di deriva, però, come si è visto sono segnali piuttosto lentamente variabili e quindi a frequenza molto bassa. Si può allora pensare di impiegare un amplificatore in continua e uno a chopper in combinazione fra loro secondo lo schema a blocchi illustrato in figura 30. In esso i segnali a frequenza relativamente alta sono attenuati dal filtro R - C all'uscita dell'amplificatore a chopper e passano direttamente all'ingresso dell'amplificatore in continua.

Per essi il guadagno di anello risulta $A_o H$ e l'amplificazione con reazione è:

$$A_r = \frac{A_o}{1 + A_o H} \approx \frac{1}{H}$$

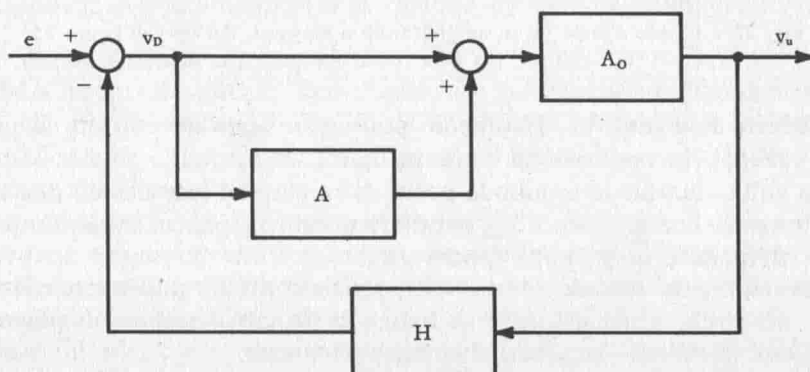


Fig. 30. - Schema a blocchi di un amplificatore in continua connesso con un amplificatore a chopper.

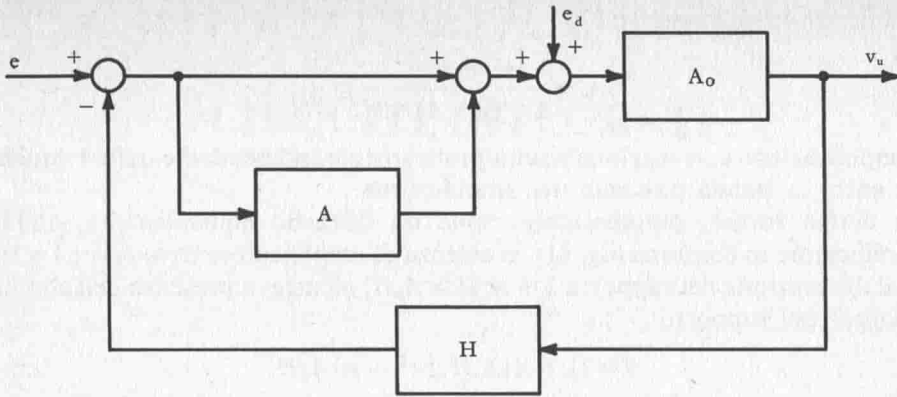


Fig. 31. - Schema a blocchi di un amplificatore a chopper, connesso con uno in continua affetto da deriva.

se, come di solito avviene è $A_o H \gg 1$.

I segnali in bassa frequenza, invece, oltre che entrare direttamente nell'amplificatore in continua sono amplificati anche dall'amplificatore a *chopper* per cui all'ingresso dell'amplificatore in continua entra il segnale $v_D + v_D A = v_D(1 + A)$. In tal caso il guadagno di anello risulta:

$$(1 + A)A_o H$$

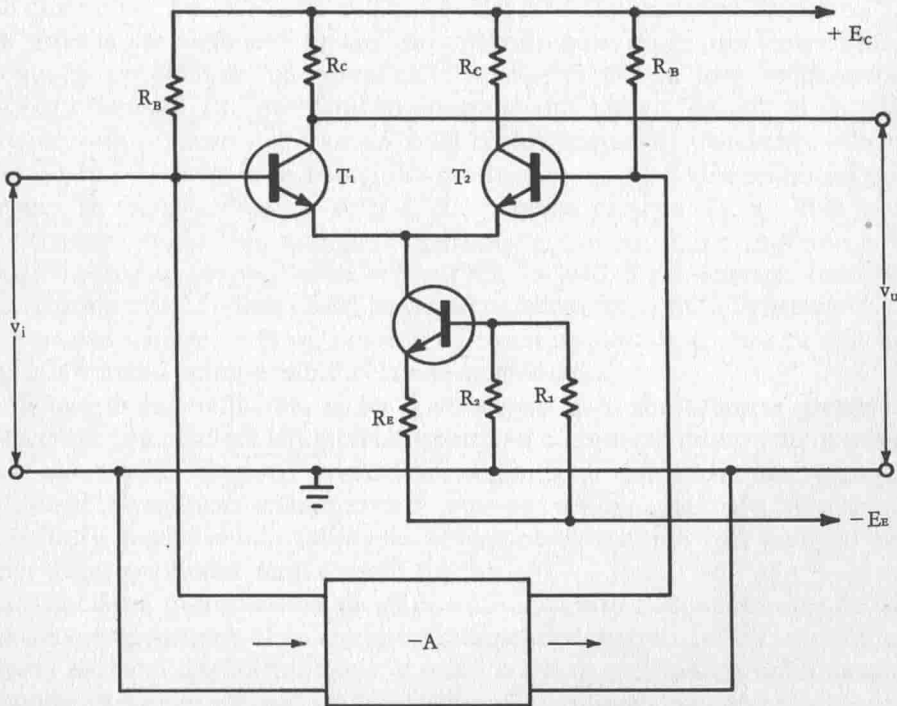


Fig. 32. - Collegamento dell'amplificatore a chopper con uno in continua effettuato tramite amplificatore differenziale.

e l'amplificazione con reazione:

$$A_r = \frac{(1 + A)A_o}{1 + (1 + A)A_oH} \cong \frac{1}{H}$$

cioè l'amplificazione con reazione risulta praticamente indipendente dalla frequenza del segnale entro la banda passante dell'amplificatore.

La deriva invece, rappresentata come un disturbo equivalente e_d all'ingresso dell'amplificatore in continua (fig. 31), in assenza di amplificatore a *chopper* ($A = 0$) viene ridotta dalla reazione nel rapporto $1 + A_oH \cong A_oH$, mentre in presenza dell'amplificatore a *chopper* nel rapporto:

$$1 + (1 + A)A_oH \cong (1 + A)A_oH$$

cioè di $1 + A$ volte in quanto per i segnali di deriva, essendo essi a frequenze basse, l'amplificatore a *chopper* risulta efficace. In pratica il collegamento, il cui schema a blocchi risulta come in figura 30, può essere realizzato con l'aiuto di un *amplificatore differenziale* come illustrato in figura 32, in cui l'amplificatore a *chopper* è fatto in modo da fornire un segnale in uscita di segno opposto a quello d'ingresso.

In tali condizioni sul secondo ingresso del differenziale è applicato un segnale $e'' = -Ae$ e se A_d è l'amplificazione dello stadio differenziale, il segnale di uscita v_u risulta:

$$v_u = A_d(e + Ae) = A_d e(1 + A)$$

Tale segnale costituirà l'ingresso di successivi stadi in continua.

CAPITOLO QUATTORDICESIMO

CIRCUITI INTEGRATI

1. Generalità

Un circuito integrato consiste in un pezzetto (*chip*) monocristallino di silicio, contenente sia gli elementi attivi che quelli passivi e le loro interconnessioni, che vengono eseguite sulla superficie del *chip* stesso.

Le dimensioni dei *chip* sono dell'ordine dei $50 \div 100$ millesimi di pollice ($1,2 \div 2,5$ mm) di lato e la produzione di un circuito integrato pone molti problemi riguardanti la tecnologia di produzione, gli investimenti necessari per la loro realizzazione e le prestazioni ottenibili. Tali problemi comportano una nuova filosofia di progettazione del circuito e di impiego dello stesso nella realizzazione dei dispositivi elettronici.

Per quanto riguarda la tecnologia di produzione, come si farà cenno nel paragrafo che segue, la realizzazione di tutti i componenti presenti in un *chip* e le loro interconnessioni avvengono contemporaneamente con un unico processo e le varie tecnologie impiegate devono essere compatibili fra loro, il che impone limiti piuttosto ristretti al progettista. Inoltre i forti investimenti necessari, uniti all'esigenza di ottenere prodotti a costi sempre inferiori, richiede un continuo sforzo per riuscire a includere in un *chip* un numero sempre più elevato di componenti.

A fronte di tali difficoltà, si ha il vantaggio di poter ottenere prestazioni più soddisfacenti e una migliore affidabilità rispetto ad un equivalente circuito a componenti discreti; ciò perché vengono a mancare i punti di saldatura, di solito fonti di inconvenienti e risultano minimizzati i percorsi dei segnali, data la vicinanza dei componenti, i quali essendo fabbricati contemporaneamente con identico processo, risultano avere parametri molto simili fra loro.

La filosofia di progettazione di un circuito integrato è alquanto diversa da quella relativa alla progettazione di un circuito a componenti discreti. Infatti in questi ultimi, il progettista ha a sua disposizione una grande varietà di componenti con una gamma di valori molto estesa e di cui conosce le caratteristiche, quindi deve combinarli in modo da raggiungere l'obiettivo ad un costo accettabile; ad esempio le resistenze hanno un costo inferiore a quello dei transistori: l'abilità del progettista sta nel minimizzare l'impiego

dei transistori. Nei circuiti integrati, invece, il progettista deve, nell'ambito dell'obiettivo da raggiungere, tener conto dei processi di fabbricazione, cercando di impiegare dispositivi meno costosi, che nel caso specifico sono quelli che occupano la minore area del *chip*. Ad esempio un transistor occupa un'area inferiore a quella di un resistore ed è quindi più economico. Inoltre il numero di componenti facilmente riproducibili in un circuito integrato e la loro gamma di valori sono limitati; ne consegue che lo schema di un circuito integrato risulta molto diverso (in genere più complesso) da quello di un analogo circuito a componenti discreti.

Il progettista di un dispositivo che utilizza circuiti integrati deve anch'esso operare con una filosofia diversa rispetto al progettista di un analogo circuito a componenti discreti. Infatti, a differenza di quest'ultimo, il quale deve tener conto delle caratteristiche dei singoli componenti, per poterli accoppiare, il primo deve operare su un componente (il circuito integrato) il quale costituisce un blocco che realizza funzioni complesse e deve provvedere solamente alle alimentazioni del dispositivo, all'aggiunta di componenti esterni difficilmente integrabili (ad esempio condensatori di elevate capacità) e all'accoppiamento con altri dispositivi fra loro compatibili.

Nelle tecniche attuali, l'impiego dei circuiti integrati è diventato predominante su quello dei componenti discreti, sia per la riduzione dei tempi e quindi del costo di manodopera nel montaggio dei circuiti, sia perché è possibile realizzare circuiti complessi in spazi estremamente ridotti, vantaggio questo, fondamentale nella realizzazione dei moderni calcolatori elettronici.

2. Cenni sulla tecnologia dei circuiti integrati

Il processo di fabbricazione dei circuiti integrati è molto simile a quello dei transistori planari. La struttura tipica è mostrata in figura 1 e consiste in quattro distinti strati di materiale. Quello inferiore è una piastrina di silicio di tipo *P*, dello spessore di circa 0,15 mm, chiamato *substrato*, sul quale viene formato per crescita epitassiale uno strato di silicio tipo *N*, di spessore molto sottile ($\sim 25 \mu\text{m}$). Tutti i componenti attivi e passivi che costituiscono il circuito integrato sono realizzati in questo strato con diffusioni successive di impurità di tipo *P* e di tipo *N*. Per distribuire tali impurità nelle zone stabilite, si deposita su detto strato un sottilissimo terzo strato di biossido di silicio (SiO_2), che ha lo scopo di preservare la superficie sottostante dalla penetrazione di impurità e da contaminazioni ambientali.

Nelle zone in cui si devono diffondere impurità, lo strato di SiO_2 viene asportato mediante un processo fotolitografico, cui si farà cenno successivamente. Infine, viene depositato un quarto strato di alluminio per effettuare i collegamenti necessari.

Il *substrato* viene ottenuto facendo crescere (tirando) un lingotto da una fusione di silicio drogato con impurità di tipo *P*. Il lingotto che si ottiene è un cristallo cilindrico di diametro variabile fra 3/4 e 4 pollici ($20 \div 100 \text{ mm}$) a seconda della velocità di tiraggio e della temperatura della fusione. Tale lingotto viene tagliato in fette sottilissime (*wafers*) di circa 0,15 mm di spessore, che costituiscono il *substrato* sul quale sono fabbricati contemporaneamente diverse migliaia di circuiti integrati delle dimensioni di pochi mm^2 ciascuno.

Non tutti i circuiti integrati, così realizzati risultano perfetti; si definisce perciò *resa* del processo di fabbricazione, la percentuale di circuiti che risulta priva di difetti.

Normalmente le rese che si ottengono sono elevate (spesso dell'ordine del $70 \div 80\%$) e i circuiti difettosi sono separati da quelli buoni in maniera automatica con apposite macchine di *testing*.

Nei paragrafi che seguono si esamineranno più in dettaglio i metodi più comuni di fabbricazione dei circuiti integrati.

3. Circuiti integrati monolitici

La struttura tipica di figura 1 è chiamata anche struttura monolitica e i corrispondenti circuiti integrati sono detti *circuiti integrati monolitici* (*monolithic ICs*), in quanto sono realizzati su un singolo cristallo (*chip*). Poiché tali tipi di integrati sono di gran lunga i più diffusi, si fornirà qualche dettaglio sulla loro costruzione e sulle loro caratteristiche.

Le fasi di fabbricazione partono da un *wafer* di silicio tipo *P* (*substrato*), ottenuto dal taglio di un lingotto. Una faccia del *wafer* viene accuratamente lucidata mediante *lappatura* e pulitura meccanica-chimica, fino a renderla speculare; a questo punto il *wafer* è posto in un forno alla temperatura di circa 1000°C , nel quale viene immessa una miscela contenente atomi di silicio e di una sostanza pentavalente (ad esempio arsenico), che con l'alta temperatura si decompone, depositando sulla superficie del *wafer* uno strato di atomi di silicio e di impurità tipo *N*. Si forma così uno strato *epitassiale* sottile ($\sim 25 \mu\text{m}$) di silicio tipo *N*.

Allo scopo di impedire che lo strato epitassiale sia contaminato in contatto con l'ambiente esterno, il *wafer* viene, in forno, portato ad una temperatura di $\sim 1100^\circ\text{C}$ e investito da un soffio di ossigeno puro, che forma sulla superficie dello strato epitassiale una sottilissima pellicola ($\sim 0,5 \mu\text{m}$) di biossido di silicio (SiO_2) di aspetto vetroso, che sigilla il tutto, impedendo ulteriori reazioni chimiche.

Il *wafer* è ora pronto per la realizzazione dei circuiti integrati, nel corso della quale si incontrano le fasi di *mascheratura* e rimozione del biossido di silicio, con processo fotolitografico, di cui si farà ora un breve cenno.

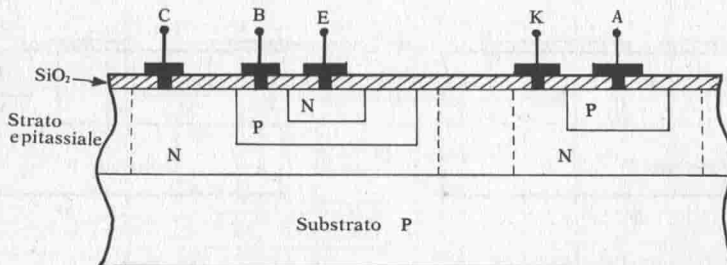


Fig. 1. - Struttura tipica di un circuito integrato.

Procedimento fotolitografico

Esso comprende due fasi: la realizzazione della *maschera* e il processo *photoresist*.

Nella prima fase, viene disegnata la planimetria delle aree (finestre), sulle quali deve essere asportato lo strato di SiO_2 . Tale planimetria viene disegnata in una scala molto grande in bianco e nero, poi viene ridotta alle esatte dimensioni con un processo

fotografico, che produce una pellicola in negativo, la quale costituisce la *maschera*; il numero delle maschere nel processo di fabbricazione è uguale al numero di fasi di mascheratura necessarie.

Nella seconda fase, interviene il processo *photoresist*, che consiste nel trasferire l'immagine della maschera sulla superficie del wafer; ciò avviene ricoprendone la superficie con una pellicola di emulsione fotosensitiva (*photoresist*) ed esponendola, attraverso la maschera ad una luce ultravioletta, la quale polimerizza l'emulsione al di sotto delle parti trasparenti della maschera. Con una soluzione chimica vengono quindi asportate le parti non esposte alla luce (non polimerizzate), lasciando scoperte le zone nelle quali deve essere rimossa la pellicola di SiO_2 . A questo punto il *wafer* viene immerso in una soluzione di acido fluoridrico, che asporta il biossido di silicio nelle zone scoperte, mentre non intacca quelle protette dal *photoresist*.

Una volta che in tali zone è avvenuta la diffusione delle impurità, il *photoresist* viene asportato con un solvente chimico o, meccanicamente, con un abrasivo.

Fasi di realizzazione di un circuito integrato

Le fasi di realizzazione di un circuito integrato possono essere meglio comprese con un semplice esempio in cui ci si limita a ricavare in un *chip* due transistori, senza preoccuparsi per ora delle connessioni fra i vari componenti, partendo da un *wafer* su cui è stata realizzata la crescita dello strato epitassiale e la ricopertura con lo strato di SiO_2 . Le fasi di costruzione possono essere elencate come segue:

a) *Diffusione delle isole* (fig. 2a). Con un processo fotolitografico vengono create tre aperture nelle quali sono diffuse impurità di tipo *P*, che penetrano nello strato epitassiale fino a raggiungere il substrato e creano delle regioni tipo *P* ad elevata concentrazione di impurità (P^+), che isolano fra loro le zone *N* dello strato epitassiale nelle quali devono essere realizzati i transistori. Lo scopo di questa operazione è quello di creare un

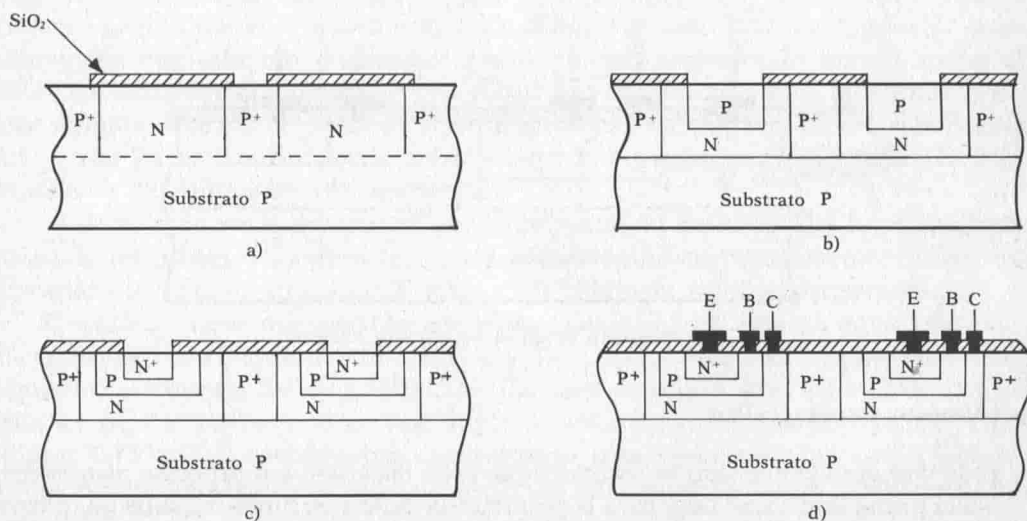


Fig. 2. - Fasi di realizzazione di due transistori in un circuito integrato: a) diffusione delle isole; b) diffusione delle basi; c) diffusione degli emettitori; d) formazione degli elettrodi.

isolamento elettrico fra i vari componenti del circuito integrato, realizzando delle giunzioni $P-N$ contrapposte, che vengono polarizzate inversamente e costituiscono dei diodi con polarizzazione inversa (se i diodi fossero polarizzati direttamente, verrebbe meno l'isolamento fra i circuiti). Il motivo dell'elevata concentrazione delle zone P^+ è di impedire che il *depletion-layer* che si viene a creare (cap. IV, par. 2), si estenda a tutta la regione P^+ , con possibile perdita di isolamento. È da notare che le barriere di potenziale che si originano, danno luogo a capacità parassite.

b) *Diffusione delle basi.* Si forma con i procedimenti descritti in precedenza un nuovo strato di SiO_2 e ancora con processo fotolitografico, si aprono le zone nel centro delle isole formate nella fase precedente. In tali zone vengono diffuse impurità trivalenti e quindi create isole di silicio tipo P (fig. 2b), che costituiscono le basi dei transistori, dopo di che il tutto viene ricoperto con un nuovo strato di SiO_2 .

c) *Diffusione degli emettitori.* Ha luogo una nuova mascheratura, con successiva asportazione di SiO_2 nelle zone centrali delle isole di silicio tipo P create al punto b) e, in tali zone, per diffusione di impurità pentavalenti, vengono formate piccole isole di silicio tipo N , fortemente drogate (fig. 2c), che costituiscono gli emettitori. Al termine di tali operazioni, il *wafer* è ricoperto da un ulteriore strato di SiO_2 .

d) *Formazione degli elettrodi.* Ancora con procedimento fotolitografico, vengono aperte delle finestre nelle zone dove deve essere depositato uno strato di alluminio per effettuare le connessioni elettriche (fig. 2d). In tale fase si effettuano anche le interconnessioni fra i vari componenti che fanno parte del circuito integrato.

I transistori così ottenuti, avendo l'elettrodo del collettore dalla stessa parte dell'emettitore, sono caratterizzati da una resistenza di collettore e da un valore di V_{CEsat} (tensione collettore-emettitore in condizioni di saturazione) superiori a quelli dei transistori planari ottenuti per via discreta; inoltre, per effetto dei diodi di isolamento, si hanno valori più elevati delle capacità parassite. Nei transistori si ha però il vantaggio

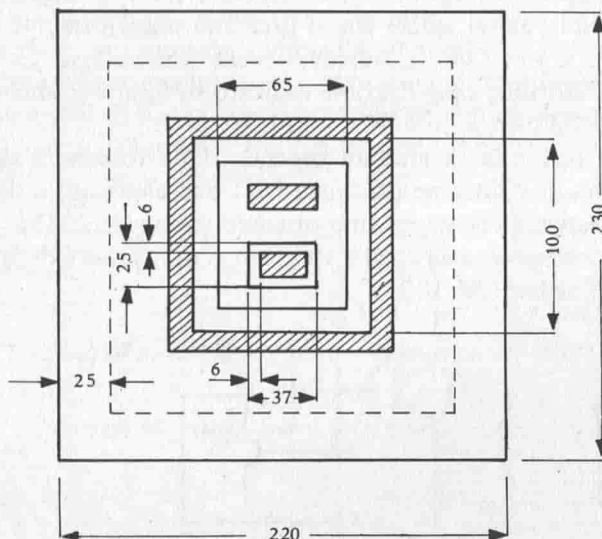


Fig. 3. - Geometria di un transistor integrato. (Le dimensioni sono in μm).

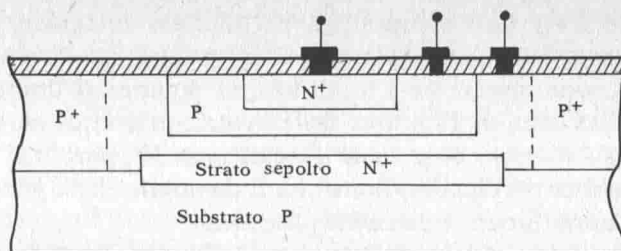


Fig. 4. - Formazione di uno strato sepolto.

che essi si trovano sullo stesso *chip* a distanze di pochi decimi di mm e quindi risultano avere caratteristiche praticamente uguali, essendo realizzati contemporaneamente con gli stessi processi, per cui si prestano molto bene ad essere accoppiati tra loro, ad esempio per realizzare amplificatori differenziali.

In figura 3 è mostrata la geometria di un transistor integrato, in cui le zone tratteggiate rappresentano le metallizzazioni di contatto; come si vede, l'area occupata è di appena $0,22 \times 0,23$ mm.

Un modo per ridurre la resistenza di collettore è quello della formazione di uno *strato sepolto* (*buried layer*). Lo *strato sepolto* consiste nel diffondere sul substrato, prima della formazione dello strato epitassiale, una regione di tipo *N* fortemente drogata (N^+), che, dopo la crescita dello strato epitassiale, risulta *sepolto*, ma è tale da creare per la corrente di collettore un percorso a bassa resistività (fig. 4).

Con le stesse tecniche si realizzano i diodi. Infatti un diodo può essere ottenuto da un transistor sfruttando una delle due giunzioni base-emettitore (fig. 5a) o base-collettore (fig. 4b), oppure utilizzando la giunzione base-emettitore con il collettore connesso alla base (fig. 5c). La scelta dipende dalle caratteristiche che deve avere il diodo. Ad esempio quello di figura 5c risulta avere una maggiore tensione inversa di quello di figura 5a. Nella soluzione di figura 5b può essere evitata la diffusione dell'emettitore.

Fra i componenti passivi, quelli che si prestano maggiormente ad essere integrati sono le resistenze, che sfruttano la resistività delle aree diffuse. La più comunemente usata è un'area di diffusione tipo *P*, come indicato in figura 6, anche se in certi casi si ricorre a regioni di diffusione tipo *N*.

Il valore della resistenza realizzata dipende dalla resistività del materiale, dalla lunghezza della zona di diffusione (distanza fra i due elettrodi) e dalla sezione di tale zona. I valori di resistenza che si possono ottenere vanno da 20Ω a $30 \text{ k}\Omega$ per resistori ottenuti con diffusione tipo *P* e da 10Ω a $10 \text{ k}\Omega$ se la diffusione è di tipo *N*. Le tolleranze sui valori sono dell'ordine del 10%.

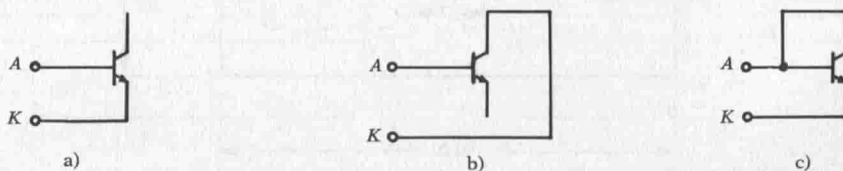


Fig. 5. - Diversi modi di realizzazione di un diodo da un transistor integrato.

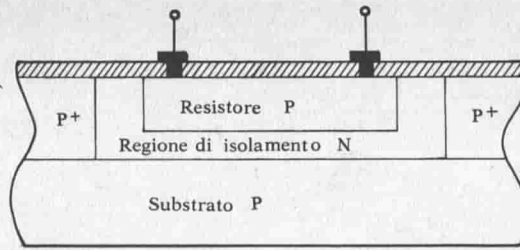


Fig. 6. - Formazione di una resistenza in un circuito integrato.

I condensatori sono integrabili solo se di valori modesti, con la tecnologia descritta, sfruttando le capacità di transizione delle giunzioni polarizzate inversamente; i valori di capacità che si possono ottenere non superano in genere qualche centinaio di pF.

Per quanto riguarda gli induttori, questi non sono in pratica ottenibili con le tecnologie descritte. Come si vedrà nel seguito, per quanto possibile si cerca di evitare l'impiego di induttanze e, dove ciò non è possibile, si impiegano induttori *discreti* connessi esternamente al circuito integrato.

Esempio pratico di circuito integrato

Le tecniche descritte in precedenza sono impiegate contemporaneamente per realizzare su un *chip* un circuito complesso.

A titolo di esempio si riporta la struttura del circuito integrato il cui schema elettrico è riportato in figura 7.

Essa appare dopo la metallizzazione come in figura 8 e le sezioni che mettono in evidenza la struttura dei singoli componenti appare come in figura 9.

I diodi e i transistori sono costituiti dalle varie giunzioni fra porzioni di silicio tipo *P* e tipo *N*, mentre la resistenza è costituita da una porzione di silicio tipo *P* la cui resistività dipende dalla percentuale d'impurità immessa.

Nella produzione, diverse centinaia di circuiti identici sono fabbricati simultaneamente su una sola lastrina di silicio, come mostrato nella microfotografia di figura 10, in cui appaiono diversi circuiti integrati che poi vengono separati con un utensile a punta

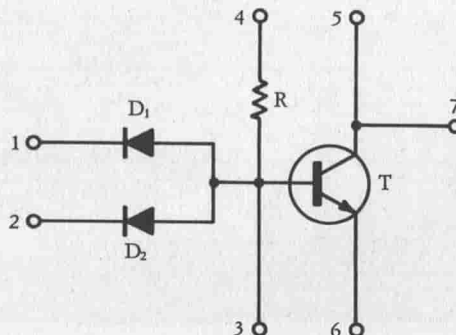


Fig. 7. - Circuito realizzato in forma integrata.

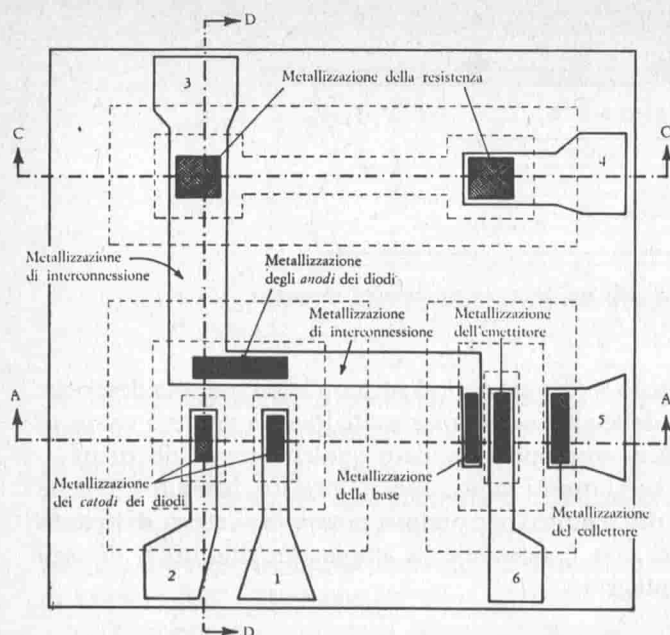


Fig. 8. - Metallizzazione dei componenti e loro interconnessioni nel circuito integrato il cui schema elettrico è riportato in figura 7.

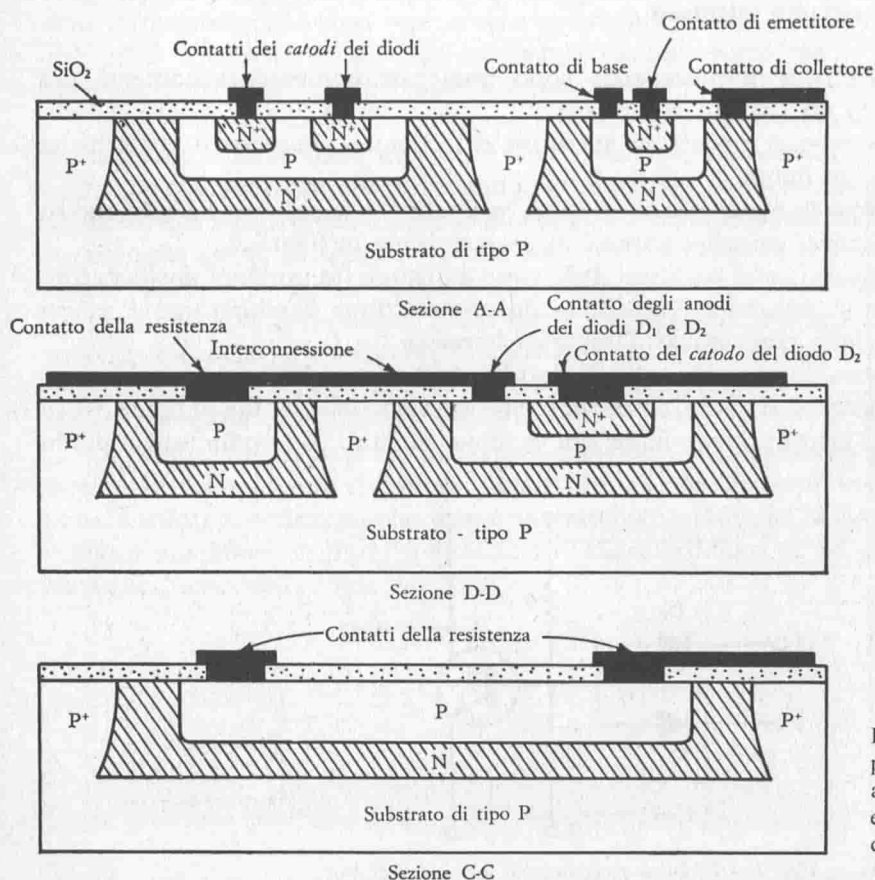


Fig. 9. - Sezioni dei componenti ultimati insieme alla loro metallizzazione ed interconnessione nel circuito integrato di figura 8.

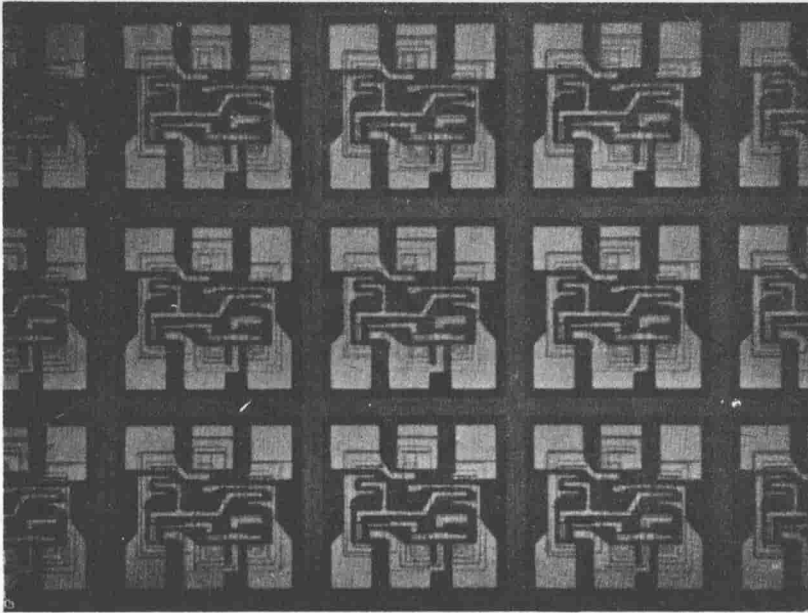


Fig. 10. - Diversi circuiti integrati identici fabbricati simultaneamente su un singolo wafer di silicio.

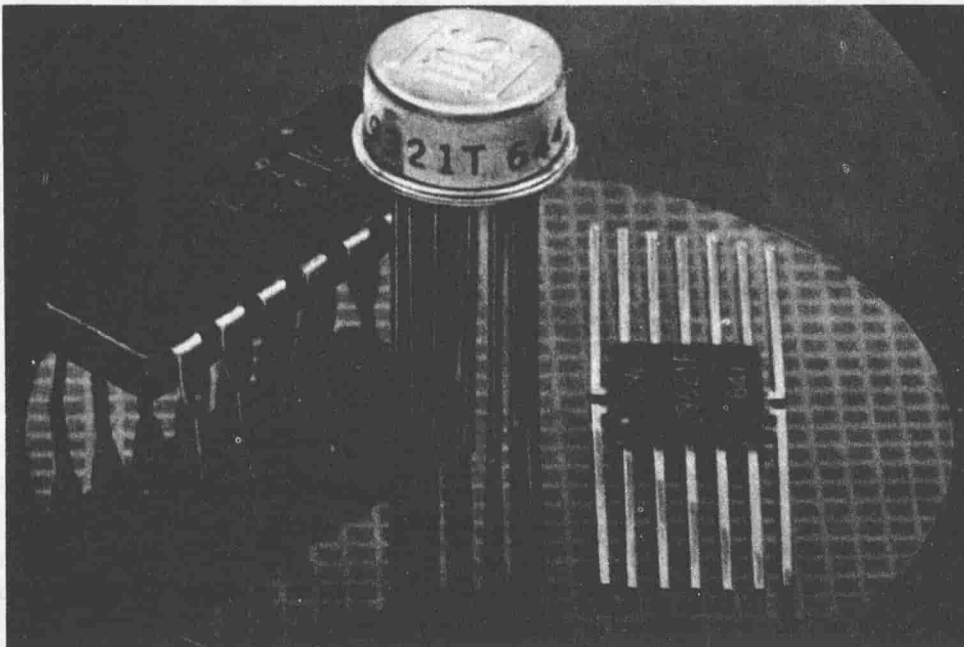


Fig. 11. - Tipi di contenitori per circuiti integrati: *flat packs* e TO-5.

di diamante e ciascuno di essi è montato su una lastrina ceramica e posto in un adatto contenitore, plastico o metallico da cui escono i vari terminali come mostrato in figura 11.

4. Circuiti integrati a film sottile

La tecnica del *film sottile* è impiegata soprattutto per realizzare componenti passivi (resistenze e condensatori) che possono poi essere connessi con elementi attivi discreti (diodi e transistori), realizzando circuiti di dimensioni superiori a quelli di corrispondenti circuiti integrati, ma nettamente inferiori rispetto ad analoghi circuiti a componenti discreti.

I circuiti integrati a film sottile si ottengono depositando su un substrato di vetro o di ceramica vetrificata delle sottili pellicole di materiali conduttori e dielettrici al fine di realizzare resistenze, condensatori, induttanze di piccoli valori e transistori. I materiali impiegati per la realizzazione di films conduttivi sono l'oro, il rame e l'alluminio, per i films resistivi il nichel-cromo, il tantalio ecc., per i films dielettrici l'ossido di tantalio, di silicio, ecc.

In figura 12 è riportato a titolo di esempio una struttura di un circuito integrato a film sottile.

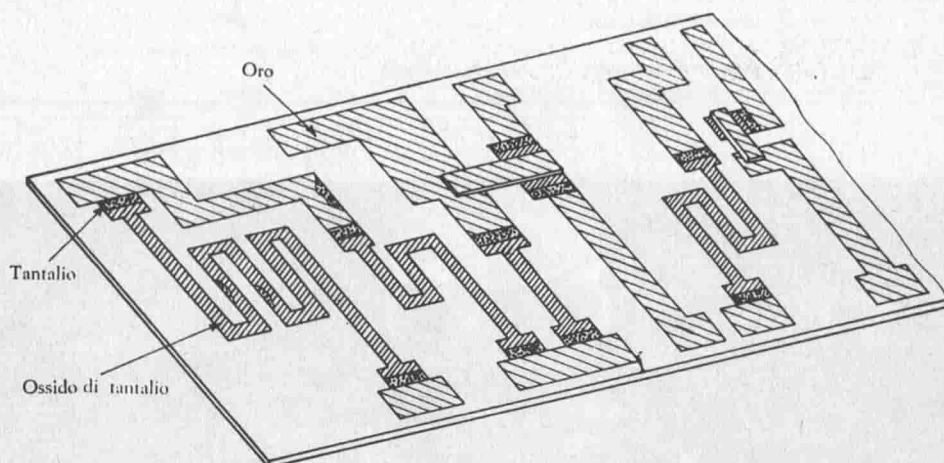


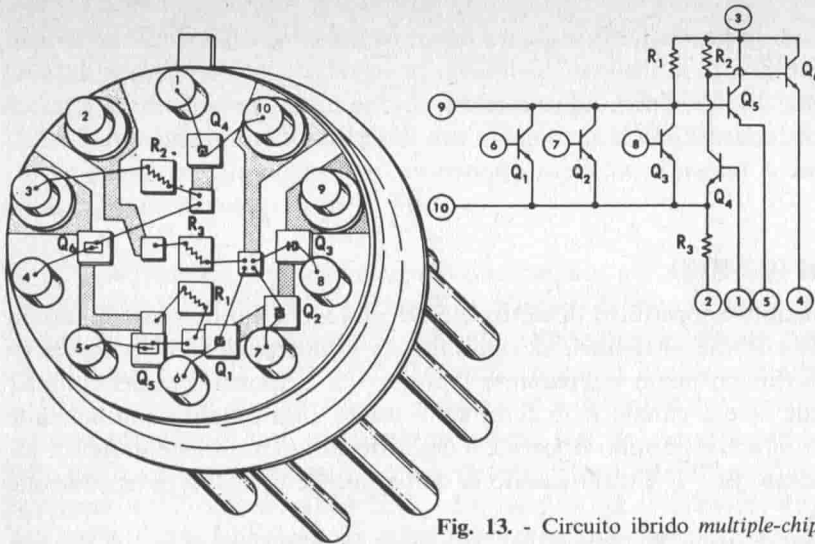
Fig. 12. - Struttura di un circuito a film sottile a base di tantalio.

5. Circuiti ibridi

Sono formati da componenti singoli, diodi, transistori, resistori, condensatori e da circuiti monolitici; l'insieme è montato su una stessa lastrina di materiale ceramico.

Le interconnessioni sono ottenute per mezzo di conduttori sottili o con una metallizzazione sulla lastrina di ceramica, mentre l'isolamento elettrico dei componenti è fornito dalla separazione fisica delle parti componenti.

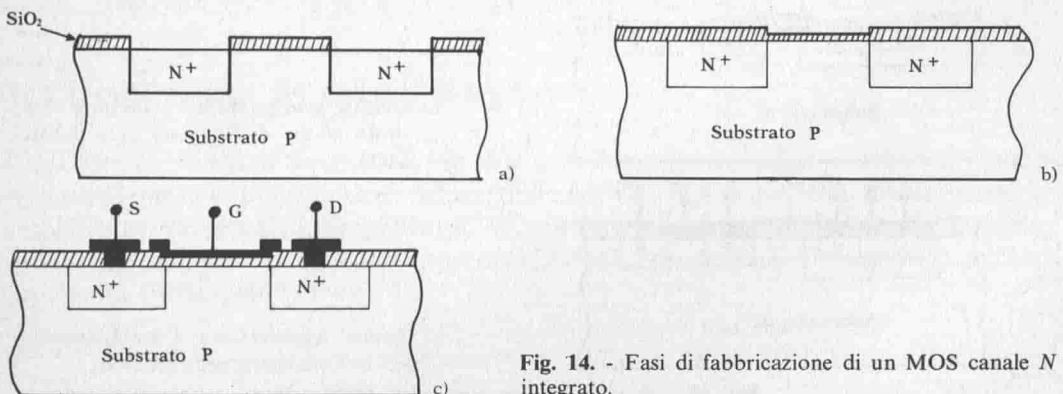
In figura 13 è riportato un esempio di circuito ibrido in cui ciascun componente ha un proprio substrato e i singoli *chip* sono montati su un wafer di ceramica.

Fig. 13. - Circuito ibrido *multiple-chip* e suo schema elettrico.

6. Dispositivi MOS integrati

La realizzazione di dispositivi MOS integrati risulta più semplice di quella dei transistori bipolari descritti in precedenza ed in più si ha il vantaggio rispetto a questi ultimi di un minore ingombro, per cui a parità di area del *chip*, può essere integrato un numero di componenti molto superiore (fino a $10 \div 20$ volte). Altro vantaggio è quello di non richiedere le regioni di isolamento fra i componenti, in quanto nel funzionamento dei circuiti le giunzioni *P-N* sono polarizzate inversamente.

La semplicità di realizzazione consiste nel fatto che per fabbricare un MOS *enhancement* occorre una sola diffusione. Infatti il processo di fabbricazione di un MOS canale *N* parte da un substrato tipo *P*, sul quale, dopo aver depositato uno strato di SiO_2 , con processo fotolitografico, vengono aperte due *finestre* e in esse diffuse due regioni tipo *N* (fig. 14a). Successivamente, dopo aver creato un nuovo strato di SiO_2 , questo viene rimosso nella zona del *canale*, dove viene riformato un nuovo strato di SiO_2 molto più sottile (fig. 14b), allo scopo di avere basse tensioni di soglia V_S (cap. VI). Successivamente, sempre con procedimento fotolitografico, vengono realizzate delle aperture in corrispondenza del *source* e del *drain*, per la metallizzazione, che avviene anche sopra lo strato di SiO_2 sottile e con la quale sono formati gli elettrodi (fig. 14c).

Fig. 14. - Fasi di fabbricazione di un MOS canale *N* integrato.

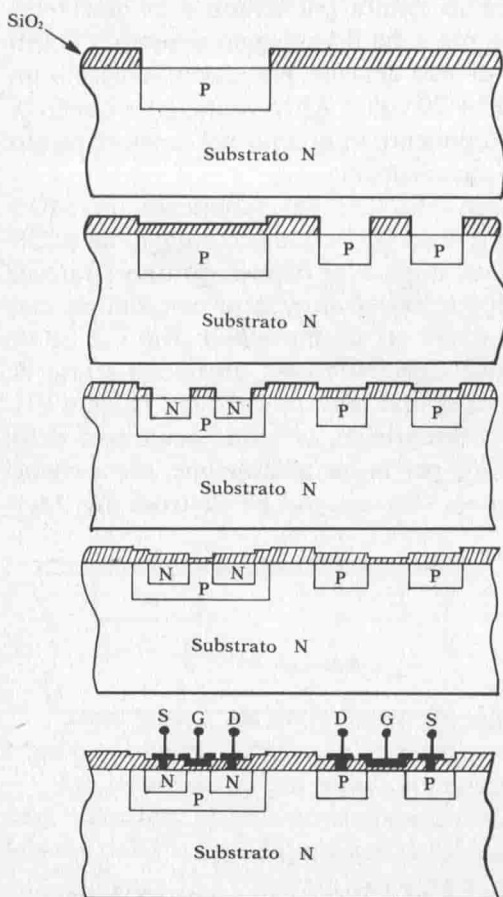
Analogamente si procede per la fabbricazione di un MOS canale P , partendo da un substrato tipo N .

Poiché un MOS può equivalere ad una resistenza, se funziona nella zona ohmica (cap. VI, fig. 32), si deduce che con la tecnologia ora descritta possono essere fabbricati *chip* di soli MOS, che connessi in maniera opportuna, realizzano circuiti anche molto complessi.

MOS complementari (C-MOS)

In molte applicazioni soprattutto di elettronica digitale, che saranno esaminate in dettaglio nel secondo volume, si richiede di minimizzare la dissipazione di potenza. In questi casi risulta particolarmente interessante l'impiego di dispositivi MOS complementari, cioè a canale N e a canale P ricavati sullo stesso *chip* e detti comunemente C-MOS. Le fasi di fabbricazione sono riportate e descritte sommariamente in figura 15, partendo da un substrato tipo N e tralasciando di dettagliare le varie fasi di ossidazione delle superfici diffuse.

Poiché nella fabbricazione del dispositivo si richiede la diffusione di una regione P estesa per la realizzazione del MOS canale N , ne risulta una minore densità di dispositivi rispetto al caso di MOS dello stesso tipo (tutti canale N o tutti canale P). In compenso i



a) Prima mascheratura e diffusione della regione P estesa.

b) Seconda mascheratura e diffusione delle regioni P del MOS canale P .

c) Terza mascheratura e diffusione delle regioni N del MOS canale N .

d) Quarta mascheratura e creazione dello strato sottile di SiO_2 sui gate dei due MOS.

e) Quinta mascheratura e metallizzazione per la formazione degli elettrodi.

Fig. 15. - Fasi di fabbricazione dei C-MOS.

C-MOS, oltre ad una dissipazione di potenza estremamente bassa hanno il pregio di poter funzionare entro un campo molto esteso di tensioni di alimentazione (ad esempio fra 3 e 15 V) e sono molto meno sensibili ai disturbi rispetto ad altri dispositivi.

Impiantazione di ioni

Questa tecnica (*ion implantation*) è impiegata per migliorare le caratteristiche dei MOS integrati. Infatti, con riferimento alla figura 14, può capitare che la diffusione delle regioni *N* non si estenda completamente nelle zone desiderate, per ottenere la esatta lunghezza del canale e che la metallizzazione sopra il *gate* non raggiunga tali regioni.

Per garantire un perfetto funzionamento e determinate caratteristiche del MOS, si usa una sorgente di ioni pentavalenti (ad es., fosforo), in una camera di *impiantazione*, nella quale gli ioni accelerati con una energia fino a 300.000 eV, bombardano il *wafers* e penetrano nel sottile strato di SiO_2 , drogando al grado desiderato le zone sottostanti. Tali zone sono delimitate da una opportuna mascheratura metallica (alluminio). Il procedimento è illustrato schematicamente in figura 16, in cui si osserva che le zone di *source* e di *drain* si estendono, per effetto degli ioni impiantati fino al bordo della metallizzazione di *gate* la quale funge da schermo per gli ioni. Con tale tecnica si riesce a controllare con buona precisione il valore della tensione di soglia V_S del MOS e, per il fatto che non si sovrappongono la zona di *gate* con quelle di *drain* e di *source*, si ottiene una consistente riduzione delle capacità interelettrodiche C_{gs} e C_{gd} .

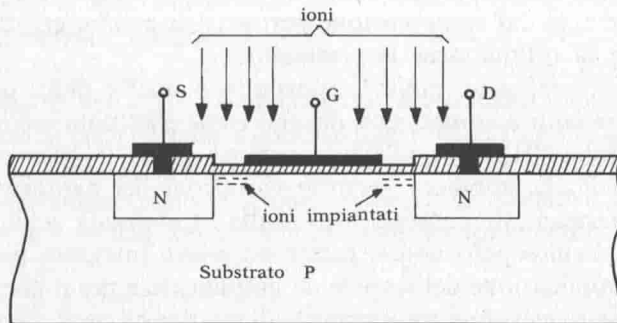


Fig. 16. - Procedimento di *impiantazione* di ioni.

7. Classificazione dei circuiti integrati

I circuiti integrati si dividono in due grandi categorie: *circuiti lineari* e *circuiti digitali*; di questi ultimi si parlerà diffusamente nel Vol. II. I primi, invece comprendono amplificatori differenziali, amplificatori di potenza nel campo delle frequenze audio, stabilizzatori di tensione e amplificatori operazionali, i quali ultimi formeranno anch'essi oggetto di trattazione nel Vol. II.

Riguardo alla complessità del circuito integrato, si usa distinguere:

a) Circuiti integrati a piccola scala SSI (*small-scale integration*), nei quali si hanno pochi componenti (non più di $10 \div 12$) in un *chip* a formare un circuito completo.

b) Circuiti integrati a media scala MSI (*medium-scale integration*) dove si hanno da 10 a 100 componenti per *chip*.

c) Circuiti integrati a larga scala LSI (*large-scale integration*) nei quali i componenti per *chip* possono raggiungere il numero di $10 \div 20$ mila, soprattutto nella tecnologia MOS.

8. Circuiti integrati lineari

Chi osserva per la prima volta lo schema elettrico di un circuito integrato, rimane colpito dal gran numero di transistori impiegati e dalla complessità del circuito, rispetto ad uno corrispondente realizzato a componenti discreti. Ciò nasce dal fatto che, come visto in precedenza, la fabbricazione di un transistor integrato non è più complessa della fabbricazione di una resistenza e inoltre il primo richiede meno area di *chip* della seconda, per cui nel progetto di un circuito integrato si cerca di minimizzare il numero delle resistenze (più costose dei transistori) e di evitare l'uso dei condensatori; l'opposto avviene nel progetto di circuiti a componenti discreti.

La mancanza di condensatori di una certa capacità comporta l'uso di accoppiamenti in continua fra le varie parti del circuito secondo le modalità viste nel capitolo XIII.

La complessità di un circuito integrato nasce anche dalle tecniche sofisticate che sono state sviluppate per sfruttare le proprietà dei componenti accoppiati, per ottenere polarizzazioni stabili ed elevati guadagni, evitando alti valori di resistenza e capacità. È quindi importante apprendere alcune di tali tecniche per meglio capire gli schemi che fornisce il costruttore, la cui comprensione permette di evitare errori nell'impiego del circuito integrato e di ottimizzarne le prestazioni.

Fra le tecniche impiegate, molto importante è quella della polarizzazione dei transistori, che nei circuiti a componenti discreti viene effettuata secondo lo schema di figura 20 del capitolo VII, nel quale le resistenze R_1 e R_2 fissano la corrente di polarizzazione e la R_E la stabilizza verso le variazioni dei parametri del transistor dovute ad effetti termici; di conseguenza risulta stabilizzata anche la corrente di collettore I_C . Tale circuito però non si presta ad essere integrato perché richiede dei condensatori per l'applicazione del segnale da amplificare e per il gruppo di stabilizzazione termica, di valore elevato e tre resistenze di cui due (R_1 e R_2) pure di valore alto, che occuperebbero una notevole area sul *chip*.

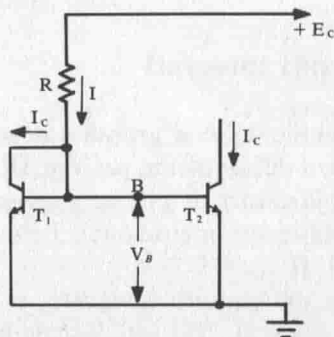


Fig. 17. - Circuito di polarizzazione di Widlar.

Un circuito molto usato e che si presta ad essere integrato è stato proposto da Widlar. Il circuito di Widlar sfrutta il fatto che si possono ottenere, con il processo di integrazione due transistori T_1 e T_2 molto vicini, di caratteristiche praticamente identiche e che funzionano alla medesima temperatura; esso è mostrato in figura 17.

Essendo i due transistori uguali ($V_{BE1} = V_{BE2}$), le due correnti di base risulteranno identiche e poiché $h_{FE1} = h_{FE2} = h_{FE}$, lo saranno anche le due correnti di collettore. Si potrà perciò scrivere:

$$I = \frac{E_C - V_B}{R} = I_C + 2I_B \quad (1)$$

e poiché:

$$I_B = I_C / h_{FE}$$

segue:

$$I = I_C + 2I_C / h_{FE} \quad (2)$$

da cui:

$$I_C = \frac{I h_{FE}}{h_{FE} + 2} = \frac{(E_C - V_B) h_{FE}}{R (h_{FE} + 2)} \cong I$$

Risulta quindi una corrente I_C poco dipendente dai parametri del transistor e praticamente uguale alla corrente I ; tale circuito, per la simmetria nelle correnti, è anche chiamato *specchio di corrente* (*current mirror*) e si comporta in pratica come un generatore di corrente.

Amplificatore differenziale integrato

Una applicazione della tecnica precedentemente illustrata si ha nell'amplificatore differenziale integrato, che si presenta come in figura 18. Esso è sostanzialmente analogo a quello di figura 27 del capitolo XII, con la differenza che al posto del transistor T_3 , con il suo circuito di polarizzazione, appare il circuito di Widlar di figura 17 (transistori T_3 e T_4) e con la scomparsa dei condensatori di accoppiamento.

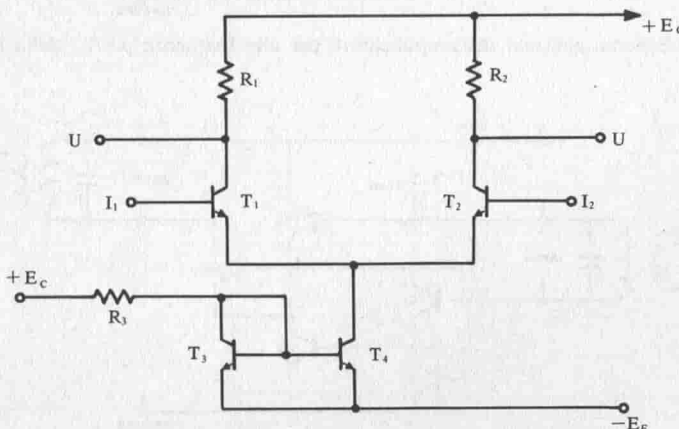


Fig. 18. - Amplificatore differenziale integrato.

Amplificatore per alte frequenze integrato

Come esempio di amplificatore per alte frequenze, si riporta il tipo μA 703 della Fairchild, il cui schema è mostrato in figura 19. Esso può essere impiegato come amplificatore selettivo, collegando dei circuiti risonanti sia sull'ingresso che sull'uscita; ciò perché non sono praticamente integrabili gli elementi (induttanza e capacità) di un circuito risonante. Nell'amplificatore in esame sono integrati tutti i circuiti di polarizzazione, per cui gli unici componenti esterni risultano solo i circuiti selettivi.

Dall'esame dello schema di figura 19, si osserva che il circuito è costituito da un amplificatore differenziale che impiega i transistori Q_3 e Q_4 con un generatore di corrente sull'emettitore rappresentato dal transistor Q_5 , mentre Q_1 e Q_2 forniscono la opportuna polarizzazione; più precisamente, $Q_2 - Q_5$, insieme alla resistenza R_2 costituiscono il circuito di Widlar esaminato in precedenza, mentre Q_1 ha lo scopo di aggiustare il potenziale di base di Q_3 e Q_4 , fornendo una caduta di tensione ai suoi capi pari alla propria V_{BE} . La polarizzazione di Q_3 avviene attraverso l'induttanza del circuito selettivo d'ingresso, posto fra i morsetti 3 e 5 e che rappresenta un cortocircuito per le componenti continue. Il circuito di uscita è connesso fra i morsetti 1 e 7 e l'induttanza del circuito selettivo d'uscita provvede al collegamento del collettore di Q_4 con l'alimentazione.

In figura 20 è riportato l'amplificatore completo dei suoi circuiti esterni e in figura 21 la simbologia comunemente adottata, nella quale l'amplificatore integrato è rappresentato con un triangolo che mette in evidenza solo i morsetti di connessione con l'esterno.

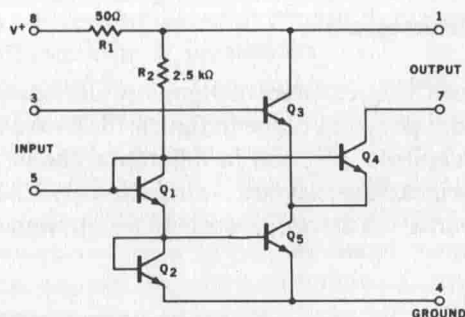


Fig. 19. - Schema elettrico dell'amplificatore per alte frequenze $\mu A703$ della Fairchild.

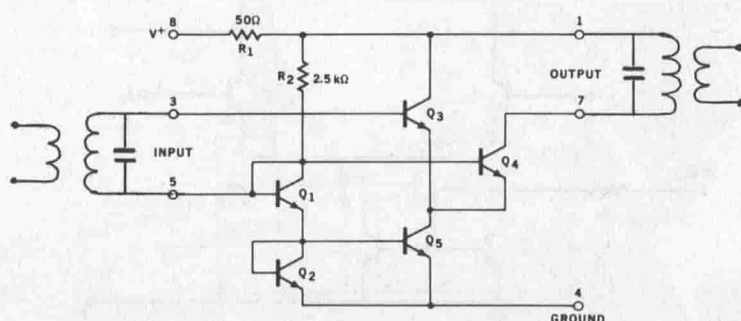


Fig. 20. - Amplificatore selettivo realizzato con l'integrato $\mu A703$ Fairchild.

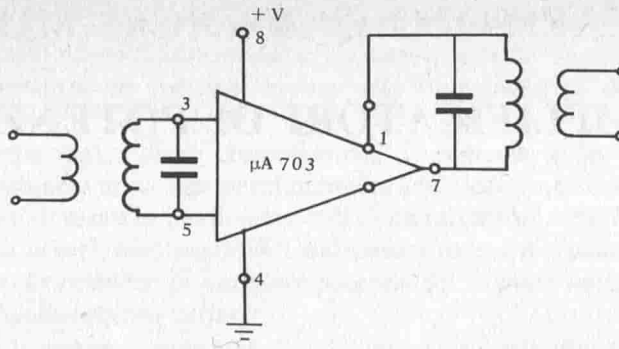


Fig. 21. - Simbologia comunemente adottata per l'amplificatore di figura 20.

Lo studio dell'amplificatore può essere effettuato con gli stessi criteri esposti nel capitolo X, considerando il circuito integrato come un unico transistor avente parametri Y forniti dal costruttore. Ne risulta quindi un circuito differenziale analogo a quello di figura 22 del capitolo X. Sul manuale il costruttore fornisce in funzione della frequenza le curve della ammettenza d'ingresso $\bar{Y}_i$, di quella di uscita $\bar{Y}_o$, della $\bar{Y}_f$ e della $\bar{Y}_r$, oltre ai dati tipici di funzionamento, quali la tensione di alimentazione, la corrente assorbita a riposo, la potenza dissipata ecc.

Altri esempi di circuiti integrati saranno riportati nei capitoli che seguono, man mano che se ne presenta l'opportunità.

CAPITOLO QUINDICESIMO

AMPLIFICATORI DI POTENZA

Nel capitolo VII si è introdotto il concetto di amplificazione e si è fatta una distinzione fra *amplificatori di segnale* e *amplificatori di potenza*.

Questi ultimi sono caratterizzati dal fatto che *la potenza associata al segnale amplificato supera un certo livello minimo* (almeno qualche frazione di W) *ed è essenziale in quanto l'utilizzatore del segnale amplificato assorbe una certa potenza*.

Poiché la potenza del segnale dipende sia dalla tensione che dalla corrente, si comprende che per avere una certa potenza, occorre che almeno la tensione o la corrente di uscita dell'amplificatore siano di ampiezza sufficientemente elevata. Ciò fa sì che le escursioni del punto di funzionamento siano piuttosto ampie nell'intorno del punto di riposo e quindi che sia interessata una larga zona delle caratteristiche dell'elemento attivo. Tale fatto viene a far cadere l'ipotesi della linearità di funzionamento propria degli amplificatori di segnale, la quale si basa sulla considerazione che di solito la zona delle caratteristiche interessata all'amplificazione è così limitata da far ritenere le stesse lineari, quindi i parametri differenziali dell'elemento attivo costanti in tutto il campo di funzionamento.

Nel caso degli amplificatori di potenza, non è di solito possibile considerare lineari le caratteristiche nella zona interessata dall'escursione del punto di funzionamento, e i parametri differenziali costanti. Ciò fa sì che non sia più lecito lo studio dell'amplificatore attraverso il suo circuito differenziale equivalente. Solo qualche volta, quando si desidera fare uno studio di prima approssimazione, può essere conveniente considerare l'intero campo delle caratteristiche lineari e quindi far uso del circuito differenziale equivalente, impiegando valori medi dei parametri differenziali.

Di solito lo studio deve essere condotto per via grafica in base alle caratteristiche effettive dell'elemento attivo.

I problemi che si incontrano nell'analisi o nel progetto di un amplificatore di potenza sono molteplici e i più importanti verranno analizzati nel presente capitolo.

Uno dei principali consiste nel fatto che, come si è detto, l'intero campo delle caratteristiche non è lineare; la conseguenza è che, se il segnale d'ingresso all'amplificatore è sinusoidale, non lo è più quello di uscita, in quanto la sinusoide amplificata si

presenta deformata. Si dice che l'amplificatore ha provocato distorsioni. Tale tipo di distorsione va sotto il nome di *distorsione di ampiezza* (perché causata dall'ampiezza del segnale) o di *non linearità* (perché dovuta alla non linearità delle caratteristiche dell'elemento attivo).

Altro problema tipico degli amplificatori di potenza è lo studio dei *bilanci energetici*, in quanto nei vari componenti le potenze in gioco non sono più trascurabili e occorre in ciascuno di essi e in particolare nell'elemento attivo, verificare che non siano superati i limiti di assorbimento stabiliti dal costruttore. *Lo studio deve essere quindi condotto in modo da ottenere la massima potenza del segnale amplificato a parità di potenza dissipata dall'elemento attivo.*

Tale scopo può essere raggiunto solo se l'impedenza dell'utilizzatore è in un certo rapporto con quella di uscita dell'amplificatore; si pone quindi un problema di *adattamento d'impedenza*.

Infine si possono distinguere due grandi categorie di amplificatori di potenza, Una è quella degli *amplificatori audio*, operanti cioè nel campo delle frequenze acustiche (20 Hz ÷ 20 kHz) e quindi a *larga banda*. La seconda è quella degli *amplificatori selettivi a radiofrequenza*, operanti su un segnale, di frequenza compresa in un campo estremamente limitato.

I primi sono impiegati per pilotare *altoparlanti o altri dispositivi funzionanti a bassa frequenza*; i secondi sono usati principalmente nei *radiotrasmettitori e in dispositivi industriali ad alta frequenza* (forni a induzione ecc.).

1. Distorsioni.

Le distorsioni, come già detto, sono originate dal fatto che gli elementi attivi dell'amplificatore sono elementi essenzialmente *non lineari*. Ne consegue che la *caratteristica dinamica mutua dell'amplificatore non è rettilinea*. A seconda dei componenti impiegati tale caratteristica può avere forme diverse.

Lo studio delle distorsioni che si originano in un amplificatore è facilitato se si considerano i segnali da amplificare sinusoidali, in quanto è noto che un qualsiasi segnale periodico, può essere supposto costituito dalla somma di più segnali sinusoidali di frequenza uguale (*fondamentale*) o multipla (*armoniche*) del segnale in esame. Quindi dal comportamento di un amplificatore in presenza di un segnale sinusoidale, si può dedurre quello per un segnale periodico di qualsiasi forma.

Ora se si considerano le caratteristiche dinamiche mutue dei componenti attivi impiegati di solito negli amplificatori di potenza, che sono di solito transistori, riportate nella figura 1, accanto alla caratteristica dinamica di collettore, si nota che essa ha un andamento che non è rettilineo. Ne segue che un segnale sinusoidale, nell'amplificatore viene deformato e quindi lo sviluppo in serie di *Fourier* dà luogo ad una certa composizione armonica.

Per meglio comprendere i fenomeni in esame, consideriamo la forma d'onda di figura 2, composta dalla somma di una cosinusoide ad una certa frequenza (*fondamentale*), di una frequenza doppia (*seconda armonica*) di ampiezza pari al 20% della fondamentale e di una frequenza tripla (*terza armonica*) di ampiezza pari al 10% sempre della fondamentale. L'insieme di tali segnali costituisce la forma d'onda $v(t)$ a tratto pieno e che quindi è scomponibile in serie di *Fourier* nelle cosinusoidi componenti.

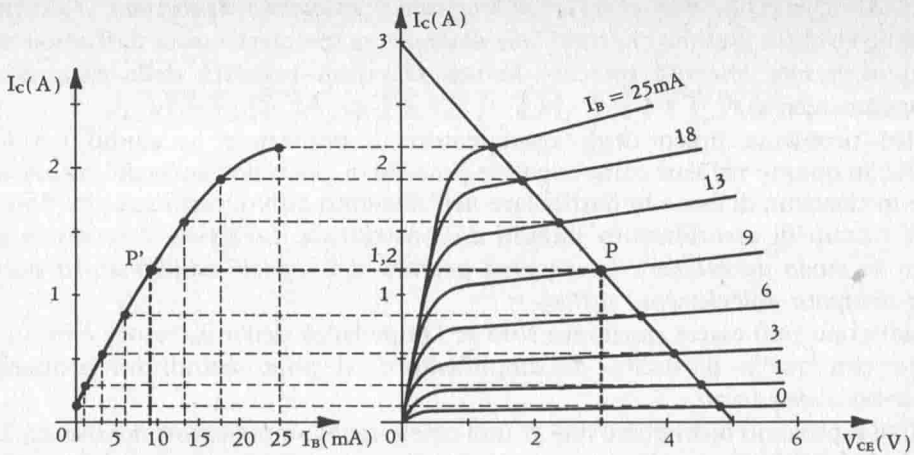


Fig. 1. - Caratteristica dinamica di collettore e mutua in un amplificatore a transistori.

Analiticamente tale fatto è espresso dalla relazione:

$$v(t) = A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t$$

in cui:

$$A_2 = 0,2 A_1 \quad ; \quad A_3 = 0,1 A_1$$

Supponendo che la forma d'onda di figura 2 sia il segnale di uscita di un amplificatore in corrispondenza ad un segnale d'ingresso sinusoidale di pulsazione ω , esso appare distorto e la distorsione è data dalla presenza dei segnali di seconda e terza armonica.

La distorsione viene in genere riferita all'entità dell'armonica presente rapportata alla fondamentale. Si indica come *distorsione di seconda armonica* D_2 il rapporto fra il valore efficace di seconda armonica $A_2/\sqrt{2}$ e il valore efficace della componente

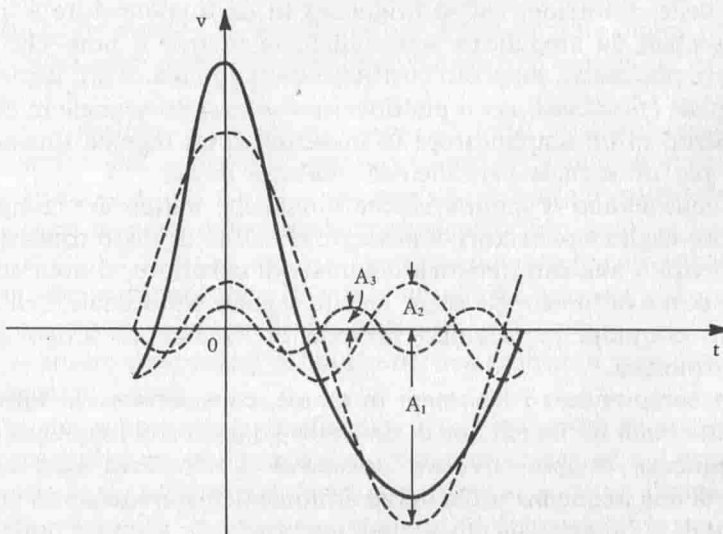


Fig. 2. - Forma d'onda e sua scomposizione nella fondamentale e nella 2^a e 3^a armonica.

fondamentale $A_1/\sqrt{2}$. Tale rapporto corrisponde al rapporto fra le ampiezze. Si può quindi dire che:

$$D_2 = A_2/A_1$$

Analogamente per la distorsione di terza armonica D_3 :

$$D_3 = A_3/A_1$$

e per le distorsioni di quarta armonica D_4 , di quinta D_5 e così via.

Nell'esempio svolto è $D_2 = 20\%$ e $D_3 = 10\%$.

Normalmente le armoniche oltre la terza sono di entità molto modesta e per lo più trascurabile, mentre quelle che di solito devono essere prese in considerazione sono la seconda e la terza.

La presenza della seconda armonica è rivelata dal fatto che essa dà luogo ad una forma d'onda dissimmetrica rispetto all'asse dei tempi, nel senso che la semionda negativa, raddrizzata, non è sovrapponibile alla semionda positiva. La terza armonica, invece, pur deformando la sinusoide non la rende dissimmetrica.

Una valutazione globale della distorsione viene effettuata con la misura della distorsione totale. *La distorsione totale D_t viene definita come il rapporto fra il valore efficace di tutte le armoniche presenti e il valore efficace della fondamentale.* Ricordando che il valore efficace di un segnale composto da più segnali sinusoidali è dato dalla radice quadrata della somma dei quadrati dei valori efficaci delle singole componenti, risulta:

$$\begin{aligned} D_t &= \frac{\sqrt{A_2^2/2 + A_3^2/2 + A_4^2/2 + \dots}}{A_1/\sqrt{2}} = \\ &= \sqrt{A_2^2/A_1^2 + A_3^2/A_1^2 + A_4^2/A_1^2 + \dots} = \\ &= \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots} \end{aligned}$$

cioè la distorsione totale è data dalla radice quadrata della somma dei quadrati delle singole distorsioni.

Nell'esempio riportato è:

$$D_t = \sqrt{0,2^2 + 0,1^2} = 0,224 = 22,4\%$$

La distorsione può essere misurata in pratica per mezzo di appositi apparecchi chiamati *analizzatori d'onda* o *distorsimetri*, oppure *calcolata per via grafica o analitica*.

Nel caso di amplificatori a frequenza audio, non tutte le distorsioni hanno lo stesso effetto fisiologico sull'orecchio umano.

L'esperienza dice che finché la distorsione totale non supera il 5% essa risulta praticamente non apprezzabile; ciò però a patto che la distorsione di terza armonica non superi il 2%, in quanto l'orecchio umano è particolarmente sensibile alla terza armonica, che produce effetti piuttosto sgradevoli.

La massima potenza che può erogare un amplificatore, mantenendo la distorsione totale al limite del 5%, viene chiamata potenza di uscita indistorta dell'amplificatore.

Passiamo ora ad analizzare le distorsioni introdotte dai vari elementi attivi, con cui può essere realizzato un amplificatore di potenza.

Distorsione negli amplificatori a transistori.

Se l'amplificatore viene realizzato con transistori, la trattazione può essere svolta, facendo riferimento alla caratteristica mutua dinamica di figura 1, che per comodità viene riportata in figura 3, insieme alle forme d'onda della corrente di base e di collettore.

La forma d'onda di corrente di collettore che si ottiene nel caso di corrente di base sinusoidale, è caratterizzata dal fatto che la semionda positiva risulta schiacciata rispetto alla semionda negativa. Tale dissimmetria indica una prevalente distorsione di seconda armonica.

In realtà le cose vanno un po' diversamente, in quanto spesso il transistor viene pilotato da un generatore di tensione e, poiché la caratteristica d'ingresso non è lineare (I_B , V_{BE}), questa provoca una ulteriore distorsione, che però è in senso tale da compensare quella dovuta alla non linearità della caratteristica mutua dinamica.

Infatti, esaminando la caratteristica d'ingresso riportata in figura 4, si vede che la semionda negativa della corrente d'ingresso, nel caso che la tensione applicata sia sinusoidale, viene appiattita.

Ora, poiché la caratteristica mutua dinamica appiattisce la semionda positiva, ne risulta una forma d'onda di corrente piuttosto simmetrica e quindi con distorsioni più modeste. Questo è un sintomo della presenza di una componente di terza armonica. Poiché però la forma d'onda risulta simmetrica rispetto all'asse delle ordinate, tutte le componenti della serie di *Fourier* saranno termini cosinusoidali, perciò, supponendo una componente continua I_o , che si aggiunge al valore di I_{CO} , una di seconda e una di terza armonica, l'andamento della corrente anodica in funzione del tempo può essere espresso dalla relazione:

$$i_c = I_{CO} + I_o + I_{C1M} \cos \omega t + I_{C2M} \cos 2\omega t + I_{C3M} \cos 3\omega t \quad (1)$$

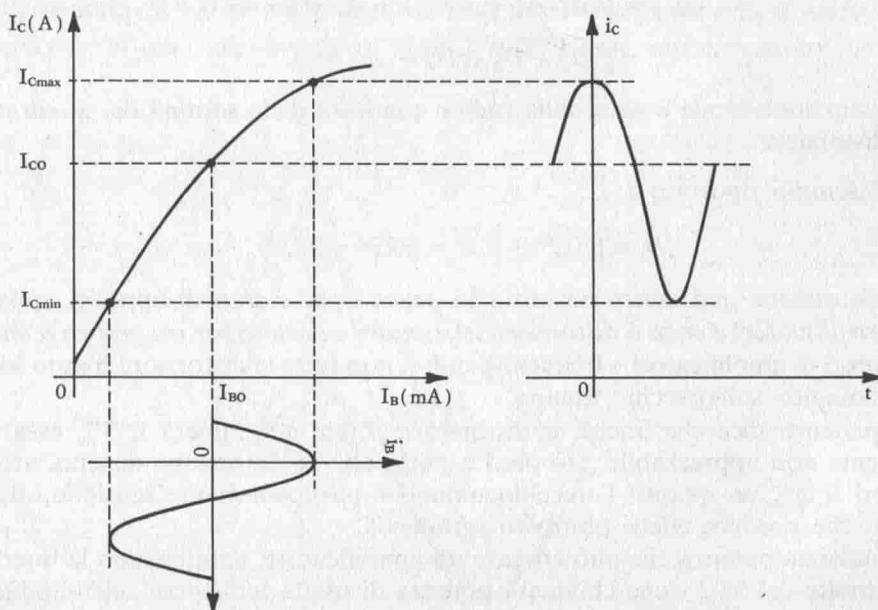


Fig. 3. - Forma d'onda della corrente di collettore in corrispondenza di una corrente sinusoidale di base, in un amplificatore a transistori.

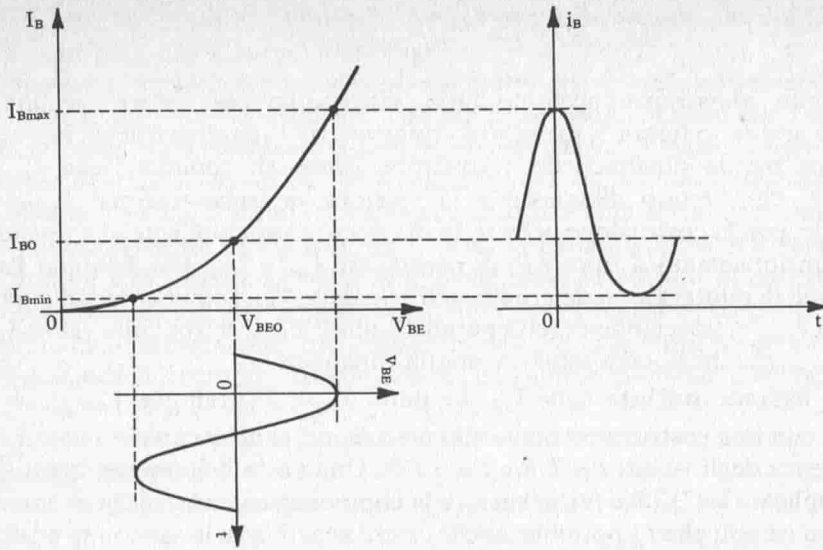


Fig. 4. - Forma d'onda della corrente di base per un ingresso sinusoidale della tensione in un transistor.

I valori delle ampiezze delle componenti di corrente possono essere determinate per via grafica-analitica, rilevando i valori di i_A in alcuni istanti. I calcoli risultano semplificati se, oltre che per $t=0$, cui corrisponde $\omega t=0$ e $i_C = I_{\max}$; $t=T/4$, cui corrisponde $\omega t = \pi/2$ e $i_C = I_{CO}$; $t=T/2$, cui corrisponde $\omega t = \pi$ e $i_C = I_{\min}$; si sceglie: $t=T/8$, cui corrisponde $\omega t = 45^\circ$ e $i_C = I'_C$ e $t=3 T/8$, cui corrisponde $\omega t = 135^\circ$ e $i_C = I''_C$.

In corrispondenza di tali istanti, la (1) diventa:

per $t=0$

$$I_{\max} = I_{CO} + I_O + I_{C1M} + I_{C2M} + I_{C3M} \quad (2)$$

per $t=T/8$:

$$I'_C = I_{CO} + I_O + (\sqrt{2}/2)I_{C1M} - (\sqrt{2}/2)I_{C3M} \quad (3)$$

per $t=T/4$:

$$I_{CO} = I_{CO} + I_O - I_{C2M} \quad (4)$$

per $t=3 T/8$:

$$I''_C = I_{CO} + I_O - (\sqrt{2}/2)I_{C1M} + (\sqrt{2}/2)I_{C3M} \quad (5)$$

e, infine per $t=T/2$:

$$I_{\min} = I_{CO} + I_O - I_{C1M} + I_{C2M} - I_{C3M} \quad (6)$$

Risolvendo il sistema formato dalle (2), (3), (4), (5) e (6) si ottiene:

$$I_O = I_{C2M} = (I_{\max} + I_{\min} - 2I_{CO})/4 \quad (7)$$

$$I_{C1M} = \frac{I_{\max} - I_{\min} + \sqrt{2}(I'_C - I''_C)}{4} \quad (8)$$

$$I_{C3M} = \frac{I_{\max} - I_{\min} + \sqrt{2(I'_C - I''_C)}}{4} \quad (9)$$

Un'analisi abbastanza accurata della distorsione può essere eseguita con la costruzione grafica di figura 5, in cui sono riportate sia la caratteristica d'ingresso, sia la caratteristica mutua dinamica del transistor, aventi in comune l'asse I_B . Nota la resistenza r_g del circuito d'ingresso e la tensione di polarizzazione V_{BE0} , si trova graficamente, con la costruzione della retta di carico, corrispondente alla resistenza r_g , il punto di funzionamento a riposo P , di coordinate I_{B0} e I_{C0} . Poi, fissando l'ampiezza della tensione di pilotaggio, si determina sull'asse delle V_{BE} , l'escursione della tensione di base $V_{B\max}$ e $V_{B\min}$ e, tracciando la retta parallela alla $P'V_{BEO}$, si trovano i valori $I_{B\min}$, $I_{B\max}$ e $I_{C\min}$, $I_{C\max}$, tramite la caratteristica mutua dinamica.

Infine, fissando sull'asse delle V_{BE} dei punti V'_{BE} e V''_{BE} tali che $V'_{BE}V_{BEO} = V''_{BE}V_{BEO} = V_{BM}/\sqrt{2}$, con una costruzione simile alla precedente, si determinano i valori I'_C e I''_C in corrispondenza degli istanti $t = T/8$ e $t = 3T/8$. Una volta determinati questi valori, si possono applicare le (7), (8) e (9), in cui I_O è la componente continua che si aggiunge alla I_{C0} di riposo (si noti che I_O potrebbe anche essere negativa se la semionda positiva è più appiattita di quella negativa), I_{C1M} è l'ampiezza della componente fondamentale, I_{C2M} e I_{C3M} quelle della seconda e terza armonica rispettivamente.

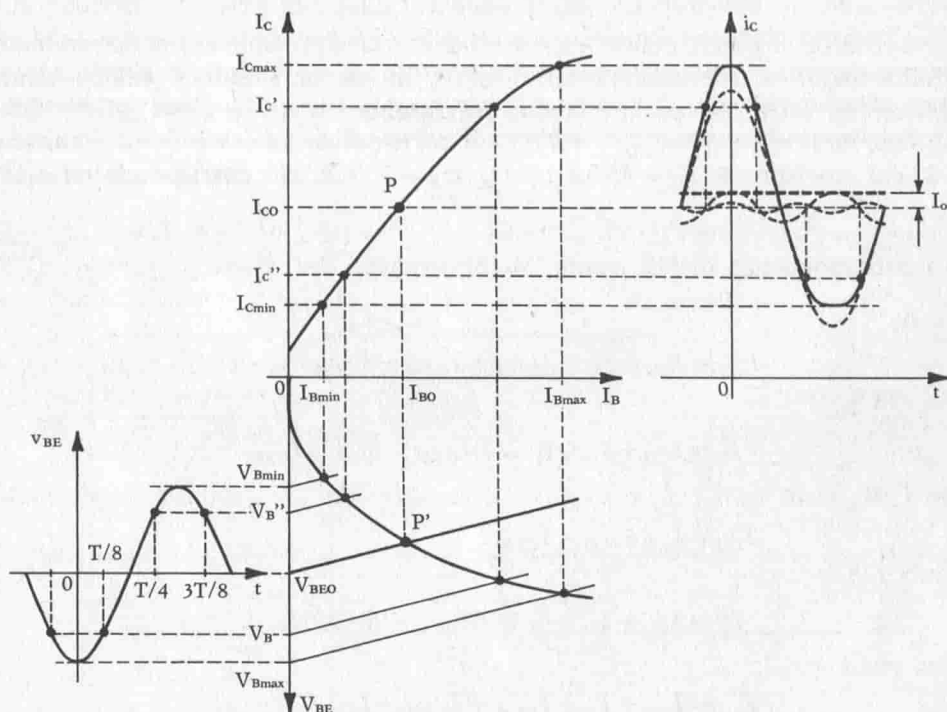


Fig. 5. - Costruzione grafica per la determinazione delle distorsioni in un amplificatore di potenza a transistori.

2. Bilanci energetici.

Si è visto, introducendo il concetto di amplificatore nel capitolo VII, che la potenza fornita da una sorgente esterna, che è l'alimentatore, viene in parte convertita in potenza

utile fornita all'utilizzatore e che l'entità di tale potenza dipende dall'ampiezza di un segnale di controllo, che è il segnale d'ingresso.

La potenza d'ingresso fornita dall'alimentatore, che è una sorgente di tensione continua, è data dal prodotto della tensione per la corrente continua che l'alimentatore eroga (valore medio della corrente erogata), in quanto, anche se l'alimentatore è percorso da componenti alternative di corrente, la potenza media dovuta a tali componenti è nulla (il prodotto di una tensione continua per una corrente alternata ha un valor medio nullo).

Tale potenza erogata dall'alimentatore viene in parte dissipata nell'elemento attivo dell'amplificatore e in parte convertita in potenza utile da erogare al carico.

Ad esempio nel caso del semplice amplificatore di figura 6, in cui l'utilizzatore, rappresentato dalla resistenza R_C è in serie al transistor, la potenza erogata dall'alimentatore, trascurando la corrente assorbita da R_B e supponendo nulle le distorsioni, vale:

$$P_a = E_C I_{CO}$$

Di questa una parte:

$$P_c = R_C I_{CO}^2$$

viene dissipata nella resistenza R_C , il resto:

$$P_d = V_{CEO} I_{CO}$$

nel transistor. (È facile verificare che è: $P_a = P_c + P_d$).

In presenza di segnale applicato, nel collettore circolerà una corrente di ampiezza I_{CM} , che darà luogo ad un'ulteriore potenza dissipata nella R_C , che è la *potenza utile* (potenza del segnale alternativo), che vale:

$$P_u = R_C I_{CM}^2 / 2$$

Poiché la potenza erogata dall'alimentatore non varia in presenza del segnale (sempre in assenza di distorsione), *un aumento della potenza assorbita dalla R_C deve comportare una diminuzione della potenza dissipata dal transistor, il quale, quindi, presenta la massima dissipazione in condizioni di riposo.*

I ragionamenti ora svolti prescindono sia dalla potenza fornita dall'alimentatore al circuito di polarizzazione, sia da quella dissipata nella giunzione base-emettitore. È però da notare che tali potenze sono normalmente molto piccole rispetto a quelle in gioco sul circuito di collettore e quindi possono essere trascurate.

Le potenze di cui si è parlato, possono essere rappresentate graficamente sulle caratteristiche del transistor.

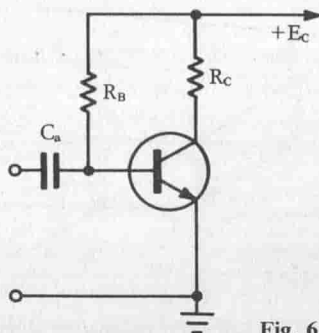


Fig. 6.

Infatti facendo riferimento alla figura 7, la potenza P_a , erogata dall'alimentatore è rappresentata dal rettangolo $OACB(E_C I_{CO})$, quella dissipata dal transistor a riposo, dal rettangolo $OQPB(V_{CEO} I_{CO})$, quella assorbita dalla R_C , dal rimanente rettangolo $QACP[(E_C - V_{CEO}) I_{CO}]$.

In presenza di segnale alternativo, se I_{CM} è l'ampiezza della corrente alternativa di collettore, il termine:

$$R_C I_{CM}^2 / 2 = (R_C I_{CM}) I_{CM} / 2 = V_{CM} I_{CM} / 2$$

è rappresentato dal triangolo PMN . Infatti in presenza di segnale alternato, il punto di funzionamento si sposta lungo la retta di carico da P' a P'' . L'ampiezza della tensione alternativa è rappresentata dal segmento PN e quella della corrente dal segmento PM .

In presenza di segnale la potenza dissipata nel transistor è rappresentata graficamente dal poligono $OQMNB$.

Negli amplificatori di potenza è molto importante la potenza alternativa fornita all'utilizzatore, rapportata a quella erogata dall'alimentatore. Il parametro che misura la capacità dell'amplificatore a convertire in potenza utile quella assorbita dall'alimentatore, è il *rendimento di conversione* η_c , definito come:

$$\eta_c = P_c / P_a \quad (10)$$

In genere tale rendimento è espresso in per cento. In un amplificatore il *rendimento di conversione* dovrebbe essere il più alto possibile, in quanto a parità di potenza P_c , convertita in potenza utile sul carico, quanto più alto è η_c , tanto minore è la potenza assorbita dall'alimentatore e quella dissipata dall'elemento attivo. Infatti tenendo presente la (10) si ha:

$$\eta_c = (P_a - P_d) / P_a = 1 - P_d / P_a \quad (11)$$

da cui si ricava anche:

$$P_d = P_a (1 - \eta_c) \quad (12)$$

Dalla (12) risulta che quando η_c tende al valore 1 (η_c non può mai essere superiore a 1 in quanto l'amplificatore non può convertire una potenza maggiore di quella che assorbe dall'alimentatore), la potenza dissipata nell'elemento attivo tende a zero.

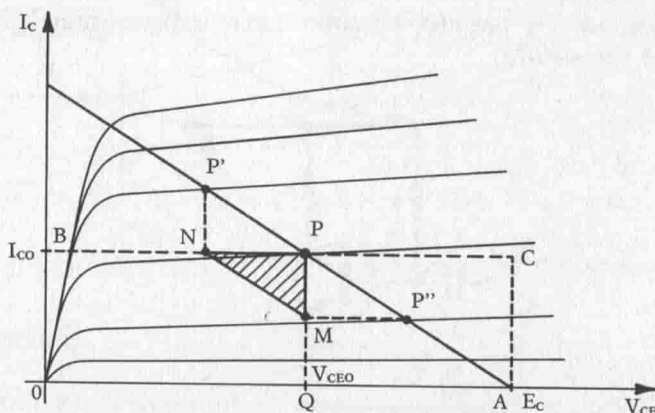


Fig. 7. - Rappresentazione grafica delle potenze in gioco in un amplificatore.

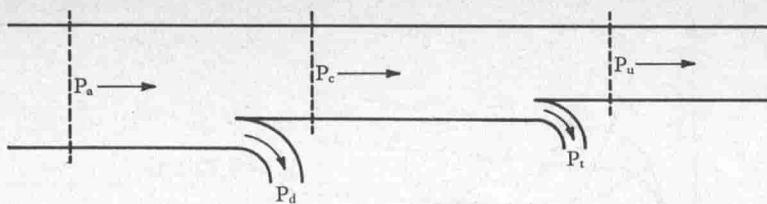


Fig. 8. - Rappresentazione grafica dei bilanci energetici in un amplificatore di potenza.

Molto spesso, come si vedrà nei prossimi paragrafi, l'utilizzatore non può essere connesso direttamente all'elemento attivo, come in figura 6, perché la sua impedenza non si adatta ad esso. In questo caso occorre un trasduttore (adattatore d'impedenza), che per lo più è un trasformatore. In questa circostanza non tutta la potenza P_c convertita in alternata dall'amplificatore può essere ceduta come potenza utile P_u all'utilizzatore, ma una parte di essa viene dissipata nel trasduttore. Per tener conto di ciò, si introduce il rendimento di trasferimento η_t , definito come:

$$\eta_t = P_u / P_c$$

che misura la quota di potenza P_c che viene fornita all'utilizzatore.

Per avere un'idea concreta del bilancio energetico nei vari elementi di un amplificatore di potenza, può essere utile la rappresentazione schematica di figura 8, in cui la potenza viene rappresentata come la portata di un liquido che scorre in un condotto avente delle perdite.

Il rapporto P_c / P_a costituisce il rendimento di conversione, quello P_u / P_c il rendimento di trasferimento, mentre:

$$P_u / P_a = (P_u / P_c)(P_c / P_a) = \eta_t \eta_c = \eta$$

costituisce il rendimento totale.

3. Limiti di dissipazione negli elementi attivi.

Si è visto nel paragrafo precedente che l'elemento attivo dell'amplificatore dissipa una certa potenza che è parte di quella assorbita dall'alimentatore.

Tale potenza dissipata si trasforma in calore che va ad innalzare la temperatura dell'elemento attivo.

Nel caso degli amplificatori a transistori, come già visto nel capitolo VII la potenza viene dissipata nella giunzione base-collettore e il valore massimo consentito dipende anche dalla temperatura ambiente e dalla resistenza termica del transistor, che misura la capacità del componente a smaltire il calore esterno, secondo la legge:

$$T_j = T_a + \theta P \quad (13)$$

Il valore massimo di potenza dissipabile, dipende quindi dalla massima temperatura di giunzione T_j , che il transistor può consentire ($100 \div 120^\circ\text{C}$ nei transistori al germanio e $180 \div 200^\circ\text{C}$ in quelli al silicio), dalla temperatura ambiente in cui l'amplificatore si trova

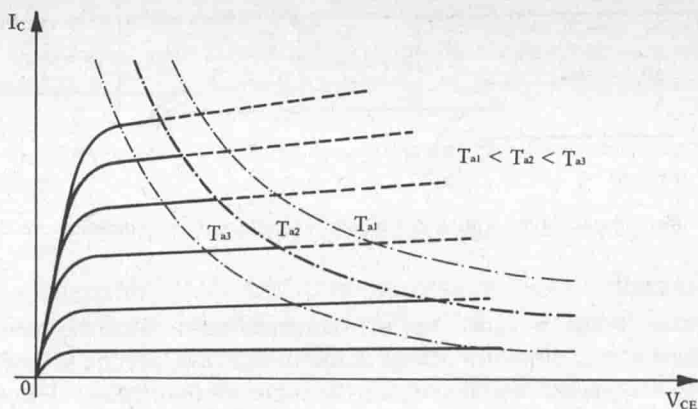


Fig. 9. - Curve della massima potenza dissipabile in un transistor in funzione della temperatura ambiente.

a lavorare e dal supporto su cui viene montato che può essere costruito in maniera da favorire la trasmissione di calore verso l'esterno (alette di raffreddamento o dissipatore), il che equivale ad una diminuzione della resistenza termica.

Una volta stabilite le caratteristiche costruttive dell'amplificatore (cioè fissata la resistenza termica del complesso transistor-dissipatore), la (13) può essere scritta nella forma:

$$P_{dmax} = (T_{jmax} - T_a)/\theta \quad (14)$$

e, poiché: $P_d = I_C V_{CE}$, il luogo dei punti cui corrisponde la stessa dissipazione di potenza sulle caratteristiche di collettore, risulta una iperbole equilatera per ciascun valore della temperatura ambiente. Al crescere di T_a il valore di P_{dmax} diminuisce e le iperboli si abbassano, come illustrato in figura 9.

Nel progetto di un amplificatore di potenza a transistori, è però da osservare che *un transistor non ha solamente dei limiti sulla potenza dissipabile, ma anche sulla tensione della giunzione base-collettore che è polarizzata inversamente (e quindi anche sulla V_{CE}) e sulla corrente che può attraversare detta giunzione (I_C)*. Tali limiti sono forniti dai manuali.

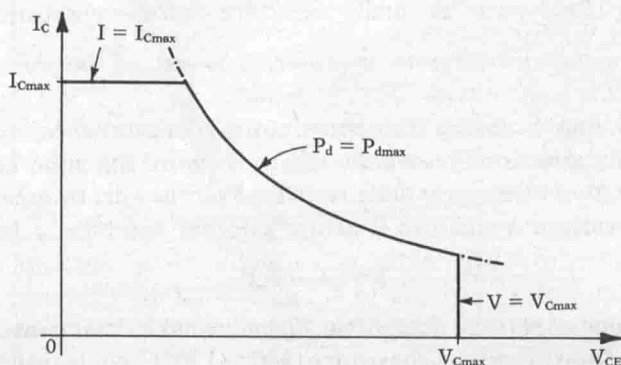


Fig. 10. - Zone di possibile funzionamento di un transistor.

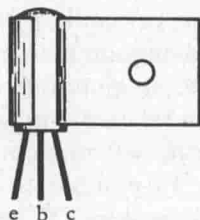


Fig. 11. - Aletta di raffreddamento per transistori di potenza modesta.

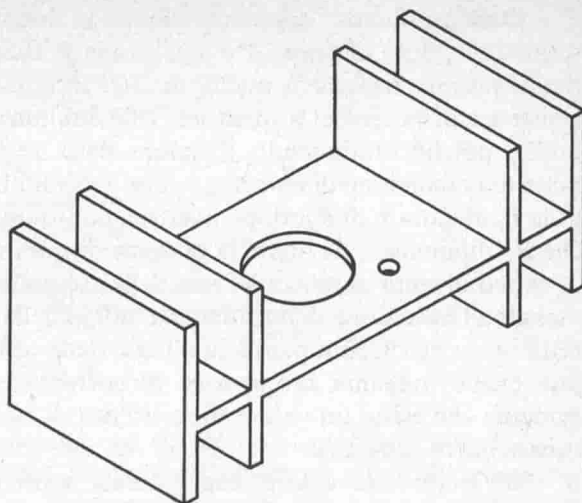


Fig. 12. - Dissipatore con alette per transistori di potenza.

La zona utile di funzionamento ad una data temperatura ambiente è quindi limitata dalla massima potenza dissipabile sul collettore, dalla massima tensione V_{CE} applicabile e dalla massima corrente I_C consentita. Ciò porta ad individuare il campo di funzionamento possibile, indicato in figura 10, che si trova racchiuso fra gli assi coordinati, l'iperbole $P = P_{dmax}$ e le rette $I = I_{Cmax}$ e $V = V_{Cmax}$.

Allo scopo di consentire una forte dissipazione di potenza, i componenti attivi dell'amplificatore vengono dimensionati con particolari accorgimenti.

Nel caso dei transistori, questi vengono costruiti con un involucro metallico esterno, che può essere avvitato su un elemento *dissipatore*, che per potenze fino a pochi W può essere una *piastrina di rame*, come in figura 11 e, per potenze maggiori, *dei dissipatori in alluminio annerito, alettati come in figura 12*.

In commercio esistono dei dissipatori standard di cui il costruttore indica le caratteristiche di dissipazione (superficie, resistenza termica ecc.).

4. Adattamento d'impedenza - Trasformatore d'uscita.

Riprendendo in esame lo schema di figura 6, insieme alla rappresentazione grafica delle potenze in gioco di figura 7, si nota che il rendimento di conversione risulta piuttosto limitato in quanto gran parte della potenza assorbita dall'alimentatore è dissipata a riposo sull'utilizzatore. D'altra parte allo scopo di assicurare una buona stabilità termica, è opportuno che sia $V_{CEO} < E_C/2$, il che significa che a riposo la potenza dissipata sul carico è più della metà di quella assorbita dall'alimentatore (l'area del rettangolo $QACP$ di figura 7 è maggiore di quella di $OQPB$). Inoltre l'area del triangolo PMN risulta sempre inferiore alla metà di quella del rettangolo $OQPB$, quindi la potenza utile non potrà mai superare il quarto (25%) dell'intera potenza assorbita dall'alimentatore.

Dimensionando opportunamente la resistenza termica del transistor, si può scegliere il punto di riposo P e la tensione di alimentazione E_C in modo che l'area $QACP$ risulti piccola rispetto a quella di $OQPB$, come indicato in figura 13, diminuendo la resistenza di carico del transistor. Tale diminuzione però non può andare oltre un certo limite, poiché diminuendo il valore della resistenza R_C , mentre può aumentare la massima escursione di corrente, viene a diminuire quella di tensione, per cui la potenza utile P_C al variare di R_C , dopo aver raggiunto un massimo, torna a diminuire man mano che R_C diminuisce. Al limite la potenza diventa nulla sia per $R_C \rightarrow \infty$, in quanto la retta di carico diventa parallela all'asse delle ascisse (retta a di fig. 13) e in tal caso può essere massima l'escursione di tensione ma nulla quella di corrente, sia per $R_C = 0$, in quanto la retta di carico diventa parallela all'asse delle ordinate (retta b di fig. 13) e in questo caso può essere massima l'escursione di corrente ma nulla quella di tensione. È quindi evidente che esiste un valore di resistenza di carico R_C che rende massima la potenza P_C convertita in alternata.

Di solito tale valore non coincide con quello dell'utilizzatore (ad esempio un altoparlante ha una impedenza di pochi Ω) che non sempre potrebbe essere connesso direttamente all'amplificatore.

In tal caso si rende necessario un adattamento d'impedenza facendo uso di un trasformatore, secondo lo schema di figura 14. È noto infatti dal capitolo II che una resistenza R_L sul secondario del trasformatore appare sul primario moltiplicata per il quadrato del rapporto spire n ($n = N_1/N_2$), per cui dimensionando opportunamente gli avvolgimenti del trasformatore è possibile, per qualsiasi valore della resistenza R_L , far comparire sul circuito di collettore del transistor il valore di resistenza R_C che dà luogo al massimo di potenza convertita P_C e quindi al massimo di rendimento.

Il trasformatore in questione, chiamato anche *trasformatore di uscita*, viene di solito realizzato con nuclei di lamierino ferro-silicio a basse perdite e con nuclei di ferrite, affinché il rendimento di trasferimento sia elevato.

Il vantaggio dell'uso di un trasformatore di uscita risulta piuttosto evidente anche ai fini di avere un rendimento di conversione η_c più elevato, se si studia graficamente il comportamento dell'amplificatore sulle caratteristiche di figura 15. In condizioni di riposo il primario del trasformatore si comporta quasi come un cortocircuito (la resistenza si riduce a quella ohmica dell'avvolgimento primario, poiché l'induttanza ha impedenza nulla per le componenti continue), per cui la retta di carico statica è praticamente

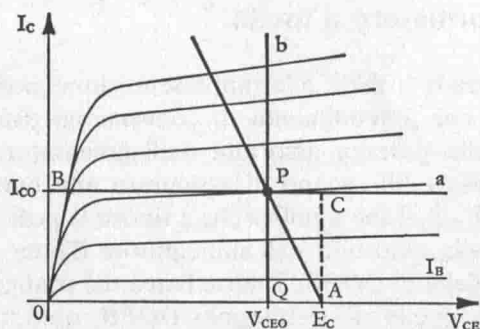


Fig. 13.

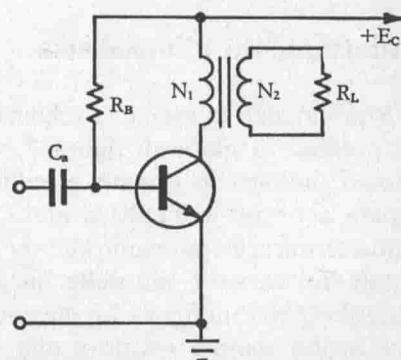


Fig. 14. - Amplificatore di potenza con carico adattato mediante trasformatore d'uscita.

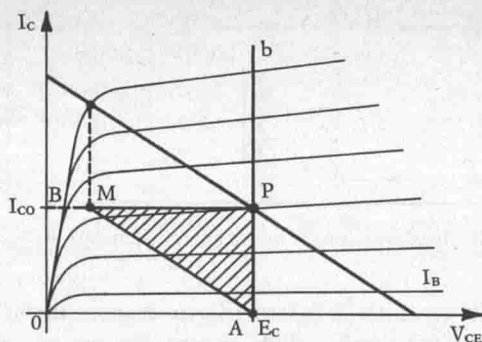


Fig. 15.

verticale (retta b) e la tensione di alimentazione E_C viene a coincidere con V_{CE0} . La potenza assorbita dall'alimentatore è tutta dissipata nell'elemento attivo. In presenza di segnale, invece, in serie al transistor compare la resistenza R_L riportata al primario, che equivale ad una resistenza $R_C = n^2 R_L$ in serie sul circuito di collettore.

Se ora $n^2 R_L$ ha un valore opportuno e si permette al punto di funzionamento P di effettuare la massima escursione possibile, la potenza P_c convertita in alternata risulta rappresentata dal triangolo APM che è quasi la metà della potenza assorbita dall'alimentatore. Il rendimento η_c questa volta passa da meno del 25% del caso precedente a quasi il 50%.

Il trasformatore di uscita pone però dei limiti alla frequenza del segnale da amplificare, per effetto delle induttanze degli avvolgimenti e delle capacità distribuite fra spira e spira.

Lo studio del comportamento del trasformatore può essere effettuato ricorrendo al suo circuito equivalente riportato in figura 16, in cui con R_p è stata indicata la resistenza dell'avvolgimento primario, L_p l'induttanza di dispersione del primario, L_1 l'induttanza complessiva dell'avvolgimento primario e C_p la sua capacità distribuita. Inoltre R_s è la resistenza del secondario, L_s la sua induttanza di dispersione, L_2 l'induttanza totale del secondario e C_s la relativa capacità distribuita.

Lo studio del circuito di figura 16 si effettua riportando al primario tutti gli elementi del secondario. Si ottiene in tal modo il circuito di figura 17, in cui con L si è indicata la parte $L_1 - L_p$ di induttanza primaria che partecipa alla mutua induzione fra primario e secondario.

Il circuito di figura 17 può ai fini pratici essere semplificato, pensando che le capacità C_p e C_s sono piuttosto modeste e in pratica hanno scarso effetto nel campo delle frequenze audio, in cui cadono i segnali da amplificare, per cui lo schema di figura 17 si riduce a quello di figura 18.

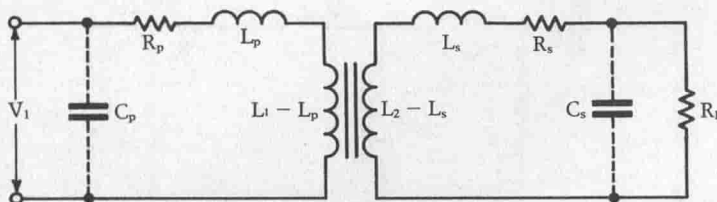


Fig. 16. - Circuito equivalente del trasformatore di uscita.

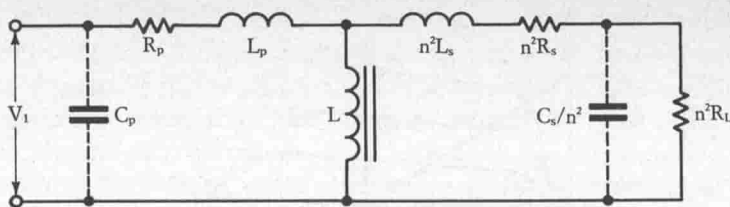


Fig. 17. - Circuito equivalente del trasformatore di uscita con gli elementi del secondario riportati al primario.

Il comportamento del circuito di figura 18 può essere studiato dividendo in tre parti l'intero campo di frequenze: quello delle *basse frequenze*, in cui le induttanze di dispersione L_p e $n^2 L_s$ hanno reattanze trascurabili, quello delle *frequenze intermedie*, in cui pur essendo trascurabili ancora le reattanze di L_p e $n^2 L_s$, la reattanza di L assume un valore estremamente elevato rispetto alle resistenze presenti nel circuito e infine quello delle *alte frequenze* in cui la reattanza di L può considerarsi infinitamente grande, ma non è più lecito trascurare le reattanze di L_p e $n^2 L_s$.

Alle medie frequenze, quindi, il circuito di figura 18 può essere ulteriormente semplificato in quello di figura 19, contenente solo elementi resistivi.

Da esso si vede che in tali condizioni il carico dell'amplificatore è costituito da:

$$R_p + n^2 R_s + n^2 R_L = R_t + n^2 R_L$$

avendo indicato con R_t la resistenza equivalente alla perdite del trasformatore riportata al primario.

Si può anche osservare che la potenza P_c convertita in alternata è assorbita dalle resistenze del circuito di figura 19. Tale potenza si suddivide fra la resistenza $n^2 R_L$ (e costituisce la potenza effettivamente utilizzata P_u) e la resistenza R_t (e rappresenta la potenza perduta nel trasformatore). Se si indica con I_M l'ampiezza della corrente alternata che percorre il circuito di figura 18, si può scrivere:

$$P_c = I_M^2 (n^2 R_L + R_t) / 2 \quad (15)$$

$$P_u = I_M^2 n^2 R_L / 2 \quad (16)$$

Dalle (15) e (16) segue che il rendimento di trasferimento η_t può essere espresso nella forma:

$$\eta_t = P_u / P_c = n^2 R_L / (n^2 R_L + R_t) \quad (17)$$

Alle *basse frequenze*, invece il circuito di figura 18 può essere ridotto a quello di figura 20. L'induttanza L in questo caso presenta un'impedenza che non è più elevata rispetto alla resistenza del circuito e quindi cortocircuita una parte del segnale, impedendo che tutta la corrente alternativa d'ingresso percorra la resistenza $n^2 R_L$.

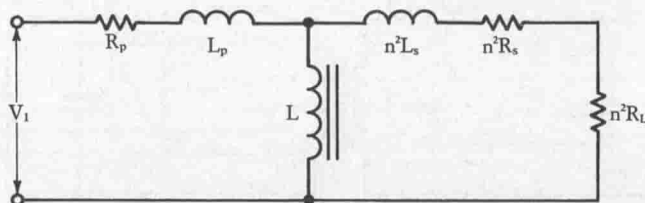


Fig. 18. - Schema semplificato del circuito di figura 17.

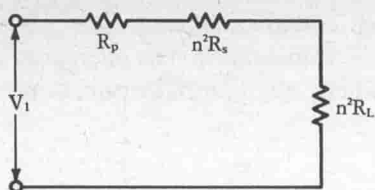


Fig. 19. - Circuito equivalente del trasformatore d'uscita alle medie frequenze.

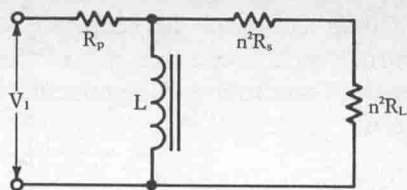


Fig. 20. - Circuito equivalente del trasformatore d'uscita alle basse frequenze.

L'induttanza L effettua quindi un taglio del segnale alle basse frequenze. Si può dimostrare che è valida una regola simile a quella vista a proposito degli amplificatori R-C e cioè che la frequenza in corrispondenza della quale il segnale (la corrente in n^2R_L) si riduce a 0,7 del valore massimo che si ha alle medie frequenze, coincide con quella per cui il valore della reattanza dell'induttanza L uguaglia la resistenza che essa vede ai suoi morsetti. Tale resistenza risulta dal parallelo fra $n^2R_s + n^2R_L$ e R_p più la resistenza di uscita dell'amplificatore R_u ; quindi alla frequenza di taglio f_1 deve essere:

$$2\pi f_1 L = \frac{(n^2R_s + n^2R_L)(R_p + R_u)}{n^2R_s + n^2R_L + R_p + R_u}$$

da cui:

$$f_1 = \frac{(n^2R_s + n^2R_L)(R_p + R_u)}{2\pi L_1(n^2R_s + n^2R_L + R_p + R_u)} \quad (18)$$

Alle alte frequenze, infine il circuito equivalente risulta come in figura 21, in cui con L_t si è indicata l'induttanza di dispersione totale ($L_t = L_p + n^2L_s$).

Si osserva ora che, all'aumentare della frequenza del segnale, la corrente in n^2R_L diminuisce per effetto dell'aumento della reattanza dell'induttanza di dispersione L_t .

Anche in questo caso si può dimostrare che la frequenza di taglio superiore f_2 in corrispondenza della quale la corrente in n^2R_L si riduce allo 0,7 del valor massimo alle medie frequenze, è data da quel valore a cui la reattanza dell'induttanza di dispersione L_t uguaglia la resistenza che essa vede ai suoi morsetti; questa risulta dalla somma della resistenza del circuito compresa la resistenza d'uscita R_u dell'amplificatore. Alla frequenza f_2 deve quindi essere:

$$2\pi f_2 L_t = R_u + R_p + n^2R_s + n^2R_L$$

da cui:

$$f_2 = \frac{R_u + R_p + n^2R_s + n^2R_L}{2\pi L_t} \quad (19)$$

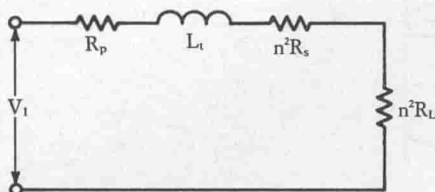


Fig. 21. - Circuito equivalente del trasformatore d'uscita alle alte frequenze.

Come si vedrà nei capitoli che seguono, si cerca di evitare l'impiego dei trasformatori d'uscita per il loro costo e ingombro, impiegando due elementi attivi collegati in controfase, collegamento che è presente anche negli amplificatori di potenza integrati.

5. Classi di funzionamento negli amplificatori di potenza.

Il rendimento di conversione negli amplificatori fino ad ora studiati può raggiungere, come si è visto un massimo teorico del 50%. All'atto pratico si ottengono percentuali abbastanza inferiori a detto limite. Ciò perché in assenza di *distorsioni* la potenza P_a , erogata dall'alimentatore non cambia passando dalle condizioni di riposo a quelle di funzionamento e al massimo la potenza convertita in alternata, rappresentata in figura 15 dell'area del triangolo APM , può raggiungere la metà di P_a rappresentata dal rettangolo $OAPB$.

Quando ciò avviene il punto di funzionamento P compie la massima escursione possibile.

Si può pensare di aumentare il rendimento riducendo il valore della potenza erogata dall'alimentatore a riposo, polarizzando il transistor più vicino all'interdizione. In tal caso si deve però rinunciare a far compiere al punto P oscillazioni simmetriche intorno al punto di riposo, con evidente aumento delle distorsioni. Si usa dire che *l'amplificatore funziona in una classe diversa dalla precedente*.

In realtà si possono avere diverse classi di funzionamento negli amplificatori di potenza, ciascuna distinta dall'altra per il diverso modo di circolazione della corrente alternativa di collettore.

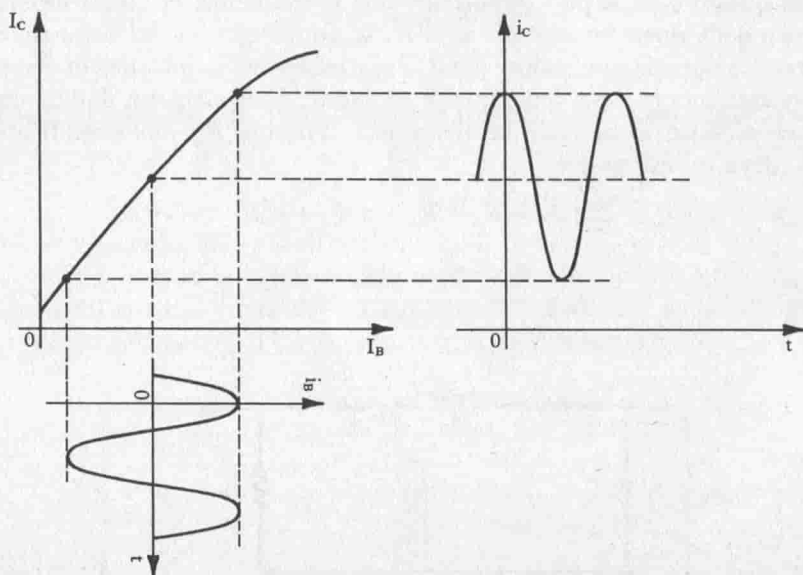


Fig. 22. - Funzionamento di un amplificatore di potenza in classe A.

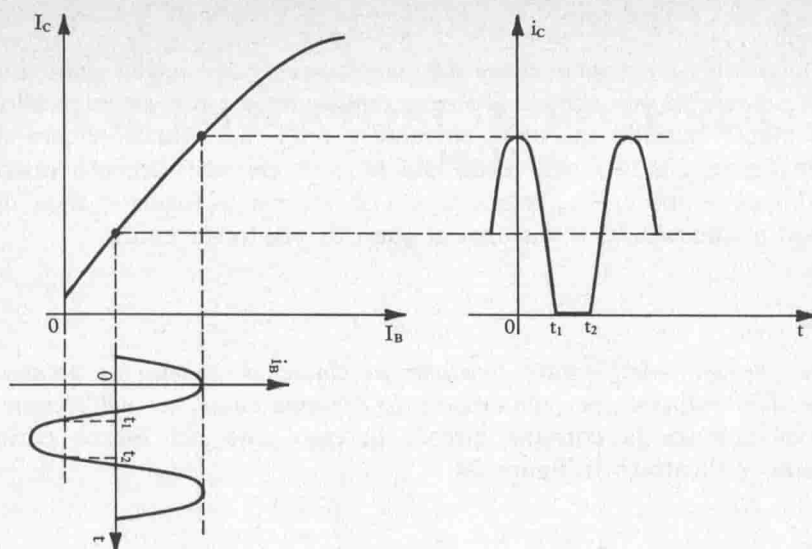


Fig. 23. - Funzionamento di un amplificatore di potenza in classe AB.

a) Classe A.

Si dice che un amplificatore funziona in classe A quando la corrente alternata nell'elemento attivo circola per tutto il periodo. La situazione è illustrata in figura 22, in cui è stata riportata la caratteristica dinamica mutua di un amplificatore a transistori. Se si limita il campo di funzionamento alla zona lineare delle caratteristiche, le distorsioni risultano trascurabili.

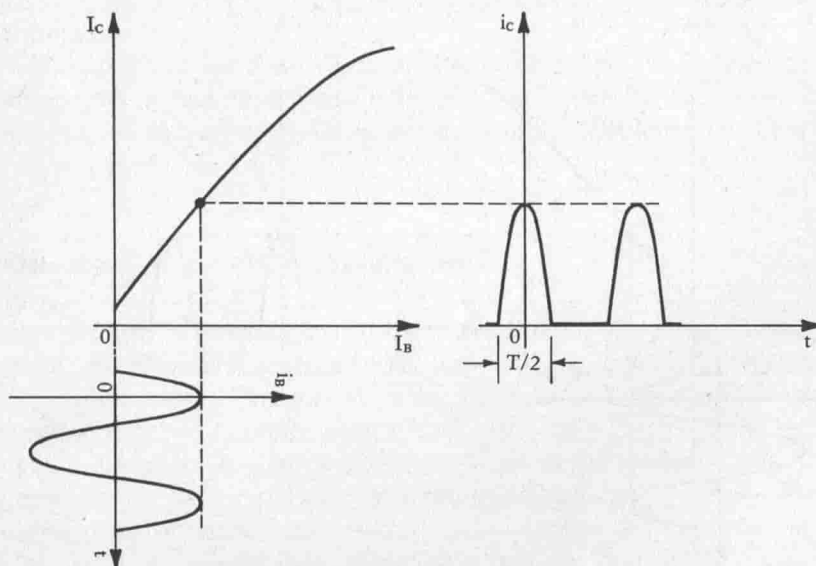


Fig. 24. - Funzionamento di un amplificatore di potenza in classe B.

b) Classe AB.

Un amplificatore funziona in classe AB quando la corrente nell'elemento attivo circola per meno di un periodo, ma per più di mezzo periodo, cioè esiste un intervallo di tempo inferiore a mezzo periodo in cui la corrente è nulla. La situazione ora descritta è illustrata in figura 23, in cui si vede che la corrente nell'elemento attivo è nulla nell'intervallo di tempo $t_1 \div t_2$ inferiore a $T/2$. Poiché la forma d'onda di corrente ottenuta non è sinusoidale, le distorsioni sono di una certa entità.

c) Classe B.

Si dice che un amplificatore funziona in classe B quando la polarizzazione è esattamente all'interdizione, per cui a riposo la corrente circolante nell'elemento attivo è nulla; di conseguenza la corrente circola in esso solo per mezzo periodo. Tale funzionamento è illustrato in figura 24.

d) Classe C.

Il funzionamento in classe C è caratterizzato dal fatto che l'elemento attivo è polarizzato oltre l'interdizione e quindi la corrente circola in esso per meno di mezzo periodo. Tale situazione è illustrata in figura 25.

È da notare che in condizioni di riposo, nel funzionamento in classe B e C, l'alimentatore non fornisce alcuna potenza (la corrente di riposo è nulla). Si vedrà nei prossimi capitoli che il rendimento di conversione negli amplificatori in classe B e C cresce notevolmente rispetto a quelli funzionanti in classe A e può raggiungere valori fino ad oltre l'80%.

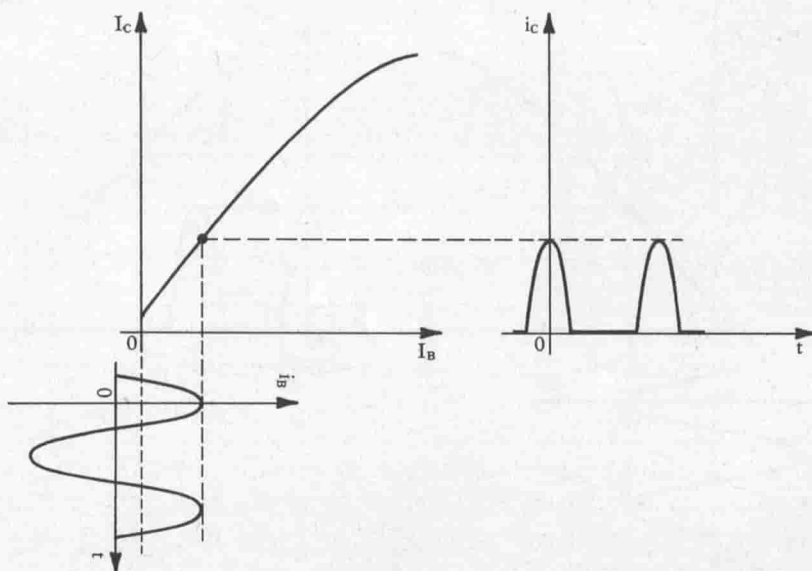


Fig. 25. - Funzionamento di un'amplificatore di potenza in classe C.

CAPITOLO SEDICESIMO

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN CLASSE A

Gli amplificatori di potenza in classe A sono impiegati di solito nell'amplificazione di segnali nel campo delle frequenze acustiche e in genere di bassa frequenza fino a che le potenze richieste dall'utilizzatore non superano pochi W. Infatti si è visto nel capitolo precedente che negli amplificatori in classe A il rendimento di conversione è piuttosto basso, per cui la maggior parte della potenza erogata dall'alimentazione viene dissipata nell'elemento attivo dell'amplificatore. Questo fatto soprattutto ne limita l'impiego, quando la potenza richiesta dall'utilizzatore diventa rilevante, in quanto occorrerebbero dispositivi capaci di dissipare potenze notevolmente superiori a quelle che possono erogare e quindi l'amplificatore diverrebbe molto costoso.

L'impiego degli amplificatori in classe A è quindi limitato ai casi in cui il carico è ad esempio un altoparlante che assorbe potenze di qualche W o dispositivi elettromeccanici di piccola potenza.

Una volta scelto un certo componente attivo, un limite alla potenza utile, e quindi al rendimento di conversione, è posto dalle distorsioni che devono essere contenute in valori che siano accettabili per l'utilizzatore (nel campo dell'elettroacustica, ad esempio, non dovrebbero superare il 5%).

1. Amplificatori di potenza a transistori

Gli amplificatori di potenza a transistori permettono di ottenere un rendimento di conversione η_c più elevato rispetto ad altri dispositivi, in quanto le tensioni minime di collettore possono essere inferiori al volt, quando il transistor è prossimo alla saturazione. La zona di possibile funzionamento sulle caratteristiche di collettore è limitata, come indicato in figura 1, verso l'asse delle ascisse dalla caratteristica corrispondente a $I_B = 0$, verso l'asse delle ordinate dalla retta (a) che rappresenta la resistenza del transistor nella zona di saturazione e inoltre dall'iperbole che rappresenta il luogo dei punti cui corrisponde la massima potenza dissipabile dal transistor.

Nella scelta del punto di funzionamento a riposo occorre tener presente anche i

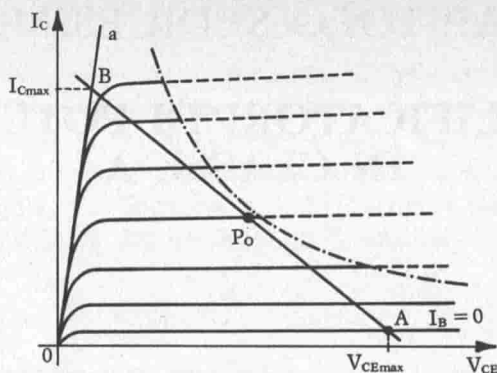


Fig. 1. - Zona di possibile funzionamento in un amplificatore di potenza a transistori.

limiti di massima corrente I_{Cmax} e di massima tensione V_{Cmax} sopportabili dal transistor. In pratica la curva per $I_B = 0$ si confonde quasi con l'asse delle ascisse e la retta (a) si approssima all'asse delle ordinate.

Nel caso che la retta AB non intersechi la curva della massima potenza, la retta di carico dinamica che permette di ottenere la massima potenza alternativa P_c , coincide con quest'ultima e il punto di funzionamento a riposo P_O sarà su tale retta in corrispondenza del valore di riposo della corrente di polarizzazione di base $I_{BO} = I_{Bmax}/2$, essendo I_{Bmax} la corrente di base in corrispondenza del punto B .

Nel caso che le caratteristiche fossero lineari, tale punto avrebbe per ascissa:

$$V_{CEO} = (V_{CEmax} - V_B)/2 \cong V_{CEmax}/2$$

$$I_{CO} = (I_{Cmax} - I_A)/2 \cong I_{Cmax}/2$$

essendo in genere $V_B \ll V_{CEmax}$ e $I_A \ll I_{Cmax}$ (V_B e I_A sono la tensione e la corrente corrispondenti ai punti B e A rispettivamente di figura 1).

Se invece la retta AB attraversa la curva della massima potenza dissipabile e ciò lo è sicuramente se:

$$(V_{CEmax}/2) (I_{Cmax}/2) > P_{dmax}$$

la retta di carico dinamica dovrebbe essere tangente all'iperbole di figura 2; il punto di

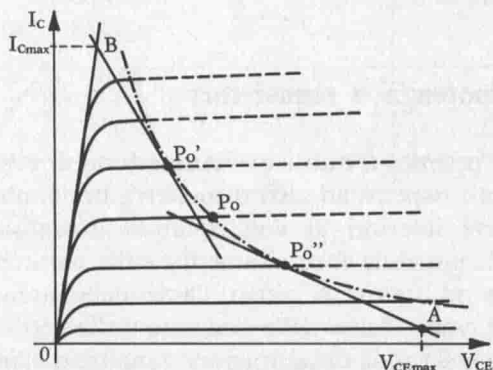


Fig. 2. - Zona di possibile variazione del punto di funzionamento a riposo in un amplificatore di potenza a transistori.

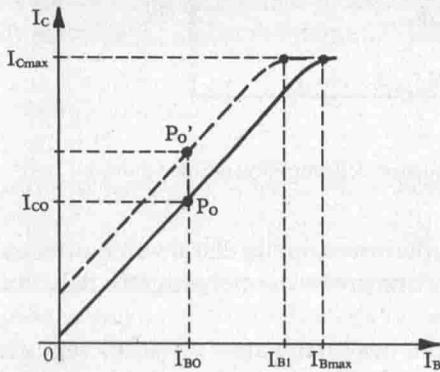


Fig. 3. - Spostamento della caratteristica mutua dinamica per effetto termico.

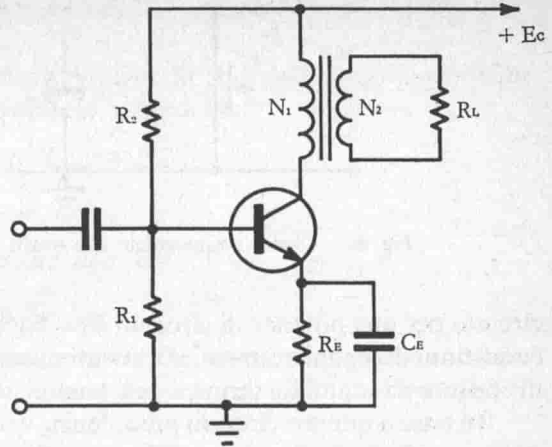


Fig. 4. - Schema di un amplificatore di potenza a transistori in classe A.

funzionamento però non dovrebbe durante la sua escursione superare il valore I_{Cmax} di corrente e il valore V_{CEmax} di tensione. Se si tracciano sia dal punto A che dal punto B le rette tangenti all'iperbole, si ottengono due posizioni limiti delle rette di carico e due punti P'_O e P''_O di tangenza all'iperbole. Il punto di funzionamento P_O deve essere scelto nel tratto d'iperbole compreso fra detti punti, tenendo sempre presente che per avere la massima escursione del punto di funzionamento occorre che I_{BO} sia la metà del massimo valore raggiungibile dalla corrente di base.

Nella scelta del punto di funzionamento a riposo occorre però tener presente che le distorsioni non superino il limite voluto, ciò che può essere verificato con la costruzione indicata in figura 5 del capitolo XV.

Inoltre deve essere tenuta in considerazione l'instabilità termica del transistor, la cui trattazione è stata effettuata nel capitolo VII. Tale instabilità provoca uno spostamento del punto di riposo P_O verso valori di I_{CO} maggiori e fa sì che l'escursione positiva della corrente di collettore diventi inferiore a quella negativa, per cui la forma d'onda di corrente, a parità di segnale d'ingresso diventa dissimmetrica e quindi fortemente distorta.

Per ridurre allora la distorsione occorre diminuire l'ampiezza del segnale d'ingresso, il che provoca una riduzione della potenza P_c . Tale situazione risulta chiara dall'esame della caratteristica dinamica mutua di figura 3. In essa si osserva che se il punto di funzionamento a riposo è inizialmente fissato nella posizione P_O in modo che $I_{BO} = I_{Bmax}/2$ e $I_{CO} = I_{Cmax}/2$, la massima ampiezza della corrente alternativa di base risulta pari a $I_{Bmax}/2$ e quella corrispondente di collettore $I_{Cmax}/2$.

Se ora per un aumento della temperatura il punto P_O si sposta nella posizione P'_O , per effetto della traslazione verso l'alto della caratteristica mutua dinamica, (in quanto a parità di I_B , la corrente I_C aumenta con la temperatura) dall'esame della figura 3 risulta che il tratto di caratteristica da P'_O alla saturazione risulta più corto e che la saturazione si raggiunge con un'ampiezza della corrente di base pari a $I_{B1} - I_{BO}$ e si ottiene anche un'ampiezza $I_{Cmax} - I'_{CO}$ minore di $I_{Cmax}/2$.

In previsione di questo fatto, il circuito deve essere dimensionato per una potenza P_c maggiore di quella che in realtà si vuole ottenere. Spesso si usa dimensionare il

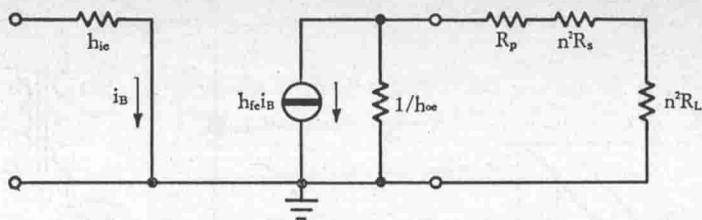


Fig. 5. - Circuito equivalente alle medie frequenze dell'amplificatore di figura 4.

circuito per una potenza di circa un 40 ÷ 50% superiore a quella che si vuole ottenere in condizioni di regime termico, altrimenti occorrerebbe prevedere nel progetto del circuito un fattore di stabilità termica più basso.

In base a quanto detto in precedenza, vediamo ora quali sono i criteri da seguire nel dimensionamento di un amplificatore di potenza in classe A. Lo schema tipico cui riferirsi è riportato in figura 4 e rappresenta lo stadio finale di un amplificatore audio di piccola potenza in classe A.

I dati essenziali del progetto devono essere:

1. Il valore della resistenza di utilizzazione R_L .
2. La potenza P_u occorrente all'utilizzatore.
3. Le condizioni di temperatura in cui il transistor opera.
4. Il campo di frequenza del segnale da amplificare.

La scelta del tipo di transistor viene effettuata supponendo un certo rendimento η_t del trasformatore di uscita (ad es. $\eta_t = 0,8$), che permette di ricavare:

$$P_c = P_u / \eta_t$$

La potenza P_c ottenuta deve poi essere aumentata di circa un 50% ottenendo un valore P'_c per tener conto della riduzione successiva a causa degli effetti termici. Infine, tenendo presente che il rendimento di conversione si avvicina al 50%, si avrà che la potenza dissipata a riposo dal transistor, che è quella massima per cui deve essere dimensionato e che corrisponde a quella erogata dall'alimentatore, vale circa:

$$P_{do} = P'_c / \eta_c \cong 2P'_c$$

Il transistor deve quindi essere scelto fra quelli in grado di dissipare la potenza P_{do} , nelle condizioni di temperatura in cui il transistor stesso opera.

A questo punto dev'essere scelto il punto di funzionamento a riposo, cioè I_{CO} e V_{CEO} ; in tale scelta occorre tener presente che deve essere $I_{CO} < I_{Cmax}/2$ e $V_{CEO} < V_{CEmax}/2$, che il punto P_o dovrebbe trovarsi sull'iperbole corrispondente a P_{dmax} e inoltre nella zona scelta occorre verificare che si abbia un valore di h_{fe} piuttosto elevato. Ciò può essere verificato dalle curve, che i manuali forniscono, di h_{fe} in funzione di I_C .

Supponendo ora che l'ampiezza della corrente alternativa di collettore sia pari a I_{CO} (in corrispondenza della massima escursione del segnale), si può determinare il valore della resistenza di carico R_C dalla relazione:

$$P'_c = I_{CM}^2 R_C / 2 = I_{CO}^2 R_C / 2$$

da cui:

$$R_C = 2P'_c / I_{CO}^2$$

e si verifica se la retta di carico dinamica attraversa o meno l'iperbole corrispondente a P_{dmax} .

Noti R_C e la resistenza di utilizzazione R_L e avendo supposto il rendimento del trasformatore η_t , dalla relazione (17) del capitolo precedente:

$$\eta_t = n^2 R_L / (R_t + n^2 R_L) = n^2 R_L / R_C$$

si ricava:

$$n^2 = \eta_t R_C / R_L$$

e quindi il rapporto spire n del trasformatore di uscita:

$$n = \sqrt{\eta_t R_C / R_L} \quad (1)$$

Gli altri elementi del trasformatore devono essere determinati in base al campo di frequenza entro cui l'amplificatore deve funzionare, il che porta a fissare le frequenze di taglio inferiore f_1 e superiore f_2 .

Per la determinazione di tali elementi è opportuno considerare nulle le distorsioni e quindi lineare l'intera zona di funzionamento del transistor. Ciò permette di far uso del circuito equivalente che in questo caso può essere quello a parametri ibridi, in quanto il campo di frequenze interessato è di solito quello acustico, con f_2 che raramente supera i 20 ÷ 25 kHz, cioè valori ancora molto lontani da f_{hfe} del transistor, per cui l'effetto delle capacità parassite può essere trascurabile.

Con tale premessa, facendo riferimento al circuito equivalente del trasformatore di figura 18 del capitolo precedente e alle relative semplificazioni di figura 19, 20 e 21, il circuito equivalente di figura 4, alle medie, basse e alte frequenze, appare come nelle figure 5, 6 e 7 rispettivamente, trascurando l'effetto del parametro h_{re} .

Avendo già determinato, dalla (1) il rapporto spire n del trasformatore e la resistenza di carico dinamica $R_C = R_p + n^2 R_s + n^2 R_L$, si trova:

$$R_p + n^2 R_s = R_t = R_C - n^2 R_L \quad (2)$$

che rappresenta la resistenza complessiva R_t degli avvolgimenti del trasformatore vista al primario.

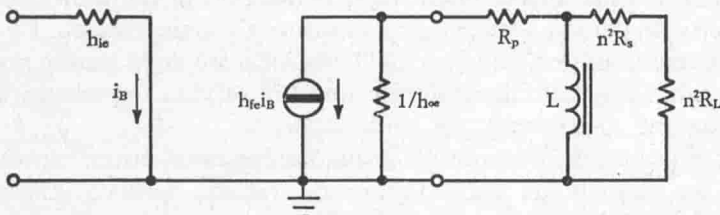


Fig. 6. - Circuito equivalente alle basse frequenze dell'amplificatore di figura 4.

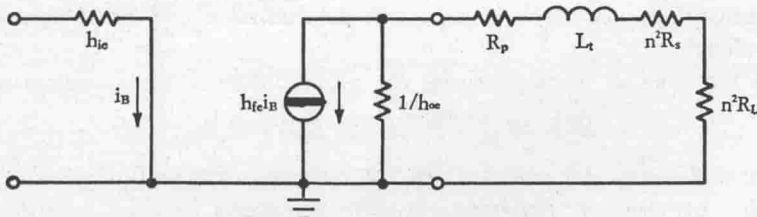


Fig. 7. - Circuito equivalente alle alte frequenze dell'amplificatore di figura 4.

È di solito buona norma fissare il valore di R_p pari alla metà di R_t , cioè:

$$R_p = R_t/2; \quad R_s = R_t/2n^2 \quad (3)$$

Si può dimostrare che tale criterio equivale ad imporre la stessa densità di corrente negli avvolgimenti primario e secondario.

Fissati i valori di R_p e R_s , dal circuito di figura 6, si può ricavare il valore di L , imponendo che alla frequenza f_1 la sua reattanza uguagli la resistenza vista ai propri capi:

$$2\pi f_1 L = \frac{(n^2 R_s + n^2 R_L) (R_p + 1/h_{oe})}{n^2 R_s + n^2 R_L + R_p + 1/h_{oe}}$$

da cui:

$$L = \frac{(n^2 R_s + n^2 R_L) (R_p + 1/h_{oe})}{2\pi f_1 (n^2 R_s + n^2 R_L + R_p + 1/h_{oe})} \quad (4)$$

Infine dal circuito di figura 7, imponendo alla frequenza di taglio superiore f_2 l'uguaglianza della reattanza di dispersione totale L_t con la resistenza vista ai suoi capi, si ottiene:

$$L_t = (R_p + n^2 R_s + n^2 R_L + 1/h_{oe})/2\pi f_2 \quad (5)$$

Viceversa se si conoscono i parametri del trasformatore, dalle (4) e (5) si ottengono le frequenze di taglio dell'amplificatore.

Gli altri elementi del circuito di figura 4 si dimensionano con i criteri esposti nei capitoli precedenti. In particolare la resistenza R_E , essenziale ai fini della stabilità termica del transistor viene fissata ad un valore tale che la caduta di tensione ai suoi capi risulti dell'ordine di $1 \div 2$ V, cioè circa il $5 \div 10\%$ della tensione di alimentazione E_C . Infatti un aumento del valore di R_E , mentre migliora la stabilità termica del transistor, accresce la potenza dissipata in essa e riduce quindi il rendimento di conversione.

Il condensatore C_E viene dimensionato in modo da costituire una reattanza non superiore a $1/10$ del valore di R_E alla più bassa frequenza di funzionamento. Poiché spesso la resistenza R_E risulta di pochi Ω , si richiedono in tali casi valori di capacità enormemente elevati, per cui a volte il condensatore C_E viene omissso. Lo svantaggio di tale omissione consiste in una riduzione dell'amplificatore dello stadio, ma d'altra parte si ottiene una riduzione delle distorsioni e una più elevata impedenza d'ingresso per effetto della reazione di corrente che ne consegue.

Il circuito di polarizzazione, inoltre si dimensiona con i criteri esposti nel capitolo VII in modo da ottenere un certo fattore di stabilità termica, tale da assicurare l'equilibrio termico del transistor espresso dalla (34) nel capitolo VII. Se tale equilibrio risultasse precario o richiedesse valori del fattore di stabilità termica S troppo bassi (il che comporterebbe forti valori di R_E o bassi valori di R_1 o R_2), occorre agire sulla resistenza termica θ , aumentando la superficie del dissipatore (θ diminuisce all'aumentare della superficie).

Infine la tensione di alimentazione E_C , viene calcolata dalla relazione:

$$E_C = V_{CEO} + R_E(I_{CO} + I_{BO}) + R_p I_{CO}$$

essendo R_p la resistenza del primario del trasformatore d'uscita.

Una volta ultimato il progetto, occorre verificare che in corrispondenza del massimo segnale applicato, le distorsioni siano contenute in limiti accettabili, il che può

essere fatto tracciando la caratteristica mutua dinamica e applicando i metodi illustrati nel capitolo precedente. Se le distorsioni risultassero inaccettabili, occorre ridurre l'ampiezza del segnale e quindi la potenza utile P_u , oppure riprogettare l'amplificatore fissando un altro punto di funzionamento a riposo o addirittura sostituendo il transistor con un altro di maggior potenza.

Infine nel calcolo del rendimento di conversione η_c , occorre tener conto dell'intera potenza assorbita dallo stadio durante il funzionamento e questa è data dal prodotto della tensione E_C per la corrente continua da essa erogata, che risulta dalla somma della corrente di collettore e di quella assorbita dal partitore di polarizzazione.

Le regole ora esposte risulteranno più chiare se si sviluppa un esempio numerico, sempre con riferimento alla figura 4.

Esempio:

Si voglia dimensionare un amplificatore in grado di fornire una potenza $P_u = 1,5 \text{ W}$ ad un utilizzatore di resistenza $R_L = 8 \Omega$. Le frequenze di taglio sono fissate ai valori $f_1 = 20 \text{ Hz}$ e $f_2 = 20 \text{ kHz}$. Si ammette una temperatura massima del contenitore del transistor $T_c = 100^\circ \text{C}$.

Ammettendo un rendimento η_t del trasformatore d'uscita pari a 0,8, si ha:

$$P_c = P_u / \eta_t = 1,5 / 0,8 = 1,875 \text{ W}$$

Incrementando tale valore di un 50% per tener conto degli spostamenti del punto di funzionamento con la temperatura, si ottiene un valore:

$$P'_c = 1,5 P_c = 2,8 \text{ W}$$

La potenza dissipata a riposo dal transistor risulta approssimativamente:

$$P_{do} = P'_c / \eta_c = 2 P'_c = 5,6 \text{ W}$$

Occorre quindi scegliere un transistor che sia in grado di dissipare alla temperatura del contenitore $T_c = 100^\circ \text{C}$ una potenza superiore a 5,6 W. Si può scegliere il transistor BDX24, il quale alla temperatura $T_c = 100^\circ \text{C}$ può dissipare circa 16 W.

Tracciando l'iperbole corrispondente alla potenza $P_{do} = 5,6 \text{ W}$ sulle caratteristiche del transistor riportate in figura 8, leggendo sui manuali che $V_{CE\text{max}} = 40 \text{ V}$, $I_{CE\text{max}} = 4 \text{ A}$, si osserva che il punto di funzionamento P_o può variare entro l'arco d'iperbole P'_o , P''_o di figura 3.

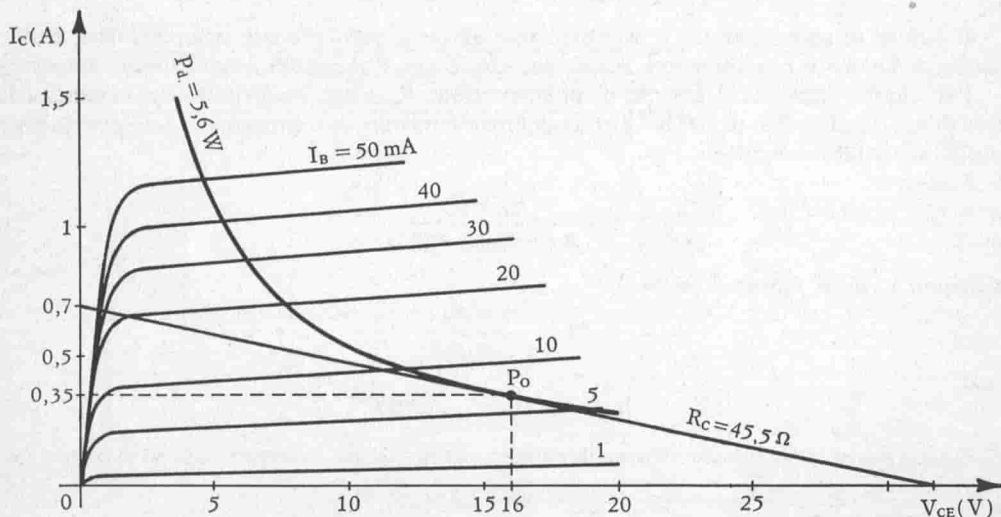


Fig. 8. - Curve caratteristiche del transistor BDX24.

Per mantenersi entro limiti di sicurezza accettabili, è opportuno scegliere il punto P_O corrispondente a $V_{CEO} = 16 \text{ V}$; $I_{CO} = 0,35 \text{ A}$ e $I_{BO} = 7 \text{ mA}$. Non è opportuno scegliere valori di I_{CO} più elevati poiché la curva di h_{fe} in funzione di I_C mostra che i valori più alti di tale parametro si ottengono per I_C intorno ai 100 mA e si mantiene a valori ancora abbastanza elevati fino a 0,6 ÷ 0,7 A.

La resistenza di carico dinamica R_C si ottiene ora dalla relazione:

$$R_C = 2P'_c / I_{CO}^2 = 2 \cdot 2,8 / 0,35^2 = 45,5 \ \Omega$$

e la corrispondente retta di carico dinamica è riportata in figura 8.

Dalla (1) si può ricavare ora il rapporto spire n del trasformatore di uscita:

$$n = \sqrt{\eta_t R_C / R_L} = \sqrt{0,8 \cdot 45,5 / 8} = 2,15$$

Gli altri elementi del trasformatore di uscita sono determinati in base alla (2), (3), (4) e (5). Si ottiene, essendo $h_{oe} = 5 \text{ mA/V}$ ($1/h_{oe} = 200 \ \Omega$):

$$R_t = R_C - n^2 R_L = 45,5 - 2,15^2 \cdot 8 = 45,5 - 4,55 \cdot 8 = 9,1 \ \Omega$$

$$R_p = R_t / 2 = 9,1 / 2 = 4,55 \ \Omega$$

$$R_s = R_t / 2n^2 = 9,1 / 2 \cdot 4,55 = 1 \ \Omega$$

$$L = \frac{n^2 (R_s + R_L) (R_p + 1/h_{oe})}{2\pi f_1 [n^2 (R_s + R_L) + R_p + 1/h_{oe}]} =$$

$$= \frac{4,55 (1 + 8) (4,55 + 200)}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 [4,55 \cdot 9 + 4,55 + 200]} = 0,27 \text{ H}$$

$$L_t = \frac{R_p + n^2 R_s + n^2 R_L + 1/h_{oe}}{2\pi f_2} = \frac{45,5 + 200}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^3} = 1,96 \text{ mH}$$

Per il gruppo di R_E , C_E , si ha, fissando $V_{RE} = 1,4 \text{ V}$:

$$R_E = V_{RE} / (I_{CO} + I_{BO}) \cong V_{RE} / I_{CO} = 1,4 / 0,35 = 4 \ \Omega$$

$$X_{CE} = R_E / 10 = 0,4 \ \Omega$$

$$1/2\pi f_1 C_E = 0,4$$

$$C_E = 1 / 0,4 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 20 = 20.000 \ \mu\text{F}$$

Il valore ottenuto per C_E è estremamente elevato, però occorre osservare che anche la tensione di lavoro è estremamente bassa, per cui le sue dimensioni non risultano eccessive.

Per quanto riguarda il gruppo di polarizzazione $R_1 \div R_2$, osservando sui manuali che il valore di h_{FE} è dell'ordine di 100 nella zona di funzionamento, ci si propone di ottenere un fattore di stabilità termica $S = 10$.

Poiché è:

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B / (1 + h_{FE})}$$

sostituendo i valori numerici, si ha:

$$10 = \frac{4 + R_B}{4 + R_B / 101}$$

da cui:

$$R_B = 36 \cdot 101 / 91 = 40 \ \Omega$$

D'altra parte, dalle caratteristiche, in corrispondenza di I_{BO} si legge: $V_{BEO} = 0,8 \text{ V}$, per cui è:

$$V_{BO} = V_{BEO} + V_{EO} = 0,8 + 1,4 = 2,2 \text{ V}$$

$$E_B = V_{BO} + R_B I_{BO} = 2,2 + 40 \cdot 7 \cdot 10^{-3} = 2,48 \text{ V}$$

Poiché la tensione di alimentazione E_C vale:

$$\begin{aligned} E_C &= V_{EO} + V_{CEO} + R_p I_{CO} = 1,4 + 16 + 4,55 \cdot 0,35 = \\ &= 1,4 + 16 + 1,6 = 19 \text{ V} \end{aligned}$$

si ottiene:

$$R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 40$$

$$R_1 / (R_1 + R_2) = E_B / E_C = 2,48 / 19 = 0,131$$

da cui:

$$R_2 = 40 / 0,131 = 305 \text{ } \Omega$$

$$R_1 = 46 \text{ } \Omega$$

Dalle caratteristiche d'ingresso del transistor, riportate in figura 9 insieme alla caratteristica mutua dinamica, costruita per la resistenza R_C fissata, si può ora osservare che l'escursione massima V_{BEM} del segnale di tensione v_{BE} all'ingresso del transistor può essere di 0,3 V. Infatti è $V_{BEO} = 0,8 \text{ V}$ e $(V_{BE})_{I_B=0} = 0,5 \text{ V}$, per cui la tensione alternativa di base oscilla fra i limiti:

$$V_{BEmin} = 0,5 \text{ V}$$

$$V_{BEmax} = 1,1 \text{ V}$$

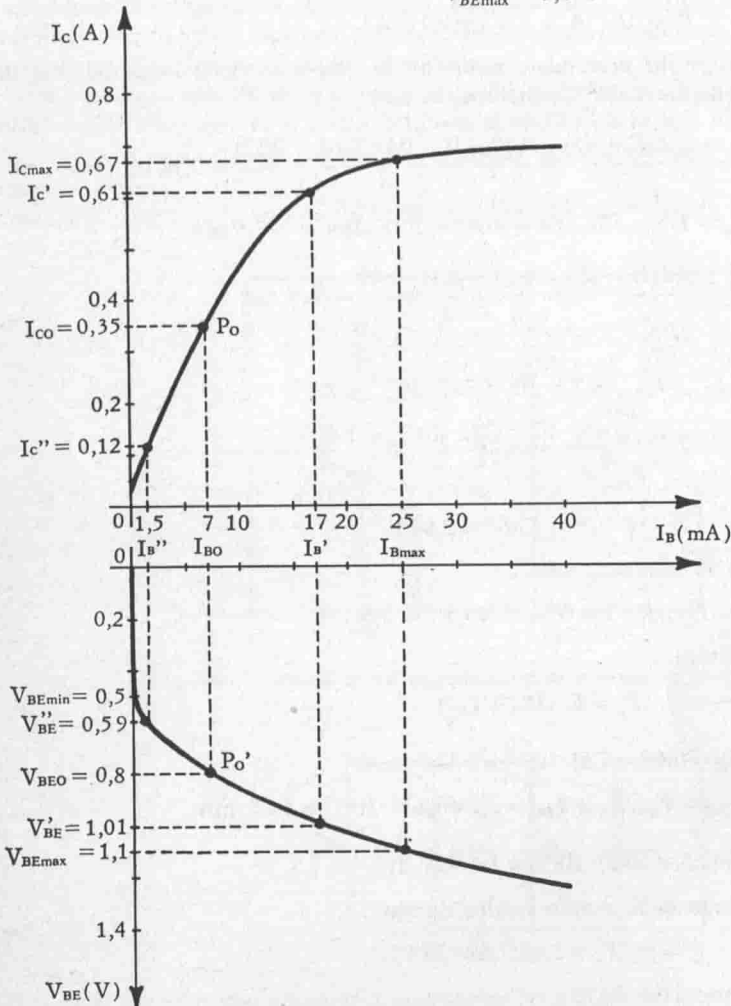


Fig. 9. - Caratteristica mutua dinamica e caratteristica d'ingresso dell'amplificatore di figura 4.

In corrispondenza la corrente di base assume valori:

$$I_{B\min} = 0$$

$$I_{B\max} = 25 \text{ mA}$$

e quella di collettore:

$$I_{C\min} \cong 0$$

$$I_{C\max} = 0,67 \text{ A}$$

Per verificare le distorsioni occorre anche calcolare i valori di I'_C e I''_C di I_C in corrispondenza degli istanti $T/8$ e $3T/8$ (fig. 5 del capitolo precedente). Seguendo il procedimento indicato nel capitolo precedente e riportandolo sulle caratteristiche di figura 9, dopo aver trovato che i valori corrispondenti V'_{BE} e V''_{BE} di V_{BE} risultano:

$$V'_{BE} = V_{BEO} + V_{BEM} \cos 45^\circ = 0,8 + 0,3 \sqrt{2}/2 = 1,01 \text{ V}$$

$$V''_{BE} = V_{BEO} + V_{BEM} \cos 135^\circ = 0,8 - 0,3 \sqrt{2}/2 = 0,59 \text{ V}$$

si ottiene:

$$I'_B = 17 \text{ mA}; \quad I''_B = 1,5 \text{ mA}$$

e in corrispondenza:

$$I'_C = 0,61 \text{ A}; \quad I''_C = 0,12 \text{ A}$$

Dalle (7), (8) e (9) del capitolo precedente risultano le ampiezze della fondamentale di corrente e delle armoniche generate dalla distorsione. Si ha:

$$I_{C1M} = \frac{I_{C\max} - I_{C\min} + \sqrt{2}(I'_C - I''_C)}{4} = \frac{0,67 - 0 + 1,41(0,61 - 0,12)}{4} = 0,34 \text{ A}$$

$$I_O = I_{C2M} = (I_{C\max} - I_{C\min} - 2I_{CO})/4 = (0,67 - 2 \cdot 0,35)/4 = -7,5 \text{ mA}$$

$$I_{C3M} = \frac{I_{C\max} - I_{C\min} - \sqrt{2}(I'_C - I''_C)}{4} = \frac{0,67 - 1,41 \cdot 0,49}{4} = -5 \text{ mA}$$

Risulta quindi:

$$D_2 = I_{C2M}/I_{C1M} = 7,5 \cdot 10^{-3}/342 \cdot 10^{-3} = 2,2\%$$

$$D_3 = I_{C3M}/I_{C1M} = 5 \cdot 10^{-3}/342 \cdot 10^{-3} = 1,46\%$$

e la distorsione totale:

$$D_t = \sqrt{2,2^2 + 1,46^2} = 2,64\%$$

La potenza P_c convertita in alternata vale:

$$P_c = I_{C1M}^2 R_C/2 = 0,342^2 \cdot 45,5/2 = 2,66 \text{ W}$$

e quella assorbita dall'alimentatore:

$$P_a = E_C(I_{CO}^* + I_{R2})$$

essendo:

$$I_{CO}^* = I_{CO} + I_O = (350 - 7,5) \cdot 10^{-3} = 342,5 \text{ mA}$$

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{BO} = V_{BO}/R_1 + I_{BO} = 2,2/46 + 7 \cdot 10^{-3} = 54,5 \text{ mA}$$

quindi:

$$P_a = 19(342,5 + 54,5) \cdot 10^{-3} = 19 \cdot 397 \cdot 10^{-3} = 7,5 \text{ W}$$

Il rendimento di conversione dello stadio risulta dunque:

$$\eta_c = P_c/P_a = 2,66/7,5 = 35,4\%$$

piuttosto inferiore a quello teorico del 50%.

2. Circuiti di pilotaggio degli amplificatori di potenza in classe A

I circuiti di pilotaggio degli amplificatori di potenza, detti più comunemente preamplificatori, hanno lo scopo di fornire allo stadio finale il segnale d'ingresso necessario per ottenere la potenza voluta all'uscita.

Nel caso degli amplificatori a transistori, il preamplificatore deve fornire allo stadio finale una potenza di pilotaggio, che pur essendo molto inferiore a quella alternativa erogata all'utilizzatore dallo stadio di potenza, di solito non è del tutto trascurabile. Uno schema di circuito completo, comprendente lo stadio finale e il preamplificatore è riportato in figura 10.

In esso si osserva che la potenza erogata dal transistor T_2 , in parte va a costituire la potenza strettamente necessaria al circuito di base del transistor T_1 , il resto viene perduta nel partitore $R_1 - R_2$.

Esempio:

A titolo di esempio riprendendo il caso trattato numericamente nel paragrafo precedente, con riferimento alla figura 10 e tenendo presente che il circuito equivalente di uscita di T_2 si presenta come in figura 11, in cui si è indicato con R_B il parallelo di R_1 e R_2 e con R_i la resistenza equivalente d'ingresso allo stadio di potenza.

La potenza che T_2 deve erogare è quella assorbita da R_{C2} , R_B e R_i . In effetti poiché la caratteristica d'ingresso di T_1 non è rettilinea, si potrà parlare solo di resistenza media equivalente, definita come rapporto fra l'escursione massima del segnale di tensione e quella del segnale di corrente, cioè:

$$R_i = (V_{BE\max} - V_{BE\min}) / (I_{B\max} - I_{B\min})$$

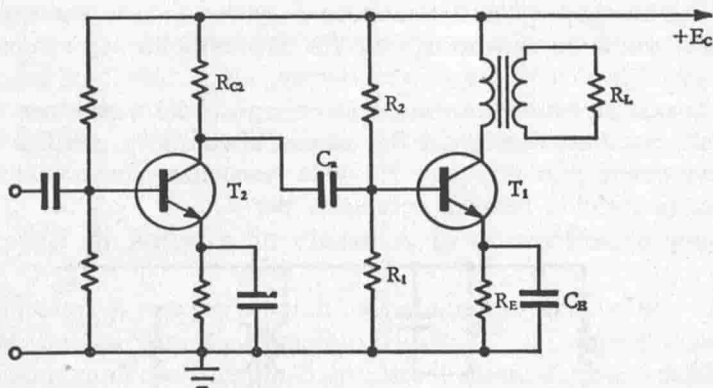


Fig. 10. - Schema di un amplificatore di potenza in classe A a transistori.

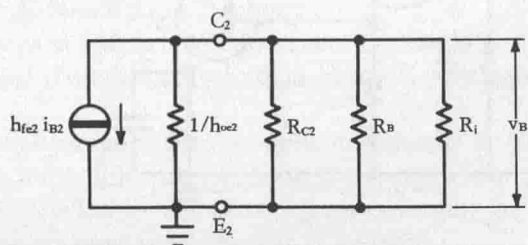


Fig. 11. - Circuito differenziale equivalente del preamplificatore dello schema di figura 10.

Nel caso esaminato è:

$$R_i = (1,1 - 0,5)/25 \cdot 10^{-3} = 24 \, \Omega$$

La potenza P_i assorbita da R_i vale:

$$P_i = V_{BEM}^2/2R_i = 0,3^2/2 \cdot 24 = 1,88 \, \text{mW}$$

e quella assorbita da R_B :

$$= V_{BEM}^2/2R_B = 0,3^2/2 \cdot 40 = 1,12 \, \text{mW}$$

Quella assorbita da R_{C2} ha di solito valori molto più modesti, che supponiamo trascurabili.

In tali condizioni l'ampiezza I_{C2M} della corrente alternativa che deve fornire il transistor T_2 alle resistenze R_B e R_i vale, essendo la potenza complessiva P_2 :

$$P_2 = P_i + P_B = 1,88 + 1,12 = 3 \, \text{mW}$$

$$I_{C2M} = 2P_2/V_{BEM} = 2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}/0,3 = 20 \, \text{mA}$$

Il transistor T_2 deve essere quindi scelto in modo da funzionare a riposo con un valore di corrente I_{C20} maggiore di 20 mA e con una corrente massima $I_{C2\max}$ maggiore di $I_{C20} + I_{C2M}$ ossia di 40 mA. Non ci sono invece in pratica particolari limitazioni al valore V_{CE0} della tensione di riposo del collettore essendo di appena 0,3 V la massima escursione nell'intorno di tale valore della tensione alternativa di collettore (in realtà basterebbe che V_{CE20} fosse maggiore di V_{BEM}).

Volendo limitare l'escursione di corrente e quindi la potenza erogata dal transistor T_2 (tale potenza non potrà mai essere inferiore a P_i necessaria per pilotare lo stadio finale), si può ricorrere ad altri schemi, che, prevedono un accoppiamento diretto fra preamplificatore e stadio finale, escludendo quindi il condensatore C_a di figura 10.

Uno schema di collegamento diretto molto usato è quello riportato in figura 12, in cui il preamplificatore impiega un transistor a *simmetria complementare*, cioè se lo stadio finale è realizzato con un transistor *NPN*, il preamplificatore impiega un *PNP* e viceversa.

In questo caso il punto di funzionamento a riposo del transistor T_2 deve essere scelto in modo che la caduta di tensione R_{C2} sia pari al valore V_{BE0} di T_1 e l'impedenza di uscita di T_2 deve essere pari al valore R_B della resistenza equivalente di base di T_1 , affinché si abbia la stabilità termica necessaria per T_1 .

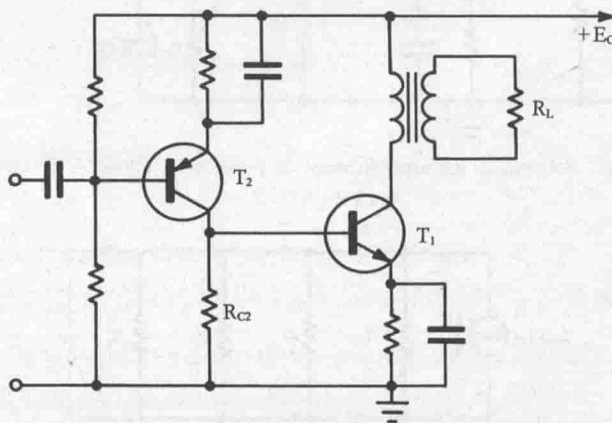


Fig. 12. - Amplificatore di potenza in classe A facente uso di un transistor a simmetria complementare, come preamplificatore.

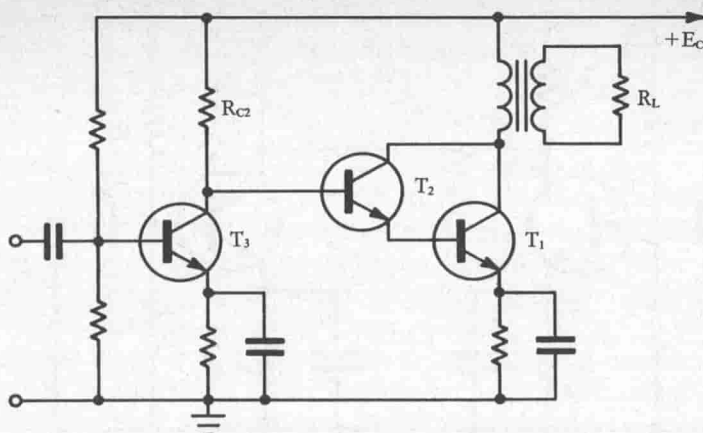


Fig. 13. - Amplificatore di potenza con montaggio tipo Darlington.

Uno svantaggio di tale tipo di collegamento è che il transistor T_2 ha una impedenza di carico molto bassa e quindi l'amplificazione di tensione è molto modesta. Inoltre le variazioni di temperatura possono cambiare le condizioni di accoppiamento in quanto una variazione della corrente I_{C20} in T_2 si riflette sulla polarizzazione di base di T_1 .

Il primo inconveniente può essere ovviato con il montaggio tipo *Darlington*, secondo lo schema di figura 13, poiché la potenza necessaria per pilotare T_2 è molto inferiore a quella occorrente per pilotare T_1 (infatti la corrente di base di T_1 è costituita da quella di emettitore di T_2 che è $1 + h_{fe}$ volte quella di base di T_2).

Non sono invece praticamente più usati accoppiamenti a trasformatore fra preamplificatore e stadio finale, sia per ragioni d'ingombro e di costo sia perché la curva di risposta di un trasformatore non è piatta in un ampio campo di frequenze, ma presenta dei picchi di risonanza e inoltre ha una banda passante limitata.

3. Amplificatori di potenza in classe A in controfase o push-pull

Gli amplificatori di potenza studiati nei paragrafi precedenti hanno tutti l'inconveniente di dover impiegare un trasformatore d'uscita, il cui primario è attraversato dalla componente continua di corrente che costituisce il valore di riposo dell'elemento attivo. Tale fatto può provocare la *saturazione* del nucleo magnetico, la quale può essere evitata solo dimensionando il trasformatore con una certa abbondanza in modo da lavorare con un basso valore di induzione magnetica.

L'inconveniente citato può essere evitato con il collegamento di due elementi attivi in *controfase* o *push-pull*, il quale fornisce anche ulteriori vantaggi che verranno fra breve chiariti.

Il principio di collegamento in *controfase* (chiamato in inglese anche *push-pull*), consiste nel collegare due amplificatori uguali, alimentati dalla stessa batteria, secondo lo schema di figura 14, inviando a ciascun ingresso segnali fra loro uguali ma di fase opposta e prelevando il segnale amplificato fra i morsetti di uscita dei due amplificatori. Cioè, con riferimento alla figura 14, se v_i è il segnale d'ingresso al transistor T_1 ,

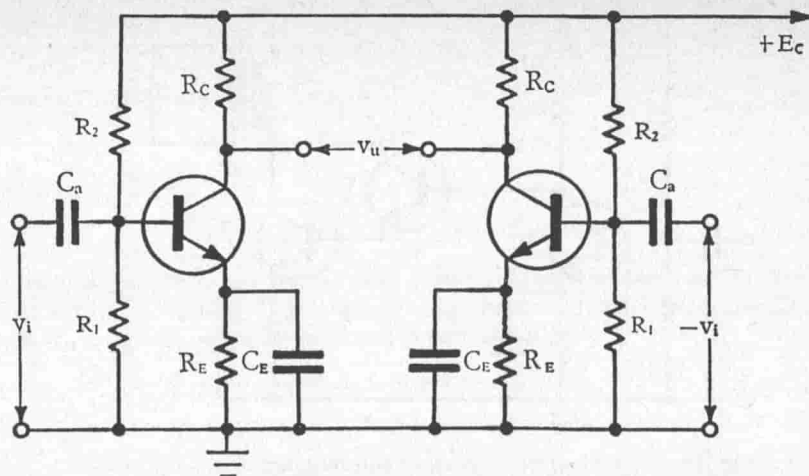


Fig. 14. - Schema di principio di un amplificatore con collegamento in controfase o *push-pull*.

all'ingresso di T_2 verrà applicato un segnale $-v_i$ di ampiezza uguale, ma di fase opposta al primo. Sul collettore di T_2 si ha pure un segnale amplificato di ampiezza pari a quello che si ottiene sul collettore di T_1 .

Il segnale di uscita V_u risulta dalla differenza fra i potenziali dei due collettori, cioè delle due tensioni riferite a massa.

Supponendo quindi che il segnale sia al centro della banda passante, si ha:

$$V_{CE1} = -A_o V_i$$

$$V_{CE2} = -A_o (-V_i) = A_o V_i$$

e quindi:

$$V_u = V_{CE1} - V_{CE2} = -A_o V_i - A_o V_i = -2A_o V_i$$

dove con A_o si è indicato l'amplificazione (in modulo) di ciascun amplificatore.

Il segnale ottenuto risulta in tal caso di ampiezza doppia rispetto a quella che si avrebbe con un solo amplificatore.

In un amplificatore di potenza in realtà, non viene impiegato uno schema simile a quello di figura 14, poiché il carico risulterebbe percorso dalla corrente di riposo degli elementi attivi con conseguente basso rendimento.

Utilizzando un trasformatore di uscita *a presa centrale*, il collegamento dei due amplificatori può essere eseguito come in figura 15. In tale schema è stata impiegata un'unica resistenza R_E per la stabilizzazione termica, percorsa dalle correnti di emettitore dei due transistori e un unico circuito di polarizzazione $R_1 \div R_2$.

Si può osservare che in R_E circola la somma delle due correnti di emettitore le cui componenti alternate sono in opposizione di fase fra loro e quindi danno risultante nulla. Analogamente la resistenza R_1 è percorsa, oltre che dalla corrente continua di polarizzazione, dalla somma delle componenti alternative di base, la cui risultante è nulla, essendo anch'esse in opposizione di fase. Perciò agli effetti dei potenziali alternati i punti O ed E del circuito di figura 15 si comportano come se fossero connessi a massa (potenziale alternato nullo) e quindi un condensatore C_E in parallelo ad R_E risulta superfluo.

Poiché i punti di funzionamento dei due transistori devono essere identici e quindi le correnti a riposo uguali, la resistenza R_E può essere dimensionata in base alla relazione:

$$R_E = V_{EO}/2I_{BO} = V_{EO}/2(I_{BO} + I_{CO})$$

scegliendo il valore di V_{EO} di $1 \div 2$ V ($5 \div 10\%$ del valore di E_C).

Come si può notare, si ottiene un valore di R_E che è la metà di quello che si avrebbe in un amplificatore realizzato con un transistor che lavora nelle stesse condizioni. Le resistenze del circuito di polarizzazione vengono dimensionate, in modo da avere la necessaria stabilità termica, con le stesse modalità con cui viene dimensionato il partitore $R_1 \div R_2$, nel caso di un amplificatore singolo.

Anche in questo caso si può vedere che si ottengono resistenze di valore metà rispetto a quelle che si avrebbero in un singolo amplificatore funzionante nelle stesse condizioni. Il trasformatore di uscita *non risulta saturato* dalle componenti continue delle correnti di collettore dei due transistori, in quanto, come si può osservare dalla figura 15, le correnti I_{CO1} e I_{CO2} , uguali in modulo, percorrono le due metà del trasformatore in senso opposto, per cui il flusso generato da I_{CO1} viene annullato da quello generato da I_{CO2} .

L'opposizione di fase tra i segnali d'ingresso ai due transistori viene realizzata ancora con un trasformatore con secondario a presa centrale. Infatti, sempre con riferimento alla figura 15, se al primario è applicato un segnale di ampiezza V'_{iM} , fra B_1 e la presa centrale O si ha un segnale di ampiezza $V_{iM} = V'_{iM}/n_1$, essendo $2n_1$ il rapporto spire del trasformatore (numero di spire primarie/numero di spire secondarie), mentre fra B_2 e O si ha un segnale di uguale ampiezza, ma di fase opposta.

È da notare che l'opposizione di fase fra i due segnali d'ingresso può essere ottenuta impiegando altri circuiti, che saranno studiati nei paragrafi seguenti, noti come *invertitori di fase* e che permettono di evitare l'uso del trasformatore d'ingresso, piuttosto costoso e a volte fonte di ulteriori distorsioni.

Lo studio dell'amplificatore può essere eseguito sia analiticamente che graficamente. Lo studio analitico è valido fino a che si possono trascurare le distorsioni che, come già visto sono in prevalenza di terza armonica.

In tali condizioni, il circuito equivalente dello schema di figura 15 risulta come in figura 16, trascurando per semplicità il parametro h_{re} . I transistori sono stati supposti

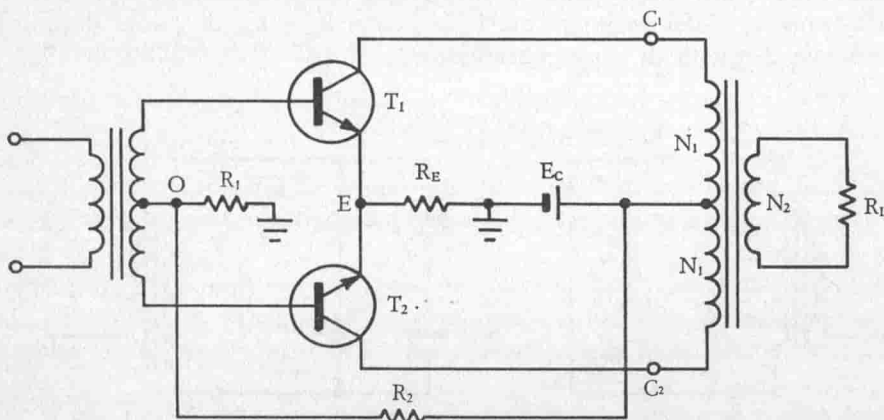


Fig. 15. - Schema di un amplificatore di potenza in push-pull a transistori.

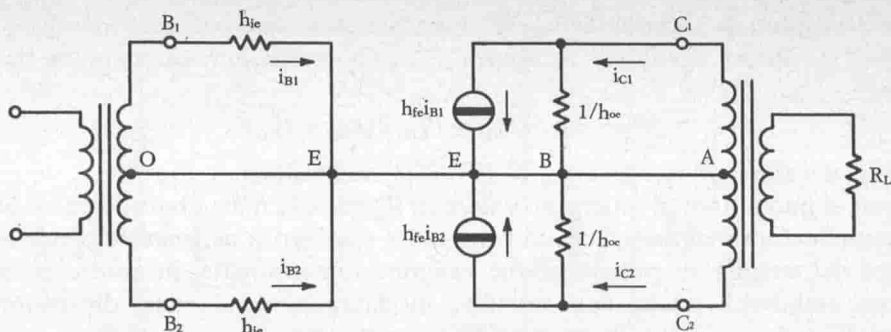


Fig. 16. - Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore di figura 15.

perfettamente uguali, cioè aventi le stesse caratteristiche e gli stessi parametri differenziali. Spesso per ottenere ciò i transistori impiegati in un *push-pull* vengono selezionati in modo da avere delle tolleranze ristrette nella variazione dei loro parametri.

È inoltre da notare che, dato il campo di frequenza in cui tali amplificatori sono impiegati (frequenze audio), i transistori possono essere sostituiti dai circuiti equivalenti a parametri ibridi.

Se si tiene sempre presente che le tensioni V_{B1O} e V_{B2O} sono uguali e di fase opposta, dall'esame della figura 16 si può osservare che in ciascuno dei rami OE , EB e AB circola una somma di due correnti uguali, ma in opposizione di fase, quindi in complesso una corrente nulla. Poiché i rami nei quali non circola corrente possono essere considerati circuiti aperti e non rappresentati in uno schema, il circuito equivalente di figura 16 può essere ridotto allo schema di figura 17.

Considerando ora che $i_{B2} = -i_{B1}$ e $i_{C2} = -i_{C1}$, si può sostituire i_{B2} con i_{B1} e i_{C1} pur di cambiare i versi delle correnti. Inoltre sostituendo al posto del trasformatore di uscita la resistenza complessiva di R_C che compare sul primario, lo schema di figura 17 si riduce a quello di figura 18.

Da tale figura si vede che le due resistenze h_{ie} sono in serie fra loro, come pure le due resistenze $1/h_{oe}$ e che i due generatori $h_{fe}i_{B1}$ e $h_{fe}i_{B2}$ sono uguali e in serie, quindi equivalgono ad un unico generatore $h_{fe}i_{B1}$, per cui il circuito di figura 18 si riduce ulteriormente a quello di figura 19. Ma quest'ultimo è analogo a quello di un amplificatore realizzato con un unico transistor, avente il parametro h_{fe} uguale a quello di ciascun transistor del *push-pull* ma i parametri h_{ie} e h_{oe} di valore doppio e metà rispettivamente di quelli di ciascun transistor.

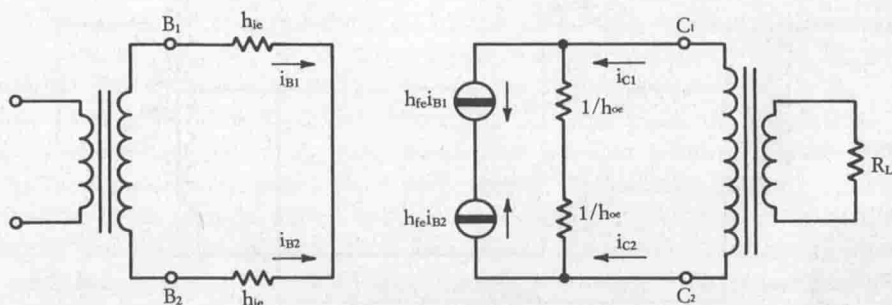


Fig. 17. - Semplificazione del circuito di figura 16.

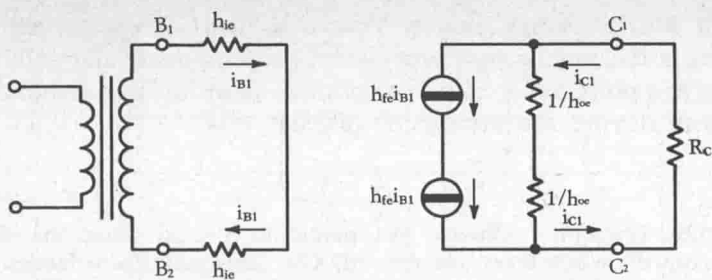


Fig. 18. - Semplificazione del circuito di figura 17.

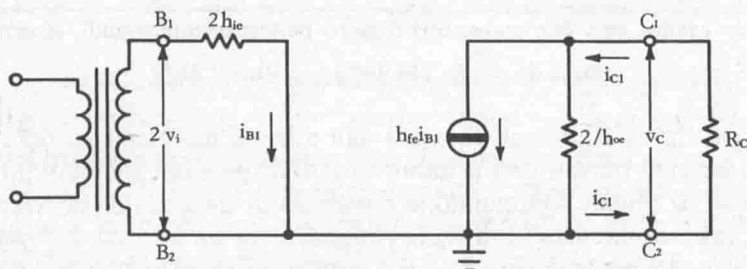


Fig. 19. - Ulteriore semplificazione del circuito di figura 18.

Si può facilmente vedere che il collegamento in controfase non cambia il valore dell'amplificazione di tensione che risulta uguale a quella di un singolo amplificatore che lavora nelle stesse condizioni di ciascun transistor del controfase.

Infatti se $2V_{iM}$ è l'ampiezza di tensione fra i due estremi del secondario del trasformatore d'ingresso, è, in modulo:

$$\begin{aligned}
 I_{B1M} &= 2V_{iM}/2h_{ie} = V_{iM}/h_{ie} \\
 V_{CM} &= h_{fe} I_{B1M} \frac{R_C \cdot 2/h_{oe}}{R_C + 2/h_{oe}} = h_{fe} \frac{V_{iM}}{h_{ie}} \frac{2R_C}{2 + h_{oe}R_C} = \\
 &= h_{fe} \frac{2V_{iM}}{h_{ie}} \frac{R_C/2}{1 + h_{oe}R_C/2}
 \end{aligned}$$

per cui l'amplificazione $A_o = V_{CM}/2V_{iM}$ risulta:

$$A_o = \frac{V_{CM}}{2V_{iM}} = \frac{h_{fe}R_C/2}{h_{ie}(1 + h_{oe}R_C/2)}$$

e tale valore coincide con quello di ciascun transistor del controfase, in quanto ogni transistor vede una resistenza di carico pari a $R_C/2$ (resistenza fra un estremo e la presa centrale).

Lo studio grafico non può a rigore essere condotto tracciando la caratteristica dinamica mutua I_C in funzione di I_{B_s} relativa ad un solo transistor, in quanto occorrerebbe anche tener conto della non linearità della caratteristica d'ingresso del transistor.

Uno studio più corretto può essere eseguito con la costruzione grafica riportata in figura 5 del capitolo precedente, da cui si ricava la forma d'onda di corrente per un solo

transistore, con le distorsioni relative. Poiché il flusso generato nel trasformatore d'uscita e quindi la tensione ai suoi capi risulta proporzionale alla differenza delle due correnti, come si è in precedenza visto, le armoniche di ordine pari si annullano e restano solo le distorsioni dovute alle armoniche dispari.

Esempio:

Se si riprende l'esempio numerico del paragrafo 1 e si immagina di realizzare un amplificatore in controfase con due transistori BDX24, funzionanti nelle medesime condizioni e con lo stesso fattore di stabilità termica $S=10$, dalle curve di figura 9, si ottiene per ogni transistore:

$$D_2 = 2,2\%; \quad D_3 = 1,46\%; \quad D_t = 2,64\%$$

Nel caso in esame, se i due transistori fossero perfettamente uguali, si avrebbe:

$$D_2 = 0; \quad D_3 = 1,46\%; \quad D_t = 1,46\%$$

Si fa notare che la resistenza R_C vista agli estremi del primario del trasformatore d'uscita, considerando trascurabili le induttanze di dispersione e quindi il trasformatore come fosse ideale, si ottiene sommando la resistenza di ciascuna metà dell'avvolgimento primario $2R_p$, (avendo indicato con R_p la resistenza fra un estremo e la presa centrale), con la resistenza del secondario ($R_s + R_L$), riportata al primario (R_s è la resistenza dell'avvolgimento secondario). È dunque:

$$R_C = 2R_p + 4n^2(R_s + R_L)$$

dove con n è stato indicato il rapporto fra N_1 (numero di spire di metà primario) e N_2 (numero di spire del secondario).

La resistenza vista fra un estremo del primario e la presa centrale vale invece:

$$R_C/2 = R_p + 2n^2(R_s + R_L)$$

A tal proposito si avverte di non cadere nell'errore di considerare la resistenza vista fra i punti C_1 e A dello schema di figura 16, come $R_p + n^2(R_s + R_L)$, in quanto l'altra metà del primario per mutua induzione (il coefficiente di accoppiamento k può essere considerato uguale a 1) riporta sulla prima metà una resistenza uguale (rapporto spire uguale a 1 fra le due metà).

La potenza alternata fornita al carico R_C risulta però doppia di quella fornita da ciascun transistore, poiché la tensione $V_{C_1C_2M}$ è doppia di quella V_{C_1M} di ciascun transistore e la resistenza di carico R_C è pure doppia, per cui se P_{c1} è la potenza convertita da ciascun transistore:

$$P_{c1} = V_{C_1M}^2 / (2R_C/2) = V_{C_1M}^2 / R_C$$

la potenza P_c convertita dal push-pull risulta:

$$P_c = V_{C_1C_2M}^2 / 2R_C = (2V_{C_1M})^2 / 2R_C = 2V_{C_1M}^2 / R_C = 2P_{c1}$$

4. Circuiti di pilotaggio di amplificatori in push-pull

Nel paragrafo precedente gli schemi di amplificatori in controfase impiegano tutti un trasformatore d'ingresso con secondario a presa centrale, allo scopo di ottenere due segnali d'ingresso agli elementi attivi, uguali e in opposizione di fase.

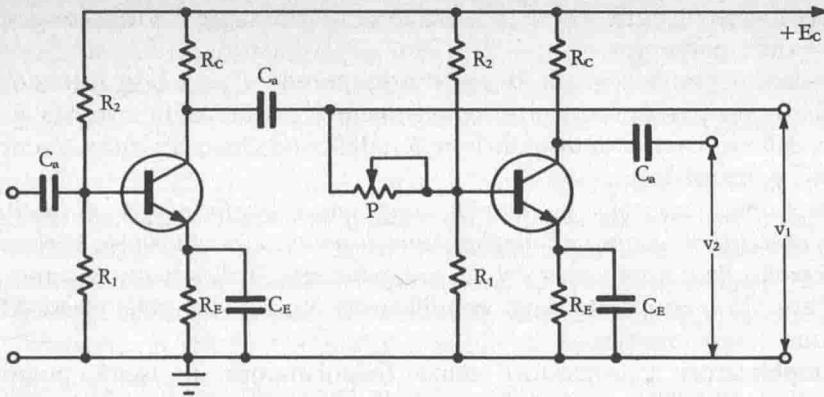


Fig. 20. - Schema di amplificatore invertitore di fase a transistori.

In realtà il trasformatore d'ingresso oggi giorno non è quasi più usato, sia per il suo costo, sia perché limita la banda passante e introduce ulteriori distorsioni. Si è preferito impiegarlo negli schemi illustrati perché di più immediata comprensione e per non complicare eccessivamente gli schemi stessi.

In pratica il trasformatore d'ingresso è sostituito da altri circuiti chiamati invertitori di fase e il cui scopo è quello di avere due uscite da cui è possibile prelevare due segnali di uguale ampiezza, ma in fase opposta, partendo da un unico segnale d'ingresso.

Essi sono già stati esaminati in dettaglio nel capitolo XI, paragrafo 8 e, come si è visto forniscono sulle due uscite, segnali di fase opposta fra loro, ma di ampiezza leggermente inferiore a quella del segnale applicato all'ingresso (amplificazione minore di 1).

Se invece occorrono segnali in fase opposta fra loro, ma anche amplificati rispetto al segnale d'ingresso, può essere utilizzato lo schema di figura 20.

Il concetto consiste nel prelevare un segnale amplificato da uno stadio, di ampiezza $A_{o1} V_{iM}$ (essendo V_{iM} il segnale d'ingresso), ridurlo mediante un partitore ad un valore $a A_{o1} V_{iM}$, dove a è il rapporto di partizione e amplificarlo in un secondo stadio in modo da ottenere un segnale di fase opposta e di ampiezza:

$$a A_{o1} A_{o2} V_{iM} = A_{o1} V_{iM}$$

per cui deve essere:

$$a = 1/A_{o2}$$

Poiché ogni stadio inverte di fase, i due segnali che servono per pilotare il controfase risultano di ampiezza uguale e di fase opposta.

Nello schema di figura 20, la riduzione del segnale d'ingresso al secondo stadio viene effettuata agendo sulla corrente di base che viene regolata tramite la resistenza variabile P .

5. Amplificatori in controfase senza trasformatore d'uscita

Anche il trasformatore d'uscita, pur avendo il vantaggio di adattare la resistenza di utilizzazione al valore ottimo per avere la massima potenza di uscita, e di consentire un

maggior rendimento di conversione, presenta i soliti svantaggi dovuti al costo, ingombro e limitata banda passante.

La tendenza attuale è quella di sostituire, quando è possibile, il trasformatore di uscita, realizzando particolari tipi di collegamento. La difficoltà consiste di solito nei bassi valori della resistenza di utilizzazione R_L , difficoltà che ora è quasi scomparsa negli amplificatori a transistori.

Nel presente paragrafo gli amplificatori senza trasformatore di uscita saranno brevemente descritti, in quanto gli amplificatori di potenza in controfase in classe A hanno un impiego molto limitato a causa del basso rendimento. Tali schemi saranno ripresi nel prossimo capitolo a proposito degli amplificatori funzionanti nelle classi AB o B, nei quali trovano largo impiego.

Gli amplificatori a transistori, senza trasformatore di uscita, possono essere realizzati in modi diversi, utilizzando il fatto che possono essere accoppiati anche elementi NPN con PNP. Si ottengono così due versioni fondamentali che vanno sotto il nome di «Single-ended» nel caso di transistori uguali nello stadio finale e di «amplificatori a simmetria complementare» nel caso di accoppiamento NPN e PNP.

Un esempio di amplificatore «single-ended» realizzato con transistori finali uguali e posti in serie sul circuito di collettore, è riportato in figura 21. Le due resistenze R_E hanno lo scopo di stabilizzazione termica e assumono di solito valori molto modesti ($0,5 \div 1 \Omega$) e nei calcoli possono essere trascurate senza commettere errori apprezzabili. I due condensatori C_{a2} e C_{a3} , di reattanza trascurabile alle frequenze di lavoro, hanno lo scopo di applicare fra base ed emettitore di T_1 la tensione V_{NM} che è di fase opposta a quella V_{EO} , applicata fra base e emettitore di T_2 .

Il funzionamento dell'amplificatore può essere meglio compreso se, supponendo lineare il funzionamento dello stadio finale, si disegna il circuito differenziale equivalente di quest'ultimo, che appare in figura 22. Da esso risulta che la resistenza R_L è percorsa dalla differenza delle correnti di collettore dei due transistori, esattamente come in un push-pull con trasformatore di uscita.

Un esempio di amplificatore push-pull a simmetria complementare è illustrato in

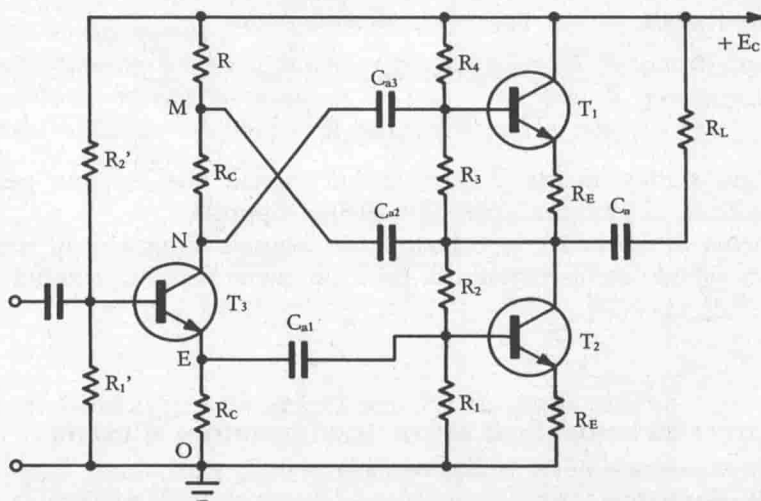


Fig. 21. - Schema di amplificatore a transistori del tipo «single-ended».

figura 23. Esso consiste in due transistori *NPN* e *PNP* in serie sul circuito di collettore insieme alle resistenze R_E che hanno lo scopo di stabilizzazione.

Poiché il condensatore C_a può essere considerato di reattanza trascurabile, il transistore pilota T_3 applica tramite la resistenza di carico R_C il segnale alternato fra emettitore e base di ciascun transistore.

Questa volta il segnale applicato è unico, perciò le tensioni fra base ed emettitore di ciascun transistore hanno uguale ampiezza e fase, ma essendo essi complementari, durante la semionda positiva della tensione applicata, la corrente di base del transistore T_1 (*NPN*) aumenta, mentre quella del transistore T_2 (*PNP*) diminuisce. Perciò, pur essendo le tensioni applicate in fase, le correnti di base sono in opposizione e quindi il circuito si comporta in maniera analoga a quello di figura 21.

L'amplificatore a simmetria complementare presenta il vantaggio rispetto al tipo «single-ended» di una maggior semplicità del circuito di pilotaggio, in quanto tale segnale è unico e non occorrono invertitori di fase.

Come si è però detto all'inizio del paragrafo, i circuiti illustrati trovano scarso impiego nell'amplificazione in classe A, in quanto, a riposo, i transistori dissipano l'intera potenza erogata dall'alimentatore E_C , per cui occorrono in genere dispositivi di raffreddamento e transistori sovradimensionati rispetto a quanto sarebbe richiesto, a parità di potenza convertita P_c , negli amplificatori funzionanti in classe AB o B.

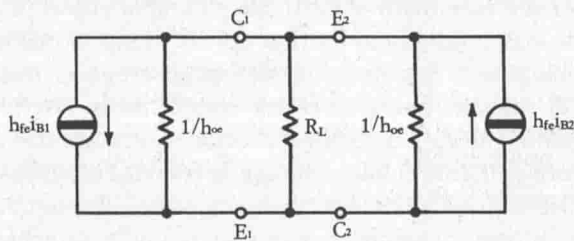


Fig. 22. - Circuito differenziale equivalente dello stadio finale dell'amplificatore di figura 21.

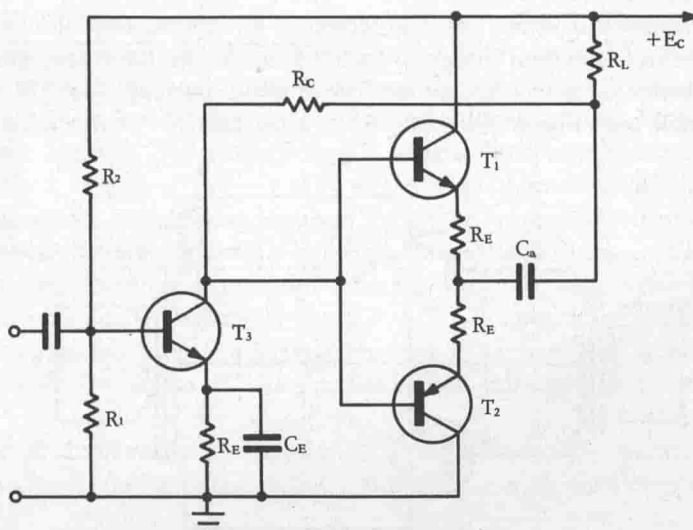


Fig. 23. - Schema di amplificatore *push-pull* a transistori a simmetria complementare.

CAPITOLO DICIASSETTESIMO

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN CLASSE B, CLASSE AB

1. Generalità

Nel capitolo XVI si è accennato al fatto che gli amplificatori di potenza in classe A hanno un rendimento basso (massimo teorico del 50%, ma in pratica molto inferiore), per il fatto che l'alimentatore in condizioni di riposo eroga la massima potenza e di questa, in presenza di segnale, non può essere convertita in alternata più della metà.

Oltre a tale inconveniente, qualora il carico sia adattato all'elemento attivo mediante trasformatore di uscita, si ha anche che la potenza erogata dall'alimentatore in condizioni di riposo viene praticamente tutta dissipata nell'elemento attivo, il quale deve essere dimensionato opportunamente, per cui se si vuole ottenere, ad esempio una potenza utile sul carico di 1 W, occorre impiegare un transistor capace di dissipare una potenza di almeno 2 o 3 W.

Se invece l'elemento attivo fosse polarizzato all'interdizione, la corrente erogata dall'alimentatore in condizioni di riposo sarebbe nulla e quindi anche nulla la potenza dissipata nell'elemento attivo. Come però si è visto nel capitolo XV, figura 24, in presenza di segnale verrebbe amplificata solo la semionda, in corrispondenza della quale

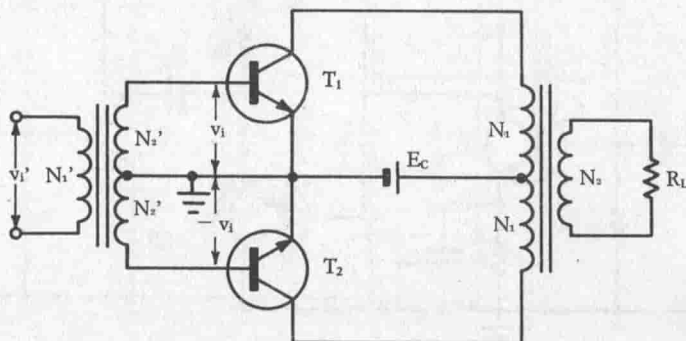


Fig. 1. - Schema di principio di un amplificatore di potenza in classe B, in *controfase* a transistori.

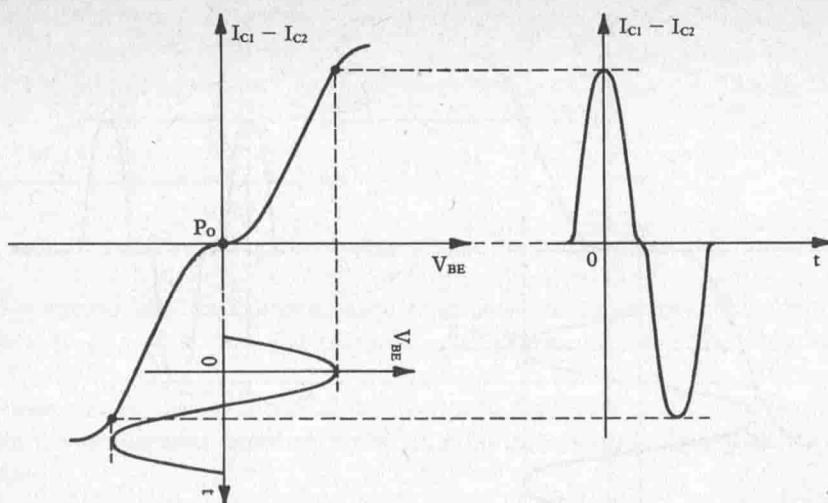


Fig. 2. - Caratteristica dinamica mutua composta di un amplificatore in classe B a transistori in controfase e relativa forma d'onda di corrente differenza delle correnti di ciascun transistor.

l'elemento attivo conduce, mentre nell'altro semiperiodo del segnale applicato l'elemento attivo si trova sempre interdetto. Di conseguenza la forma d'onda del segnale amplificato risulterebbe molto distorta.

Il problema della distorsione può essere risolto con due amplificatori collegati in controfase, in quanto uno degli amplificatori agisce durante la semionda positiva del segnale applicato e l'altro durante la semionda negativa. Poiché la tensione che si ottiene è proporzionale alla differenza delle correnti nei due amplificatori, combinando le due semionde si ottiene una costruzione completa (almeno teoricamente) del segnale sinusoidale.

Il concetto appare evidente se, riferendoci allo schema di principio di figura 1 (*), si tracciano le caratteristiche dinamiche mutue (I_C in funzione di V_{BE}) di ciascun transistor e da esse la caratteristica mutua dinamica composta, come indicato in figura 2.

È da notare che in questo caso il punto di funzionamento P_0 sta sull'asse delle ascisse, perciò la caratteristica mutua dinamica del transistor T_2 risulta simmetrica rispetto al punto P_0 e la caratteristica composta si identifica con l'insieme delle due.

Nella figura 2 si vede che il transistor T_1 agisce durante la semionda positiva del segnale applicato v_i , mentre il transistor T_2 durante la semionda negativa e che l'insieme delle due semionde di corrente ricostruisce il segnale sinusoidale completo. In realtà, come si può osservare dalla figura 2 e come meglio si vedrà in seguito, la caratteristica dinamica mutua composta non è completamente rettilinea, ma risulta incurvata oltre che agli estremi, anche nell'intorno del punto P_0 . Ciò comporta una distorsione che può essere eliminata rinunciando al funzionamento rigoroso in classe B, ma polarizzando l'elemento attivo molto vicino all'interdizione quindi in pratica funzionando in classe AB.

Se invece si funzionasse in classe C, polarizzando gli elementi attivi oltre l'interdizione in modo da far circolare la corrente in ciascuno di essi per meno di mezzo

(*) In cui i transistori, a riposo, funzionano con polarizzazione di base $V_{BE0} = 0$ V.

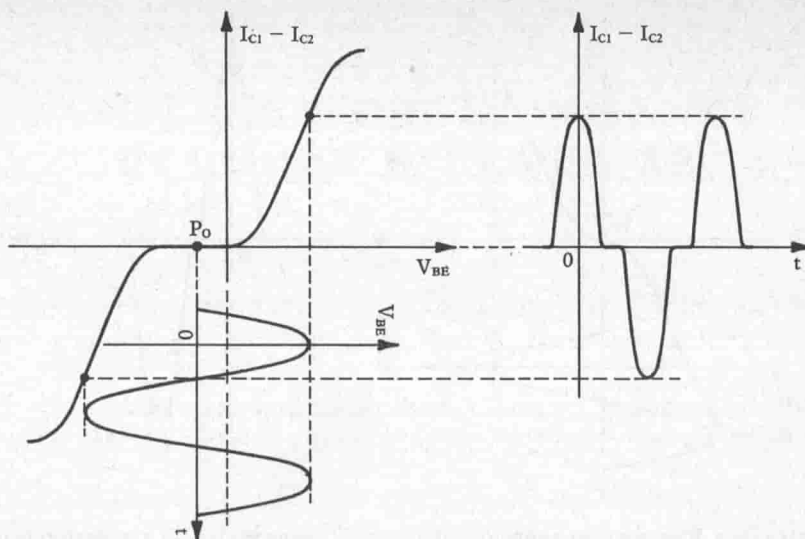


Fig. 3. - Caratteristica dinamica mutua composta di un amplificatore in controfase in classe C e relativa forma d'onda della corrente differenza delle correnti in ciascun transistor.

periodo, non sarebbe in alcun modo possibile la ricostruzione dell'intero segnale sinusoidale, come chiaramente illustrato in figura 3, in cui il punto di riposo P_0 è fissato ad un valore di V_{BE} negativo.

Anche in questo caso la caratteristica dinamica mutua composta è ottenuta dall'insieme di quella relativa al transistor T_1 e di quella ottenuta dalla precedente per simmetria rispetto a P_0 .

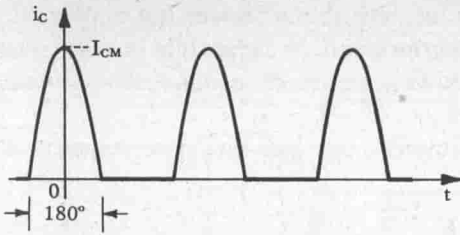
Si vedrà in un successivo capitolo che il funzionamento in classe C, pur consentendo rendimenti maggiori, è possibile solo quando il carico è costituito da un circuito selettivo accordato sulla frequenza del segnale. Nel caso quindi che il carico sia prevalentemente resistivo, come accade negli amplificatori audio, al limite si può funzionare in classe B.

Come detto in precedenza, un amplificatore funzionante in classe AB o B deve essere collegato in controfase al fine di ricostruire il segnale sinusoidale. Tale collegamento può essere realizzato con un trasformatore d'uscita, oppure, più spesso, con circuiti simili a quelli illustrati a proposito degli amplificatori in classe A («single-ended», *simmetria complementare* ecc.).

Nella fase iniziale della trattazione ci riferiremo sempre a schemi impieganti il trasformatore d'uscita, in quanto di più immediata comprensione.

2. Bilanci energetici negli amplificatori in classe B

Per semplicità di trattazione ci si riferisce allo schema di principio di figura 1, supponendo però che la caratteristica mutua dinamica sia rettilinea e passi per il punto $V_{BE0} = 0$, cioè che ciascun amplificatore del controfase ricostruisca esattamente metà del segnale sinusoidale. In tal caso l'andamento della corrente di collettore nel transistor T_1 risulta come in figura 4.


 Fig. 4. - Corrente di collettore nel transistor T_1 .

La potenza fornita dall'alimentatore E_C a ciascun transistor, che a riposo è nulla, in presenza di segnale è data dal prodotto della tensione E_C per il valor medio della corrente I_C .

Sapendo che il valor medio di metà senoide di ampiezza A è dato (cap. I) da $2A/\pi$, risulta che il valor medio della corrente i_c nell'intero periodo (per mezzo periodo i_c è nulla), vale:

$$I_{Cm} = I_{CM}/\pi$$

essendo I_{CM} l'ampiezza della i_c .

La potenza P'_a fornita dall'alimentatore a ciascun transistor in presenza di segnale, risulta quindi:

$$P'_a = E_C I_{Cm} = E_C I_{CM}/\pi$$

e quella fornita all'intero amplificatore:

$$P_a = 2P'_a = 2E_C I_{CM}/\pi \quad (1)$$

Dalla (1) appare che, a differenza di quanto avviene in classe A in cui la potenza erogata dall'alimentatore è indipendente dal segnale applicato, la potenza P_a risulta proporzionale all'ampiezza del segnale alternativo. D'altra parte se si considera il transistor ideale, cioè avente $V_{CEmin} = 0$ nell'istante in cui la corrente di collettore raggiunge il valore I_{Cmax} , in corrispondenza la tensione sulla metà del trasformatore interessata alla conduzione, raggiunge il valore E_C (in pratica tale tensione sarà sempre minore di E_C) per cui si può dire che per la massima ampiezza del segnale applicato, l'ampiezza della tensione alternativa raggiunge il valore:

$$E_M = E_C$$

Nel caso ideale quindi, la massima ampiezza del segnale alternativo sul primario del trasformatore, risulta pari a E_C e di conseguenza la potenza massima convertita in alternata risulta:

$$P_c = I_{Cmax} E_M/2 = I_{Cmax} E_C/2 \quad (2)$$

Dal rapporto fra la (2) e la (1) si ottiene il rendimento di conversione nel caso ideale, che vale:

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_a} = \frac{I_{Cmax} E_C}{2} \frac{\pi}{2I_{Cmax} E_C} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%$$

rendimento che è molto superiore a quello ottenibile (50%) nel caso ideale di un amplificatore in classe A.

La differenza fra la potenza fornita dall'alimentatore e quella convertita in alternata costituisce la *potenza dissipata nei due transistori* (supponendo trascurabile la resistenza del primario del trasformatore), che risulta *massima in presenza di segnale, essendo nulla in assenza di esso*.

Ciascun transistoro dovrebbe quindi essere dimensionato per una potenza metà di detta differenza, cioè deve essere:

$$P_d = \frac{1}{2}(P_a - P_c) = \frac{1}{2} \left(\frac{2I_{C\max} E_C}{\pi} - \frac{I_{C\max} E_C}{2} \right) =$$

$$= E_C I_{C\max} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4} \right) = 0,068 E_C I_{C\max}$$

Può essere interessante rapportare tale potenza a quella convertita P_c :

$$\frac{P_d}{P_c} = \frac{0,068 E_C I_{C\max}}{E_C I_{C\max}/2} = 0,136$$

il che ci dice che per ottenere una potenza P_c di 1 W, nel caso ideale, basterebbe impiegare due transistori montati in controfase, in grado ciascuno di dissipare una potenza di 0,136 W. In un corrispondente amplificatore in controfase in classe A, nel caso ideale di rendimento 50%, i transistori avrebbero dovuto dissipare ciascuno almeno 1 W; da qui uno dei grandi vantaggi del funzionamento in classe B.

In realtà il transistoro deve essere dimensionato per una potenza maggiore, sia perché la situazione descritta è del tutto ideale, sia perché il massimo della potenza dissipata $P_{d\max}$ non si verifica in corrispondenza del massimo segnale applicabile, ma per un'ampiezza di segnale pari a circa 2/3 di tale massimo e vale circa $0,1 E_C I_{C\max}$ (*), quindi

(*) Tale relazione può essere dimostrata calcolando la potenza dissipata da un transistoro per un'ampiezza generica del segnale.

Indicando con V_{CM} e I_{CM} le ampiezze della tensione e corrente alternative, la potenza erogata dall'alimentatore vale:

$$P_a = 2E_C I_{CM}/\pi$$

e quella P_c convertita in alternata:

$$P_c = V_{CM} I_{CM}/2$$

La potenza P_d dissipata da ciascun transistoro risulta:

$$P_d = (P_a - P_c)/2 = E_C I_{CM}/\pi - V_{CM} I_{CM}/4$$

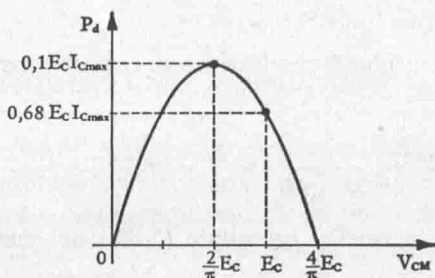


Fig. 5.

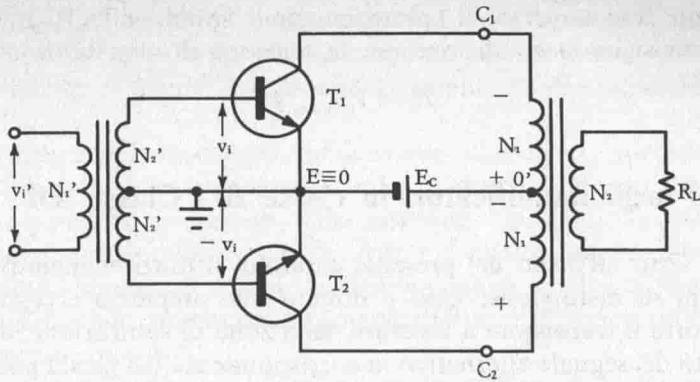


Fig. 6. - Amplificatore in controfase a transistori, funzionante in classe B.

il transistoro dovrebbe essere dimensionato per tale potenza, il che significa che nell'esempio precedente per avere una potenza utile massima di 1 W, ciascun transistoro deve essere in grado di dissipare almeno 0,2 W.

L'ampiezza massima del segnale, come si è visto, dipende dalla tensione di alimentazione E_C , però quest'ultima è limitata dalla massima tensione V_{CEmax} sopportabile dal transistoro. Infatti se ci si riferisce al circuito di figura 1, riportato per comodità in figura 6, nell'istante in cui il transistoro T_1 è al massimo della conduzione, la tensione V_{C1O} , vale circa E_C , mentre il transistoro T_2 è interdetto. Sul ramo $O'C_2$ del trasformatore, per accoppiamento magnetico s'induce una f.e.m. di polarità indicata in figura 6 e di valore ancora E_C , essendo il rapporto spire fra le due metà del trasformatore pari a 1. In tale istante, perciò la tensione fra collettore ed emettitore di T_2 vale:

$$V_{C2E} = V_{C2O'} + V_{O'E} \cong 2E_C$$

Indicando con R_C la resistenza di carico vista da ciascun transistoro è:

$$I_{CM} = V_{CM}/R_C$$

per cui, sostituendo, la (3) diventa:

$$P_d = E_C V_{CM}/\pi R_C - V_{CM}^2/4R_C \quad (4)$$

Il diagramma di P_d in funzione di V_{CM} risulta una parabola con concavità rivolta in basso e passante per l'origine degli assi, come indicato in figura 5. Il massimo si troverà in corrispondenza del vertice, la cui ascissa è la metà di quella per cui si annulla P_d . Uguagliando a zero la (4), si ottiene oltre alla soluzione $V_{CM} = 0$:

$$E_C/\pi R_C - V_{CM}/4R_C = 0$$

da cui:

$$V_{CM} = 4E_C/\pi$$

L'ascissa del vertice si ottiene quindi in corrispondenza di:

$$V_{CM} = 2E_C/\pi \cong 2E_C/3 \quad (5)$$

Sostituendo la (5) nella (4), si ottiene:

$$P_{dmax} = \frac{2E_C^2}{\pi^2 R_C} - \frac{E_C^2}{\pi^2 R_C} = \frac{E_C^2}{\pi^2 R_C} \cong 0,1E_C I_{Cmax} \quad (6)$$

La figura 5 mostra quindi che per diminuire la potenza dissipata, occorre che l'ampiezza del segnale V_{CM} sia il più possibile prossima al valore della tensione di alimentazione E_C , distorsioni permettendo.

e tale valore non deve superare il valore massimo ammissibile V_{CEmax} nel transistor impiegato; ne consegue la condizione per la tensione di alimentazione E_C :

$$E_C < V_{CEmax}/2$$

3. Distorsioni negli amplificatori in classe B - Classe AB

Come si è visto all'inizio del presente capitolo, il funzionamento in classe B dà luogo a due tipi di distorsione. Uno è dovuto alle ampiezze eccessive del segnale applicato che porta il transistor a lavorare nella zona di saturazione, dando luogo ad un appiattimento del segnale alternativo in corrispondenza dei picchi positivi e negativi. Tale tipo di distorsione è comune anche al collegamento in classe A e può essere ridotto solo limitando le escursioni massime del punto di funzionamento e quindi la potenza P_c e il rendimento η_c .

Il secondo è dovuto al fatto che la caratteristica dinamica mutua composta di figura 2 nell'intorno del punto P_o si presenta incurvata e quindi il suo andamento può notevolmente discostarsi da quello rettilineo. Il fenomeno è ancora più accentuato nell'amplificatore a transistori per il fatto che di solito il transistor si interdice per valori di V_{BE} intorno a $0,4 \div 0,5$ V (nel tipo al silicio) e che poco al di sopra di tali valori la caratteristica d'ingresso risulta piuttosto curva. Polarizzando quindi i transistori in modo che in condizioni di riposo sia $V_{BE} = 0$, ciascun transistor viene in pratica a lavorare in classe C e la forma d'onda che si ottiene si avvicina a quella di figura 3. La distorsione che si ottiene è comunemente nota come distorsione di «cross over» o d'incrocio, perché viene deformato il segnale sinusoidale quando questo attraversa (incrocia) l'asse delle ascisse, come si vede chiaramente dalla figura 7.

Tale tipo di distorsione deve essere per lo meno limitato, in quanto, nel caso di figura 7, si ha un tempo Δt in cui ambedue i transistori sono interdetti. Ciò, a parte la distorsione introdotta, può risultare dannoso nel caso che il controfase sia realizzato con

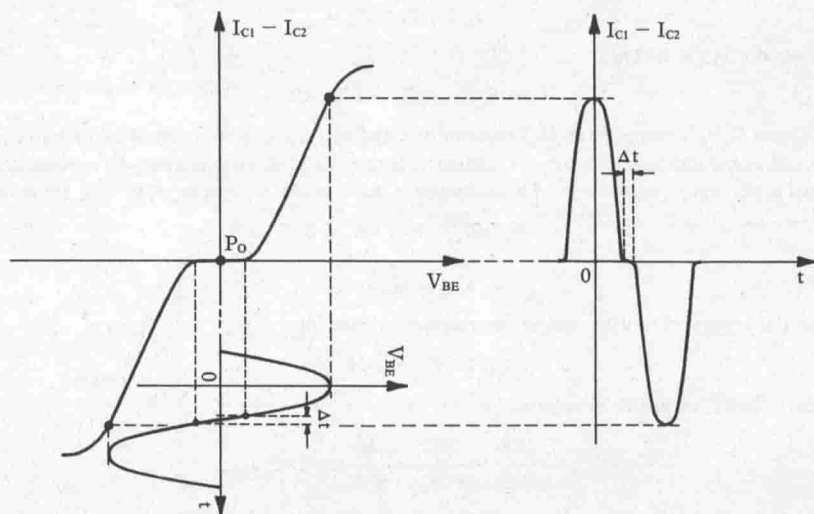


Fig. 7. - Distorsione d'incrocio o di «cross-over».

trasformatore di uscita, perché ad ogni mezzo periodo nel primario del trasformatore avviene un'interruzione di corrente che dà luogo ad un fenomeno transistorio che può alterare ulteriormente la forma d'onda e a sovratensioni che possono danneggiare i transistori.

Tali inconvenienti possono essere eliminati se si rinuncia al rigoroso funzionamento in classe B, ma si polarizza ciascun transistor in modo che, a riposo, circoli ancora una piccola corrente (qualche per cento della corrente massima). In tali condizioni il transistor viene a funzionare in classe AB, ma molto vicino alla classe B. La caratteristica mutua dinamica composta diventa allora quella di figura 8, in cui è rappresentata insieme alle caratteristiche singole di T_1 e di T_2 , quest'ultima ottenuta per simmetria rispetto al punto A.

Dalla figura 8 si vede che l'incurvamento nell'intorno del punto P_0 della caratteristica di T_1 viene compensato da quello della caratteristica di T_2 , per cui la curva composta assume un andamento quasi rettilineo. Con ciò si elimina sia la distorsione di «cross-over» sia i fenomeni transistori dovuti all'interruzione di corrente nel primario del trasformatore di uscita nel caso che quest'ultimo sia impiegato.

In genere è sufficiente un piccolo spostamento del punto di funzionamento P_0 , da quello corrispondente all'interdizione per produrre una netta riduzione della distorsione d'incrocio.

Il fatto che l'amplificatore vada a lavorare in classe AB non altera sensibilmente quanto in precedenza detto a proposito dei bilanci energetici e del rendimento di conversione η_c . Infatti la polarizzazione degli elementi attivi è tale che la potenza erogata a riposo dall'alimentatore è appena qualche per cento di quella erogata durante il funzionamento e ciò non cambia apprezzabilmente i valori sia della potenza P_a che di quella P_d dissipata dai transistori.

Per semplicità, d'ora innanzi si parlerà sempre di amplificatori in classe B, anche se, a rigore, si tratta di amplificatori in classe AB.

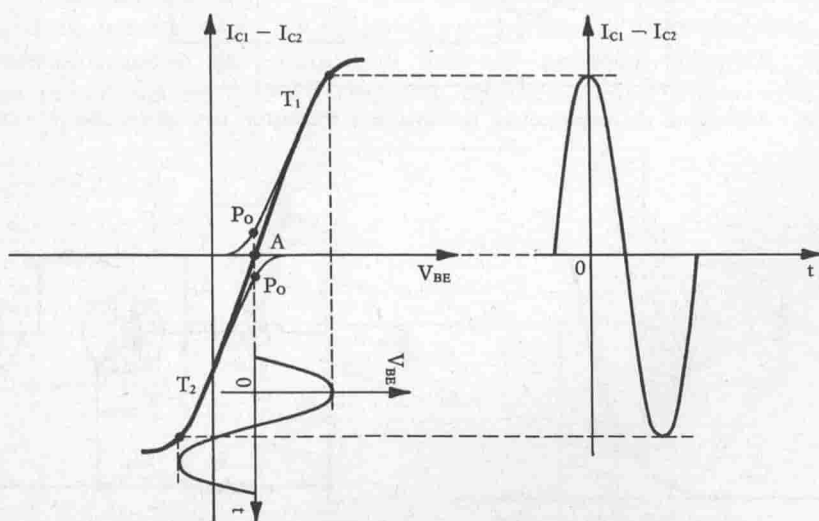


Fig. 8. - Caratteristica dinamica mutua composta di un amplificatore in *controfase* funzionante in classe AB e relativa forma d'onda di corrente $I_{C1} - I_{C2}$.

4. Amplificatori in classe B a transistori con trasformatore d'uscita

Lo schema di un amplificatore in controfase in classe B a transistori si presenta come quello in classe A di figura 15, del capitolo precedente, che per comodità è riportato in figura 9, con la sola variante che il circuito di polarizzazione è dimensionato in modo che i transistori siano a riposo circa all'interdizione.

Il punto di funzionamento a riposo deve essere scelto in base alle caratteristiche d'ingresso dei transistori impiegati, in modo da rendere minima la distorsione d'incrocio. Un metodo pratico è quello di fissare il valore di V_{BE0} circa a metà della parte curva delle caratteristiche I_B , V_{BE} , come indicato in figura 10, cioè, indicando con V_{BE1} il valore di V_{BE} per cui $I_B = 0$ e con V_{BE2} l'ascisse del punto A in cui si può ritenere termini la curvatura, il valore di V_{BE0} può essere scelto a metà, cioè:

$$V_{BE0} = (V_{BE1} + V_{BE2})/2$$

È inoltre molto importante rendere stabile il punto di riposo soprattutto nei riguardi delle variazioni della V_{BE} con la temperatura. Infatti, con riferimento alla figura 9, supponendo nulla la resistenza del secondario del trasformatore d'ingresso ed i due transistori uguali, il circuito d'ingresso a riposo, applicando il teorema di Thévenin fra il

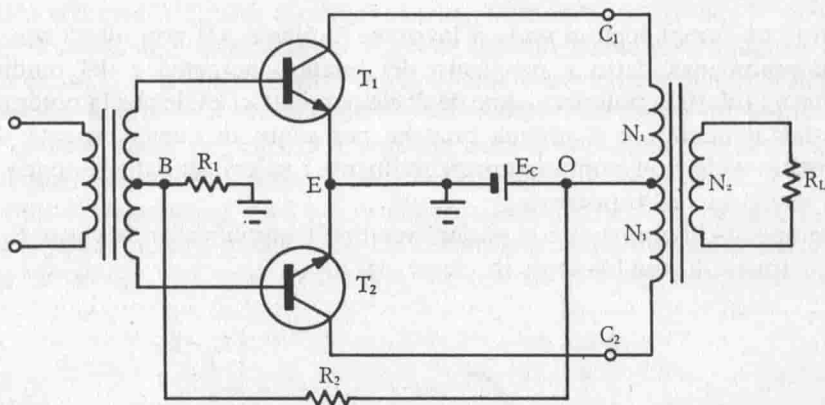


Fig. 9. - Schema di un amplificatore in classe B a transistori con trasformatore d'uscita.

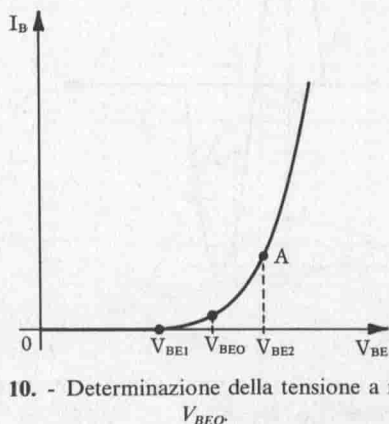


Fig. 10. - Determinazione della tensione a riposo V_{BE0} .

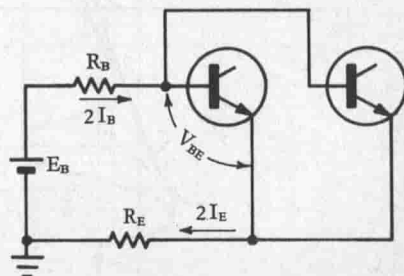


Fig. 11. - Circuito equivalente d'ingresso del controfase, a riposo.

punto B e massa, può essere schematizzato come in figura 11, in cui:

$$E_B = E_C \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

L'equazione del circuito d'ingresso può ora essere scritta:

$$E_B = 2I_B R_B + V_{BE} + 2R_E(I_C + I_B) \quad (7)$$

Dalla (7) appare che, essendo E_B costante, una diminuzione di temperatura provoca un aumento della V_{BE} , di conseguenza deve diminuire la corrente di base I_B e quella di collettore I_C . Poiché il punto di funzionamento a riposo è scelto in modo che i transistori siano vicini all'interdizione, cioè con I_B prossima a zero, una forte diminuzione di temperatura può portare la $(V_{BE})_{I_B=0}$ a superare il valore di E_B e in tal caso l'amplificatore andrebbe a funzionare in classe C con una fortissima distorsione d'incrocio; viceversa se la temperatura aumenta la V_{BE} diminuisce e l'amplificatore viene portato a lavorare verso la classe A. La presenza della R_E tende in parte a compensare tale fenomeno, almeno fino a che il transistor non è interdetto. Comunque spesso per compensare tale effetto si può porre al posto della resistenza R_1 un termistore NTC (con coefficiente di temperatura negativo), che produce un aumento della E_B al diminuire della temperatura, il quale può compensare il corrispondente aumento di V_{BE} . Un altro sistema di compensazione è quello di inserire in serie alla R_1 un diodo D_1 avente un comportamento simile nei riguardi della temperatura a quello della giunzione base-emettitore dei transistori, come già illustrato nel capitolo VII, paragrafo 4.

Infine occorre notare che è opportuno inserire in serie a ciascun emettitore una resistenza R'_E al posto dell'unica resistenza R_E , come illustrato in figura 12. In tal modo ciascuna resistenza provvede a stabilizzare il punto di funzionamento del transistor corrispondente, nel caso frequentissimo che i due transistori non siano del tutto uguali.

Se infatti i due transistori fossero diversi, nel circuito di figura 9 un aumento della corrente I_C nel solo transistor T_1 provoca un aumento del potenziale del punto E e quindi una diminuzione della I_C in T_2 , mentre nel circuito di figura 12 varierebbe solo il potenziale di E_1 , mentre E_2 e la corrispondente corrente in T_2 resterebbero inalterati.

Il dimensionamento del circuito di uscita è piuttosto semplice. Quando un transistor è in conduzione, l'altro è interdetto, quindi metà del primario del trasforma-

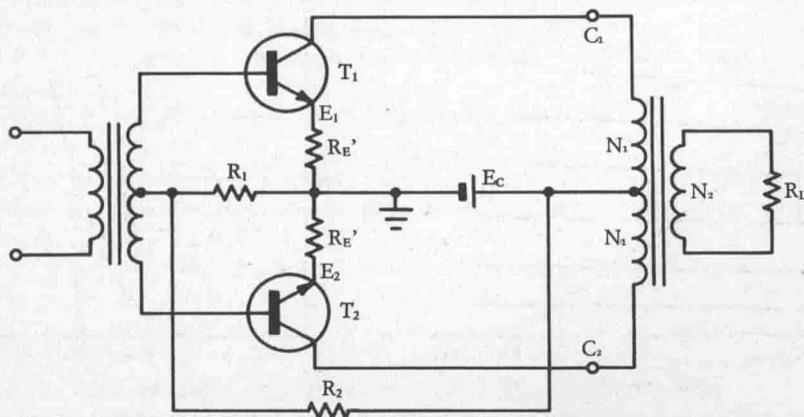


Fig. 12. - Amplificatore in controfase a transistori con resistenze R'_E di stabilizzazione.

tore, corrispondente al transistor interdetto, risulta sempre aperto. La resistenza di carico vista da ciascun transistor vale perciò, con riferimento alla figura 12:

$$R_C = (R_s + R_L) (N_1/N_2)^2 + R_p \quad (8)$$

essendo al solito R_p la resistenza di metà primario e R_s quella del secondario del trasformatore. R_C è anche la resistenza ai cui capi si localizza l'intera tensione alternata di collettore, per cui la potenza convertita in alternata è data da:

$$P_c = V_{CM}^2 / 2R_C \quad (9)$$

essendo V_{CM} l'ampiezza della tensione alternativa. Quest'ultima assume un valore massimo molto vicino alla tensione di alimentazione E_C e precisamente:

$$V_{CMmax} = E_C - V_{CEsat}$$

essendo V_{CEsat} la tensione di saturazione del transistor, dell'ordine del volt. In pratica per ridurre le distorsioni è bene che l'ampiezza V_{CM} sia un po' minore della massima.

Il dimensionamento del circuito può essere eseguito partendo dal valore P_c della potenza che deve essere convertita in alternata e dalla tensione di alimentazione E_C . Supponendo V_{CM} di circa 1 ÷ 1,5 V inferiore ad E_C , dalla (9) si determina la resistenza di carico R_C , da cui, nota quella di utilizzazione R_L e il rendimento del trasformatore, in base alla (8), si deduce il rapporto spire N_1/N_2 del trasformatore di uscita. A questo punto occorre scegliere il transistor in base alla potenza massima dissipabile P_{dmax} deducibile dalla (6), alla tensione massima di collettore che dovrebbe essere superiore a $2E_C$, come visto nel paragrafo 2 e alla corrente massima I_{Cmax} dalla relazione:

$$I_{Cmax} = V_{CMmax} / R_C$$

Una volta scelto il transistor e tracciata la retta di carico, come indicato in figura 13, si determina il valore massimo di corrente I_{CM} , avendo l'avvertenza di lasciar fuori dall'escursione del punto di funzionamento la zona curva delle caratteristiche. Dalle caratteristiche stesse si determina anche la massima escursione della corrente di base I_{BM} e dalla caratteristica d'ingresso del transistor si deduce l'ampiezza della tensione alternativa base-emettitore V_{BEM} dalla relazione:

$$V_{BEM} = V_M - V_{BE0}$$

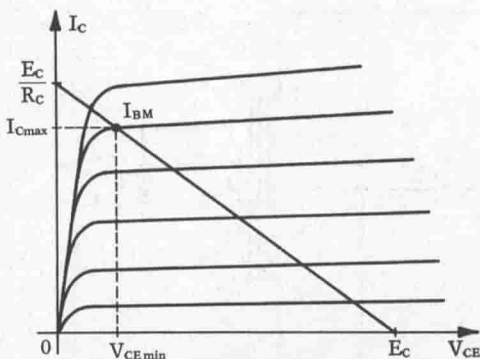


Fig. 13.

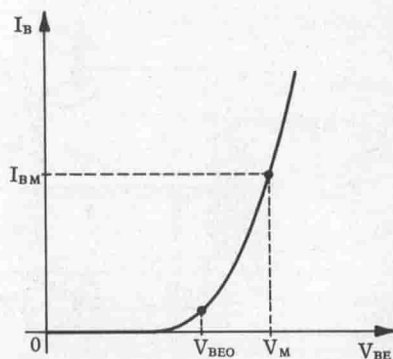


Fig. 14.

Determinazione delle escursioni di corrente di collettore e di base e della tensione di base in un amplificatore di potenza a transistori.

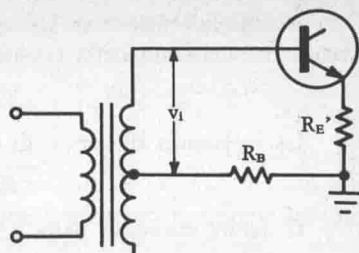


Fig. 15. - Circuito d'ingresso dell'amplificatore di figura 14 per le componenti alternative.

facendo riferimento alla figura 14, dove V_{BEO} è stata determinata nel modo indicato precedentemente.

L'ampiezza della tensione alternativa su metà del secondario del trasformatore d'ingresso deve invece essere calcolata tenendo presente l'intero circuito d'ingresso, il quale durante la semionda in cui T_1 conduce (in corrispondenza T_2 è interdetto) si presenta come in figura 15, in cui R_B è ancora il parallelo delle resistenze R_1 e R_2 di figura 12.

Dal circuito di figura 15 risulta che l'ampiezza V_{iM} della tensione su metà secondario del trasformatore d'ingresso vale:

$$V_{iM} = V_{BEM} + R'_E(I_{CM} + I_{BM}) + R_B I_{BM} \quad (10)$$

Infine la potenza P_i che deve fornire l'amplificatore pilota (potenza di pilotaggio), considerando il trasformatore d'ingresso privo di perdite (in caso contrario occorre tener conto del rendimento di quest'ultimo), vale:

$$P_i = I_{BM} V_{iM} / 2 \quad (11)$$

L'amplificatore pilota può essere dimensionato come un amplificatore di potenza in classe A con trasformatore d'uscita e che deve fornire la potenza P_i ad un carico avente resistenza:

$$R'_L = V_{iM} / I_{BM}$$

Esempio:

A titolo di esempio viene sviluppato seguendo i criteri esposti in precedenza il progetto di un amplificatore di potenza in classe B, che deve fornire ad un carico di resistenza $R_L = 4 \Omega$ una potenza P_u di 4 W, impiegando un alimentatore di f.e.m. $E_c = 20$ V e un trasformatore di uscita avente rendimento $\eta_t = 0,9$.

La potenza P_c che deve essere convertita in alternata vale:

$$P_c = P_u / \eta_t = 4 / 0,9 = 4,4 \text{ W}$$

Tenendo conto di un margine di sicurezza del 20%, l'amplificatore verrà dimensionato per una potenza $P'_c = 1,2 P_c = 1,2 \cdot 4,4 = 5,3 \text{ W}$.

Poiché la potenza che viene dissipata in ciascun transistor è circa $0,2 P'_c$, occorre scegliere un transistor in grado di dissipare almeno una potenza:

$$P_d = 0,2 P'_c = 0,2 \cdot 5,3 = 1,06 \text{ W}$$

e che abbia una tensione V_{CEmax} maggiore di $2E_c = 2 \cdot 20 = 40$ V.

Si può scegliere il transistor 2 N5321 che ha una tensione $V_{CEmax} = 50$ V e che può dissipare una potenza di 1 W ad una temperatura ambiente di 25°C .

Poiché la tensione di saturazione V_{CEsat} del transistor scelto è dell'ordine di 1 V, si ha che l'ampiezza massima della tensione alternativa di collettore vale:

$$V_{Cmax} = E_C - V_{CEsat} = 20 - 1 = 19 \text{ V}$$

La resistenza di carico di ciascun transistor risulta dalla (8):

$$R_C = V_{Cmax}^2 / 2P'_c = 19^2 / 2 \cdot 5,3 = 34 \text{ } \Omega$$

Il valore massimo della corrente di collettore sarà:

$$I_{Cmax} = V_{Cmax} / R_C = 19 / 34 = 0,56 \text{ A}$$

inferiore a quello massimo ammissibile di 2 A.

Essendo il rendimento del trasformatore $\eta_t = 0,9$, la resistenza complessiva degli avvolgimenti riportati al primario risulta, dalla (26) del capitolo IX:

$$R_t = R_p + n^2 R_s = n^2 R_L (1 - \eta_t) / \eta_t = R_C (1 - \eta_t)$$

Sostituendo i valori numerici:

$$R_t = 34 (1 - 0,9) = 3,4 \text{ } \Omega$$

Il rapporto spire del trasformatore di uscita risulta dalla (8):

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_C - R_p - (N_1/N_2)^2 R_s}{R_L}} = \sqrt{\frac{R_C - R_t}{R_L}} = \sqrt{\frac{30,6}{4}} = 2,67$$

Tracciata la retta di carico sulle caratteristiche di collettore, come indicato in figura 16, si determina il valore massimo della corrente di base. Da tale figura si nota che si resta in una zona piuttosto lineare fino a che $I_B = 8 \text{ mA}$, cioè si può fissare $I_{Bmax} = 8 \text{ mA}$, cui corrisponde $I_{Cmax} = 0,56 \text{ A}$ e $V_{Cmin} = 1 \text{ V}$.

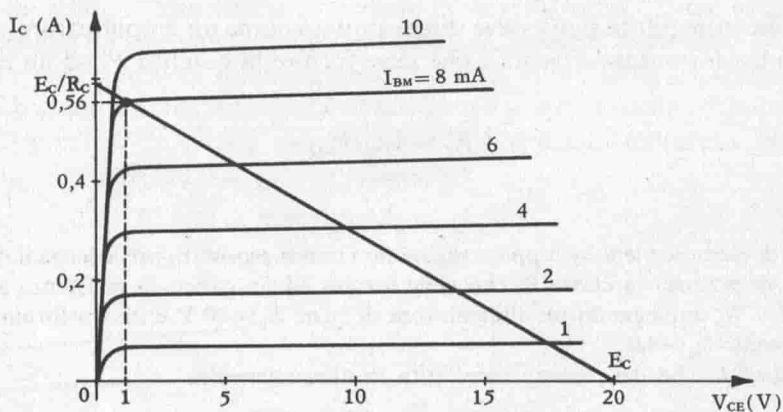


Fig. 16.

Il punto V_{BEO} di riposo può essere determinato facendo riferimento alle caratteristiche d'ingresso del transistor alla temperatura ambiente di 25°C . Da esse si nota che $(V_{BE})_{I_B=0} = 0,58 \text{ V}$ e che la curvatura della caratteristica diventa poco sensibile per $V_{BE2} = 0,66 \text{ V}$. Si può scegliere allora V_{BEO} dalla relazione:

$$V_{BEO} = (V_{BE1} + V_{BE2}) / 2 = (0,58 + 0,66) / 2 = 0,62 \text{ V}$$

cui corrisponde:

$$I_{BO} = 0,4 \text{ mA}; \quad I_{CO} = 40 \text{ mA}$$

A questo punto può essere verificata la potenza effettivamente ottenibile, essendo:

$$V_{CM} = E_C - V_{Cmin} = 20 - 1 = 19 \text{ V}$$

$$I_{CM} = I_{Cmax} - I_{CO} = 0,56 - 0,04 = 0,52 \text{ A}$$

e quindi:

$$P_c = V_{CM} I_{CM} / 2 = 19 \cdot 0,52 / 2 = 4,94 \text{ W}$$

La resistenza R'_E in serie a ciascun emettitore può essere fissata in modo da non superare un 10% del valore di R_C (affinché sia limitata la caduta di tensione alternativa su di essa).

Si può fissare perciò:

$$R_E = 2,2 \Omega$$

Per il dimensionamento del circuito di polarizzazione, occorre tener presente che deve essere:

$$\begin{aligned} V_{BO} &= V_{EO} + V_{BEO} = R'_E(I_{CO} + I_{BO}) + V_{BEO} = \\ &= 2,2(0,04 + 0,0004) + 0,66 = 0,75 \text{ V} \end{aligned}$$

Poiché la resistenza R_B dovrebbe essere la più piccola possibile, senza però che l'alimentatore debba erogare una potenza eccessiva, si può dimensionare il partitore $R_1 \div R_2$ in modo che la corrente in essa non superi un 5 ÷ 10% della corrente complessiva erogata dall'alimentatore durante il funzionamento al circuito di collettore. Quest'ultima è data dal valor medio del segnale sinusoidale di corrente, cioè:

$$I_{Cm} = 2I_{CM}/\pi + I_{CO} = 2 \cdot 0,52/3,14 + 0,04 = 0,335 \text{ A}$$

Fissando $I_{B2} = 20 \text{ mA}$ e trascurando I_{BO} (0,4 mA), si ha:

$$R_1 + R_2 = E_C / I_{R2} = 20/20 \cdot 10^{-3} = 1000 \Omega$$

$$R_1 / (R_1 + R_2) = V_{BO} / E_C = 0,75/20 = 0,0375$$

da cui:

$$R_1 = (R_1 + R_2) 0,75/20 = 1000 \cdot 0,75/20 = 37,5 \Omega$$

$$R_2 = 1000 - 37,5 = 962,5 \Omega$$

$$R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 35 \Omega$$

Poiché $I_{BM} = 8 \text{ mA}$, dalla caratteristica d'ingresso di figura 17, si legge in corrispondenza:

$$V_M = 0,78 \text{ V}$$

da cui l'ampiezza della tensione alternativa base emettitore:

$$V_{BEM} = V_M - V_{BEO} = 0,78 - 0,62 = 0,16 \text{ V}$$

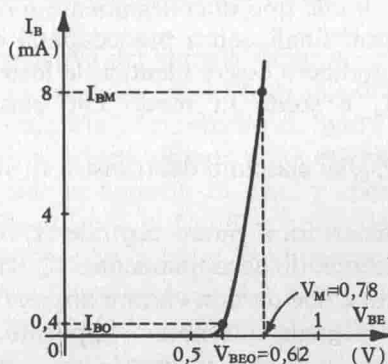


Fig. 17.

L'ampiezza V_{IM} del segnale d'ingresso a ciascun transistorore, dalla (10) risulta:

$$\begin{aligned} V_{IM} &= V_{BEM} + R_E(I_{CM} + I_{BM}) + R_B I_{BM} = \\ &= 0,16 + 2,2(0,52 + 0,008) + 35 \cdot 0,008 = 1,6 \text{ V} \end{aligned}$$

Dalla (11) si deduce la potenza di pilotaggio del controfase:

$$P_t = V_{IM} I_{BM} / 2 = 1,6 \cdot 0,008 / 2 = 6,4 \text{ mW}$$

Infine per il rendimento di conversione basta calcolare la potenza P_a :

$$P_a = E_C \cdot I_{Ct}$$

essendo:

$$I_{Ct} = I_{Cm} + I_{CO} + I_{R2} = 0,335 + 0,04 + 0,02 = 0,395 \text{ A}$$

quindi:

$$P_a = 20 \cdot 0,395 = 7,9 \text{ W}$$

e:

$$\eta_c = P_c / P_a = 4,94 / 7,95 = 62,1 \%$$

Come si vede si è ben lontani dal valore teorico del 78,5%; ciò per il fatto che l'amplificatore non funziona esattamente in classe B, che l'ampiezza del segnale non è la massima possibile e che una parte di potenza è perduta nel circuito di polarizzazione.

5. Amplificatori a transistori senza trasformatore d'uscita

La tendenza attuale nella realizzazione degli amplificatori di potenza in bassa frequenza è quella di eliminare nel progetto tutti i trasformatori, sia quello di uscita, sia quelli di accoppiamento fra gli stadi, come ad esempio il trasformatore d'ingresso allo stadio finale di figura 12, che fornisce il segnale di pilotaggio. *Ciò perché i trasformatori sono costosi e ingombranti, sia perché dissipano potenza, deformano i segnali e limitano la banda passante dell'amplificatore alle alte e alle basse frequenze.*

La realizzazione di amplificatori senza trasformatori di uscita può avvenire mediante diversi modi di collegamento dei transistori finali che funzionano sempre in controfase. Verranno ora presi in considerazione i collegamenti «single-ended», «a simmetria complementare» e «a simmetria quasi complementare».

a) Amplificatori con collegamento «single-ended»

Lo schema di principio di tale tipo di collegamento è riportato in figura 18, in cui sono rappresentati i transistori finali, senza preoccuparsi del loro pilotaggio.

I transistori T_1 e T_2 dovrebbero essere identici: le loro polarizzazioni sono fissate dal partitore $R_1-R_2-R_3-R_4$ e scelte in modo che ciascun transistorore sia quasi all'interdizione.

La caduta di tensione V_{CE} , su ciascuno dei transistori, supposti esattamente uguali, risultano pari a $E_C/2$.

Il carico R_L viene applicato fra il punto centrale A , comune ai due transistori a massa, tramite un condensatore di accoppiamento C_a . Il valore della capacità C_a dovrebbe essere molto elevata e tale da non variare apprezzabilmente la propria carica nell'arco di un periodo del segnale alternativo applicato, cioè per tale segnale C_a dovrebbe costituire un cortocircuito. In pratica i valori di C_a ammontano a diverse centinaia di μF .

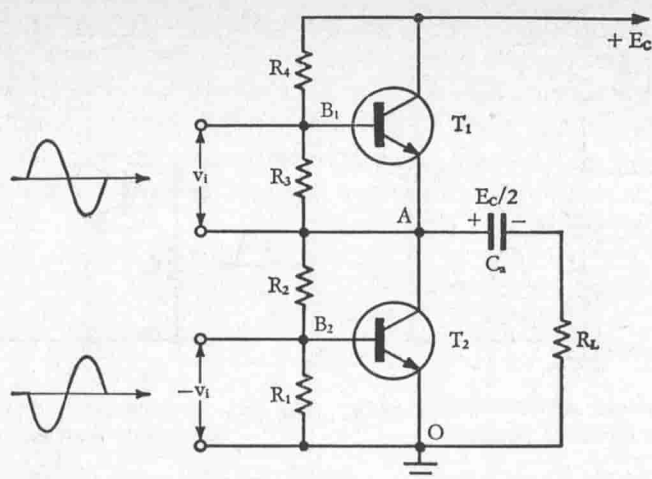


Fig. 18. - Schema di principio di un amplificatore di potenza a transistori con collegamento «single-ended».

In condizioni di riposo il condensatore C_a è carico alla tensione $E_C/2$ e la R_L non è percorsa da corrente. I segnali d'ingresso all'amplificatore devono essere applicati fra base ed emettitore di ciascun transistor e devono avere uguali ampiezze, ma fase opposta, come indicato in figura 18.

Il funzionamento del circuito può ora essere spiegato come segue: durante la semionda positiva del segnale applicato al transistor T_1 (si suppone che in assenza di segnale i due transistori siano al limite della conduzione), questo entra in conduzione, mentre il transistor T_2 , cui è applicato all'ingresso una semionda negativa, si interdice. In tale fase la situazione si presenta come in figura 19, in cui si è trascurato il circuito di polarizzazione. Poiché si è supposto che il condensatore non vari la sua carica durante un tempo pari al periodo del segnale applicato, esso si comporta come una sorgente di f.e.m. di valore $E_C/2$, per cui il transistor T_1 funziona come se fosse alimentato da una f.e.m. pari a $E_C/2$, con in serie sul circuito di collettore un carico pari a R_L . Se l'ampiezza del segnale è sufficientemente elevata, il transistor viene portato alla saturazione e l'ampiezza della semionda di tensione che appare sul carico si approssima al valore di $E_C/2$ (in realtà $E_C/2 - V_{CEmin}$).

La tensione ai capi di R_L , riferita a massa, risulta avere le polarità indicate in figura 19, e quindi è in fase col segnale d'ingresso, essendo R_L inserita dalla parte dell'emettitore.

Durante la semionda negativa del segnale applicato a T_1 , quest'ultimo si interdice, mentre diventa conduttore T_2 , cui è applicato un segnale di polarità opposta. In tale fase, il circuito di figura 18 si comporta come quello di figura 20, sempre trascurando per semplicità il circuito di polarizzazione. Questa volta essendo T_1 interdetto, il circuito di alimentazione, che comprende la batteria E_C risulta aperto.

L'alimentazione al transistor T_2 è fornita dal condensatore C_a che è carico alla tensione $E_C/2$, la quale si suppone costante; T_2 si comporta quindi come un normale amplificatore alimentato alla tensione $E_C/2$. La tensione che si ottiene ai capi della resistenza R_L , ha la polarità indicata in figura 20, cioè riferita a massa risulta negativa e di ampiezza massima pari a $E_C/2 - V_{CEmin}$, per cui durante un intero periodo del segnale applicato ai capi della R_L si trova il segnale sinusoidale d'ingresso ricostruito e di

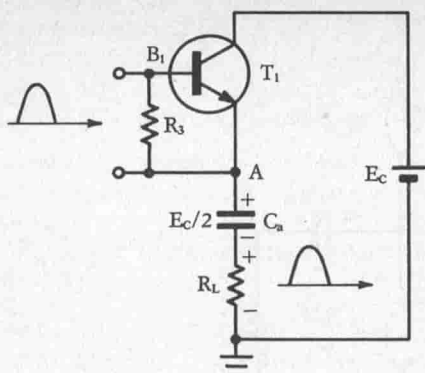


Fig. 19. - Funzionamento del circuito di figura 18 durante la semionda positiva.

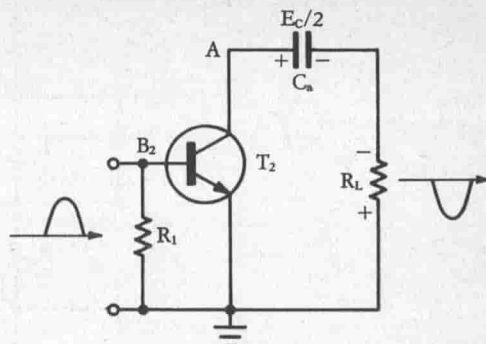


Fig. 20. - Funzionamento del circuito di figura 18 durante la semionda negativa.

ampiezza che si approssima alla metà della tensione di alimentazione (a parte il valore di V_{CEmin} di ciascun transistor).

Ai capi della resistenza di carico si ha quindi un segnale del tutto simile a quello che si ottiene in un controfase con trasformatore di uscita alimentato ad una tensione pari a $E_C/2$. I due transistori devono essere scelti in modo che la tensione massima V_{CEmax} da essi sopportabile sia superiore ad E_C . Infatti con T_2 interdetto, il potenziale del punto A, quando T_1 è al massimo della conduzione, si avvicina a E_C (quindi T_2 è sottoposto ad una tensione prossima ad E_C); quando T_2 conduce al massimo, il potenziale di A si avvicina a zero, quindi T_1 è sottoposto ad una tensione prossima ad E_C , cioè in pratica ad una tensione pari al valore picco-picco della tensione sul carico analogamente a quanto avviene ad un controfase con trasformatore d'uscita. Infatti, rispetto al precedente tipo di collegamento, a parità di segnale e di resistenza di carico, il collegamento «single-ended» richiede una tensione di alimentazione doppia per ottenere la stessa ampiezza del segnale su R_L e quindi la stessa potenza di uscita, però i transistori devono essere dimensionati per la stessa tensione massima V_{CEmax} . La potenza erogata dall'alimentatore e il rendimento di conversione risultano identici poiché la batteria eroga corrente solo in mezzo periodo del segnale applicato, cioè quando T_1 conduce (nell'altro semiperiodo il circuito di batteria risulta aperto); quindi, rispetto al controfase con trasformatore di uscita, pur essendo doppia la tensione, il valor medio della corrente risulta la metà. È da notare che nel semiperiodo in cui T_1 conduce, l'alimentatore fornisce energia anche al condensatore, il quale a sua volta la cede al carico, nella fase in cui passa in conduzione T_2 . Tale tipo di collegamento ha il vantaggio, come si è detto, che il carico R_L è direttamente collegato allo stadio finale dell'amplificatore, quindi tutta la potenza convertita in alternata risulta essere potenza utile P_u , però non è possibile un adattamento d'impedenza che permetta di far apparire sul circuito finale il valore di resistenza più opportuno.

Poiché il valore della resistenza di carico R_L è fisso, per ottenere una certa potenza utile, si può agire solo sulla tensione di alimentazione E_C , essendo il limite massimo teorico raggiungibile:

$$P_{u\max} = (E_C/2)^2/2R_L = E_C^2/8R_L$$

Ritornando ora al circuito di figura 18, si può osservare che per un corretto funzionamento, occorre applicare fra base ed emettitore di T_1 , un segnale v_i e fra base ed

emettitore di T_2 un segnale $-v_i$ (di ampiezza uguale, ma fase opposta). Il generatore che fornisce il segnale v_i non dovrebbe avere però un punto a massa, ma i morsetti connessi fra base ed emettitore di T_1 . Ciò in pratica è possibile mediante un trasformatore avente due secondari di ugual numero di spire, ma avvolti in senso opposto, in modo da fornire i due segnali di pilotaggio richiesti, come indicato in figura 21. Se però ci si propone di evitare l'uso di tali trasformatori, occorre impiegare altri sistemi di pilotaggio.

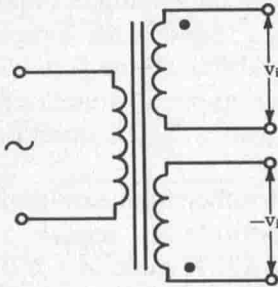


Fig. 21. - Trasformatore con secondario a due uscite per il pilotaggio di un amplificatore «single-ended».

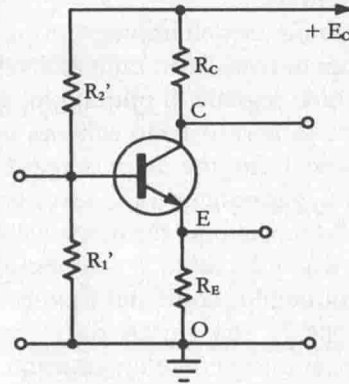


Fig. 22. - Invertitore di fase.

Al posto del trasformatore di figura 21, si potrebbe impiegare un invertitore di fase, come indicato in figura 22, tale da produrre sull'emettitore il segnale $-v_i$ e sul collettore un segnale, riferito a massa di ampiezza:

$$V_{CM} = V_{iM} + V_{AM} \quad (12)$$

(infatti con riferimento alla figura 18, il potenziale V_{B1O} è dato da $V_{B1A} + V_{AO}$).

Ma l'ampiezza espressa dalla (12) risulta superiore a quella V_{AM} del segnale di uscita e quindi può anche essere superiore al valore $E_C/2$, cioè l'ampiezza picco-picco del segnale sul collettore del circuito di figura 22 dovrebbe superare lo stesso valore di E_C .

Ciò è possibile solo se l'invertitore di fase è alimentato ad una tensione superiore ad E_C , il che richiede che il circuito di pilotaggio sia alimentato da un secondo alimentatore.

Si potrebbe pensare all'impiego di un circuito analogo a quello mostrato in figura 21 del capitolo precedente, però in questo caso il funzionamento non sarebbe regolare in quanto la resistenza vista ai capi delle capacità C_{a1} e C_{a3} non è la stessa nelle due semionde del segnale alternativo. Infatti durante la semionda in cui il transistor conduce, la sua resistenza d'ingresso ha un certo valore relativamente basso, mentre nella semionda in cui è interdetto, la sua resistenza d'ingresso è praticamente infinita (nel funzionamento in classe A la resistenza d'ingresso dei transistori è uguale nelle due semionde). Tale effetto fa sì che nei condensatori di accoppiamento la carica durante una semionda risulta di entità diversa dalla scarica durante l'altra semionda e ciò provoca una variazione dei potenziali continui di polarizzazione, per cui i transistori finali tendono a funzionare in classe C.

Tale tipo di circuito non è quindi in pratica usato, in quanto sono di più semplice realizzazione i collegamenti a *simmetria complementare* e a *simmetria quasi complementare*.

b) Amplificatori a transistori con collegamento «a simmetria complementare»

Due transistori si dicono a *simmetria complementare*, quando hanno caratteristiche del tutto simili, parametri differenziali uguali, ma sono uno di tipo *NPN* e l'altro di tipo *PNP*. Naturalmente l'identità delle caratteristiche e dei parametri non può mai essere perfetta, anche se i costruttori cercano di realizzare coppie di transistori il più possibile complementari.

Il vantaggio dell'impiego di una coppia di transistori complementari, rispetto ad una coppia di transistori collegati «*single-ended*», sta nel fatto che è possibile il comando con un unico segnale di pilotaggio, anziché con due segnali uguali, ma in opposizione di fase, come mostrato nello schema di principio di figura 23, in cui, per semplicità sono stati omissi i circuiti di pilotaggio e le resistenze di stabilizzazione termica.

Infatti, supponendo che i transistori T_1 e T_2 siano perfettamente uguali e polarizzati vicino all'interdizione, il potenziale del punto A risulta pari a $E_C/2$ e questa è anche la tensione a cui è carico il condensatore C_a .

Supponendo, come nel caso precedente, che C_a sia sufficientemente grande da far ritenere che la sua carica resti costante durante un periodo del segnale alternativo applicato, si può vedere che durante la semionda positiva fra i punti A e B (il punto B positivo rispetto ad A) il transistor T_1 conduce mentre T_2 si interdice. Si ripete cioè la situazione illustrata in precedenza in figura 19, in cui T_1 risulta come se fosse alimentato da una batteria di f.e.m. $E_C/2$. Anche in questo caso, su R_L si avrà una tensione positiva (riferita massa) la cui ampiezza in corrispondenza del massimo positivo del segnale applicato, risulta prossima al valore $E_C/2$ (a parte il valore di V_{CEsat} di saturazione di T_1).

Durante la semionda negativa del segnale applicato, invece (B negativo rispetto ad A), fra base ed emettitore di T_1 risulta applicata una tensione negativa che porta detto transistor all'interdizione. Anche la tensione fra base ed emettitore di T_2 risulta negativa, ma essendo quest'ultimo di tipo *PNP*, sarà in conduzione, quindi a parte la polarità, si ripete una situazione analoga a quella già vista in precedenza in figura 20, in cui l'alimentazione di T_2 è fornita dal condensatore C_a carico alla tensione $E_C/2$. La tensione che appare su R_L , sempre riferita a massa, risulta negativa e di ampiezza massima prossima a $E_C/2$ (sempre trascurando il valore V_{CEsat} di T_2). In tal modo si ha la perfetta ricostruzione dell'intero segnale sinusoidale su R_L . Come si vede si ottiene un

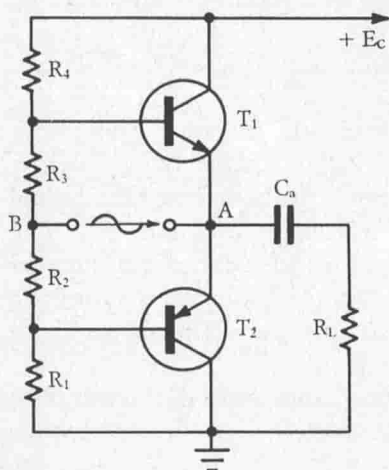


Fig. 23. - Schema di principio di un amplificatore di potenza a transistori a *simmetria complementare*.

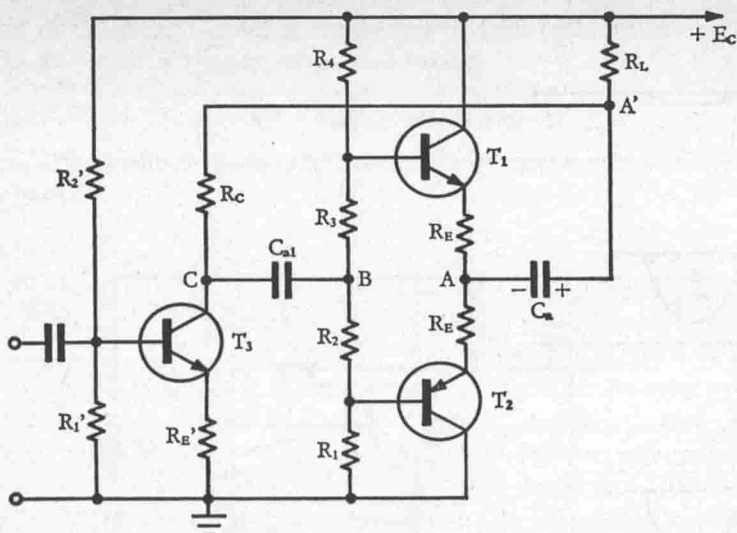


Fig. 24. - Schema di amplificatore di potenza con transistori a simmetria complementare, completo di circuito di pilotaggio.

risultato del tutto analogo a quello che si ha nel collegamento «single-ended», ma con un unico segnale di pilotaggio.

Il circuito di pilotaggio può essere ottenuto con un normale amplificatore in cui il segnale è prelevato ai capi della resistenza di carico per essere applicato fra i punti A e B del circuito di figura 23.

Ne risulta un circuito come in figura 24, in cui questa volta, appaiono anche le resistenze R_E per la stabilizzazione termica del transistore.

In tale schema il partitore $R_1-R_2-R_3-R_4$ è dimensionato in modo che $R_1 = R_4$ e $R_2 = R_3$, quindi, sempre supponendo di caratteristiche uguali i transistori T_1 e T_2 , il punto B si viene a trovare, in condizioni di riposo, allo stesso potenziale del punto A. Sempre a riposo, il potenziale del punto A' viene a trovarsi ad un valore prossimo a E_C , a parte una modesta caduta di tensione su R_L per effetto della corrente di riposo di T_3 . Il condensatore C_a è carico con le polarità indicate ad un valore di circa $E_C/2$.

In presenza del massimo segnale applicabile V_{iM} fra i punti B e A, se il potenziale di A compie un'escursione V_{uM} di circa $\pm E_C/2$, intorno al valore di riposo $E_C/2$, il potenziale di A' compie un'escursione ancora di V_{uM} intorno al valore E_C , mentre il potenziale del punto B deve compiere un'escursione di $\pm (V_{iM} + V_{uM})$ intorno al valore $E_C/2$ (valore di riposo di B). Se per semplicità si suppone che anche il transistore T_3 sia polarizzato in modo che il potenziale del punto C a riposo sia uguale a quello di B, cioè $E_C/2$ (il che vuol dire che il condensatore C_{a1} è scarico), anche il punto C deve compiere un'escursione di $\pm (V_{iM} + V_{uM})$ intorno al valore $E_C/2$.

La situazione è illustrata in figura 25, da cui si nota appunto che l'escursione del potenziale del punto B intorno al valore di riposo $E_C/2$, essendo:

$$v_B = v_A + v_{BA}$$

vale:

$$V_{BM} = V_{iM} + V_{uM}$$

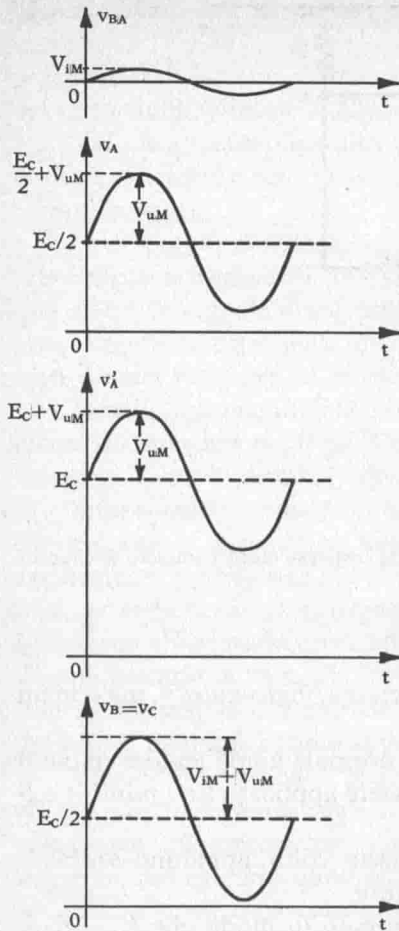


Fig. 25. - Forme d'onda nell'amplificatore di figura 24.

Poiché il potenziale del punto C, quando T_3 è in saturazione non può essere minore di zero (in effetti risulta: $V_{C3min} = V_{CE3min} + I_{C3M}R'_E$), segue che il valore V_{uM} della tensione alternativa sul carico è sensibilmente minore (di qualche volt) di $E_C/2$. Tale *limitazione*, che avviene durante la semionda negativa del segnale applicato è meno sensibile durante la semionda positiva, per cui, per rendere massima l'escursione della tensione del punto A intorno al valore di riposo, occorre rendere simmetrica l'escursione possibile del segnale. Ciò si può ottenere polarizzando il transistor T_1 in modo da essere leggermente più conduttore di T_2 , così il punto A, a riposo viene ad assumere un potenziale leggermente superiore a $E_C/2$.

Come nel caso del collegamento «single-ended», anche in questo caso i transistori T_1 e T_2 sono soggetti ad una tensione massima pari ad E_C , la quale deve risultare inferiore al valore massimo sopportabile dai transistori.

Infine occorre notare che se il potenziale del punto C è lo stesso del punto B e quindi C_{a1} è scarico, il condensatore si comporta come un cortocircuito, per cui può essere omesso e il collegamento fra i punti C e B può essere diretto. In tal caso, considerando che le resistenze R_3 e R_4 vengono a far parte del carico di T_3 anche in condizioni di riposo, tali resistenze possono essere conglobate con la R_C e il circuito

modificato come in figura 26, in cui la resistenza R provvede a fissare la differenza di potenziale fra le due basi a riposo, che deve essere:

$$V_R = 2V_{BE0} + 2R_E I_{CO}$$

essendo V_{BE0} e I_{CO} la tensione base-emettitore e la corrente di collettore di T_1 e T_2 in condizioni di riposo.

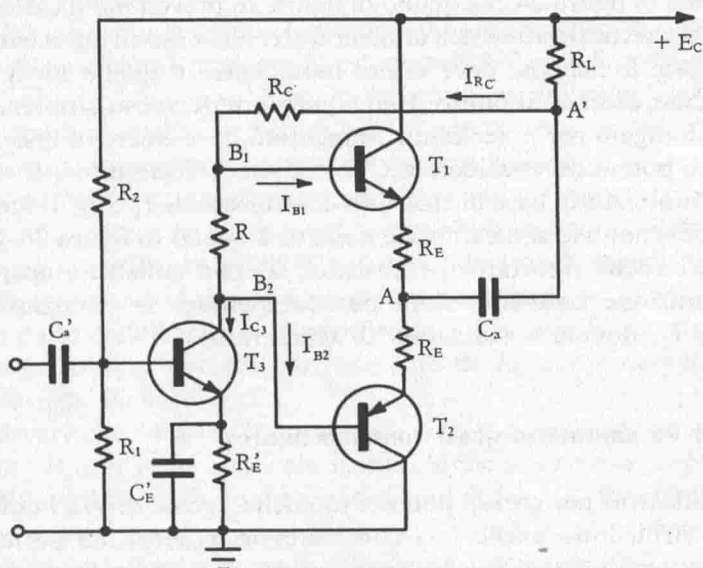


Fig. 26. - Amplificatore di potenza con transistori a *simmetria complementare*, con circuito di pilotaggio collegato direttamente allo stadio finale.

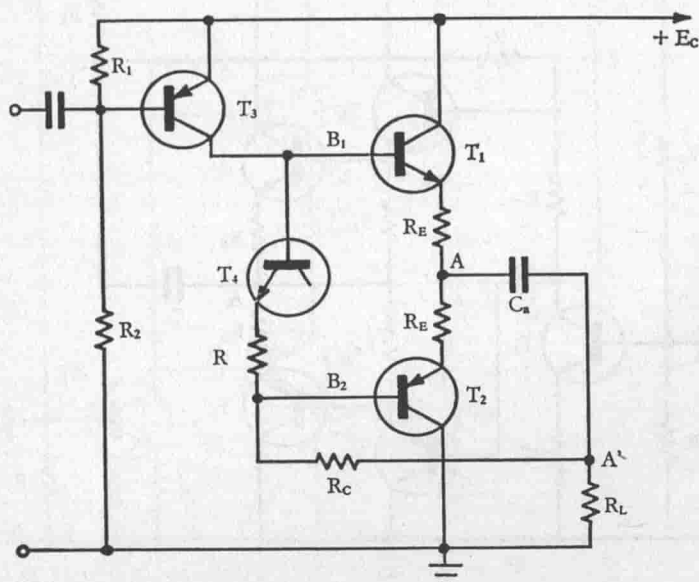


Fig. 27. Amplificatore di potenza a *simmetria complementare*, con carico avente un estremo a massa.

In tal modo le resistenze R_C e R oltre che costituire il carico di T_3 , provvedono anche alla polarizzazione dei transistori finali.

Allo scopo di stabilizzare termicamente i transistori finali nei confronti di variazioni della V_{BE} , si può porre in serie alla resistenza R , un diodo la cui giunzione base-emettitore si comporti nei riguardi della temperatura in maniera analoga alle giunzioni base-emettitore dei transistori finali. Spesso al posto di un diodo si impiega un transistor di cui si utilizza la giunzione base-emettitore.

Sia lo schema di figura 24 che quello di figura 26 prevedono il carico R_L inserito fra il punto A' e il morsetto positivo dell'alimentatore. Nel caso in cui il carico debba avere un punto a massa, lo schema deve essere modificato in quello di figura 27.

In tale schema, essendo il punto A' in condizioni di riposo a potenziale di massa, il transistor di pilotaggio per poter essere alimentato deve essere di tipo PNP. Ai fini del segnale alternato potendosi considerare C_a come un cortocircuito e $R \ll R_C$, esso risulta applicato fra il punto A e la base di ciascuno dei transistori T_1 e T_2 . Il funzionamento del circuito, in pratica, non viene a cambiare rispetto a quello di figura 26. Nello schema di figura 27 è stato anche riportato il transistor T_4 con collettore aperto, in cui viene utilizzata la giunzione base-emettitore per compensare le variazioni della V_{BE} nei transistori T_1 e T_2 , dovute a variazioni di temperatura.

c) Amplificatori «a simmetria quasi complementare»

Negli amplificatori per grandi potenze (qualche decina di W), i circuiti illustrati in figura 26 o 27, richiedono anche una considerevole potenza da parte del circuito di pilotaggio. Questa può essere ridotta realizzando uno stadio finale avente coppie di transistori collegate in Darlington, secondo lo schema di figura 28.

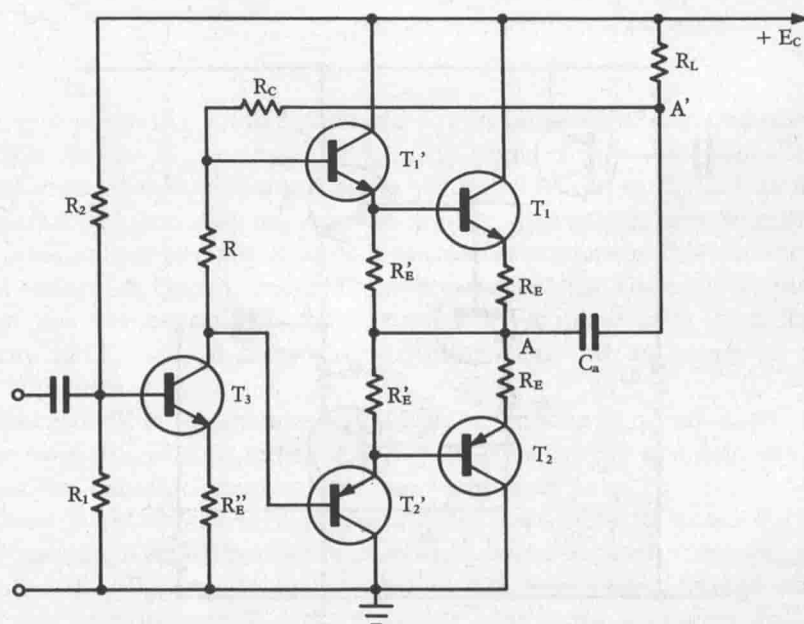


Fig. 28. - Amplificatore di potenza con transistori a simmetria complementare, collegati in Darlington.

emettitore di T_3 in fase con quella di base), mentre fra B_2 e massa si avrà tensione nulla, essendo T_4 interdetto.

Durante la semionda negativa T_3 si interdice, mentre T_4 si porta in conduzione. In tale fase la tensione fra B_1 e A è nulla, mentre quella fra B_2 e massa risulta positiva per effetto della corrente che circola in T_4 . La situazione è illustrata in figura 30, da cui si vede che i transistori finali T_1 e T_2 risultano pilotati in opposizione di fase, come richiesto dal collegamento «single-ended».

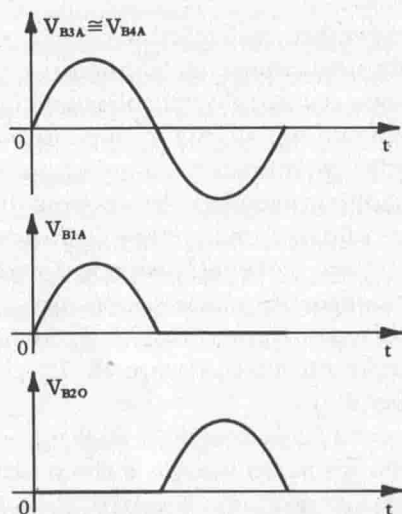


Fig. 30. - Forme d'onda dei segnali di ingresso ai transistori finali (segnali di pilotaggio) nel circuito di figura 29.

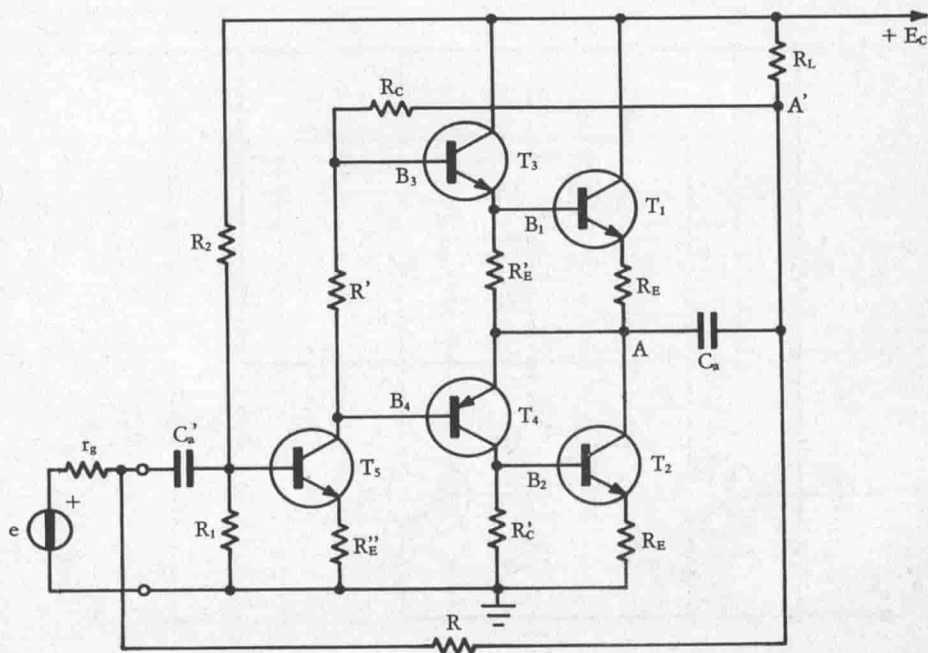


Fig. 31. - Amplificatore di potenza a simmetria quasi complementare, reazionato in tensione.

L'amplificatore richiede quindi una coppia di transistori di potenza uguali per lo stadio finale e una coppia di transistori a simmetria complementare di potenza minore e quindi più facilmente reperibili, da accoppiare ai primi.

Lo schema di figura 29, viene in genere completato con l'inserimento in serie alla resistenza R di un diodo o di una giunzione base-emettitore di un transistor con collettore aperto, per compensare le variazioni di V_{BE} dei transistori finali, per effetto termico.

Le distorsioni che si originano dal funzionamento in classe B dei transistori, di solito vengono ridotte effettuando una reazione di tensione (parallelo-parallelo) con una resistenza R che collega l'uscita con l'ingresso al preamplificatore, come indicato in figura 31. Tale reazione, a parità di segnale d'ingresso al preamplificatore, diminuisce l'ampiezza del segnale di uscita, per cui, per avere la potenza di uscita richiesta, occorre aumentare l'ampiezza del segnale d'ingresso e in modo da riportare il segnale i_B all'ingresso del preamplificatore, all'ampiezza che si aveva in assenza di reazione.

Anche le resistenze sugli emettitori dei transistori finali introducono delle reazioni locali di corrente, che hanno lo scopo di stabilizzazione termica, mentre quella nello stadio preamplificatore ne aumenta l'impedenza d'ingresso.

d) Amplificatori realizzati con V-MOS

I V-MOS, illustrati nel capitolo VI, paragrafo 12, sono particolarmente indicati nella realizzazione di amplificatori di potenza con distorsioni estremamente ridotte ed elevata fedeltà nella riproduzione dei segnali. Ciò in considerazione del fatto che i V-MOS presentano una caratteristica mutua più lineare dei transistori e di tipo

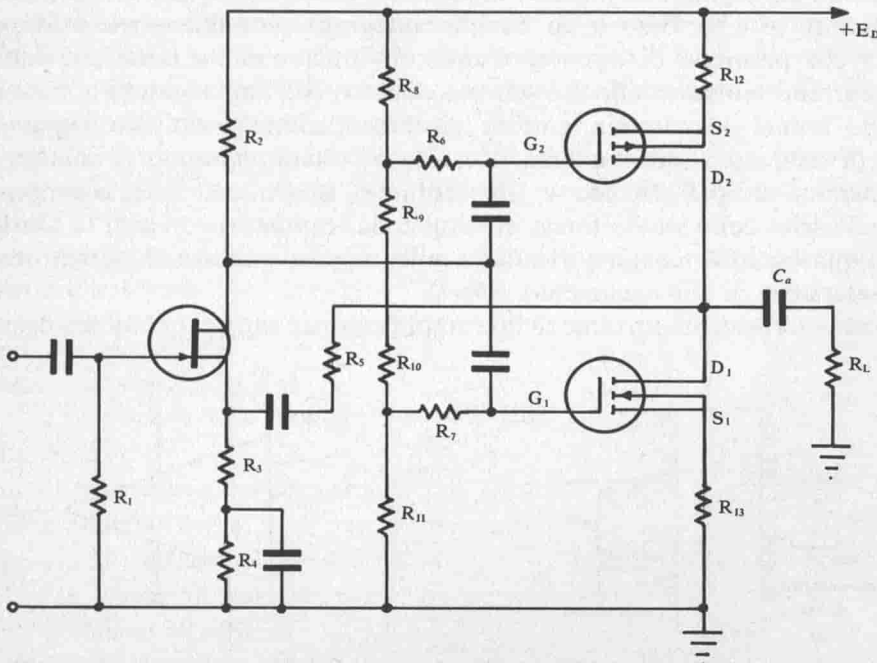


Fig. 32. - Schema di amplificatore di potenza a V-MOS, con uscita a simmetria complementare.

parabolico (cap. VI, fig. 34), il che minimizza la distorsione di terza armonica, sempre fastidiosa. Inoltre i V-MOS non sono soggetti a fenomeni di *fuga termica* come i transistori e tale fatto permette di evitare i circuiti di compensazione e semplifica quelli di polarizzazione.

Uno schema di amplificatore di potenza a V-MOS, a simmetria complementare (uno a canale N e l'altro a canale P) è riportato in figura 32; in esso la distorsione è ulteriormente ridotta per effetto della reazione negativa effettuata tramite le resistenze $R_3 \div R_5$. La potenza ottenibile è di qualche decina di W.

6. Amplificatori di potenza integrati

Gli amplificatori di potenza integrati, nati inizialmente per potenze modeste (da 1 a 5 W), sono stati sviluppati in questi ultimi anni fino a potenze dell'ordine di qualche decina di W. Essi normalmente comprendono gli stadi preamplificatori e quelli finali di potenza e necessitano di un numero limitato di componenti esterni, costituiti da condensatori di elevata capacità (non integrabili) o da resistenze per effettuare opportune reazioni. Il *chip* dell'amplificatore è racchiuso in un contenitore (fig. 33) avente un certo numero di piedini (ad es. 12 o 14), cui sono applicati il segnale d'ingresso, le tensioni di alimentazione e i componenti esterni; da uno di essi è prelevato il segnale amplificato. In figura 33 appaiono anche le alette per la dispersione del calore generato dalla potenza dissipata all'interno del circuito. In figura 34 è riportato il simbolo che è adottato per rappresentare l'amplificatore e che è un triangolo da cui escono i terminali corrispondenti ai piedini del contenitore.

Come esempio di amplificatore integrato, si riporta il tipo TDA 2020 della S.G.S. che è in grado di erogare una potenza di 20 W ad un carico di 4Ω , con una distorsione totale inferiore al 1%. Esso è un circuito integrato monolitico realizzato con una tecnologia che permette di ottenere transistori funzionanti a tensioni relativamente elevate e correnti piuttosto alte. Lo schema elettrico dell'amplificatore appare in figura 35 e si può notare una doppia tensione di alimentazione (positiva e negativa), il che permette di connettere direttamente il carico all'uscita, evitando il condensatore di accoppiamento, sempre costoso e ingombrante. Infatti con tale accorgimento, la tensione all'uscita dello stadio finale, costituito da transistori collegati in Darlington a simmetria quasi complementare, a riposo è nulla rispetto a massa (il costruttore fornisce il valore massimo di sbilanciamento, *offset*).

Una caratteristica importante di tale amplificatore è rappresentata dai dispositivi di

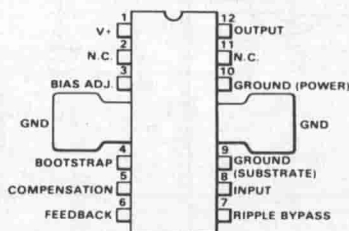


Fig. 33. - Aspetto esterno di un amplificatore integrato.

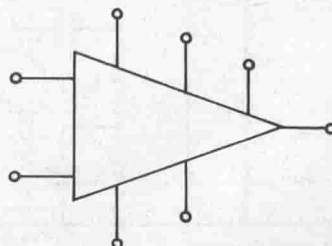


Fig. 34. - Simbologia impiegata per rappresentare un amplificatore integrato.

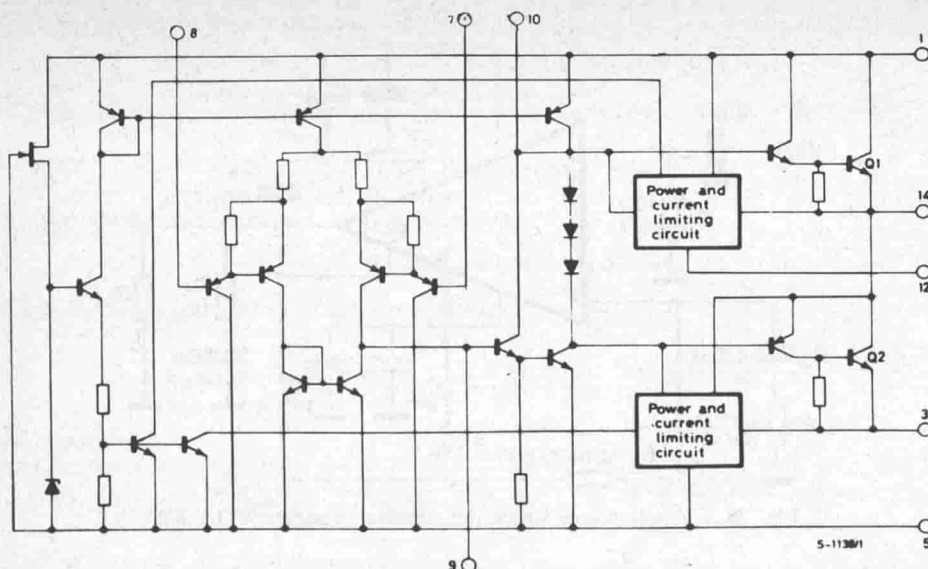


Fig. 35. - Schema elettrico dell'amplificatore integrato TDA 2020 della S.G.S.

protezione contro i cortocircuiti accidentali, rappresentati in figura 35 con dei blocchi, che limitano il picco di potenza dissipata, in modo da mantenere ciascun transistor entro l'area di sicurezza (fig. 10 del cap. XV). Il diodo zener rappresentato sulla sinistra dello schema, fornisce una tensione di riferimento di ~ 340 mV sulla base di un transistor, che va in saturazione quando la temperatura del *chip* raggiunge 150°C (la V_{BE} del transistor diminuisce di $2,5$ mV/ $^\circ\text{C}$), interdicendo i transistori finali; il tutto costituisce un dispositivo di protezione contro le sovratemperature e permette un risparmio nel dimensionamento del dissipatore, che deve essere calcolato per le normali condizioni di funzionamento e non per i casi limiti. Infine si può notare che lo stadio d'ingresso è un amplificatore differenziale con transistori collegati in Darlington, per ottenere una elevata impedenza d'ingresso.

In figura 36 è rappresentata una applicazione tipica del circuito integrato con tutti i componenti esterni connessi, fra i quali la resistenza di carico R_L è normalmente un altoparlante.

Le caratteristiche principali dell'amplificatore, fornite dal costruttore sono riportate nella tabella che segue:

Tensione di alimentazione	± 22 V
Potenza di uscita su carico $4\ \Omega$ ($D_t < 1\%$; $f = 40 \div 15$ kHz; amplificazione = 30 dB)	20 W
Corrente di riposo	45 mA
Corrente di polarizzazione d'ingresso	0,15 μA
Tensione di offset all'uscita	5 mV
Corrente di offset all'ingresso	0,05 μA
Guadagno in assenza di reazione	100 dB
Corrente di rumore all'ingresso	0,1 μA
Tensione di rumore all'uscita	4 μV

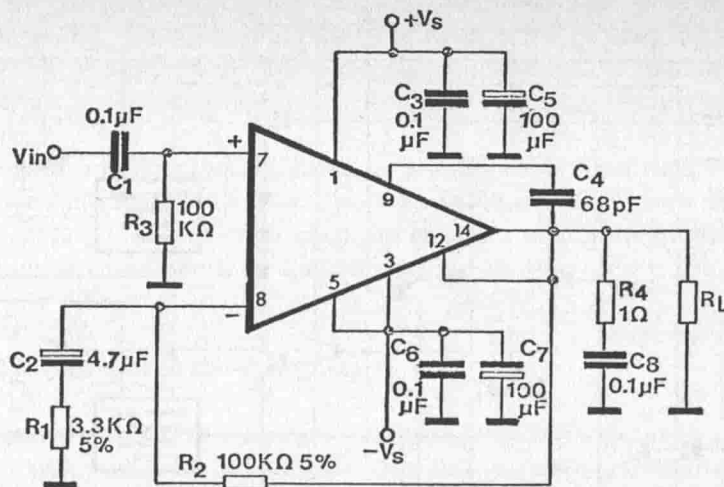


Fig. 36. - Applicazione tipica del circuito integrato TDA 2020.

Essendo l'amplificazione in assenza di reazione estremamente elevata ($100 \text{ dB} = 10^5$), l'amplificazione in presenza di reazione (cap. XI) dipende esclusivamente dal fattore di reazione H , che nel caso in esame vale:

$$H = R_1 / (R_1 + R_2)$$

ed è:

$$A_v \cong 1/H = (R_1 + R_2)/R_1 = 1 + R_2/R_1$$

L'impedenza d'ingresso dell'amplificatore risulta praticamente coincidente con R_3 (essendo quella vista al morsetto 7 verso l'amplificatore, estremamente elevata, dell'ordine di $5 \text{ M}\Omega$); la frequenza di taglio inferiore è data in pratica da:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R_3}$$

essendo determinata dal circuito R_3 - C_1 d'ingresso, mentre quella di uscita risulta determinata dalla capacità C_4 ed è approssimativamente:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_5 C_4 A_v}$$

dove R_5 è una resistenza interna il cui valore è di circa 500Ω .

Sempre con riferimento alla figura 36, la rete R_4 - C_8 ha un effetto stabilizzante, mentre le altre capacità presenti nello schema hanno lo scopo di mantenere costanti le tensioni di alimentazione (la loro funzione sarà più chiara, dopo aver trattato i circuiti di alimentazione nel capitolo XIX).

Esempio:

A titolo di esempio, si calcolano le ampiezze dei segnali e la banda passante dell'amplificatore di figura 36 per una potenza di uscita $P_u = 20 \text{ W}$.

Il guadagno in tensione risulta:

$$A_v \approx 1 + R_2/R_1 = 1 + 100 \cdot 10^3 / 3,3 \cdot 10^3 \approx 31$$

L'ampiezza della tensione alternativa di uscita per conferire al carico una potenza di 20 W vale:

$$V_{uM} = \sqrt{2R_L P_u} = \sqrt{2 \cdot 4 \cdot 20} \approx 12,66 \text{ V}$$

e la corrispondente ampiezza del segnale d'ingresso:

$$V_{iM} = V_{uM} / A_v = 12,66 / 31 \approx 0,4 \text{ V}$$

Infine la frequenza di taglio inferiore risulta:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R_3} = \frac{1}{6,28 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} \approx 16 \text{ Hz}$$

e quella superiore:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_5 C_4 A_v} = \frac{1}{6,28 \cdot 500 \cdot 68 \cdot 10^{-12} \cdot 31} \approx 150 \text{ kHz}$$

Volendo ottenere potenze più elevate, l'amplificatore integrato può essere impiegato come preamplificatore per pilotare due transistori di potenza complementari. Lo schema d'impiego è riportato in figura 37. In esso le resistenze R_9 , R_{10} , R_{11} , R_{12} sono opzionali ed hanno lo scopo di modificare l'area di funzionamento dei transistori di uscita e possono essere scelti diversi valori a seconda delle condizioni d'impiego (tensione di alimentazione, resistenza di carico, ecc.). I transistori finali impiegati nello schema di figura 37, per ottenere una potenza di uscita di 40 W, sono del tipo BD 907 e BD 908; le resistenze R_{10} e R_{12} da 25 mΩ sono realizzate con un filo di rame o di costantana di lunghezza appropriata.

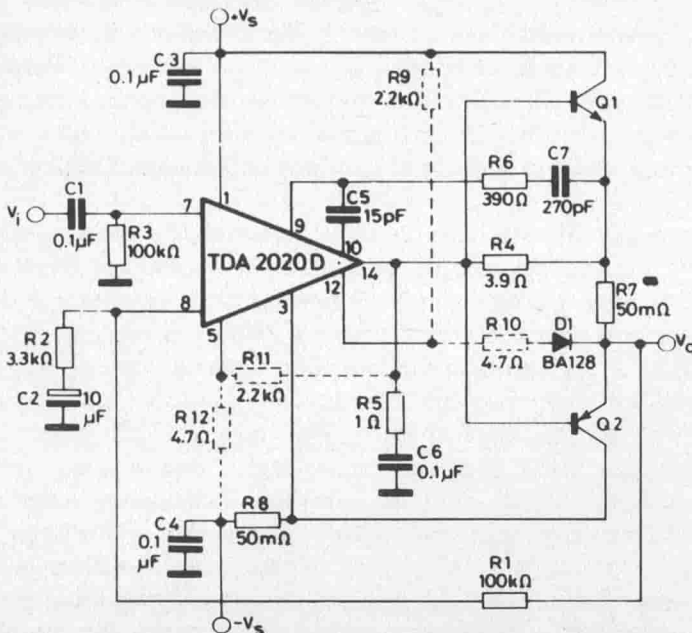


Fig. 37. - Amplificatore di potenza da 40 W che impiega l'integrato TDA 2020 come preamplificatore.

CAPITOLO DICIOTTESIMO

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN ALTA FREQUENZA - CLASSE C

1. Generalità

L'amplificazione di segnali in alta frequenza presenta problemi completamente diversi da quelli affrontati nell'amplificazione di segnali a frequenze acustiche. In primo luogo i segnali da amplificare hanno frequenze *contenute in una banda molto ristretta (a volte la frequenza è unica)* intorno ad una frequenza centrale, non solo, ma l'amplificatore non deve operare su segnali a frequenza diversa, la cui amplificazione risulterebbe dannosa. Tale problema è già stato affrontato e risolto negli amplificatori di segnale con l'impiego di impedenze di carico costituite da circuiti risonanti, che hanno dato luogo agli amplificatori selettivi studiati nel capitolo X.

Nell'amplificazione di potenza in alta frequenza, oltre al problema di avere un carico costituito da un circuito selettivo, esiste quello della conversione di potenza da continua in alternata. Le potenze in gioco possono andare dall'ordine dei W a quello delle decine di kW; in questi ultimi diventa molto importante il rendimento di conversione e quindi la potenza dissipata nell'elemento attivo e di conseguenza il dimensionamento di quest'ultimo.

Per meglio comprendere i problemi accennati occorre chiarire molto brevemente i campi d'impiego degli amplificatori di potenza in alta frequenza.

Il principale è quello delle *telecomunicazioni*. Infatti i segnali radio per essere facilmente trasmessi per mezzo delle antenne, devono avere una frequenza alta, da diverse centinaia di kHz nel caso delle onde medie a centinaia di MHz nel caso di segnali video o a modulazione di frequenza, e al segnale deve essere associata una certa potenza che dipende dal raggio d'azione che deve avere la trasmittente.

Se la potenza deve essere relativamente grande, oltre qualche decina di W, occorrono anche tensioni piuttosto elevate; *ciò fa sì che per piccole potenze possono essere impiegati apparati a transistori, mentre per forti potenze gli apparati a tubi elettronici, attualmente sono insostituibili.*

Un altro campo d'impiego è quello del *riscaldamento ad alta frequenza*; in questo settore si deve distinguere fra il *riscaldamento a induzione* e il *riscaldamento per perdite dielettriche*. Il primo è impiegato largamente nella tempera superficiale di particolari

meccanici e sfrutta le correnti indotte in un nucleo metallico posto entro una bobina percorsa da corrente in alta frequenza (diverse centinaia di kHz) e la distribuzione superficiale, per effetto pelle, di tali correnti, per cui il nucleo metallico viene in breve tempo scaldato solo in superficie.

Il secondo è impiegato nel riscaldamento rapido di corpi non conduttori, ma aventi una certa costante dielettrica. Tali corpi sono posti fra le armature di un condensatore, cui è applicata una tensione in alta frequenza (da alcuni MHz a qualche decina di MHz). Poiché la potenza perduta nel dielettrico è proporzionale alla frequenza, essendo questa molto alta, si ha un rapido riscaldamento del corpo in esame e ciò è sfruttato, ad esempio, nell'incollaggio di compensati a caldo, cottura rapida di sostanze varie ecc.

In questi casi la potenza utile è quella che viene impiegata nel riscaldamento.

2. Amplificatori in classe B a transistori

Nel funzionamento in alta frequenza di un transistor occorre tener presente alcuni fattori, che pongono un limite alla potenza di uscita, per cui è indispensabile impiegare transistori costruiti per tali scopi.

La potenza di uscita è innanzi tutto limitata dalla massima tensione V_{CEmax} applicabile tra collettore ed emettitore, come del resto si è già visto nel caso degli amplificatori di potenza in bassa frequenza in classe B (cap. XVII), per cui valgono le stesse considerazioni.

Un secondo fattore che limita la potenza di uscita, è costituito dalla variazione di guadagno in potenza del transistor al variare del suo punto di funzionamento. Tale variazione, trascurabile alle basse frequenze, diventa considerevole man mano che le frequenze dei segnali da amplificare si avvicinano a quella di taglio del transistor. Si può dimostrare che, se si considera una configurazione a base comune, che, come si vedrà fra poco è la più consigliabile, si può dedurre una famiglia di curve a guadagno di potenza costante, del tipo riportato in figura 1.

Dalla figura 1 si osserva che al di sotto di un certo valore di V_{CB} il guadagno di potenza diventa minore di 1 (0 dB); quindi, fissata una retta di carico, può essere

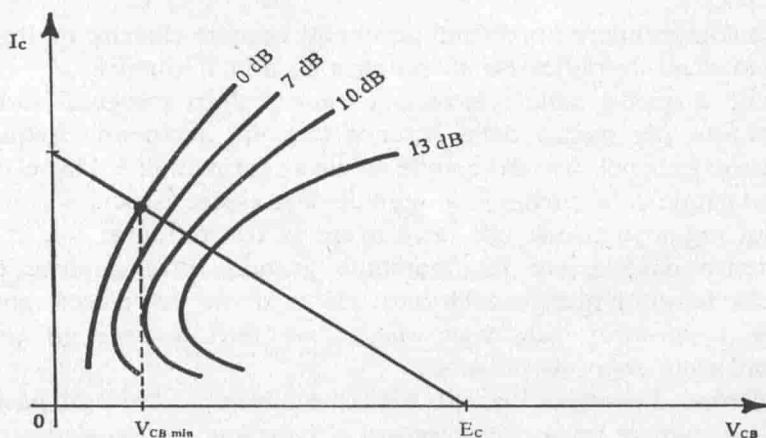


Fig. 1. - Famiglia di curve a guadagno di potenza costante in un transistor per alte frequenze.

determinato il minimo valore della tensione di collettore e quindi l'ampiezza massima del segnale alternativo sul carico. Le curve di figura 1 valgono per un certo valore di frequenza.

Un terzo fattore da tener presente è la massima potenza dissipabile dal transistor. Poiché, per quanto visto precedentemente non è possibile, negli istanti di piena conduzione del transistor, raggiungere un valore di tensione di collettore troppo piccolo, ne può risultare una dissipazione di potenza abbastanza elevata, con un pericolo di fuga termica. Per poterla evitare è necessario avere un basso fattore di stabilità termica S . Sotto questo aspetto è consigliabile il collegamento dell'amplificatore a base comune, che permette di ottenere un valore di S pari a 1. Il collegamento a base comune permette di evitare i dannosi accoppiamenti capacitivi fra uscita e ingresso, dovuti alla capacità $C_{b'c}$.

Uno schema di amplificatore in alta frequenza in classe B è riportato in figura 2.

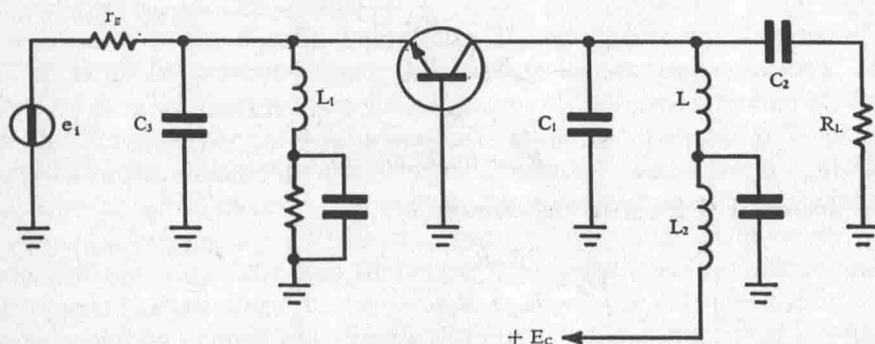


Fig. 2. - Schema di amplificatore in alta frequenza in classe B.

Le induttanze L_1 e L_2 servono da blocco per le componenti in alta frequenza, mentre il gruppo C_1, L, C_2 costituisce il circuito risonante di accoppiamento fra carico R_L e transistor. Infatti se R_C è la resistenza di carico ideale per il funzionamento del circuito e R_u la resistenza di uscita del transistor, si può dimostrare che le relazioni che intercorrono fra i vari elementi del circuito risultano:

$$C_1 = \frac{Q_c}{\omega_o R_p} - C_2 \left(1 - \frac{R_L}{R_p} \right)$$

$$L = \frac{R_p}{\omega_o Q_c}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_o R_L \sqrt{R_p/R_L - 1}}$$

dove:

$$R_p = \frac{R_C R_u}{R_C + R_u}$$

e Q_c è il Q del circuito a carico.

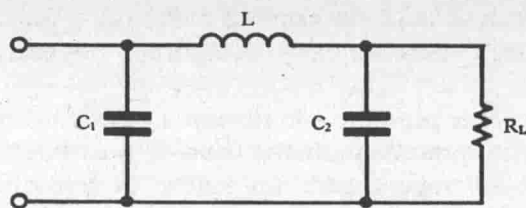


Fig. 3. - Circuito di accoppiamento fra transistore e carico in un amplificatore in alta frequenza.

Un altro circuito di accoppiamento di frequente impiegato è quello riportato in figura 3, in cui C_1 , C_2 e L sono dati dalle relazioni:

$$C_1 = \frac{Q_c}{\omega_o R_p}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_o R_L} \sqrt{\frac{R_L}{R_s} - 1}$$

$$L = \frac{L_p R_p^2}{R_p^2 + (\omega_o L_p)^2} + \frac{1}{\omega_o^2 C_s}$$

dove Q_c è ancora il Q a carico del circuito e:

$$R_p = \frac{R_c R_u}{R_c + R_u}$$

e:

$$R_s = \frac{R_p (\omega_o L_p)^2}{R_p^2 + (\omega_o L_p)^2}$$

$$C_s = \sqrt{\frac{1}{\omega_o R_s (R_L - R_s)}}$$

$$L_p = \frac{R_p}{\omega_o Q_c}$$

AMPLIFICATORI IN CLASSE C A TUBI ELETTRONICI

3. Principi di funzionamento di un amplificatore in classe C - Bilanci energetici

Si è visto nei capitoli precedenti che il rendimento di conversione cresce passando dalla classe A alla classe B, cioè riducendo l'angolo di circolazione della corrente nel circuito di potenza e in corrispondenza il valor medio della corrente fornita dall'alimentatore.

Per fissare le idee ci riferiremo allo schema di principio di un amplificatore in classe C, realizzato con un triodo e riportato in figura 4.

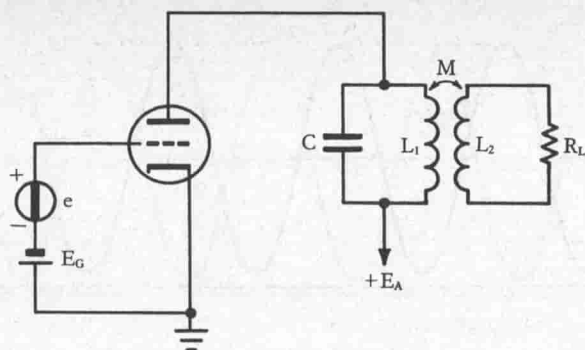


Fig. 4. - Schema di principio di un amplificatore in classe C.

In esso il valore di E_G è tale da tenere il tubo all'interdizione in assenza di segnale applicato e , per cui in tali condizioni il triodo non conduce e la potenza erogata dall'alimentatore anodico è nulla. L'ampiezza E_M deve essere tale da portare il tubo in piena conduzione in corrispondenza del picco della semionda positiva del segnale applicato. Contemporaneamente si ha un guizzo di corrente anodica di durata pari all'intervallo di tempo per cui il tubo conduce; *in tal caso l'angolo di circolazione della corrente anodica risulta inferiore ai 180°* . Tale situazione è illustrata in figura 5, in cui si nota una serie di guizzi di corrente anodica, che si succedono ad una frequenza pari a quella del segnale applicato all'ingresso. Poiché tali guizzi anche se di forma non sinusoidale, si succedono con una frequenza fissa, segue che la corrente anodica può essere scomposta nella somma di una corrente costante, che è il valor medio dei guizzi, e di tante sinusoidi (scomposizione in serie di Fourier), di cui una alla stessa frequenza f_o del segnale e le altre a frequenza multipla di f_o .

Se ora il circuito risonante che costituisce il carico anodico è accordato sulla frequenza f_o del segnale d'ingresso, esso presenta una notevole impedenza (resistenza) alla frequenza di accordo f_o (circuito risonante parallelo) e una impedenza trascurabile

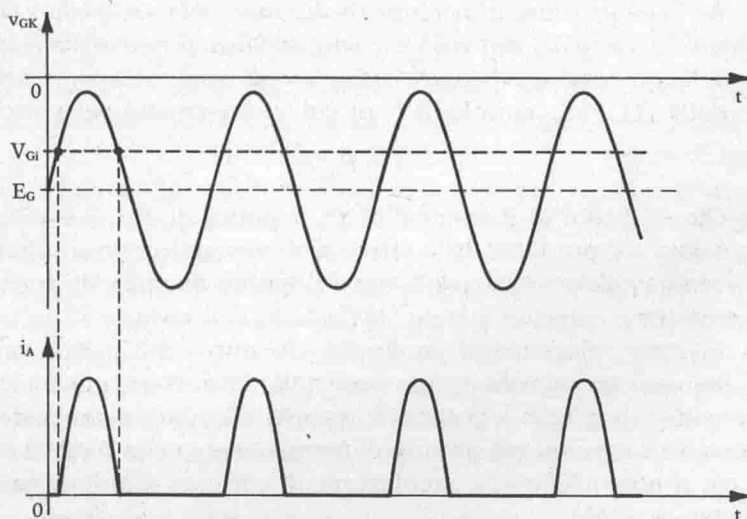


Fig. 5. - Forma d'onda della tensione d'ingresso e della corrente anodica nell'amplificatore di figura 4.

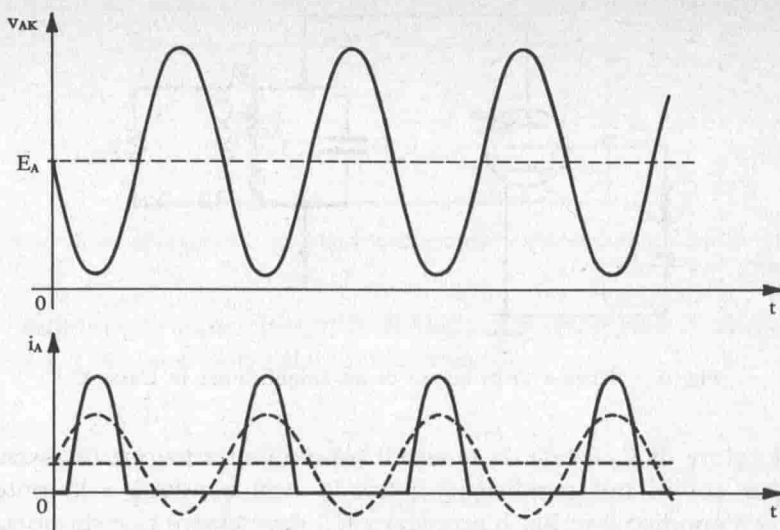


Fig. 6. - Andamento della corrente e della tensione anodica in un amplificatore in classe C.

alle frequenze multiple (che sono molto lontane da f_o). Ne consegue che la componente di corrente alla frequenza f_o produce una tensione sinusoidale ai capi del circuito risonante, mentre risulta trascurabile la tensione prodotta dalle altre componenti (armoniche) di corrente. Quindi, per effetto del circuito risonante anodico, pur essendo la forma d'onda di corrente molto diversa da quella sinusoidale, la tensione alternativa anodica ha praticamente forma sinusoidale, per cui il suo andamento, insieme a quello dei picchi di corrente anodica, risulta come in figura 6.

Dall'esame di tale figura, si vede che la componente fondamentale della corrente anodica e della tensione anodica sono in opposizione di fase, come del resto in tutti i tipi di amplificatori. Inoltre i picchi di corrente si hanno in corrispondenza dei valori minimi della tensione anodica, mentre quando quest'ultima assume i valori massimi la corrente è nulla. Segue che la dissipazione di potenza risulta tanto minore, quanto più piccola è la durata (cioè l'angolo di circolazione) della corrente anodica, perciò al diminuire dell'angolo di circolazione della corrente anodica, il rendimento di conversione η_c aumenta, come si può osservare dalla (11) del capitolo XV, in cui η_c è espresso nella forma:

$$\eta_c = 1 - P_d/P_a \quad (1)$$

da cui appare che η_c cresce al diminuire di P_d a parità di P_a .

Poiché P_a è data dal prodotto della tensione di alimentazione anodica per il valore medio della corrente i_A , determinato dall'area del guizzo di corrente, appare chiaro che si hanno rendimenti tanto maggiori quanto più il guizzo di corrente è alto e stretto. Questa condizione si ottiene polarizzando molto al di sotto dell'interdizione il tubo e applicando all'ingresso un segnale di ampiezza tale da portare, in corrispondenza del suo massimo positivo, la griglia a potenziali positivi e quindi in conduzione. Le forme d'onda delle correnti e tensioni nel circuito d'ingresso e in quello d'uscita sono riportate in figura 7, in cui si nota anche una circolazione di corrente di griglia nell'intervallo in cui questa diventa positiva.

Il fatto che l'aumento dell'ampiezza dei guizzi di corrente anodica si ottiene

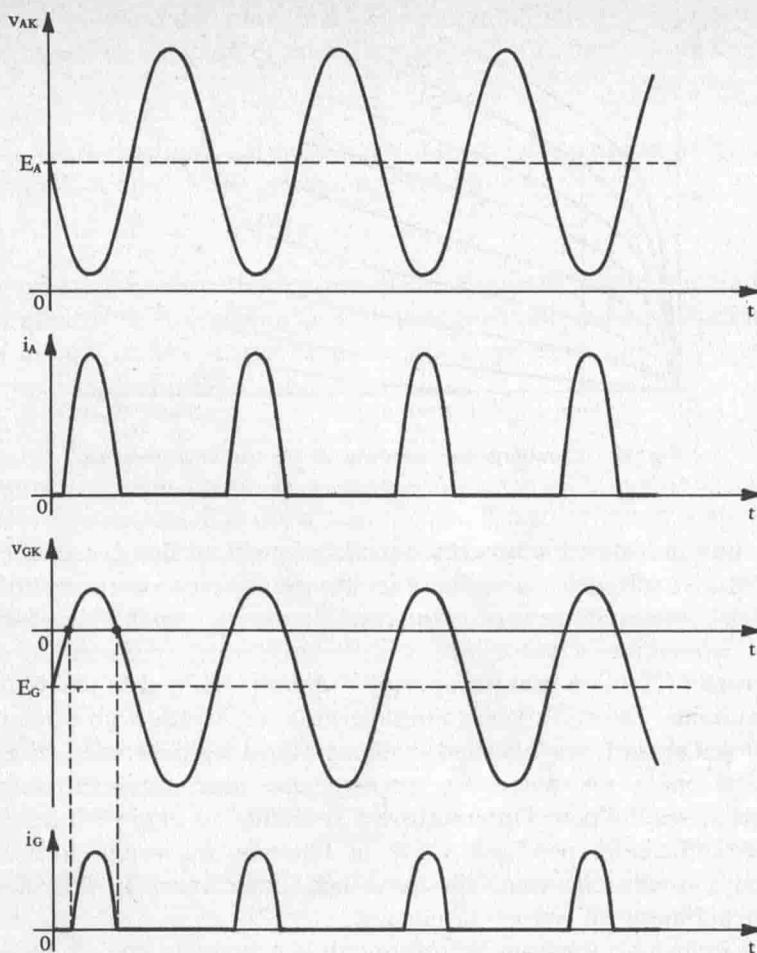


Fig. 7. - Forme d'onda delle tensioni e correnti d'ingresso e d'uscita in un amplificatore in classe C.

portando la griglia a potenziali positivi, appare evidente dall'osservazione delle caratteristiche anodiche del tubo di figura 8, tracciate anche per valori di v_{GK} positivi.

In essa si osserva che a parità di valore minimo V_{Amin} , il valore di i_A aumenta mano mano che si raggiungono valori positivi di v_{GK} (punti A, B, C); non bisogna però esagerare nel rendere v_{GK} positivo, poiché parte degli elettroni emessi dal catodo vengono attirati dalla griglia e, nel caso in cui fosse $v_{GK} > v_{AK}$, in quegli istanti la maggior parte degli elettroni finirebbe sulla griglia, anziché sull'anodo e si avrebbe una riduzione del picco di corrente anodica. In pratica si cerca di operare in modo che il valore massimo V_{GKmax} di v_{GK} si mantenga nei limiti $0,5 \div 0,8 V_{AKmin}$.

Il circuito utilizzatore anodico, come appare dalla figura 4, è costituito da un circuito risonante parallelo, cui è accoppiato un carico di solito resistivo. La potenza al primario del circuito oscillante viene fornita solo in un intervallo di tempo relativamente breve in ogni periodo.

Il funzionamento del circuito anodico può essere spiegato anche da un punto di vista intuitivo come segue: il circuito anodico è un circuito risonante costituito da un

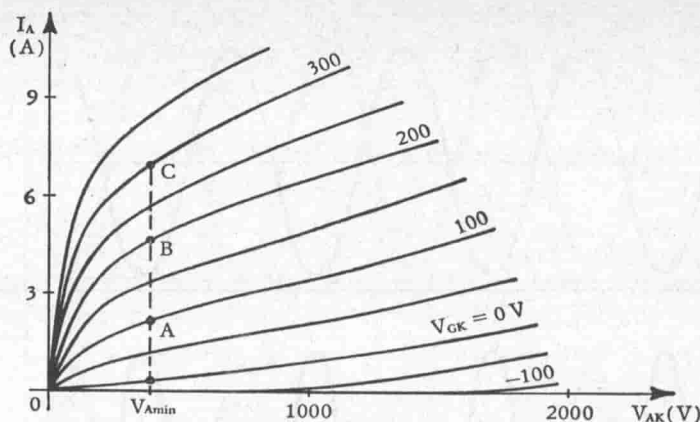


Fig. 8. - Caratteristiche anodiche di un triodo di potenza.

condensatore, una induttanza e una resistenza, connessi ad una batteria E_A tramite un interruttore S (fig. 9), solo nell'intervallo di tempo per cui passa corrente (*infatti quando il triodo è interdetto si comporta come un interruttore aperto e quando conduce al massimo, quasi come un interruttore chiuso*).

Se l'interruttore S fosse sempre aperto, il circuito risonante sarebbe sede di una oscillazione smorzata. Infatti l'energia immagazzinata nell'induttanza o nel condensatore e che viene palleggiata fra questi due elementi, ad ogni periodo di oscillazione si dissipa in parte nella resistenza R_p , provocando una diminuzione dell'ampiezza dell'oscillazione stessa. Se però l'interruttore S si chiude ad ogni periodo di oscillazione per un tempo sufficiente, perché tramite la batteria E_A venga fornita al circuito un'energia pari a quella che viene dissipata nella resistenza R_p , l'oscillazione non si smorza, ma si mantiene di ampiezza costante.

Affinché il dispositivo funzioni correttamente è necessario che gli *impulsi* di energia vengano forniti con la stessa frequenza di oscillazione propria del circuito risonante, e negli istanti in cui l'energia dissipata nel dispositivo interruttore risulta minima (se l'interruttore fosse perfetto, quando è chiuso costituirebbe un corto circuito e dissiperebbe una potenza nulla), cioè negli intervalli in cui risulta minima la tensione anodica.

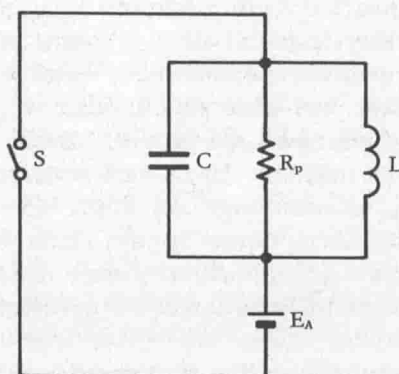


Fig. 9. - Rappresentazione schematica del circuito anodico di un amplificatore in classe C.

La potenza P_a , fornita dall'alimentatore, che risulta pari al prodotto della tensione E_A per il valor medio di corrente erogata (essendo E_A una sorgente di f.e.m. continua):

$$P_a = E_A \cdot I_m \quad (2)$$

viene in piccola parte dissipata nel tubo e per il resto convertita in potenza alternata e ceduta al circuito anodico. Vale la semplice relazione:

$$P_a = P_c + P_d \quad (3)$$

essendo P_c la potenza convertita in alternata e P_d quella dissipata nel tubo.

Come per gli altri tipi di amplificatori di potenza in precedenza studiati, si definisce il rendimento di conversione come rapporto fra la potenza convertita in alternata e quella assorbita dall'alimentatore anodico:

$$\eta_c = P_c / P_a \quad (4)$$

Della potenza P_c convertita in alternata, una parte P_u viene trasferita tramite l'accoppiamento magnetico all'utilizzatore, mentre il resto viene dissipato nel circuito risonante anodico, il quale presenta delle perdite nella bobina o nel condensatore, sebbene quest'ultimo sia per lo più in aria e quindi con perdite trascurabili.

Si definisce il rendimento di trasferimento η_t , come rapporto fra la potenza effettivamente utilizzata e quella convertita in alternata:

$$\eta_t = P_u / P_c \quad (5)$$

Infine si può considerare il rendimento totale η , dato dal rapporto fra la potenza utilizzata e quella assorbita dall'alimentatore:

$$\eta = P_u / P_a \quad (6)$$

Si è anche visto in precedenza che vale la relazione:

$$\eta = \eta_c \cdot \eta_t$$

Come si è già accennato, *il rendimento di conversione dipende dall'angolo di circolazione della corrente anodica ed è tanto maggiore quanto minore è quest'ultima*, però in pratica l'angolo di circolazione 2θ della corrente anodica difficilmente può scendere al di sotto dei $120^\circ \div 130^\circ$, per non avere segnali d'ingresso troppo elevati, con il che si possono raggiungere rendimenti di conversione al di sopra dell'80%.

Anche se tali rendimenti possono sembrare molto alti tuttavia nella progettazione di un amplificatore di potenza in classe C, si incontrano problemi di una certa difficoltà. Uno è quello della dissipazione di potenza nel tubo. Infatti se ad esempio l'amplificatore deve erogare al carico anodico una potenza di 50 kW, anche se il rendimento di conversione fosse dell'80%, dalla (3) si ricava:

$$P_a = P_c / \eta_c = 50 / 0,8 = 62,5 \text{ kW}$$

e, dalla (2):

$$P_d = P_a - P_c = 62,5 - 50 = 12,5 \text{ kW}$$

cioè nel tubo viene dissipata sotto forma di calore una potenza pari a 12,5 kW. Si comprende quindi che *i tubi impiegati nell'amplificazione di potenza in alta frequenza, devono avere caratteristiche completamente diverse da quelli incontrati nell'amplificazione di potenza in bassa frequenza*. Innanzi tutto gli elettrodi e in particolare l'anodo devono

essere costruiti in modo da poter smaltire il calore che in esso si sviluppa, verso l'esterno. A tale scopo, per potenze relativamente modeste (fino a qualche kW), l'anodo è munito di alette di raffreddamento e raffreddato con aria soffiata, mentre per potenze maggiori, fra l'anodo, che circonda gli elettrodi e l'involucro esterno pure metallico, viene immesso un refrigerante a circolazione forzata tramite pompe.

Un altro problema è quello delle tensioni molto alte che possono stabilirsi fra i vari elettrodi. Infatti, *il rendimento di conversione aumenta al crescere della tensione di alimentazione*, per cui spesso si raggiungono tensioni E_A di diverse migliaia di V e in alcuni casi vengono superati i 10.000 V. Ciò comporta *problemi di isolamento fra i vari elettrodi*. Per tale motivo quando le tensioni e le potenze diventano molto alte, si impiegano triodi al posto di pentodi, anche se i primi danno luogo ad inconvenienti che saranno presi in considerazione in seguito, sia perché il calore che deve essere asportato si sviluppa in maggior parte nell'anodo (nel pentodo invece anche sulla griglia schermo), sia perché quanto minore è il numero degli elettrodi, tanto più semplici sono i problemi di isolamento fra di essi.

4. Amplificatori in classe C a triodi - Elementi di progetto

Uno schema semplificato dell'amplificatore è già stato riportato in figura 4. Per il momento si prescinde dall'effetto negativo della capacità interelettrodica anodo-griglia C_{ag} , che sarà discusso in seguito.

Lo studio è molto più complesso rispetto ai tipi incontrati nei capitoli precedenti, per il fatto che, dato il particolare modo di funzionamento, non esiste proporzionalità fra tensione anodica e corrente anodica.

L'analisi della forma d'onda della corrente anodica può essere eseguita per via grafica dalla conoscenza delle caratteristiche anodiche del tubo, dell'ampiezza della tensione anodica e di quella corrispondente di griglia. Il procedimento è indicato in figura 10.

Per semplicità di trattazione, fissiamo un'origine dei tempi in modo che le equazioni delle tensioni anodiche e di griglia siano delle cosinusoidi e indichiamo con θ_p la metà dell'angolo di circolazione della corrente anodica. Del segnale cosinusoidale di griglia, consideriamo la semionda positiva a cavallo della tensione $V_{GO} = E_G$ e di quella anodica, la semionda negativa a cavallo della E_A , poiché l'altra semionda corrisponde ad una fase di non conduzione del tubo; poi per ogni angolo θ si determinano i corrispondenti valori di i_A . Ad esempio, in corrispondenza dell'angolo θ_1 si determina il valore V_{GK1} e V_{AK1} e sulla caratteristica anodica tracciata per $v_{GK} = V_{GK1}$, si trova il valore I_{A1} , cui corrisponde $v_A = V_{AK1}$; infine sul diagramma I_A, θ , si traccia il punto di coordinate θ_1 e I_{A1} . Ripetendo la costruzione per diversi valori di θ , si ottiene per punti sia la caratteristica dinamica (luogo dei punti di funzionamento), sia l'andamento della corrente anodica.

Per ottenere l'andamento della corrente di griglia, occorre disporre della caratteristica di griglia. In genere il costruttore fornisce le caratteristiche della corrente di griglia in funzione della tensione anodica per valori costanti di v_{GK} . In tal caso con un procedimento simile a quello indicato in figura 10 e riportato in figura 11, si può per ogni valore θ dell'angolo di circolazione della corrente di griglia trovare i punti corrispondenti di v_{GK} e v_{AK} e sulle caratteristiche, il corrispondente valore di i_G .

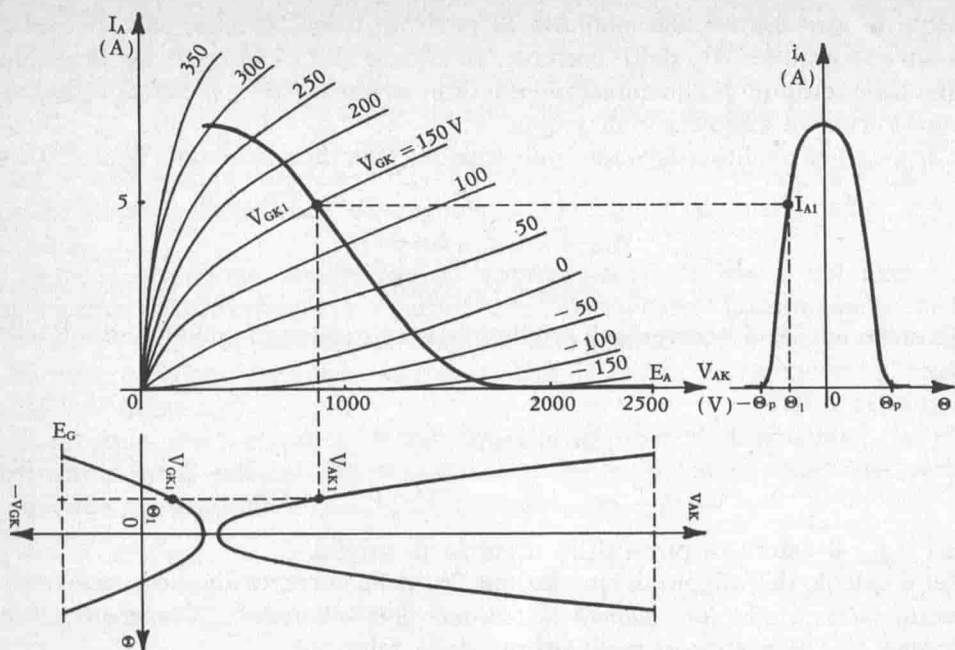


Fig. 10. - Determinazione grafica della forma d'onda di corrente anodica.

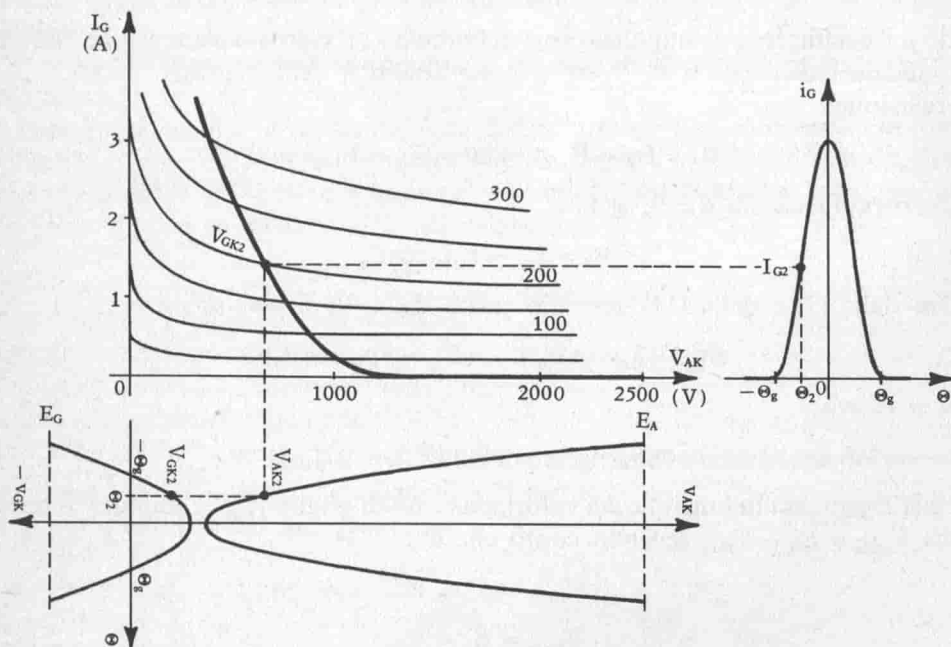


Fig. 11. - Determinazione grafica della forma d'onda della corrente di griglia in un amplificatore in classe C.

Ad esempio per $\theta = \theta_2$, si hanno come valori corrispondenti V_{GK2} e V_{AK2} ; sulla caratteristica per $v_{GK} = V_{GK2}$, in corrispondenza di $v_A = V_{AK2}$, si determina il valore di I_{G2} , quindi per punti ad ogni valore di θ si riporta il corrispondente valore di i_G . Le forme d'onda che si ottengono non sono affatto sinusoidali e quindi non è determinabile

facilmente la loro espressione analitica. Si possono invece determinare i valori degli angoli di circolazione $2\theta_p$ della corrente anodica e $2\theta_g$ della corrente di griglia in funzione delle tensioni di alimentazione E_A , di polarizzazione E_G e delle ampiezze delle tensioni alternative anodiche e di griglia.

L'espressione analitica della tensione di griglia, con riferimento alla figura 10, è data da:

$$\begin{aligned} v_G &= E_G + V_{GM} \cos \omega t = \\ &= E_G + V_{GM} \cos \theta \end{aligned} \quad (7)$$

avendo posto $\omega t = \theta$. La corrente di griglia inizia a circolare ad un valore $\theta = \theta_g$ per cui $v_G = 0$.

Dalla (7) si ha:

$$E_G + V_{GM} \cos \theta_g = 0$$

da cui:

$$\cos \theta_g = -E_G/V_{GM} = -E_G/(V_{G\max} - E_G) \quad (8)$$

essendo $V_{G\max}$ il valore di picco della tensione di griglia.

Per il calcolo dell'angolo di circolazione $2\theta_p$ della corrente anodica, occorre notare che questa inizia a circolare quando la tensione griglia-catodo v_{GK} supera il valore di interdizione V_{Gi} , data approssimativamente dalla relazione:

$$V_{Gi} = -v'_A/\mu \quad (9)$$

essendo μ il coefficiente di amplificazione del tubo e v'_A il valore della tensione anodica in corrispondenza dell'angolo θ_p . L'espressione analitica della tensione anodica è data dalla relazione:

$$v_A = E_A - V_{AM} \cos \omega t = E_A - V_{AM} \cos \theta \quad (10)$$

e, in corrispondenza di $\theta = \theta_p$ si ha:

$$v'_A = E_A - V_{AM} \cos \theta_p \quad (11)$$

Ora dalla (7) e dalla (11), tenendo conto della (9) si può scrivere:

$$E_G + V_{GM} \cos \theta_p = -(E_A - V_{AM} \cos \theta_p)/\mu$$

da cui si ricava:

$$\cos \theta_p = (E_A + \mu E_G)/(V_{AM} - \mu V_{GM}) \quad (12)$$

La (12) espressa in funzione dei valori massimo di griglia $V_{G\max}$ e minimo di tensione anodica $V_{A\min} = E_A - V_{AM}$, tenendo conto che è:

$$\begin{aligned} V_{G\max} &= E_G + V_{GM} \\ V_{A\min} &= E_A - V_{AM} \end{aligned} \quad (13)$$

diventa:

$$\begin{aligned} \cos \theta_p &= \frac{E_A + \mu E_G}{E_A - V_{A\min} - \mu(V_{G\max} - E_G)} = \\ &= \frac{E_A + \mu E_G}{E_A + \mu E_G - (V_{A\min} + \mu V_{G\max})} \end{aligned} \quad (14)$$

Il calcolo di un amplificatore in classe C può essere suddiviso in tre parti: il *progetto dell'amplificatore dal punto di vista energetico*, che porta al dimensionamento del tubo, del circuito di alimentazione e alla determinazione del rendimento di conversione; il *progetto del circuito risonante*, che porta alla determinazione degli elementi risonanti e delle perdite in esso; infine il *progetto del circuito d'ingresso* con la relativa polarizzazione che deve assicurare l'angolo di circolazione desiderato per la corrente anodica e la determinazione della potenza del segnale di pilotaggio, chiamata anche *potenza di eccitazione*.

In genere vengono seguiti metodi approssimati, consistenti nel fissare alcuni elementi, determinare i rimanenti e verificare se l'amplificatore funziona nelle condizioni desiderate e fornisce le prestazioni volute; in caso contrario, il progetto viene ripetuto modificando qualcuno degli elementi fissati e così di seguito, fino a che non si ottengono risultati soddisfacenti.

Il progetto così eseguito è sostanzialmente un progetto di massima, che poi può essere affinato con indagini approfondite sulle effettive forme d'onda, distorsioni ecc., eseguite per via grafica.

Progetto del circuito risonante anodico

Ritornando allo schema di principio di figura 4, si osserva che l'utilizzatore di resistenza R_L è accoppiato al circuito risonante anodico mediante accoppiamento induttivo.

Per comodità di trattazione, la porzione di circuito anodico che ci interessa è riportata in figura 12.

Indicando con R_{s1} la resistenza serie dell'induttanza L_1 , trascurando la resistenza serie dell'induttanza L_2 (di solito molto piccola rispetto a R_L) e indicando con M la mutua induttanza, l'effetto del circuito secondario sul primario, equivale ad una impedenza Z_{12} posta in serie a L_1 , di valore:

$$\begin{aligned} Z_{12} &= \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L + j\omega_0 L_2} = \\ &= \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L^2 + \omega_0^2 L_2^2} R_L - j\omega_0 L_2 \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L^2 + \omega_0^2 L_2^2} \end{aligned} \quad (15)$$

dove $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, essendo k il coefficiente di accoppiamento fra le due bobine e ω_0 è la pulsazione corrispondente alla frequenza di lavoro.

La (15) equivale ad una resistenza:

$$R_{12} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L^2 + \omega_0^2 L_2^2} R_L = \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_L^2 + \omega_0^2 L_2^2} R_L \quad (16)$$

e ad una reattanza:

$$X_{12} = \omega_0 L_2 \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L^2 + \omega_0^2 L_2^2} = \frac{\omega_0^3 L_2^2 L_1 k^2}{R_L^2 + \omega_0^2 L_2^2} \quad (17)$$

di segno opposto a quella dell'induttanza L_1 .

Poiché le induttanze L_1 e L_2 sono accoppiate in aria, date le alte frequenze di lavoro (un accoppiamento in ferro darebbe luogo a perdite enormi), il coefficiente di

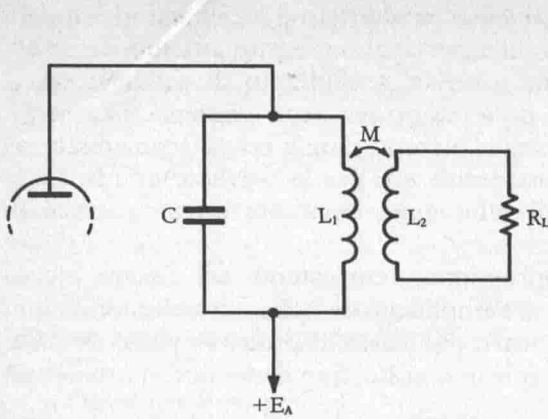


Fig. 12. - Circuito risonante anodico di un amplificatore in classe C.

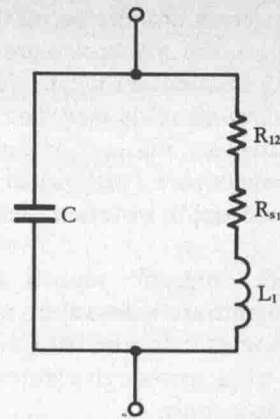


Fig. 13. - Circuito risonante anodico in cui l'effetto del secondario è riportato al primario.

accoppiamento risulta molto basso, inoltre la reattanza della bobina secondaria non è affatto grande rispetto a R_L . Ciò fa sì che la reattanza X_{12} influenzi di poco la reattanza della bobina primaria. Il circuito primario, può essere quindi schematizzato tenendo conto dell'effetto del secondario con buona approssimazione come in figura 13.

La potenza P_c convertita in alternata viene dissipata nella resistenza $R_t = R_{12} + R_{s1}$, però la porzione effettivamente utilizzata P_u , risulta quella assorbita dalla R_{12} , mentre quella assorbita da R_{s1} risulta dissipata nel primario del circuito risonante.

Indicando con I_{LM} l'ampiezza della corrente circolante nell'induttanza L_1 , si ha:

$$P_c = I_{LM}^2 (R_{s1} + R_{12}) / 2 \quad (18)$$

e:

$$P_u = I_{LM}^2 R_{12} / 2 \quad (19)$$

Il rendimento di trasferimento energetico η_t dal primario al secondario risulta quindi:

$$\begin{aligned} \eta_t &= \frac{P_u}{P_c} = \frac{I_{LM}^2 R_{12}}{2} \cdot \frac{2}{I_{LM}^2 (R_{s1} + R_{12})} = \\ &= \frac{R_{12}}{R_{s1} + R_{12}} = 1 - \frac{R_{s1}}{R_{s1} + R_{12}} \end{aligned} \quad (20)$$

Se ora si indica con Q il coefficiente di risonanza del circuito primario a vuoto, cioè in assenza del secondario:

$$Q = \omega_o L_1 / R_{s1} \quad (21)$$

e con Q_c il coefficiente di risonanza a carico, cioè tenendo conto dell'effetto del secondario:

$$Q_c = \omega_o L_1 / (R_{s1} + R_{12}) \quad (22)$$

la (20) può essere posta nella forma:

$$\eta_t = 1 - \frac{\frac{R_{s1}}{\omega_o L_1} \cdot \omega_o L_1}{R_{s1} + R_{12}} = 1 - \frac{Q_c}{Q} \quad (23)$$

Dalla (23) si osserva che per avere un buon rendimento nel trasferimento di energia dal primario al secondario, occorre che la bobina del circuito primario abbia un coefficiente di bontà Q molto elevato e che il fattore di risonanza a carico Q_c sia basso. Non si deve però esagerare in questo senso, perché quando il valore di Q_c è basso il circuito risonante risulta poco selettivo e la forma d'onda di tensione si discosta da quella sinusoidale; in altri termini le distorsioni di seconda e terza armonica non sono più trascurabili.

In pratica si verifica che quando il valore di Q_c è superiore a $10 \div 15$, la distorsione totale risulta inferiore al 5%, per cui Q_c viene di solito fissato proprio intorno al valore $10 \div 15$.

Poiché in genere è possibile ottenere un valore del fattore di bontà Q della bobina primaria dell'ordine di $200 \div 300$, risulta che di solito il valore di η , si aggira intorno al 95%.

Il progetto del circuito anodico può essere eseguito fissando i valori di Q e Q_c e conoscendo quello della resistenza di utilizzazione R_L .

Indicando con R_p la resistenza parallelo del circuito:

$$R_p = \omega_o^2 L_1^2 / (R_{s1} + R_{12}) = Q_c \omega_o L_1 \quad (24)$$

e osservando che essa assorbe l'intera potenza P_c convertita in alternata risulta (fig. 14):

$$P_c = V_{AM}^2 / 2R_p \quad (25)$$

da cui:

$$R_p = V_{AM}^2 / 2P_c \quad (26)$$

Nota R_p , dalla (24) si ricava:

$$L_1 = R_p / \omega_o Q_c \quad (27)$$

essendo $\omega_o = 2\pi f_o$, la pulsazione fondamentale del segnale.

Poiché il circuito risonante deve essere accordato sulla frequenza f_o , dalla relazione:

$$\omega_o^2 = 1/L_1 C$$

si ricava:

$$C = 1/\omega_o^2 L_1 \quad (28)$$

Avendo fissato il Q della bobina primaria, si può ricavare il valore di R_{s1} dalla relazione:

$$R_{s1} = \omega_o L_1 / Q \quad (29)$$

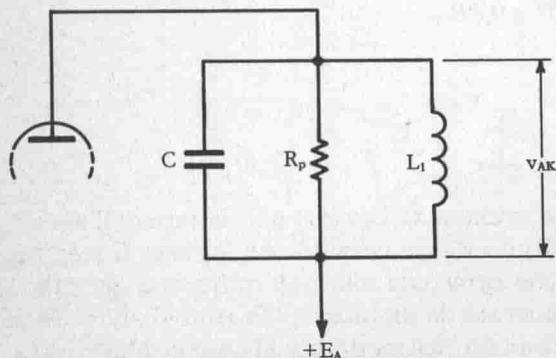


Fig. 14. - Circuito risonante anodico con resistenza riportata in parallelo.

e poich :

$$R_{s1} + R_{12} = \omega_o L_1 / Q_c \quad (30)$$

per differenza si ricava il valore di R_{12} .

Ora dalla relazione (16), in cui tutti i termini sono noti, ad eccezione di L_2 e del coefficiente di accoppiamento k , scelto ad esempio un valore di L_2 , si pu  ricavare il coefficiente di accoppiamento e viceversa. Il calcolo deve essere eseguito per tentativi fino a che non si ottengono valori accettabili.

Esempio:

In un amplificatore in classe C, la potenza convertita in alternata sia $P_c = 16,4$ kW e la tensione alternativa anodica $V_{AM} = 5375$ V; supponendo che l'utilizzatore sia un'antenna di resistenza equivalente $R_L = 75 \Omega$, fissando $Q = 200$ e $Q_c = 12,5$ e sapendo che la frequenza del segnale   $f_o = 1,59$ MHz ($\omega_o = 2\pi \cdot 1,59 \cdot 10^6 = 10^7$ rad/sec), dalla (26) si ricava:

$$R_p = V_{AM} / 2P_c = 5375^2 / 2 \cdot 16,4 \cdot 10^3 = 880 \Omega$$

e dalla (27):

$$L_1 = R_p / \omega_o Q_c = 880 / 10^7 \cdot 12,5 \cong 7 \mu\text{H}$$

$$C = 1 / 10^{14} \cdot 7 \cdot 10^{-6} \cong 1400 \text{ pF}$$

Essendo $Q = 200$, dalla (29) risulta:

$$R_{s1} = 10^7 \cdot 7 \cdot 10^{-6} / 200 = 0,35 \Omega$$

e dalla (30):

$$R_{s1} + R_{12} = 10^7 \cdot 7 \cdot 10^{-6} / 12,5 = 5,6 \Omega$$

per cui:

$$R_{12} = 5,6 - 0,35 = 5,25 \Omega$$

Fissando ora $L_2 = 1 \mu\text{H}$, dalla (16) si ottiene la relazione:

$$k^2 = \frac{R_{12}(R_L^2 + \omega_o^2 L_2^2)}{\omega_o^2 L_1 L_2 R_L} = \frac{5,25(75^2 + 10^{14} \cdot 10^{-12})}{10^{14} \cdot 7 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-6} \cdot 75} = 0,572$$

da cui:

$$k = \sqrt{0,572} = 0,756$$

Poich  un accoppiamento cos  stretto fra bobine in aria   difficilmente ottenibile, occorre scegliere diversamente il valore di L_2 . Fissando allora $L_2 = 10 \mu\text{H}$, si ha:

$$k^2 = \frac{5,25(75^2 + 10^{14} \cdot 10^{-10})}{10^{14} \cdot 7 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-5} \cdot 75} = 0,157$$

e quindi:

$$k = \sqrt{0,157} = 0,396$$

che   un valore pi  facilmente realizzabile.

Progetto del circuito d'ingresso

Il circuito d'ingresso di un amplificatore in classe C, come si pu  notare dall'esame dello schema di principio di figura 4,   costituito da un circuito che fornisce il segnale alternativo di pilotaggio e da un circuito che provvede alla polarizzazione del tubo.

Il segnale alternativo d'ingresso viene generato da un preamplificatore il quale deve fornire una tensione di ampiezza V_{GM} determinata nel modo gi  visto e con associata

una potenza di eccitazione P_e , pure determinata. Normalmente il progetto del preamplificatore è del tutto simile a quello dell'amplificatore in classe C già visto (poiché la potenza P_e è spesso elevata, anche il preamplificatore di solito lavora in classe C), in cui la resistenza di utilizzazione R'_L non è altro che la resistenza equivalente d'ingresso R_1 , fornita dalla relazione:

$$R_i = \frac{V_{GM}}{I_{GM}} \quad (31)$$

Nel caso che la potenza di eccitazione P_e sia limitata, può essere impiegato un preamplificatore funzionante in classe B o AB.

Per quanto riguarda il circuito che deve fornire la tensione di polarizzazione V_{GO} , occorre in primo luogo notare che non è possibile pensare ad un circuito di polarizzazione automatica $R_k \div C_k$, come nel caso degli amplificatori di segnale, in quanto la resistenza R_k sarebbe percorsa dalla componente continua I_{Am} della corrente anodica e la potenza in essa dissipata risulterebbe notevole.

Osservando però che circola corrente anche nel circuito di griglia, è possibile utilizzarla, disponendo un gruppo $R_g \div C_g$ in serie sul circuito di griglia, secondo lo schema di figura 15. In tal caso la componente continua I_{Gm} della corrente di griglia determina sulla R_g una caduta di tensione con le polarità indicate in detta figura e che porta la griglia a potenziale negativo rispetto al catodo. La resistenza R_g deve essere dimensionata in modo che:

$$I_{Gm} R_g = -V_{GO} \quad (32)$$

Il condensatore C_g ha lo scopo di cortocircuitare le componenti alternative della corrente di griglia e viene quindi dimensionato in modo che la sua reattanza sia non più di 1/50 della resistenza R_g . Una semplice formula di dimensionamento è data dalla:

$$C_g = 10/R_g \cdot f_o \quad (33)$$

essendo f_o , al solito, la frequenza di lavoro.

È anche da notare che il gruppo $R_g \div C_g$ ha un effetto di autocontrollo sulle variazioni di ampiezza del segnale d'ingresso. Se infatti l'ampiezza V_{GM} della tensione d'ingresso tendesse ad aumentare, l'aumento di V_{Gmax} che ne conseguirebbe, darebbe luogo ad un aumento di I_{Gmax} e quindi di I_{Gm} , la quale però produrrebbe un aumento di V_{GO} , che a sua volta ridurrebbe il valore di V_{Gmax} , compensando in gran parte la variazione iniziale.

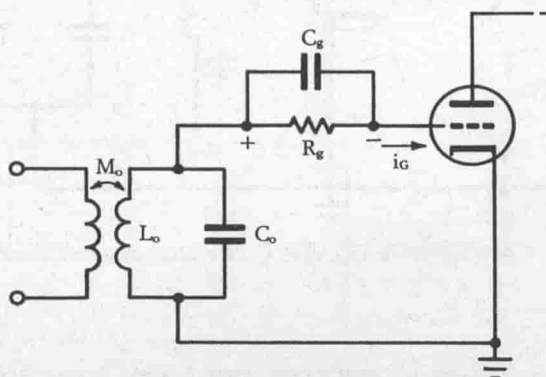


Fig. 15. - Circuito di griglia con gruppo di polarizzazione automatica.

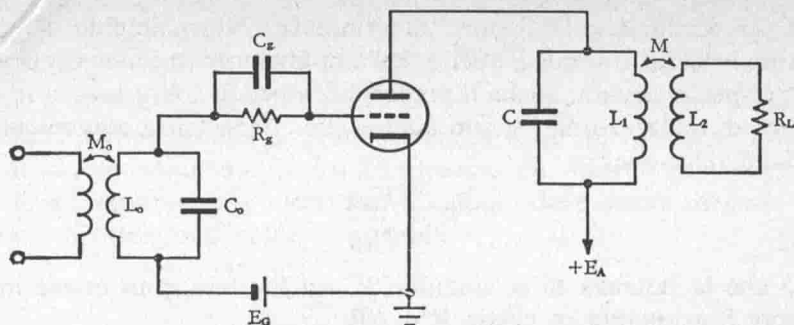


Fig. 16. - Schema completo di circuito di polarizzazione di un amplificatore in classe C.

Il tipo di polarizzazione ora illustrato ha però un grave inconveniente nel caso che venga a mancare il segnale d'ingresso. In tali condizioni I_{Gm} diventa nullo e V_{GO} va a zero. Ciò provoca un forte aumento della corrente anodica, in quanto il tubo risulta alimentato con $V_{GK} = 0$, con il pericolo di oltrepassare i limiti di dissipazione consentiti. Si può ovviare a tale inconveniente o prevedendo un dispositivo di protezione tale da interporre il circuito anodico quando viene a mancare il segnale d'ingresso, oppure impiegando una polarizzazione mista, cioè in parte con un gruppo $R_g \div C_g$, in parte con una batteria E_G o con una polarizzazione catodica $R_k \div C_k$ (ad esempio $2/3 V_{GO}$ può essere fornita dal gruppo $R_g \div C_g$ e $1/3 V_{GO}$ da una batteria E_G o da un gruppo $R_k \div C_k$).

Lo schema completo di un amplificatore di potenza in classe C si presenta perciò come in figura 16. In esso la bobina di induttanza L_1 è percorsa dalla componente continua di corrente e il condensatore C non ha alcuna armatura a massa. Per questa ragione si ricorre spesso ad una alimentazione in parallelo secondo lo schema di figura 17, in cui L è una induttanza di reattanza molto elevata rispetto alla resistenza parallelo R_p del circuito risonante anodico e C_a una reattanza trascurabile alla frequenza f_o , così mentre il segnale continuo non passa per il circuito risonante anodico, quello alternativo non passa attraverso l'alimentatore che fornisce la E_A .

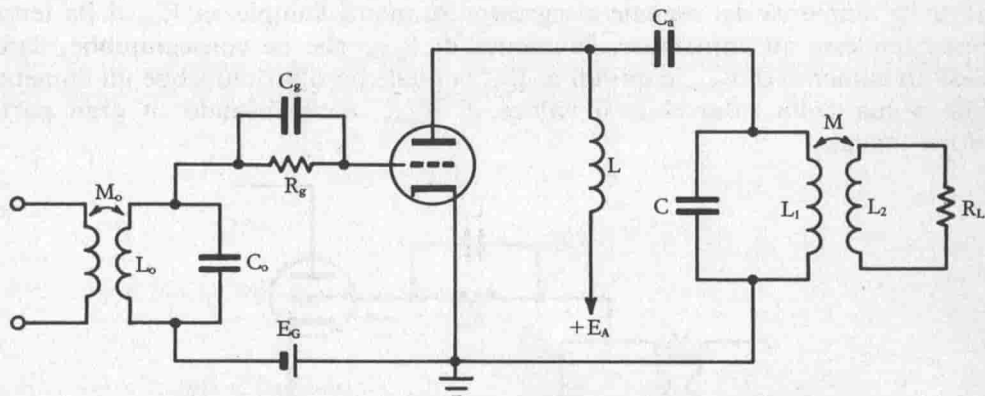


Fig. 17. - Amplificatore in classe C con alimentazione parallelo.

Neutralizzazione

Gli amplificatori in classe C realizzati con triodi sono soggetti ad un grosso inconveniente dovuto alla capacità interelettrodica C_{ag} che per *effetto Miller* riporta

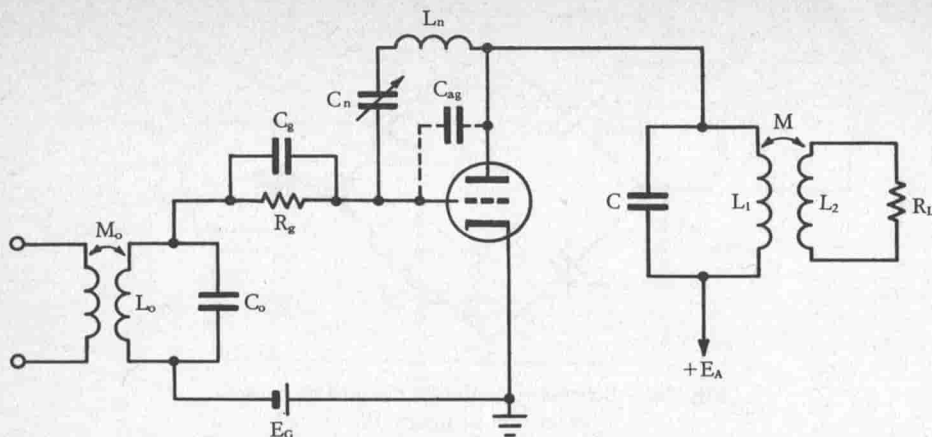


Fig. 18. - Amplificatore di potenza in classe C con circuito di neutralizzazione.

all'ingresso una impedenza, che nel caso di carico induttivo (circuito risonante accordato ad una frequenza inferiore ad f_o) presenta una componente resistiva negativa che può dar luogo ad un innesco di autooscillazioni estremamente dannose.

Poiché è praticamente impossibile accordare esattamente al valore f_o i circuiti risonanti, il fenomeno descritto ha alta probabilità di verificarsi a meno che non si prendano opportuni provvedimenti introducendo circuiti chiamati di *neutralizzazione* appunto perché hanno la proprietà di *neutralizzare* l'effetto della C_{ag} .

Un circuito di neutralizzazione molto semplice è costituito da una induttanza L_n posta fra anodo e griglia, come indicato in figura 18, con in serie una capacità C_n aggiustabile, che ha lo scopo sia di impedire che la componente continua della tensione anodica (E_A) si ritrovi sulla griglia, sia di aggiustare il valore della reattanza induttiva di L_n .

Tale valore deve essere fissato in modo che costituisca con la capacità C_{ag} un circuito risonante parallelo accordato alla frequenza f_o , per cui la reattanza che collega l'anodo con la griglia diventa enormemente elevata e il segnale che dal circuito di uscita ritorna su quello d'ingresso diventa trascurabile; la reattanza C_{ag} è stata in tal modo neutralizzata da una induttiva di ugual valore.

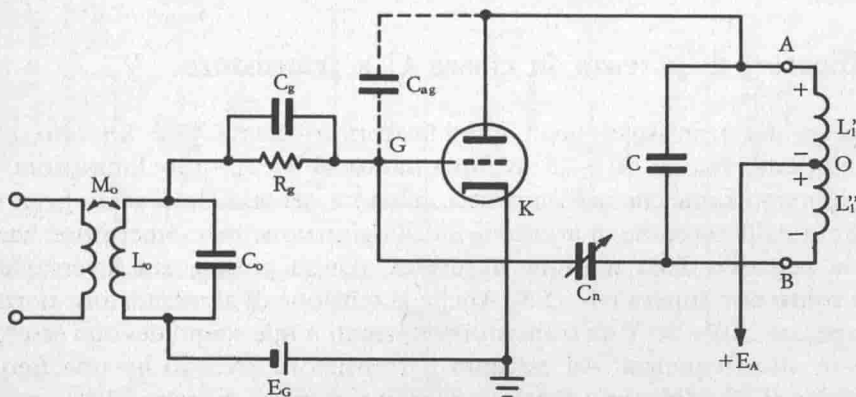


Fig. 19. - Amplificatore in classe C, con circuito di neutralizzazione realizzato con la capacità C_n .

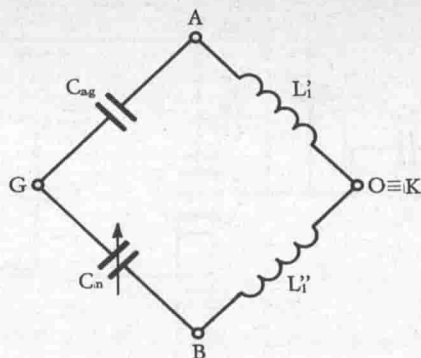


Fig. 20. - Schema a ponte del circuito di neutralizzazione di figura 19.

Un altro metodo di neutralizzazione è fornito dal circuito di figura 19, in cui la bobina di induttanza L_1 è alimentata attraverso una sua presa centrale, in modo che, rispetto a massa (il potenziale alternativo della presa centrale è nullo), gli estremi A e B della bobina hanno potenziali alternativi uguali, ma di segno opposto. Connettendo un condensatore C_n fra il punto B e la griglia del tubo, dal circuito anodico viene riportato in griglia un segnale di segno opposto a quello riportato dalla C_{ag} connessa al punto A. Se si aggiusta C_n in modo che i due segnali siano di uguale ampiezza essi si annullano a vicenda e quindi viene a sparire l'interazione fra il circuito di uscita e quello d'ingresso.

Il circuito di figura 19 può essere esaminato anche sotto un altro punto di vista, osservando che le due parti in cui è stata divisa l'induttanza L_1 e le capacità C_{ag} e C_n , costituiscono un ponte, come indicato in figura 20.

Poiché il punto O, per le componenti alternative è a potenziale di massa, quando il ponte è in equilibrio, un segnale sul circuito di uscita (punti A e B) non dà luogo ad alcuna tensione sul circuito d'ingresso (punti G e O), per cui il tutto risulta come se uscita e ingresso non fossero collegati da impedenza alcuna.

Per l'equilibrio del ponte occorre che:

$$j\omega_o L'' / j\omega_o C_{ag} = j\omega_o L' / j\omega_o C_n$$

ovvero che:

$$C_n = C_{ag} L'_1 / L''_1 \quad (34)$$

5. Amplificatori di potenza in classe C a transistori

L'impiego dei transistori negli amplificatori in classe C è limitato a potenze piuttosto modeste, fino a $50 \div 75$ W, in quanto si incontrano limitazioni sia nelle tensioni di alimentazione che nell'ampiezza massima del segnale di pilotaggio. Quest'ultima è limitata dalla tensione di *breakdown* della giunzione base-emettitore, che durante la semionda negativa della tensione applicata, risulta polarizzata inversamente; tale tensione di solito non supera i $4 \div 5$ V. Anche la tensione di alimentazione normalmente non può superare i $70 \div 80$ V e i transistori impiegati a tale scopo devono essere adatti a funzionare in alta frequenza. Ad esempio il transistor 2N3950 ha una frequenza di funzionamento di 50 MHz, una tensione di alimentazione di circa 30 V e può erogare una potenza di 50 W.

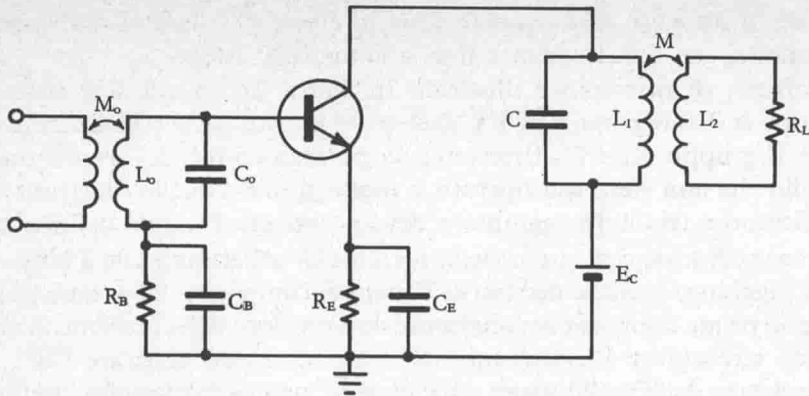


Fig. 21. - Schema di un amplificatore in classe C a transistori.

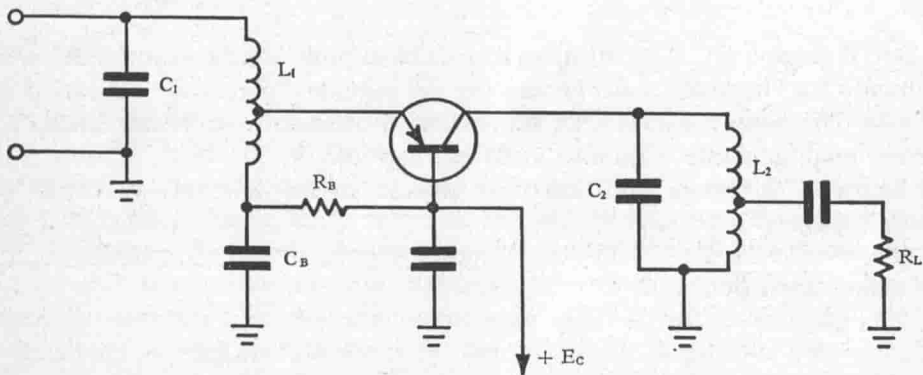


Fig. 22. - Schema di amplificatore in classe C con transistore collegato a base comune.

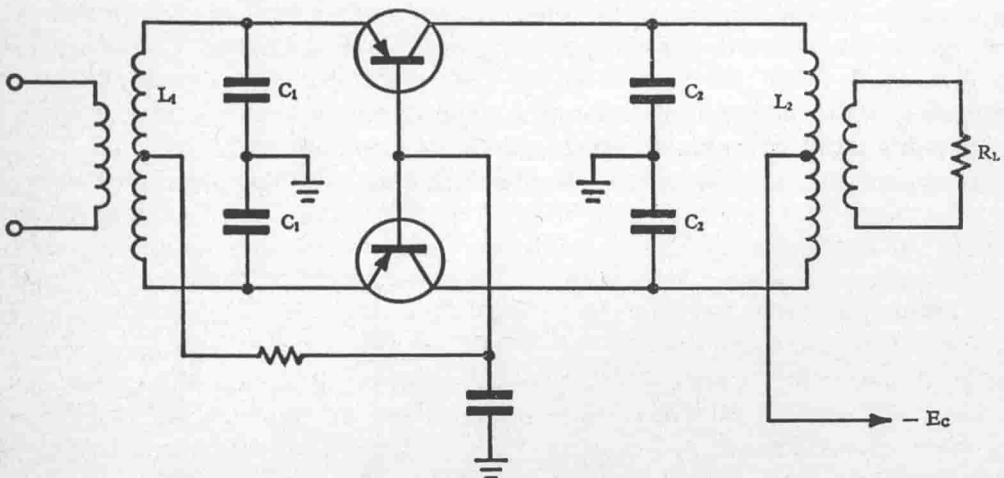


Fig. 23. - Amplificatore in classe C con transistori collegati in *push-pull*.

L'uso dei transistori negli amplificatori in classe C è limitato ai trasmettitori di potenza modesta, ma con frequenze fino a circa 1000 MHz.

Uno schema di principio è illustrato in figura 21, in cui si è fatto uso di un transistor tipo *NPN*. Il gruppo $R_E \div C_E$ serve per la necessaria stabilizzazione termica e insieme con il gruppo $R_B \div C_B$ determina la polarizzazione del transistor.

Lo studio che non viene qui ripetuto, è molto simile a quello illustrato a proposito degli amplificatori a triodi. In aggiunta si deve notare che l'angolo di circolazione della corrente di base coincide con quello della corrente di collettore e che a tensione minima di collettore raggiunge qualche decimo di V, per cui l'ampiezza della tensione alternativa di collettore, in prima approssimazione coincide col valore della tensione di alimentazione E_C . In tali circostanze il *rendimento di conversione* può superare l'80%.

Come nel caso dell'amplificatore a triodi, si ha una *interazione* fra circuito di uscita e circuito d'ingresso, di cui si è già parlato a proposito degli amplificatori selettivi, quindi di solito occorrono *circuiti di neutralizzazione*.

L'effetto di tale interazione viene ridotto impiegando transistori con connessione a base comune. Uno schema è riportato in figura 22, in cui è impiegato un transistor *PNP*.

In esso il gruppo C_B, R_B costituisce il circuito di polarizzazione automatica, mentre l'adattamento fra l'impedenza del generatore del segnale d'ingresso e del carico R_L con l'impedenza d'ingresso e d'uscita del transistor, è ottenuto con trasformatore a presa intermedia, analogamente a quanto visto nel capitolo X.

In figura 23 è invece riportato uno schema di amplificatore in classe C, con transistori collegati in *push-pull*.

In questo caso il collegamento con i circuiti d'ingresso e d'uscita viene eseguito con accoppiamenti induttivi.

CAPITOLO DICIANNOVESIMO

ALIMENTATORI

1. Generalità

Di solito i circuiti contenenti dispositivi elettronici hanno bisogno, per il loro funzionamento, di generatori di f.e.m. continua.

I generatori di tensione continua più diffusi sono le pile e gli accumulatori, però, pur avendo il vantaggio di essere autonomi e quindi utili per le apparecchiature portatili, hanno lo svantaggio di essere pesanti, ingombranti e necessitano di un frequente ricambio, poiché, si esauriscono dopo un certo numero di ore di funzionamento.

Spesso è molto più comodo poter alimentare i vari circuiti attraverso la normale rete di distribuzione dell'energia elettrica, per mezzo di dispositivi che, assorbendo potenza alternata, producano potenza continua, cioè *partendo da una tensione e corrente alternata, forniscano tensione e corrente continua*.

Tali dispositivi prendono il nome di *alimentatori* e sono in pratica largamente diffusi.

Da quanto si è visto nel paragrafo 15 del capitolo IV, con riferimento di figura 27, riportata in figura 1, appare che se si considera la resistenza R come circuito utilizzatore, questa risulta percorsa da una corrente che è diretta sempre nello stesso senso ed ha un valor medio non nullo. Ne consegue che nella corrente assorbita dalla resistenza R e nella tensione ai suoi capi è presente una *componente continua* e quindi lo schema di figura 1 costituisce un esempio molto rudimentale di alimentatore in cui la f.e.m. e rappresenta la tensione di rete.

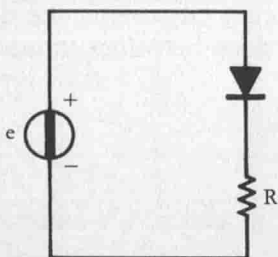


Fig. 1. - Circuito raddrizzatore a una semionda.

In realtà, oltre alla componente continua, nella tensione (e quindi anche nella corrente, essendo legate da una relazione di proporzionalità) sono presenti delle componenti alternate, di frequenza pari a quella della tensione di alimentazione e multiple di essa. Quasi sempre queste componenti alternate non sono tollerate se non in minima parte, per cui gli alimentatori devono essere realizzati in modo da ottenere la sola componente continua con al più un modesto residuo di componenti alternate.

A tale scopo si introduce negli alimentatori il concetto di ronzio e si definisce un *fattore di ronzio* r , che è dato dal rapporto fra il valore efficace delle componenti alternate e il valore della componente continua forniti dall'alimentatore.

Il *fattore di ronzio* r che può essere tollerato dipende dal tipo di circuito che deve essere alimentato: nei circuiti meno sensibili può essere sufficiente un *fattore di ronzio* di qualche per cento, mentre in altri non può essere superiore a qualche per mille.

Infine occorre notare che il valore della tensione di rete è spesso fisso (220 V), mentre il valore della tensione continua richiesta dall'apparato che deve essere alimentato può variare entro larghi limiti da pochi volt a parecchie centinaia di volt. L'ostacolo si può superare, facendo uso di un trasformatore, che alimentato sul primario dalla rete, fornisca al secondario una tensione alternata che permetta di ottenere la componente continua desiderata e, nello stesso tempo di isolare la rete dal circuito in continua.

Esempio:

Facendo uso dello schema di figura 1, supponendo che il diodo sia del tipo a giunzione, se si vuole ottenere una componente continua V_g sull'utilizzatore R pari a 24 V, tenendo presente che tale componente coincide col valor medio V_{Rm} di tensione e che questo è legato al valor massimo V_M ($V_M = E_M$, essendo trascurabile la caduta di tensione nel diodo) dalla relazione:

$$V_{Rm} = V_M / \pi = E_M / \pi$$

si ricava:

$$E_M = \pi V_{Rm} = \pi \cdot 24 = 75,4 \text{ V}$$

Il valor efficace che deve fornire il secondario del trasformatore sarà quindi:

$$E = E_M / \sqrt{2} = 75,4 / \sqrt{2} = 53,5 \text{ V}$$

Se ora si tiene presente il circuito studiato al paragrafo 17, capitolo IV (fig. 35), si può notare che dopo un certo tempo dall'istante in cui è stata applicata la f.e.m. e , il condensatore si è caricato ad una tensione di valore pari a quello massimo E_M della f.e.m. applicata e che tale tensione si mantiene costante.

Il dispositivo costituisce anch'esso uno schema di alimentatore il quale fornisce questa volta una tensione continua priva di ronzio. Questo fatto è però puramente illusorio, in quanto l'alimentatore funziona a vuoto. Infatti la tensione continua prodotta dovrebbe servire per alimentare dei circuiti elettronici, che di solito hanno comportamento resistivo e che costituiscono il carico dell'alimentatore.

2. Alimentatore a una semionda

Indicando con R la resistenza equivalente al carico, un alimentatore ad una semionda si presenta come in figura 2.

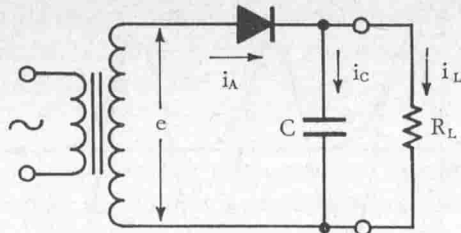


Fig. 2. - Schema di principio di un alimentatore.

Il circuito è ancora simile a quello di figura 35 del capitolo IV, con la variante della resistenza R in parallelo al condensatore C e il suo comportamento può essere spiegato in maniera analoga. Infatti, supponendo ancora di considerare come istante iniziale quello in cui la f.e.m. e applicata inizia la semionda positiva (fig. 3), il diodo risulta polarizzato direttamente e il condensatore può iniziare a caricarsi. Questa volta la corrente nel diodo non va tutta a caricare il condensatore, ma una parte di essa viene assorbita dalla resistenza R .

Il condensatore termina la sua carica nell'istante in cui la tensione ai suoi capi uguaglia la f.e.m. e . A questo punto, però pur essendo il diodo polarizzato inversamente, *il condensatore non resta carico al massimo valore raggiunto, ma tende a scaricarsi sulla resistenza*. La scarica avviene con legge esponenziale e la sua entità dipende dalla costante di tempo RC ; se questa è grande (almeno una decina di volte il periodo dell'onda sinusoidale) la scarica è molto modesta. Il condensatore riprende a caricarsi nell'istante in cui la f.e.m. e supera la tensione v_C del condensatore. L'andamento della tensione v_C è riportato in figura 3..

La situazione di regime si stabilisce quando si raggiunge un equilibrio fra l'entità della carica e quella della scarica; infatti man mano che la tensione ai capi del condensatore

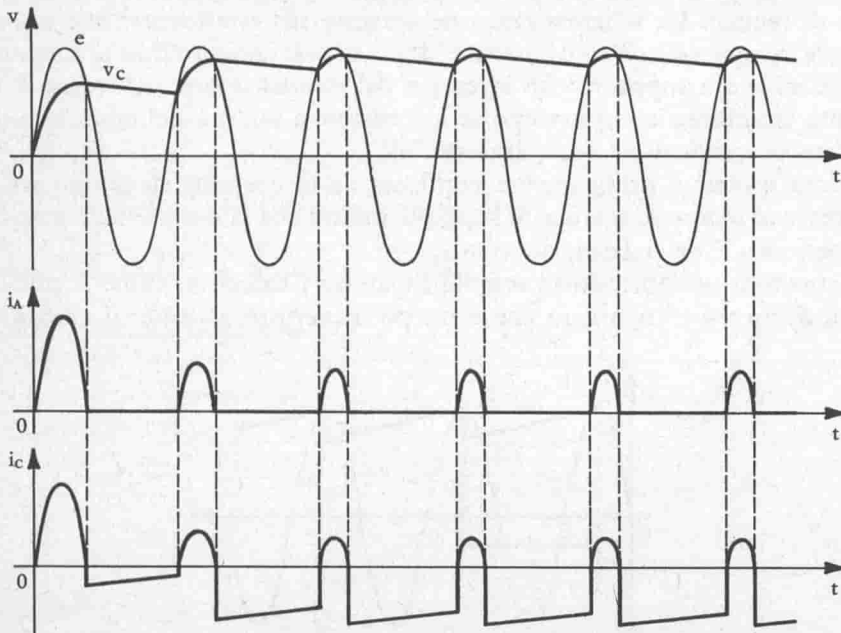


Fig. 3. - Andamento della tensione ai capi del condensatore e della corrente nel diodo nel circuito di figura 2.

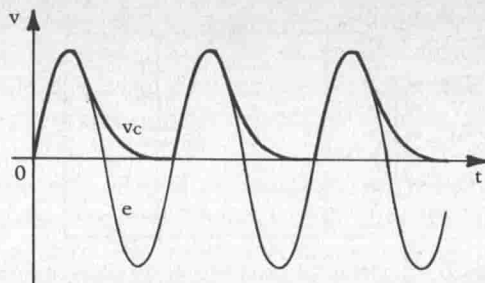


Fig. 4. - Forma d'onda della tensione v_c , nel caso in cui RC sia piccolo rispetto al periodo della f.e.m. e .

cresce, i guizzi di corrente che lo caricano vanno diminuendo in ampiezza e durata (fig. 4), mentre la corrente di scarica va aumentando sia in ampiezza che in durata. Si comprende quindi che ad un certo istante si raggiunge una situazione per cui la carica elettrica apportata durante la conduzione del diodo uguaglia quella perduta dal condensatore nella fase di scarica.

La tensione v_c ai capi del condensatore, che è anche quella fornita dall'alimentatore all'utilizzatore R , presenta un'ondulazione che è tanto più modesta quanto più grande è la costante di tempo RC rispetto al periodo della tensione alternata. Se infatti così non fosse, cioè se la costante di tempo RC fosse molto più piccola del periodo della tensione e , si avrebbe una situazione del tipo di quella illustrata in figura 4, cioè il condensatore, durante la fase in cui il diodo non conduce si scarica completamente e all'inizio di un successivo periodo il fenomeno si ripete con il condensatore inizialmente scarico.

L'alimentatore ora esaminato è quindi in grado di fornire ad un utilizzatore una tensione continua con sovrapposto un certo ronzio.

Il calcolo del fattore di ronzio può essere fatto con una certa approssimazione se si schematizza il fenomeno come indicato in figura 5, supponendo che il circuito sia in condizioni di regime. La schematizzazione consiste nel considerare che la scarica del condensatore avvenga a *corrente costante*, dopo essersi caricato fino al massimo valore E_M , il che equivale a supporre che la carica del condensatore attraverso il diodo sia praticamente istantanea e ciò avviene se la resistenza interna del circuito e quella del diodo in fase di conduzione sono trascurabili.

La prima ipotesi è praticamente verificata se la costante di tempo RC è molto grande rispetto al tempo di scarica. Si suppone inoltre che la durata della scarica sia pari all'intero periodo T della f.e.m. alternata.

L'approssimazione introdotta semplifica molto i calcoli e, come si può osservare dalla figura 5, fornisce un ronzio che è un po' superiore al reale; il calcolo è quindi

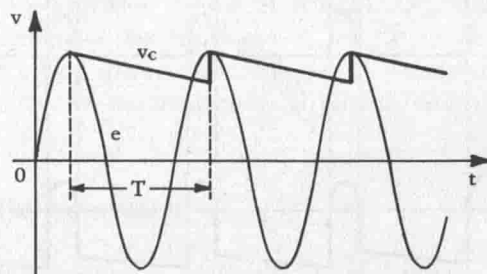


Fig. 5. - Schematizzazione della forma d'onda di tensione v_c di figura 3.

cautelativo. La forma d'onda che si ottiene risulta quella di un dente di sega decrescente. Per calcolare la sua ampiezza occorre in primo luogo determinare la corrente I che il condensatore eroga alla resistenza R . È:

$$I = E_M / R \quad (1)$$

Poiché si suppone che tale corrente resti costante durante la scarica e che questa duri un tempo T , la carica Q perduta dal condensatore risulta:

$$Q = I \cdot T = E_M T / R \quad (2)$$

La diminuzione di tensione ai capi del condensatore è data dal rapporto Q/C fra la carica perduta e la sua capacità e coincide con l'ampiezza del dente di sega A :

$$A = Q/C = E_M T / RC \quad (3)$$

e la tensione minima V_{Cmin} raggiunta dal condensatore alla fine del periodo di scarica risulta:

$$V_{Cmin} = E_M - A = E_M (1 - T/RC)$$

La tensione continua E fornita dall'alimentatore è data dalla media dei valori massimo E_M e minima V_{Cmin} della tensione v_C :

$$\begin{aligned} E &= (E_M + V_{Cmin})/2 = [E_M + E_M (1 - T/RC)]/2 = \\ &= E_M (1 - T/2RC) \end{aligned} \quad (4)$$

Si noti che, nell'ipotesi considerata di $RC \gg T$, la E differisce di poco dal valore E_M . Si può inoltre dimostrare che il valore efficace della tensione di ronzio V_r vale (*):

$$V_r = E_M T / 2\sqrt{3} RC \quad (5)$$

(*) Infatti con riferimento alla figura 6, l'equazione del dente di sega di ampiezza A (depurato della componente continua) vale:

$$v = A/2 - At/T$$

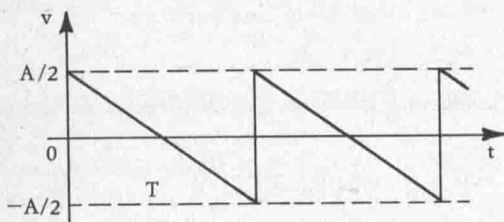


Fig. 6.

e, per definizione di valore efficace, si ha:

$$\begin{aligned} V_r &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{A}{2} - \frac{A}{T} t \right)^2 dt} = A \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{1}{2} - \frac{t}{T} \right)^2 dt} = \\ &= A \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{1}{4} - \frac{t}{T} + \frac{t^2}{T^2} \right) dt} = A \sqrt{\frac{1}{T} \left[\frac{1}{4} t - \frac{t^2}{2T} + \frac{t^3}{3T^2} \right]_0^T} = \\ &= A \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{2} + \frac{1}{3}} = A \sqrt{\frac{1}{12}} = \frac{A}{2\sqrt{3}} \end{aligned}$$

e poiché dalla (3) è:

$$A = \frac{E_M T}{RC} \quad \text{si ha:} \quad V_r = \frac{E_M T}{2\sqrt{3} RC}$$

e, poiché la componente continua vale circa E_M (se $T/RC \ll 1$), il fattore di ronzio approssimativamente risulta:

$$r \cong V_r/E_M = T/2\sqrt{3}RC \quad (6)$$

Si può infine dimostrare che, se il dente di sega costituente l'ondulazione dovuta alla scarica del condensatore ha ampiezza A , essa risulta scomponibile in *serie di Fourier*, dando luogo ad una somma di segnali sinusoidali di ampiezza riportata nella tabella seguente:

Armonica	Ampiezza
Fondamentale	A/π
II armonica	$A/2\pi$
III armonica	$A/3\pi$
IV armonica	$A/4\pi$

Esempio:

Se al secondario del trasformatore si ha una tensione alternata di valore efficace 20 V alla frequenza di 50 Hz ($T = 0,02$ sec) e se la costante di tempo RC vale 0,5 sec, l'alimentatore fornisce in base alla (4) una componente continua di valore:

$$E = \sqrt{2} \cdot 20 (1 - 0,02/2 \cdot 0,5) \cong 27,6 \text{ V}$$

con un fattore di ronzio, dalla (6):

$$r = 0,02/2\sqrt{3} \cdot 0,5 = 0,0115 = 1,15\%$$

Se l'alimentatore deve fornire all'utilizzatore una corrente $I = 0,1$ A, la resistenza R di utilizzazione vale:

$$R = E/I = 27,6/0,1 = 276 \Omega$$

Il condensatore, affinché sia $RC = 0,5$ sec, deve avere una capacità:

$$C = 0,5/276 \cong 1800 \mu\text{F}$$

Infine, considerando l'ondulazione come una tensione a dente di sega di ampiezza piccolo:

$$A = E_M T/RC = \sqrt{2} \cdot 20 \cdot 0,02/0,5 = 1,13 \text{ V}$$

l'ampiezza V_1 della fondamentale dell'ondulazione alla frequenza di 50 Hz risulta:

$$V_1 = A/\pi = 1,13/3,14 = 0,36 \text{ V}$$

Massa di un alimentatore

In un qualsiasi circuito facente uso di componenti elettronici, alcuni elementi sono spesso connessi ad un punto comune, cui è in genere collegato anche il telaio metallico che porta il circuito, se questo esiste.

Tale punto comune prende il nome di massa e viene preso come punto di riferimento per la misura delle tensioni, cioè la massa viene considerata a potenziale zero e i potenziali dei vari punti vengono riferiti a questa.

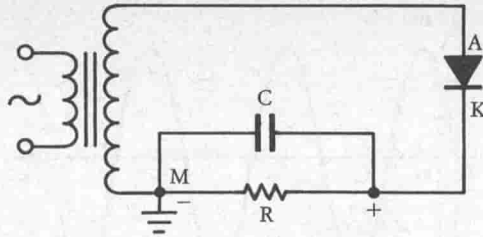


Fig. 7. - Schema di alimentatore con massa sul punto M .

È da notare che la massa non modifica la differenza di potenziale fra due punti, ma sposta solo di una costante il potenziale di tali punti.

Ad esempio se si considera il circuito di figura 7 che è lo stesso di quello di figura 2, se la massa è posta nel punto M e la tensione continua ai capi della resistenza vale E , con le polarità indicate, dato il verso della corrente in essa circolante, il potenziale di M risulta zero e quello di K vale $+E$; se invece viene posto a massa il punto K , si ha $V_K = 0$ e $V_M = -E$, comunque nei due casi la differenza di potenziale fra i due punti non cambia.

3. Raddrizzatore a doppia semionda

Riprendendo in esame lo schema di figura 1, si osserva che esso rappresenta un raddrizzatore, cioè un dispositivo che, partendo da un generatore di tensione alternata, permette di avere nell'utilizzatore (la resistenza di carico) una corrente unidirezionale. Come si è già notato, detto circuito costituisce un rudimentale alimentatore.

Il raddrizzatore di figura 1 è anche chiamato raddrizzatore a una semionda perché la corrente circola nell'utilizzatore solo durante la semionda positiva della tensione applicata. Tale circuito presenta diversi svantaggi, fra i quali quello di ottenere una componente continua di tensione sul carico che è data, come si è visto, da E_M/π , essendo E_M l'ampiezza della tensione alternata, con una fortissima percentuale di armoniche (infatti la forma d'onda di tensione sulla resistenza R ben poco assomiglia ad una tensione continua). Inoltre il circuito è sfruttato solo per una semionda, in quanto nella semionda negativa il circuito si comporta come se fosse aperto, poiché il diodo non conduce.

Gli inconvenienti citati si riducono notevolmente con il raddrizzatore a doppia semionda il cui schema è illustrato in figura 8.

Il circuito fa uso di un trasformatore dotato di una presa centrale, per cui le tensioni V_{A10} e V_{A20} sono uguali e di ampiezza metà dell'intera tensione al secondario; esse però

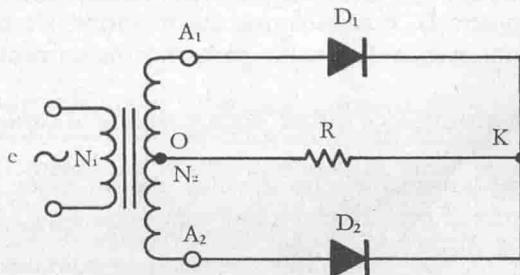


Fig. 8. - Schema di raddrizzatore a doppia semionda.

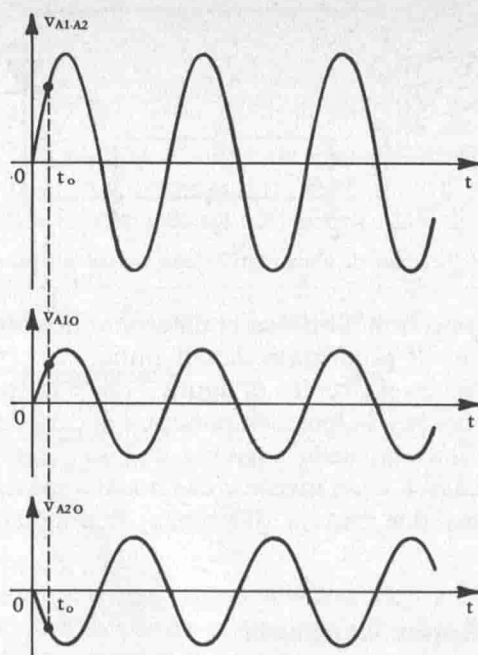


Fig. 9. - Forme d'onda sul secondario del trasformatore del circuito di figura 8.

risultano in opposizione di fase, come si può notare dalla figura 9. Infatti in un generico istante t_o in cui V_{A1A2} è positiva, il punto A_1 è positivo rispetto a A_2 ; anche il potenziale del punto O è positivo rispetto a A_2 , ma di valore metà rispetto a quello di A_1 ; segue che la differenza di potenziale fra A_1 e O è positiva ed uguale a quella fra O e A_2 . Però se si considera la differenza di potenziale fra A_2 e O , questa risulta di segno opposto a quella fra O e A_2 , quindi nell'istante considerato è $V_{A2O} = -V_{A1O}$.

In tali condizioni, durante la semionda in cui il potenziale del punto A_1 è positivo rispetto a O , il punto A_2 risulta a potenziale negativo sempre rispetto a O ; quindi il diodo D_1 è polarizzato direttamente, mentre il ramo comprendente il diodo D_2 , che è polarizzato inversamente, risulta come se fosse aperto. Durante tale semionda il circuito si comporta esattamente come quella di figura 1 e si ha circolazione di corrente nel circuito A_1KO e nella resistenza di carico R nel senso da K verso O .

Nella successiva semionda il potenziale di A_1 diventa negativo rispetto a O , mentre A_2 viene ad essere positivo. In tale fase il diodo D_2 risulta polarizzato direttamente e D_1 inversamente, per cui questa volta è come se fosse aperto il ramo comprendente D_1 . Il circuito si comporta come quello precedente con la sola differenza che la corrente circola nel circuito A_2KO , attraverso D_2 e nella resistenza R sempre da K verso O . In ambedue le semionde, quindi la resistenza R risulta percorsa da corrente sempre nello stesso verso.

L'andamento della tensione v_R e quindi della corrente ai capi del carico risulta come in figura 10.

Si può notare immediatamente che il valor medio della tensione v_R è doppio rispetto a quello che si ottiene nel circuito a una semionda e quindi, sempre trascurando le cadute di tensione nei diodi, esso vale:

$$E = 2E_M/\pi$$

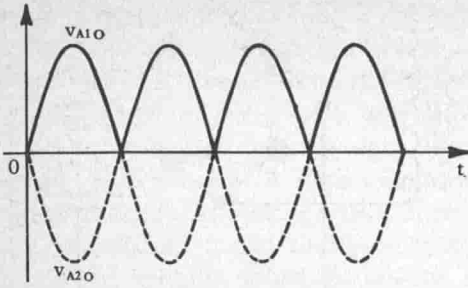


Fig. 10. - Forma d'onda di tensione ai capi della resistenza R nel raddrizzatore a doppia semionda.

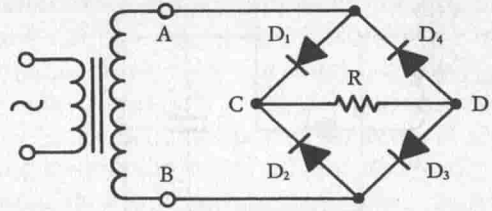


Fig. 11. - Schema di raddrizzatore a ponte.

essendo E_M l'ampiezza della tensione alternata fra un estremo del trasformatore e la sua presa centrale.

Il risultato ora illustrato si ottiene a spese di un trasformatore che ha al secondario un numero di spire doppio (infatti lavora una metà ogni semionda). Inoltre la massima tensione inversa cui è sottoposto ciascun diodo è $V_i = 2E_M$; infatti quando conduce il diodo D_1 , nell'istante in cui $V_{A10} = E_M$, anche il punto K (comportandosi D_1 come un cortocircuito) si trova a potenziale E_M rispetto a O ; nello stesso istante il punto A_2 si trova a potenziale $-E_M$ rispetto a O , quindi:

$$V_{A2K} = V_{A20} - V_{KO} = -E_M - E_M = -2E_M$$

Questi inconvenienti relativi all'utilizzazione del secondario del trasformatore e alla maggior tensione inversa che i diodi devono sopportare, possono essere superati adottando lo schema a *ponte*, illustrato in figura 11, che fa uso di quattro diodi.

Il funzionamento del circuito può essere spiegato come segue: durante la semionda positiva della tensione alternata v_{AB} sul secondario del trasformatore, il punto A è a potenziale positivo rispetto al punto B ; in tal caso i diodi D_1 e D_3 risultano polarizzati direttamente e la corrente può circolare nel circuito D_1RD_3 e nella resistenza R da C verso D . I diodi D_2 e D_4 sono invece polarizzati inversamente e la corrente non potrà circolare nei relativi rami.

Nella semionda negativa di v_{AB} , invece, il punto B passa a potenziale positivo rispetto ad A ; i diodi D_2 e D_4 risultano polarizzati direttamente e la corrente circola nel circuito D_2RD_4 e nella resistenza R sempre da C verso D . I diodi D_1 e D_3 risultano polarizzati inversamente e non lasciano passare corrente nei relativi rami.

La forma d'onda della tensione ai capi della resistenza R risulta del tutto simile a quella di figura 10, e quindi, se E_M è l'ampiezza della tensione alternata v_{AB} , il valor medio, cioè la componente continua della tensione sul carico R vale:

$$E = 2E_M/\pi$$

uguale a quello che si ottiene nella soluzione a doppia semionda, con la differenza che ora è $v_{AB} = v_{A1A2}/2$, cioè il secondario del trasformatore, nella soluzione a ponte ha un numero di spire metà rispetto a quello precedente. Inoltre la tensione inversa cui è sottoposto ciascun diodo vale: $V_i = E_M$, che è la metà rispetto alla soluzione a doppia semionda. Infatti durante la semionda positiva di v_{AB} , nell'istante in cui questa vale E_M , i diodi D_1 e D_3 si comportano come dei cortocircuiti; segue che il punto C si trova al potenziale del punto A e D al potenziale di B , quindi il diodo D_2 è sottoposto alla

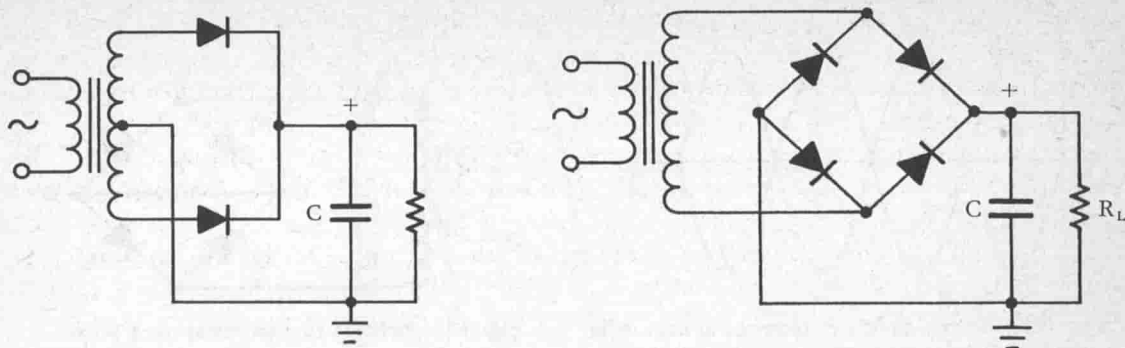


Fig. 12. - Schemi d'alimentatori a doppia semionda con condensatore in parallelo al carico.

tensione inversa $v_{CB} = v_{AB}$ e D_4 alla tensione $v_{AD} = v_{AB}$. Analogo ragionamento si può fare durante la tensione negativa di v_{AB} in cui sono polarizzati inversamente i diodi D_1 e D_3 .

La soluzione a ponte è spesso preferita rispetto a quella a una semionda, perché, pur impiegando quattro diodi invece di due, il costo complessivo è a volte inferiore, in quanto il costo dei diodi dipende molto dalla massima tensione inversa da essi sopportabile; inoltre si ha un certo risparmio nel costo del trasformatore.

Le forme d'onda ottenute sia con il *raddrizzamento a doppia semionda*, sia con lo *schema a ponte*, presentano una componente continua abbastanza elevata (circa il 63% del valore massimo della tensione alternata), ma anche un forte contenuto di armoniche e quindi gli schemi di figura 8 e 11 non si prestano molto come *alimentatori*; però come nel caso del raddrizzamento a una semionda, anche in questi, si può apportare un notevole miglioramento, ponendo in parallelo alla resistenza R un condensatore C . Si ottengono in tal modo gli schemi di figura 12, in cui si è indicato anche il punto che normalmente viene messo a massa, volendo ottenere tensioni positive.

Ad ogni semionda il condensatore C si carica e, raggiunto un valore pari a circa E_M , si scarica sulla resistenza R , quando la tensione alternata si trova nella parte discendente della semionda.

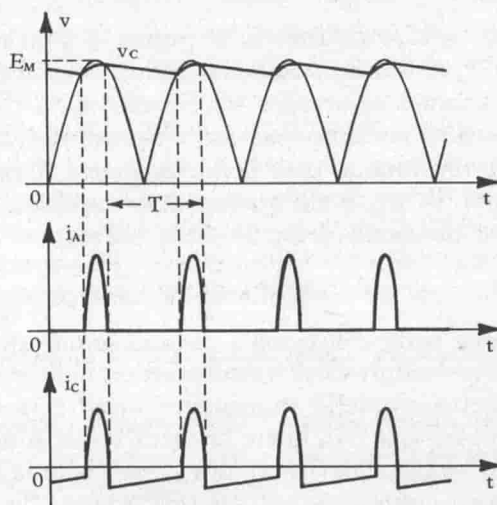


Fig. 13. - Forme d'onda di tensione e di corrente negli alimentatori di figura 12.

Il funzionamento del circuito è del tutto analogo a quello visto nel caso del raddrizzatore a una semionda e la forma d'onda ottenuta è riportata in figura 13. Anche questa volta la tensione ai capi del carico è caratterizzata da un valore della componente continua prossima a E_M e da una ondulazione che può essere approssimata ad una forma a dente di sega, per cui valgono le relazioni (3), (4), (5) e (6), con la sola variante che il tempo T di scarica del condensatore è all'incirca pari alla metà del periodo della tensione alternata, quindi, a parità di costante di tempo RC , l'ampiezza del dente di sega e di conseguenza quella delle sue componenti armoniche e del fattore di ronzio, si dimezza rispetto alla soluzione ad una semionda; inoltre la componente fondamentale dell'ondulazione risulta avere frequenza doppia della tensione alternata.

4. Filtro

Spesso il fattore di ronzio richiesto negli alimentatori è piuttosto basso e, in quelli che devono erogare correnti di una certa entità, cui corrispondono resistenze di carico R di valori modesti, il basso fattore di ronzio può essere ottenuto solo impiegando capacità di valori enormemente elevati.

Ad esempio se da un raddrizzatore a doppia semionda si vuole ottenere una tensione continua di 24 V, con una corrente di 500 mA e un fattore di ronzio $r = 1\%$, partendo da una tensione alternata di frequenza 50 Hz, applicando la (6) e tenendo presente che $T = 1/2f$ (essendo il raddrizzatore a doppia semionda), si ha:

$$RC = T/2\sqrt{3}r$$

da cui sostituendo i valori numerici e, sapendo che $R = 24/500 \cdot 10^{-3} = 48 \Omega$ e $T = 1/2 \cdot 50 = 0,01$, risulta:

$$C = 0,01/2\sqrt{3} \cdot 0,01 \cdot 48 \cong 6000 \mu F$$

Se si impiegano valori di capacità inferiori, il ronzio diventa più grande. Esso può però essere diminuito con l'impiego di *filtri*, il cui scopo è quello di ridurre i valori delle componenti alternate, lasciando inalterato quello della componente continua.

I filtri più comunemente impiegati sono quelli RC e LC .

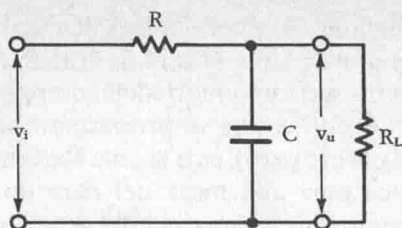
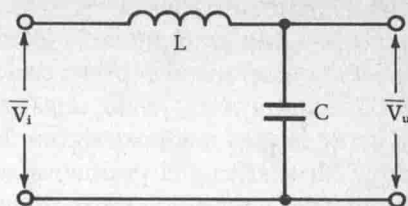
I primi sono già stati esaminati nel capitolo II, paragrafo 2 e sono costituiti da una resistenza R e una capacità C , collegati secondo lo schema di figura 20 del capitolo II; si è anche visto che il tipo di filtro esaminato prende il nome di filtro *passa-basso*, perché attenua i segnali alternativi tanto più quanto maggiore è la loro frequenza, mentre lascia passare inalterati i segnali continui. Ciò però è valido se l'uscita del filtro è a vuoto.

In presenza di una resistenza di carico R_L , infatti, la componente continua subisce un'attenuazione, poiché, come si può osservare dalla figura 14, la resistenza R del filtro risulta percorsa da corrente continua e quindi ai suoi capi si determina una caduta di tensione continua. Il filtro RC è quindi impiegabile quando la corrente continua che l'attraversa è di modesta entità.

Per correnti più elevate si preferisce far uso del filtro *passa-basso* LC , il cui schema è riportato in figura 15.

Trascurando la resistenza della bobina rispetto alla sua induttanza, si può scrivere, sempre in notazione complessa:

$$\bar{V}_u = \frac{\bar{V}_i}{j\omega L + 1/j\omega C} \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{\bar{V}_i}{1 - \omega^2 LC}$$

Fig. 14. - Filtro passa-basso caricato da una resistenza R_L .Fig. 15. - Schema di filtro passa-basso LC .

e, in modulo:

$$V_u = \frac{V_i}{1 - \omega^2 LC} \quad (7)$$

Dall'esame della (7), si vede che perché il filtro sia efficace, occorre che $\omega^2 LC$ sia molto maggiore di 1, cioè le frequenze che vengono attenuate sono quelle per cui:

$$\omega \gg 1/\sqrt{LC}$$

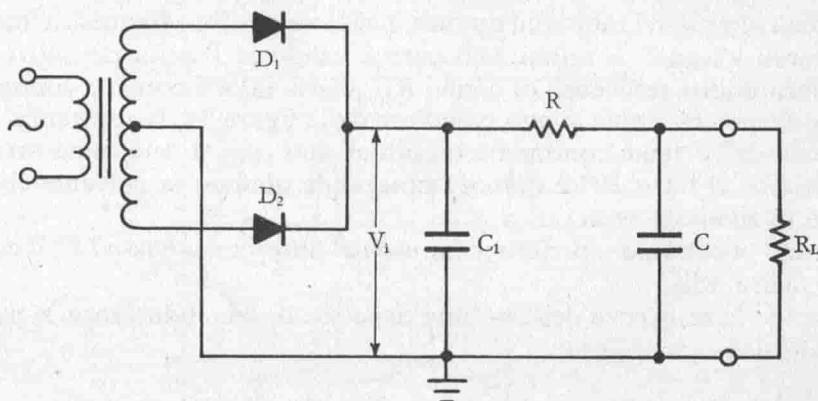
In queste condizioni la (7) può anche essere scritta nella forma:

$$V_u/V_i = 1/\omega^2 LC$$

da cui si vede che i segnali di frequenza più elevata sono maggiormente attenuati; viceversa i segnali continui si ritrovano praticamente inalterati all'uscita del filtro, in quanto l'induttanza non dà luogo a caduta di tensione continua (in realtà c'è solo una piccola caduta nella resistenza della bobina).

5. Alimentatori con filtro RC

Riprendendo lo schema di alimentatore a doppia semionda di figura 12, che produce una tensione continua con sovrapposta una ondulazione del tipo illustrato in figura 13, se si vuole ridurre tale ondulazione e quindi ottenere un minor fattore di ronzio, si può interporre fra il condensatore e il carico, rappresentato dalla resistenza R_L , un filtro.

Fig. 16. - Schema di alimentatore a doppia semionda con filtro RC .

Nel caso che la corrente erogata dall'alimentatore sia di modesta entità (poche decine di mA), si preferisce un filtro RC, perché meno costoso, anche se ai capi della resistenza del filtro si determina una certa caduta di tensione continua.

Lo schema che ne risulta è riportato in figura 16.

Il comportamento del filtro RC sarà meglio chiarito con l'esempio che segue.

Esempio:

Con riferimento alla figura 16, supponiamo che il secondario del trasformatore abbia resistenza trascurabile, che i diodi siano ideali e che la R sia molto più piccola della resistenza di carico R_L (altrimenti la caduta di tensione continua su R sarebbe considerevole).

Con tali ipotesi l'ampiezza della tensione alternata su metà secondario del trasformatore sia $E_M = 20$ V alla frequenza di 50 Hz e che il carico equivalga ad una resistenza $R_L = 1$ k Ω . Scegliendo una capacità $C = 100$ μ F, fissando la resistenza del filtro $R = 100$ Ω ($R \ll R_L$) e supponendo trascurabile l'influenza del filtro nel calcolo della tensione ai capi di C , dalla (3) risulta un'ampiezza approssimativa dell'ondulazione:

$$A = E_M T / R_L C = 20 \cdot 0,01 / 1 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 2 \text{ V}$$

dove $T = 0,01$ sec, essendo l'alimentatore a doppia semionda, mentre la componente continua di tensione ai suoi capi risulta approssimativamente dalla (4):

$$E = E_M (1 - T / 2 R_L C) = 20 (1 - 0,01 / 2 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6}) = 19 \text{ V}$$

e il *fattore di ronzio* r , in assenza di filtro, dalla (6):

$$r = T / 2 \sqrt{3} R_L C = 0,01 / 2 \sqrt{3} \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 2,9\%$$

Volendo ora ridurre il *fattore di ronzio* di 10 volte, basterà attenuare di 10 volte la componente fondamentale dell'ondulazione, in quanto le armoniche, essendo di frequenza più elevata, subiscono attenuazioni maggiori.

Poiché l'attenuazione di un filtro RC è approssimativamente $1/\omega RC$ e la frequenza fondamentale è di 100 Hz, essendo l'alimentatore a doppia semionda, deve essere:

$$\omega RC = 10$$

da cui:

$$C = 10 / \omega R = 10 / 2\pi \cdot 100 \cdot 100 \cong 160 \text{ } \mu\text{F}$$

Essendo la fondamentale dell'ondulazione di ampiezza:

$$A_1 = A / \pi = 2 / 3,14 \cong 0,64 \text{ V}$$

essa sarà ridotta dal filtro al valore:

$$A'_1 = A_1 / 10 = 0,064 \text{ V}$$

La seconda armonica sarà attenuata di 20 volte, essendo a frequenza 200 Hz, la terza armonica di 30 volte e così via. Il *fattore di ronzio* sul carico non supera il 3‰ e la tensione continua V erogata dall'alimentatore al carico vale:

$$V = \frac{E}{R + R_L} R_L = \frac{19}{100 + 1 \cdot 10^3} \cdot 1 \cdot 10^3 = 17,3 \text{ V}$$

L'alimentatore eroga al carico una corrente continua:

$$I = V / R_L = 17,3 / 1 \cdot 10^3 \cong 17,3 \text{ mA}$$

6. Alimentatori con filtro LC

Nel caso che l'alimentatore debba essere dimensionato per correnti più forti, è opportuno far uso di un filtro *LC* e lo schema diventa quello di figura 17.

Il filtro *LC* ha maggior efficacia filtrante rispetto a quello *RC*; infatti l'attenuazione vale $1/\omega^2 LC$ e la seconda armonica è attenuata quattro volte più della fondamentale, la terza nove volte e così via.

Il filtro impiegato in figura 17 è anche chiamato ad *ingresso capacitivo*, perché al suo ingresso è posto il condensatore C_1 ; questo permette di ottenere tensioni continue, che per correnti modeste si avvicinano al valore massimo E_M della tensione alternata applicata.

La corrente che circola nel diodo, però, ha un andamento pulsante, poiché circola per brevi periodi, quando la tensione alternata supera quella a cui è carico il condensatore, come appare in figura 13. Segue che se l'alimentatore deve fornire al carico una corrente continua di una certa entità, poiché tale corrente non è altro che il valor medio dei guizzi di corrente nel diodo, risulta che l'ampiezza di tali guizzi è tanto maggiore quanto più breve è la loro durata. I diodi risultano in tal modo sollecitati considerevolmente e devono essere normalmente sovradimensionati.

Si può ovviare a tale inconveniente, negli alimentatori di potenza, sopprimendo il condensatore C_1 e adottando la soluzione con filtro ad *ingresso induttivo*, il cui schema è riportato in figura 18. Il comportamento del circuito può essere spiegato come segue.

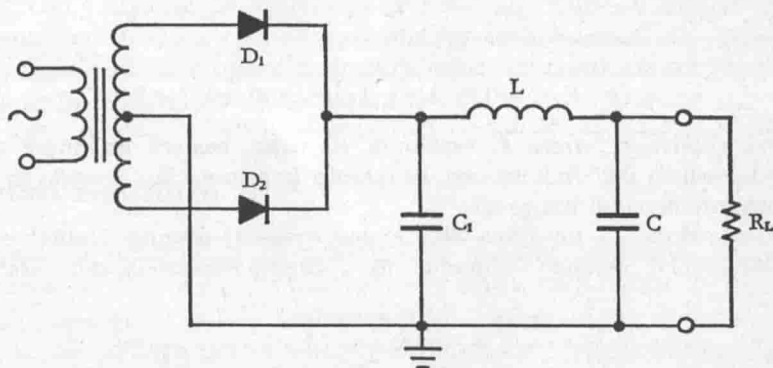


Fig. 17. - Schema di alimentatore a doppia semionda con filtro *LC* a ingresso capacitivo.

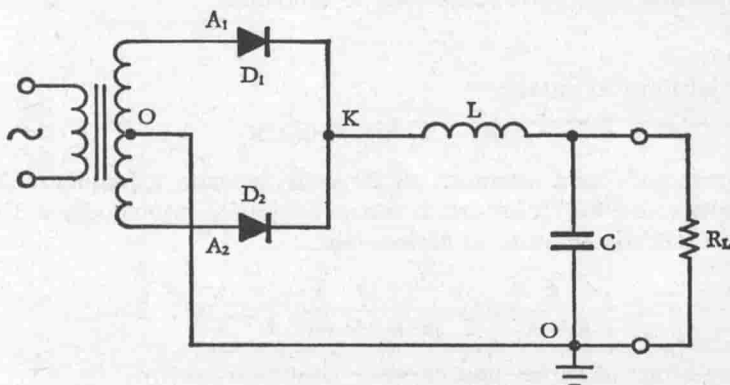


Fig. 18. - Schema di alimentatore a doppia semionda con filtro ad ingresso induttivo.

Consideriamo le tensioni V_{A10} , e V_{A20} fornite dal secondario del trasformatore e riportate, in funzione del tempo in figura 19. Durante la semionda positiva di V_{A10} , il diodo D_1 risulta polarizzato direttamente e quindi permette il passaggio di corrente; questa però aumenta lentamente in quanto l'induttanza si oppone a tale aumento, però quando V_{A10} va a zero, la corrente, proprio per effetto dell'induttanza circola ancora e tenderebbe a circolare anche per V_{A10} negativa, come già visto al paragrafo 18 del capitolo IV. Questa volta però, nell'istante in cui V_{A10} va a valori negativi, V_{A20} diventa positiva e la conduzione passa da D_1 a D_2 . Infatti fino a che D_1 conduce, sempre supponendo i diodi ideali, il punto K di figura 19 ha lo stesso potenziale di A_1 ; non appena A_2 supera A_1 , D_2 risulta polarizzato direttamente e inizia a condurre, il punto K assume il potenziale di A_2 e D_1 risulta polarizzato inversamente, cessando la conduzione. Nell'istante in cui avviene il passaggio della conduzione da D_1 a D_2 , la corrente nell'induttanza non è nulla, ma ha il valore della corrente che attraversa D_1 . Poiché tale corrente non può subire brusche variazioni, il diodo D_2 inizia a condurre con la stessa corrente che attraversava D_1 nell'istante in cui quest'ultimo veniva polarizzato inversamente.

Se il valore dell'induttanza L è sufficientemente elevato, la corrente in essa circolerà sempre senza mai annullarsi e ciascun diodo condurrà per una semionda.

La forma d'onda all'ingresso del filtro ha l'andamento di figura 19, cioè di una sinusoide raddrizzata, in quanto ciascun diodo conduce per un semiperiodo. Il valore della componente continua che si ottiene sul carico è costituito dal valore medio della tensione all'ingresso del filtro, che, data la sua forma, vale:

$$E = 2E_M/\pi$$

da cui deve essere sottratta la caduta di tensione nella resistenza della bobina.

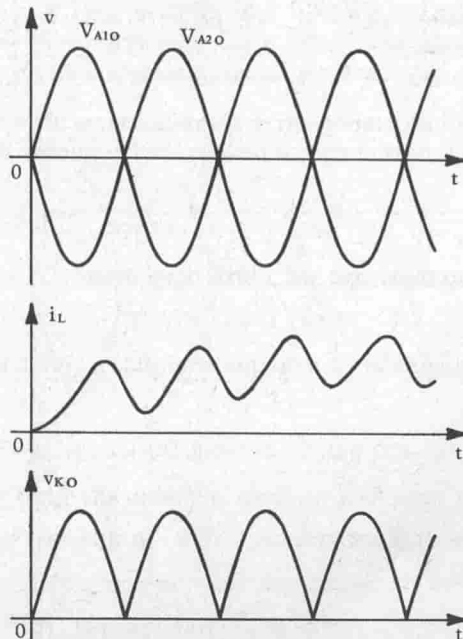


Fig. 19. - Forme d'onda di tensione e corrente nell'alimentatore di figura 18.

È anche da notare che il valore di E si può ottenere dividendo il valore efficace della tensione alternata su metà secondario del trasformatore per 1,11 che è il *fattore di forma* (rapporto fra valore efficace e valore medio di un segnale alternato).

Si può anche dimostrare che le componenti armoniche dell'ondulazione all'ingresso del filtro hanno un'ampiezza riferita alla componente continua:

Fondamentale	$A_1 = 66,7\%$
Seconda armonica	$A_2 = 13,3\%$
Terza armonica	$A_3 = 5,7\%$

L'azione del filtro LC è identica a quella vista in precedenza, cioè attenua i segnali nel rapporto $1/\omega^2 LC$.

Esempio:

Supponiamo di voler ottenere un alimentatore, che con un carico costituito da una resistenza R_L di $50\ \Omega$, fornisca una tensione V_L di 30 V , con un fattore di ronzo dello $0,1\%$, disponendo di una bobina di filtro avente induttanza $L = 10\text{ H}$ e resistenza $R = 5\ \Omega$. Sapendo che la corrente erogata dal carico vale $I = V_L/R_L = 30/50 = 0,6\text{ A}$, la caduta di tensione continua sull'induttanza risulta $V = I \cdot R = 0,6 \cdot 5 = 3\text{ V}$, per cui la tensione continua E all'ingresso del filtro deve essere:

$$E = V + V_L = 30 + 3 = 33\text{ V}$$

da cui si ricava l'ampiezza E_M della tensione alternata che deve fornire ciascuna metà del trasformatore. Risulta:

$$E_M = \pi E/2 = 1,57 \cdot 33 = 51,8\text{ V}$$

Per il calcolo del fattore di ronzo, basta considerare che le componenti armoniche all'ingresso del filtro valgono:

Fondamentale:	$A_1 = E \cdot 66,7/100 = 33 \cdot 66,7/100 = 22\text{ V}$
Seconda armonica:	$A_2 = E \cdot 13,3/100 = 33 \cdot 13,3/100 = 4,38\text{ V}$
Terza armonica:	$A_3 = E \cdot 5,7/100 = 33 \cdot 5,7/100 = 1,88\text{ V}$

Supponendo trascurabili le componenti di seconda e terza armonica all'uscita del filtro e che il ronzo sia dovuto alla sola fondamentale, si deduce che l'ampiezza A'_1 dell'ondulazione all'uscita del filtro, deve essere

$$A'_1 = \sqrt{2r} V_L/100 = \sqrt{2} \cdot 0,1 \cdot 30/100 = 0,0425\text{ V}$$

Essendo $A_1 = 22\text{ V}$ l'attenuazione del filtro, deve essere:

$$1/\omega^2 LC = 0,0425/22$$

dove $\omega = 2\pi \cdot 100$ (essendo l'alimentatore a doppia semionda e quindi la fondamentale dell'ondulazione a 100 Hz).

Segue:

$$C = 22/0,0425 \cdot 4\pi^2 \cdot 100^2 \cdot 10 = 131\ \mu\text{F}$$

L'ampiezza di seconda armonica presente all'uscita del filtro sarà:

$$A'_2 = A_2/4\omega^2 LC = 4,38/4 \cdot 4\pi^2 \cdot 100^2 \cdot 10 \cdot 131 \cdot 10^{-6} = 2,1\text{ mV}$$

e quella di terza armonica:

$$A'_3 = A_3/9\omega^2 LC = 1,88/9 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot 100^2 \cdot 10 \cdot 131 \cdot 10^{-6} = 0,4\text{ mV}$$

da cui si deduce che il loro contributo nel ronzo è del tutto trascurabile.

Quanto detto vale se la corrente circola nell'induttanza con continuità, cioè senza mai andare a zero. In realtà per piccoli carichi (valori di corrente piccoli), la corrente in ciascun diodo non circola per mezzo periodo. Infatti il condensatore C è normalmente carico ad una tensione continua che è quella fornita dall'alimentatore.

Facendo riferimento alla figura 20 e allo schema di figura 18, e supponendo che il condensatore sia già in condizioni di regime, si vede che la conduzione nel diodo D_1 inizia all'istante t_0 in cui V_{A10} supera V_C (ai capi dell'induttanza, se in essa non circola corrente, la caduta di tensione è nulla e quindi $V_{KO} = V_C$). All'istante t_0 la corrente inizia a circolare nell'induttanza partendo da zero; all'istante t_1 , V_{A10} diventa minore di V_C , però la corrente si annulla ad un istante successivo, per effetto dell'induttanza che si oppone all'annullamento della corrente. Tale istante risulta tanto più vicino a t_1 quanto più piccola è l'induttanza rispetto alla resistenza del circuito, mentre t_1 è tanto più vicino a t_0 quanto più grande è V_C . Nelle condizioni ora viste, la corrente nell'induttanza è pulsante e la forma d'onda di tensione all'ingresso del filtro è come in figura 20.

Al limite, con alimentatore a vuoto, il condensatore si carica al valore massimo E_M , dopo di che la corrente nell'induttanza diventa nulla per tutto il periodo.

Si può approssimativamente calcolare la condizione limite oltre la quale la corrente nell'induttanza diventa pulsante, pensando che detta corrente si può considerare composta da una corrente continua di valore:

$$I_o = \frac{E}{R + R_L} = \frac{2E_M}{\pi(R + R_L)}$$

essendo R la resistenza dell'induttanza, e da un'ondulazione corrispondente alla sola fondamentale (infatti le componenti armoniche di corrente di ordine superiore si possono in prima approssimazione trascurare). Quando l'ampiezza della componente alternata di corrente supera il valore della componente continua, si ha comportamento pulsante. Tale ampiezza I_1 si può determinare dividendo l'ampiezza della componente fondamentale di tensione all'ingresso del filtro per l'impedenza dell'induttanza (supponendo che all'uscita del filtro l'ondulazione di tensione sia nulla).

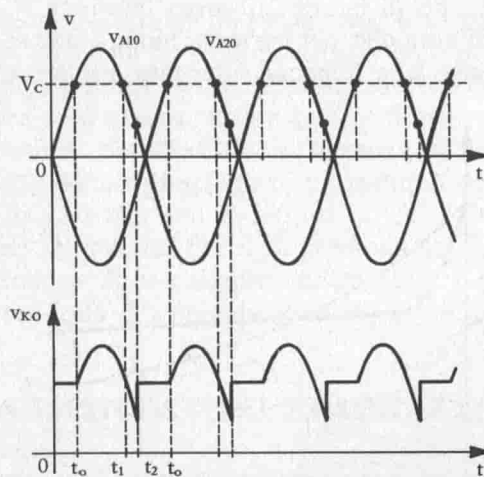


Fig. 20. - Andamento delle tensioni sul secondario del trasformatore e all'ingresso del filtro dell'alimentatore di figura 18 nel caso di piccoli carichi.

Essendo l'ampiezza A_1 della fondamentale di tensione:

$$A_1 = 66,7E/100 = 2E/3 = 4E_M/3\pi$$

ed essendo la pulsazione corrispondente pari a 2ω , dove ω è la pulsazione della tensione alternata fornita dal trasformatore, si può scrivere:

$$I_1 = A_1/2\omega L = 2E_M/3\pi\omega L$$

avendo trascurato la resistenza R della bobina rispetto alla sua reattanza.

La condizione limite per cui $I_1 = I_o$ fornisce il valore dell'induttanza critica L_c al di sotto della quale il comportamento diventa pulsante è:

$$2E_M/\pi(R + R_L) = 2E_M/3\pi\omega L_c$$

da cui:

$$L_c = \frac{R + R_L}{3\omega} \quad (8)$$

Nell'esempio in precedenza considerato è:

$$L_c = \frac{5 + 50}{3 \cdot 2\pi \cdot 50} = 0,0583 \text{ H}$$

per cui l'induttanza $L = 10 \text{ H}$ fissata è di molto superiore al valore critico e quindi la corrente è continuativa.

Il valore di L diventa critico al crescere della resistenza di carico. Sempre nell'esempio considerato, l'induttanza $L = 10 \text{ H}$ diventa critica quando:

$$R + R_L = 3\omega L = 3 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 10 = 9.420 \Omega$$

cioè:

$$R_L = 9.420 - 5 = 9.415 \Omega$$

cui corrisponde un valore di corrente molto piccolo.

Si può osservare che la tensione continua fornita dall'alimentatore, in funzione della corrente che esso eroga, e che costituisce la caratteristica di regolazione dell'alimentatore, ha un andamento del tipo di figura 21, curva continua.

Dal suo andamento si nota che, per corrente nulla, come si è visto, il condensatore si carica al valore massimo della tensione alternata applicata, poi diminuisce molto

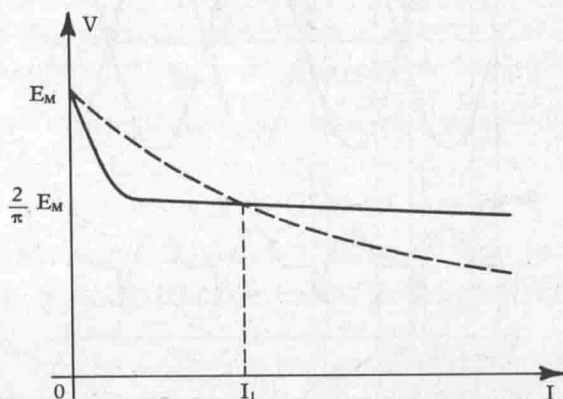


Fig. 21. - Caratteristiche di un alimentatore con filtro ad ingresso induttivo e di uno ad ingresso capacitivo.

rapidamente fino a portarsi ad un valore prossimo a $2E_M/\pi$, per poi diminuire molto lentamente. Tale comportamento è spiegabile col fatto che, quando la corrente nell'induttanza ha carattere continuativo, la tensione continua è data dal valor medio di una semionda ($2E_M/\pi$) della tensione alternata diminuita delle cadute ohmiche nel trasformatore e nel filtro, le quali sono di modesta entità. Quando invece la corrente è molto piccola ha carattere pulsante e la tensione dipende da quella a cui mediamente si carica il condensatore del filtro e che dal valore massimo E_M raggiunto per corrente nulla, scende rapidamente a quello corrispondente a valori dell'induttanza superiore al valor medio critico.

La caratteristica di regolazione di un alimentatore a filtro d'ingresso capacitivo si presenta invece con andamento rappresentato in figura 21 dalla curva tratteggiata, cioè ha un andamento decrescente al crescere della corrente erogata, con una pendenza superiore a quella corrispondente ad un filtro ad ingresso induttivo, quando la corrente nell'induttanza ha carattere continuativo.

Dall'andamento delle due curve di figura 21, si vede chiaramente che, per correnti limitate, minori del valore I_1 è preferibile l'impiego di alimentatori con filtro ad ingresso capacitivo perché, a parità di corrente, forniscono una tensione più elevata ed anche più livellata per la presenza del condensatore d'ingresso.

Per correnti superiori, invece, è preferibile la soluzione con filtro ad ingresso induttivo, anche perché i diodi risultano meno sollecitati, cioè, a parità di corrente, il suo valore massimo risulta di molto inferiore, rispetto al caso di filtro ad ingresso capacitivo.

7. Parametri caratteristici di un alimentatore

Nel dimensionamento di un alimentatore, i parametri caratteristici che devono essere fissati sono:

- 1) La tensione alternata disponibile.
- 2) La tensione continua richiesta all'uscita con un determinato carico.
- 3) La corrente continua massima che deve essere erogata al carico.
- 4) Il fattore di ronzio massimo ammissibile.
- 5) La resistenza di uscita, ovvero la caratteristica di regolazione.

I punti 1) e 2) sono essenziali per il dimensionamento del trasformatore, mentre il punto 3) è importante nello stabilire il tipo di raddrizzatore e di filtro. Infatti per correnti molto piccole può essere conveniente, da un punto di vista economico, impiegare un raddrizzatore a una semionda, con filtro RC ad ingresso capacitivo, mentre per correnti piuttosto elevate è indispensabile l'impiego di un raddrizzatore a doppia semionda o, meglio, a ponte con filtro ad ingresso induttivo.

I punti 4) e 5) sono importanti per il dimensionamento del filtro; in particolare l'aver fissato la caratteristica di regolazione indica quali sono le tolleranze ammesse nella variazione della tensione di alimentazione al variare del carico.

ALIMENTATORI STABILIZZATI

Gli alimentatori esaminati nei paragrafi precedenti, hanno il difetto che la curva di regolazione (fig. 21) non è parallela all'asse delle ascisse, cioè al variare del carico, si ha una certa variazione della tensione continua; inoltre la tensione continua che si ottiene

dipende direttamente dalla tensione alternata d'ingresso che è quella di rete e quindi subisce in pieno le variazioni di quest'ultima, che possono essere notevoli (anche oltre il $\pm 10\%$). Tali inconvenienti possono essere evitati con l'impiego di circuiti che permettono di stabilizzare la tensione continua dell'alimentatore contro variazioni di carico o di tensione di rete. Come si vedrà, la stabilizzazione permette anche la riduzione del fattore di ronzio.

8. Diodi Zener usati come stabilizzatori di tensione

I più semplici circuiti stabilizzatori fanno uso di un diodo *Zener* e sono chiamati circuiti *stabil-volt*.

Il principio di funzionamento di un circuito *stabil-volt*, realizzato con diodo *Zener* è illustrato in figura 22. In esso la *tensione di Zener* V_z deve essere scelta del valore adatto per alimentare il carico rappresentato dalla resistenza R_L ed è $I_L = V_z/R_L$. In serie all'uscita dall'alimentatore è posta la resistenza R che è percorsa da una corrente I , risultante dalla somma della corrente I_L nel carico e di quella I_z nel diodo *Zener*.

Nel caso che vari la tensione V_o di uscita dell'alimentatore essendo costante la tensione ai capi del diodo *Zener*, che è la stessa ai capi del carico, viene a variare la corrente I nella resistenza R , e poiché I_L resta costante, la variazione della I si traduce in una variazione della stessa entità nella corrente I_z del diodo *Zener*.

Se invece, a parità di V_o , varia la resistenza di carico R_L , si ha in corrispondenza una variazione di I_L ; poiché in questo caso resta costante la corrente I , la variazione di I_L è ottenuta a spese di una variazione in senso opposto della corrente I_z nel diodo *Zener*.

L'effetto del diodo *Zener* si può meglio capire se si considera il circuito semplificato di figura 23, che corrisponde a quello di un alimentatore in assenza di carico. Riportando, per semplicità, la caratteristica utile del diodo *Zener* dal terzo al primo quadrante (il che equivale a considerare la tensione V_{KA} invece di V_{AK} , funzionando il diodo con polarizzazione inversa), il punto di funzionamento del diodo *Zener*, si può trovare tracciando la retta di carico corrispondente alla resistenza R , con un procedimento analogo a quello descritto al paragrafo 14 del capitolo IV, come illustrato in figura 24, in cui si ottiene come punto di funzionamento, il punto P , cui corrisponde una corrente I_{z0} .

Se ora il valore di V_o varia, diventando V'_o , la retta di carico si sposta parallelamente a se stessa e si ottiene il punto P' , cui corrisponde la corrente I'_{z0} . Se il diodo *Zener* avesse una resistenza differenziale $R_z = 0$, l'ascissa di P' coinciderebbe con quella di P e la

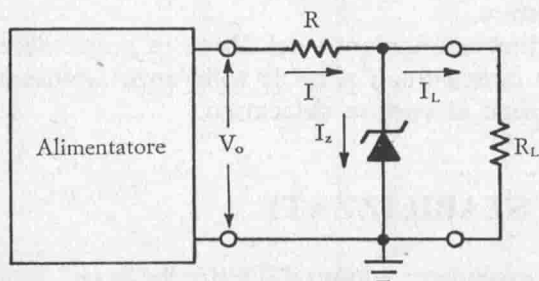


Fig. 22. - Schema di alimentatore stabilizzato con diodo *Zener*.

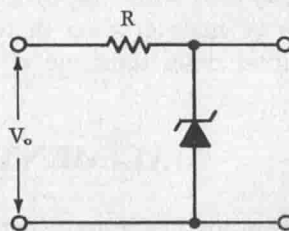


Fig. 23. - Circuito *stabil-volt* in assenza di carico.

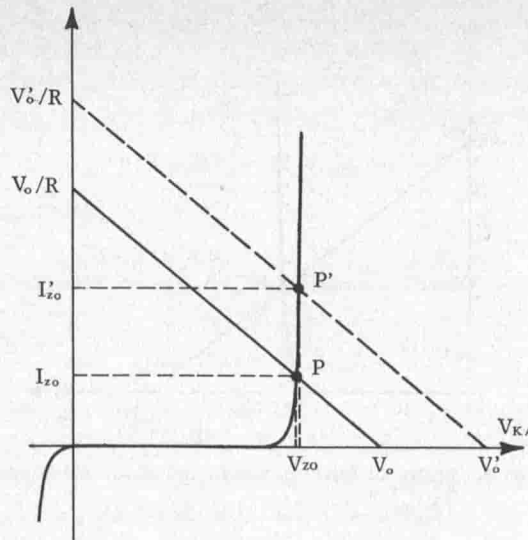


Fig. 24. - Determinazione del punto di funzionamento del diodo Zener nel circuito di figura 23.

tensione di uscita, che corrisponde a quella V_z dello Zener, rimarrebbe costante. In realtà si ha una variazione di piccola entità, pari a $R_z \Delta I_z$, dove: $\Delta I_z = I'_{zo} - I_{zo}$, che è tanto più piccola quanto minore è la resistenza differenziale R_z del diodo Zener.

Nel caso che l'alimentatore sia caricato da una resistenza R_L (fig. 25), il punto di funzionamento del diodo Zener può essere determinato in maniera analoga, applicando il teorema di Thèvenin ai capi dello Zener.

Infatti, aprendo il circuito nei punti K e A, in modo da isolare il diodo, la restante parte può essere sostituita da un generatore avente f.e.m.:

$$E_{eq} = \frac{V_o}{R + R_L} R_L$$

con in serie una resistenza R_{eq} ottenuta cortocircuitando i morsetti d'ingresso della tensione V_o , per cui, rispetto ai punti K e A, le resistenze R e R_L risultano in parallelo. È quindi:

$$R_{eq} = \frac{R R_L}{R + R_L}$$

Il circuito può allora essere rappresentato come in figura 25. Il punto di funzionamento del diodo Zener viene ancora determinato tracciando la retta di carico corrispondente a E_{eq} e R_{eq} , come indicato in figura 27.

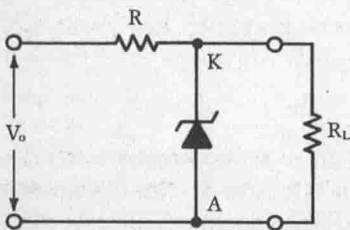


Fig. 25. - Circuito stabil-volt in presenza di carico.

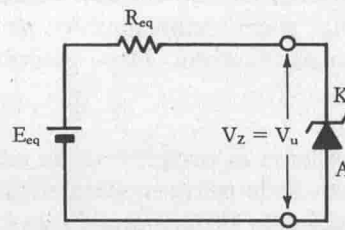


Fig. 26. - Circuito equivalente a quello di figura 25.

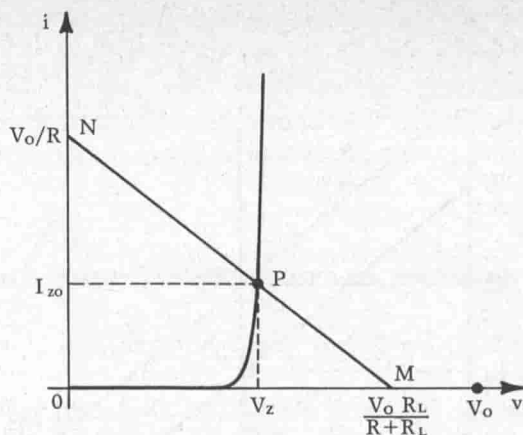


Fig. 27. - Determinazione del punto di funzionamento del diodo Zener nel circuito di figura 25.

Si può notare che i punti d'incontro della retta di carico con gli assi coordinati valgono rispettivamente:

$$E_{eq} = \frac{V_o R_L}{R + R_L} \quad \text{e} \quad \frac{E_{eq}}{R_{eq}} = \frac{V_o R_L}{R + R_L} \frac{R + R_L}{R R_L} = \frac{V_o}{R}$$

Quindi, nel caso di variazioni della resistenza di carico R_L , il punto N della retta di carico resta fisso, mentre M varia. La retta viene a ruotare intorno al punto N e M può variare dal punto V_o quando $R_L \rightarrow \infty$, cioè con alimentatore a vuoto, a V_z in corrispondenza del minimo valore di R_L (il punto M non può andare oltre il limite V_z , altrimenti viene a mancare l'incontro con la caratteristica dello Zener e quest'ultimo non avrebbe alcuna azione). D'altra parte è opportuno che il punto M non si avvicini troppo a V_z , poiché altrimenti lo Zener verrebbe a lavorare in una zona prossima al ginocchio, in cui la resistenza differenziale R_z aumenta notevolmente, con conseguente diminuzione della capacità di regolazione.

La scelta del punto di funzionamento più appropriato può essere fatta agendo o sulla tensione V_o o sulla resistenza serie R .

Se invece, a parità di R_L e quindi di I_L , varia la tensione V_o , la retta di carico si sposta parallelamente a se stessa.

È anche molto importante limitare il valore massimo della corrente I_z nel diodo Zener ai fini della scelta della potenza del diodo. È buona norma scegliere un valore massimo di corrente nel diodo un po' superiore a quello che deve erogare l'alimentatore a pieno carico, in modo che se il carico viene distaccato, la corrente I_L possa circolare nel diodo Zener senza danneggiarlo; ne segue il dimensionamento del diodo nei riguardi della potenza massima. Deve essere:

$$P_{\max} > I_{z\max} V_z$$

Il problema di progetto di un circuito *stabil-volt*, di solito consiste nel determinare la resistenza R da porre in serie all'alimentatore e la tensione V_o che deve essere erogata dallo stesso, data la tensione V_L , la corrente di carico massima $I_{L\max}$ e la variazione di tensione ΔV_o in % che può subire V_o .

Supponendo che la tensione di Zener $V_z = V_L$ sia costante al variare della corrente

che attraversa il diodo (il che equivale a considerare $R_z = 0$), si può fissare la massima corrente di Zener in modo che I_{zmax} sia abbastanza maggiore di I_{Lmax} . Osservando che la corrente massima nel diodo Zener circola quando $I_L = 0$ e la tensione dell'alimentatore è al suo valore massimo $V_o + \Delta V_o$, si può scrivere con riferimento alla figura 25:

$$V_o + \Delta V_o = R \cdot I_{zmax} + V_z$$

che si può trasformare nella:

$$V_o (1 + \Delta V_o / V_o) = R \cdot I_{zmax} + V_z$$

e, indicando $\Delta V_o / V_o = \delta$:

$$V_o (1 + \delta) = R \cdot I_{zmax} + V_z \quad (9)$$

La corrente minima I_{zmin} nel diodo Zener si avrà quando la corrente di carico sarà massima ($I_L = I_{Lmax}$) e la tensione nell'alimentatore al suo valore minimo $V_o - \Delta V_o$, per cui si potrà scrivere:

$$V_o - \Delta V_o = (I_{Lmax} + I_{zmin}) \cdot R + V_z$$

che può essere riscritta nella forma:

$$V_o (1 - \delta) = R (I_{Lmax} + I_{zmin}) + V_z \quad (10)$$

Risolvendo il sistema composto dalla (9) e (10), si può ottenere la resistenza R e la tensione V_o a cui deve essere alimentato il circuito *stabil-volt*.

Esempio:

Si debba realizzare un circuito *stabil-volt* che eroghi una tensione di 6 V con una corrente massima $I_{Lmax} = 50$ mA, sapendo che la tensione V_o può subire una variazione massima del $\pm 10\%$ ($\delta = 0,1$).

Scegliendo $I_{zmax} = 100$ mA e $I_{zmin} = 10$ mA, le (9) e (10) possono essere scritte, sostituendo i valori numerici:

$$\begin{aligned} V_o (1 + 0,1) &= R \cdot 100 \cdot 10^{-3} + 6 \\ V_o (1 - 0,1) &= R (50 + 10) \cdot 10^{-3} + 6 \end{aligned} \quad (11)$$

ed eseguendo i calcoli indicati:

$$\begin{aligned} 1,1 V_o &= 0,1 R + 6 \\ 0,9 V_o &= 0,06 R + 6 \end{aligned} \quad (12)$$

Sottraendo membro a membro le (12) si ottiene:

$$0,2 V_o = 0,04 R$$

cioè:

$$V_o = 0,2 R \quad (13)$$

e, sostituendo la (13) nella prima delle (12):

$$1,1 \cdot 0,2 R = 0,1 R + 6$$

$$0,12 R = 6$$

$$R = 6 / 0,12 = 50 \, \Omega$$

Sostituendo il valore di R nella (13):

$$V_o = 0,2 \cdot 50 = 10 \, \text{V}$$

Il diodo *Zener* deve avere una potenza minima di $100 \cdot 10^{-3} \cdot 6 = 600 \text{ mW}$; si può quindi scegliere un diodo *Zener* da 1 W, che ha una resistenza differenziale dell'ordine di 2Ω . In tal caso, passando da una condizione estrema all'altra, la variazione della tensione di uscita è data da:

$$V_z = R_z (I_{z\max} - I_{z\min}) = 2 \cdot 90 \cdot 10^{-3} = 0,18 \text{ V}$$

che rapportata alla tensione d'uscita media di 6 V, costituisce il $\pm 1,5\%$. Se tale effetto stabilizzante non è sufficiente, occorre fissare un intervallo più ristretto di variazione della corrente di *Zener*, oppure scegliere uno *Zener* con una resistenza differenziale R_z minore o infine disporre due circuiti *stabil-volt* in cascata.

Se invece si vogliono stabilizzazioni molto più spinte si deve ricorrere a stabilizzazioni con circuiti elettronici più complessi, di cui si parlerà più avanti.

Nei calcoli è molto importante fissare la massima corrente $I_{z\max}$ nel diodo *Zener*, che deve essere abbastanza maggiore di $I_{L\max}$. Se $I_{z\max}$ viene fissata troppo piccola, svolgendo i calcoli precedenti, si può trovare un valore di R negativo; in tal caso occorre ricominciare da capo, fissando una $I_{z\max}$ maggiore.

9. Stabilizzazione con circuiti a reazione

I circuiti *stabil-volt* facenti uso di diodi *Zener* hanno delle limitazioni sia come precisione nella stabilizzazione, sia come campo di variazione della corrente entro i limiti di stabilità imposti.

È possibile superare tali limitazioni con l'introduzione di *circuiti stabilizzatori elettronici*. Questi possono essere di tipo *serie* o di tipo *parallelo*.

Poiché quelli serie sono di gran lunga più diffusi, si farà riferimento solo a questi ultimi.

Uno schema generale a blocchi di uno stabilizzatore tipo serie è illustrato in figura 28.

Esso consiste in un elemento (partitore), che preleva una parte della tensione di uscita e la *confronta* con una sorgente di f.e.m. costante che è l'elemento di riferimento.

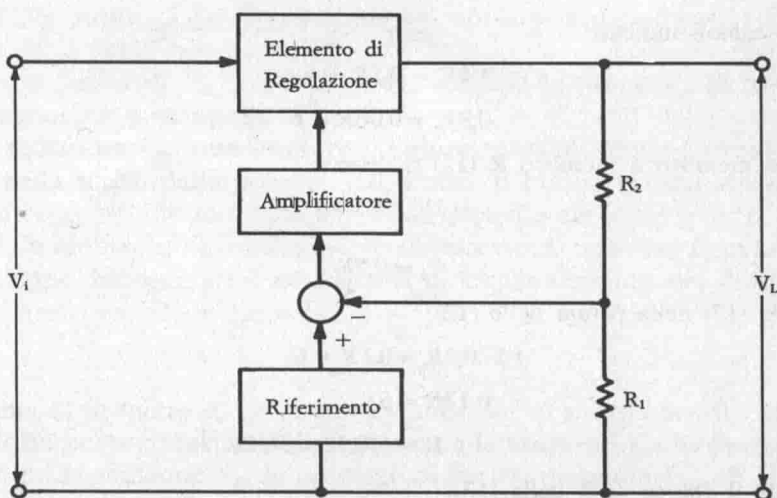


Fig. 28. - Schema a blocchi di uno stabilizzatore di tensione, tipo serie.

Il segnale differenza, amplificato, agisce su un dispositivo serie modificando la sua caduta di tensione in modo tale da opporsi alla variazione avvenuta.

Ad esempio se la tensione di uscita diminuisce, la differenza fra le tensioni di riferimento e quella prelevata dal partitore aumenta e tale aumento amplificato, dovrà ridurre la caduta di tensione sull'elemento serie e viceversa se la tensione di uscita aumenta.

L'elemento di riferimento è normalmente un diodo *Zener* mentre l'elemento di confronto è di solito un *circuito differenziale*, o *amplificatore differenziale*, già trattati nel capitolo XII del presente volume.

L'elemento serie deve avere le seguenti caratteristiche:

a) Massima corrente ammissibile non inferiore a quella massima che deve erogare l'alimentatore.

b) Massima tensione sopportabile superiore alla differenza fra massima tensione d'ingresso e minima tensione stabilizzata di uscita ($V_{i\max} - V_{L\min}$, con riferimento alla figura 28).

Normalmente l'elemento serie è un transistor, per cui lo schema a blocchi di figura 28 può essere ridisegnato come in figura 29, in cui è stato messo in evidenza anche il carico R_L .

Dall'esame di tale figura, appare evidente che nel circuito è presente una reazione negativa di tensione. Infatti il transistor serie è collegato ad *emitter-follower* e una parte della tensione di uscita è prelevata attraverso il partitore R_1 - R_2 e confrontata con quella dell'elemento di riferimento; la differenza, amplificata, va a pilotare la base dell'*emitter-follower*.

Il funzionamento del circuito appare evidente se si considera che l'amplificazione dell'*emitter-follower* è circa 1, per cui, sempre con riferimento alla figura 29, è:

$$V_L \cong V_B \quad (14)$$

dove:

$$V_B = A (V_R - V_r) \quad (15)$$

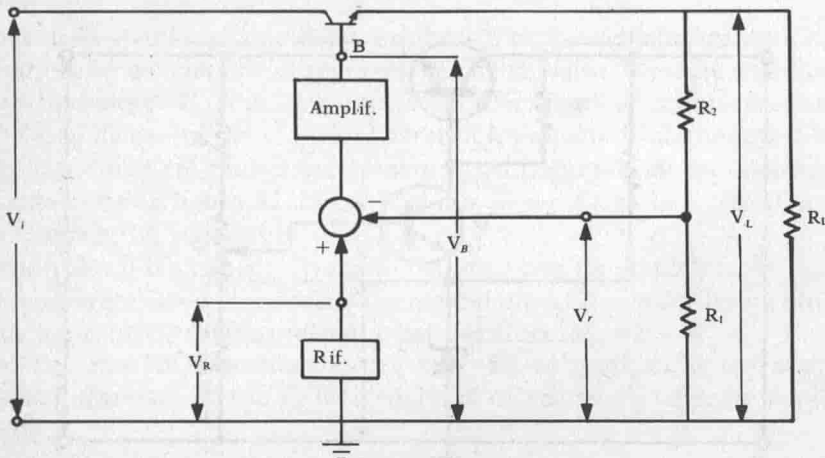


Fig. 29. - Schema di principio di uno stabilizzatore di tensione che impiega un transistor come elemento serie.

essendo A l'amplificazione dell'amplificatore, V_R e V_r le tensioni di riferimento e di reazione rispettivamente.

Ma è anche:

$$V_r = HV_L \quad (16)$$

dove:

$$H = R_1 / (R_1 + R_2) \quad (17)$$

è il fattore di reazione.

Sostituendo la (16) nella (15), tenendo conto della (14), si ottiene:

$$V_L = A(V_R - HV_L)$$

da cui:

$$V_L = \frac{AV_R}{1 + AH} \quad (18)$$

e, se $AH \gg 1$, la (18) diventa:

$$V_L \cong V_R / H = V_R \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (19)$$

Dalla (19) si nota che la tensione di uscita (stabilizzata) è praticamente indipendente da quella V_i (non stabilizzata, ma dipende solo dalla tensione di riferimento e dal rapporto di partizione del partitore R_1 - R_2 ; se quest'ultimo è variabile tramite un potenziometro, si può ottenere una tensione stabilizzata variabile entro un certo campo di valori.

10. Alimentatori stabilizzati a transistori

Uno schema semplice di alimentatore stabilizzato a transistori è riportato in figura 30, in cui, sempre per semplicità viene omessa la parte trasformatore, raddrizzatore e filtro.

In esso il partitore di uscita contiene un potenziometro per poter effettuare l'aggiustaggio della tensione stabilizzata. L'elemento di riferimento è costituito da un diodo Zener, che deve essere scelto a basso coefficiente di temperatura, quindi di

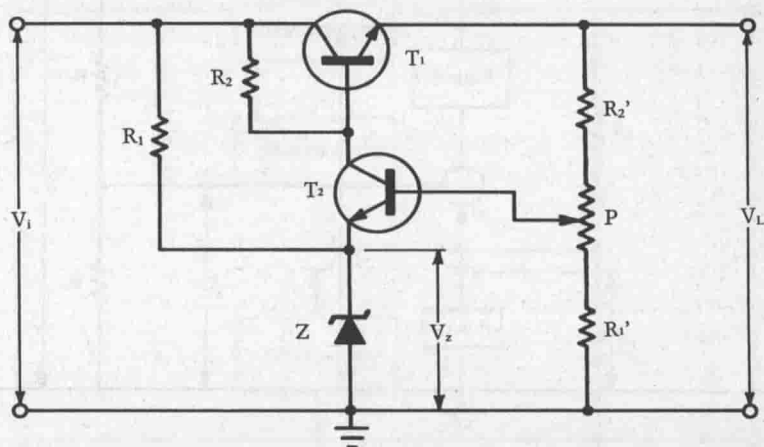


Fig. 30. - Schema di alimentatore stabilizzato.

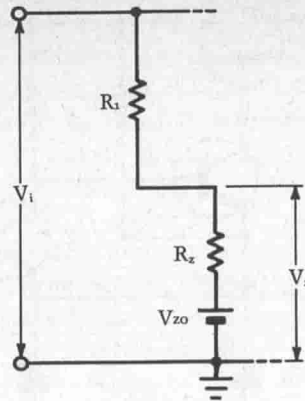


Fig. 31. - Circuito equivalente dell'elemento di riferimento.

tensione intorno ai 5 V (cap. IV) e una bassa resistenza interna (se è richiesta una tensione di riferimento abbastanza elevata è preferibile ricorrere a più diodi *Zener* in serie). Infatti la resistenza interna non trascurabile di un diodo *Zener*, fornisce un riferimento non costante come risulta dalla figura 31, che mostra la parte dell'alimentatore che costituisce il circuito di riferimento, in cui il diodo *Zener* è sostituito dal suo circuito equivalente. Dall'esame di tale figura si osserva che la tensione ai capi del diodo *Zener* vale:

$$V_Z = V_{zo} + \frac{V_i - V_{zo}}{R_1 + R_z} R_z$$

per cui al variare di V_i di una quantità ΔV_i si ha una variazione:

$$\Delta V_Z = \frac{\Delta V_i}{R_1 + R_z} R_z$$

Il coefficiente di temperatura del diodo *Zener* inoltre deve essere scelto in modo da compensare le variazioni di V_{BE} del transistor T_1 , per cui se il coefficiente di temperatura T_2 è negativo (V_{BE} diminuisce all'aumentare della temperatura), quella del diodo *Zener* deve essere positiva.

L'entità della stabilizzazione della tensione di uscita dell'alimentatore dipende dal guadagno di anello del circuito di regolazione che nel caso in esame è proporzionale a quello del transistor T_2 . Per aumentare la precisione di stabilizzazione, occorre aumentare l'amplificazione del segnale differenza fra quello di riferimento e la porzione del segnale di uscita e ciò può essere ottenuto con l'aggiunta di un ulteriore stadio di amplificazione come in figura 32, in cui il diodo *Zener* Z_2 ha lo scopo di aggiustare il potenziale continuo di emettitore di T_2 .

Qualche volta il transistor T_1 viene sostituito con un amplificatore differenziale i cui ingressi sono rappresentati rispettivamente dal diodo *Zener* di riferimento Z_1 e dalla porzione di tensione di uscita prelevata dal partitore $R'_1 - P - R'_2$.

Spesso nel caso di alimentatori per notevoli correnti, ci si trova di fronte al problema che il transistor serie T_1 ha bisogno di una notevole corrente di pilotaggio di base data da:

$$I_{B1 \max} = \frac{I_{C1 \max}}{h_{FE1}}$$

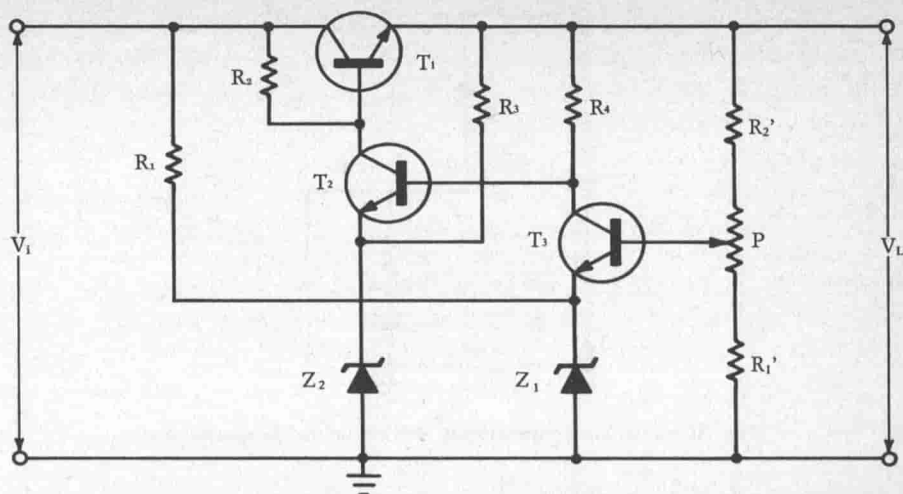


Fig. 32. - Schema di alimentatore stabilizzato con amplificatore a due stadi del segnale differenza.

essendo $I_{C1\max}$ la corrente massima di collettore di T_1 che coincide approssimativamente con la massima corrente che deve erogare l'alimentatore. In tali condizioni il transistor T_2 deve essere dimensionato per la corrente $I_{B1\max}$. Infatti nel caso che il carico resti costante, le variazioni della tensione V_i devono essere assorbite dal transistor T_1 la cui corrente di emettitore deve risultare costante e ciò può essere ottenuto con variazioni piccolissime di I_{B1} ; in questa circostanza anche la corrente in T_2 subisce variazioni molto modeste.

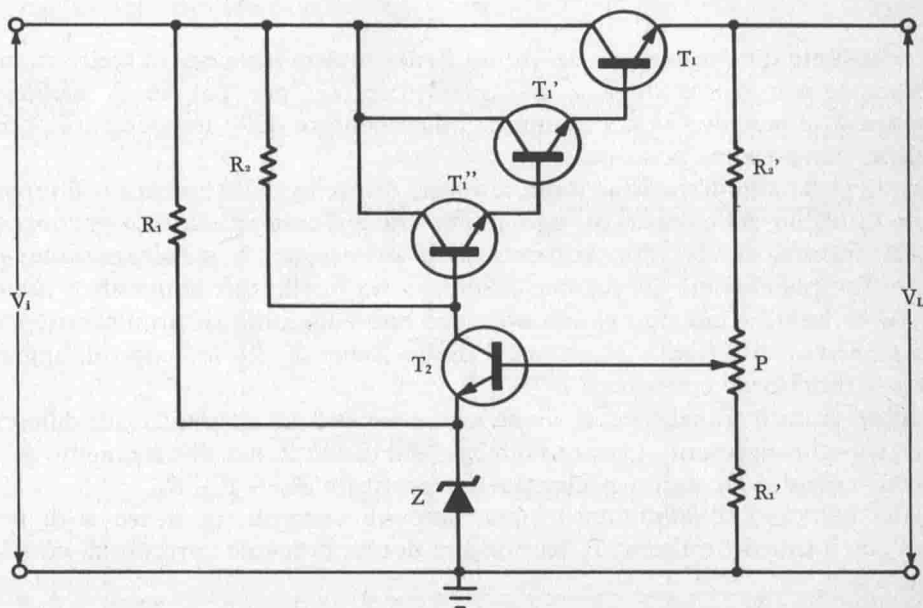


Fig. 33. - Alimentatore stabilizzato con elemento serie costituito da un insieme di transistori collegati in Darlington.

Nel caso invece che il carico vari, la corrente I_{B1} deve variare in modo da consentire una variazione della corrente di emettitore in ragione inversamente proporzionale alla resistenza di carico R_L ($V_L = R_L I_L$ e quindi $I_L = I_{E1} = V_L/R_L$) e nel caso che la V_i resti costante, la variazione di I_{B1} viene in pratica assorbita da T_2 . Se l'alimentatore può variare la corrente di uscita da valori molto piccoli a valori piuttosto elevati, il transistor T_2 deve essere dimensionato per correnti e quindi anche per potenze piuttosto elevate.

Si può ovviare all'inconveniente e impiegare un transistor T_2 di potenza molto inferiore se al posto di T_1 viene impiegato un insieme di transistori collegati col sistema *Darlington*, come mostrato in figura 33, in cui sono impiegati tre transistori T_1 , T_1' e T_1'' . Con tale tipo di collegamento la corrente massima di pilotaggio dell'elemento serie diventa:

$$I''_{B\max} = \frac{I_{C1\max}}{h_{FE1} h'_{FE1} h''_{FE1}}$$

essendo il parametro h_{FE} dell'insieme approssimativamente uguale al prodotto degli h_{FE} dei transistori collegati in *Darlington*.

Gli schemi fino ad ora visti hanno tutti l'inconveniente di essere poco efficaci nella riduzione del *ronzio* presente nella tensione V_i . Infatti tale *ronzio*, tramite la resistenza R_2 delle figure 30 o 32 viene applicato direttamente sulla base dell'elemento serie e poiché questo si comporta praticamente come un *emitter-follower* (il carico dell'alimentatore è fra emettitore e massa dell'elemento serie), il *ronzio* si ritrova in parte sull'uscita anche se ridotto dal circuito di reazione negativa.

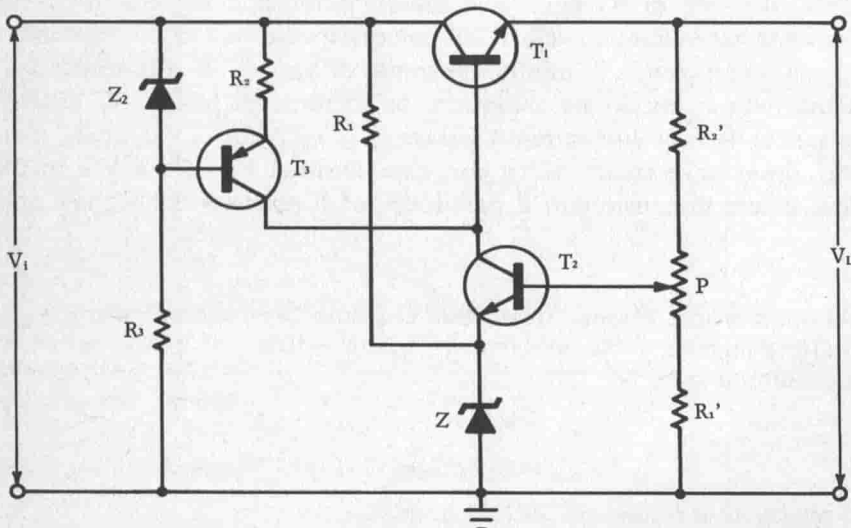


Fig. 34. - Alimentatore stabilizzato con preregolatore per ridurre il ronzio.

Si può ovviare a tale inconveniente se si fa precedere il circuito di stabilizzazione da un *preregolatore* come indicato in figura 34, costituito dal transistor *PNP* T_3 e dal diodo *Zener* Z_2 . Quest'ultimo ha lo scopo di mantenere sulla base di T_3 una tensione e quindi una corrente costante.

11. Dimensionamento di massima degli elementi di un alimentatore stabilizzato

Riferendosi al circuito più semplice di figura 30, i dati che sono essenziali per il dimensionamento degli elementi di un circuito stabilizzatore sono:

- Variazione massima ΔV_i della tensione V_i all'ingresso del circuito stabilizzatore nell'intorno del valore medio V_{io} .
- Valore medio V_{io} della tensione di ingresso allo stabilizzatore.
- Tensione di uscita V_L .
- Corrente massima I_L che deve erogare l'alimentatore.

L'elemento serie risulta avere una tensione minima fra collettore ed emettitore data da:

$$V_{CE1\min} = V_{io} - \Delta V_i - V_L$$

e una tensione massima:

$$V_{CE1\max} = V_i + \Delta V_i - V_L$$

Il transistorore T_1 deve quindi essere scelto in modo che possa sopportare la tensione $V_{CE1\max}$ e dissipare una potenza:

$$P_d = V_{CE1\max} I_L = (V_i + \Delta V_i - V_L) I_L$$

Il transistorore T_2 deve essere dimensionato per una tensione massima:

$$V_{CE2\max} \cong V_L - V_Z$$

essendo in prima approssimazione trascurabile la V_{BE} del transistorore T_1 e quindi trovandosi il collettore di T_2 circa allo stesso potenziale dell'emettitore di T_1 . La massima corrente circolante in T_2 si ha in corrispondenza della massima tensione d'ingresso V_i cui corrisponde la minima corrente di base di T_1 e la resistenza R_2 deve essere dimensionata in modo da assicurare la corrente di base a T_1 anche nel caso peggiore in cui la V_i è al suo minimo valore.

Il diodo *Zener* deve essere scelto con una tensione $V_Z = 5 \div 6$ V e in base a tale tensione deve essere dimensionato il partitore per il prelievo del segnale stabilizzato.

Esempio:

Si vuole ottenere una tensione stabilizzata al valore 20 V con una corrente $I_L = 1$ A. La tensione d'ingresso abbia un valore $V_{io} = 30 \text{ V} \pm 10\%$. In tali condizioni si ha per T_1 :

$$V_{CE1\max} = 30 + 0,1 \cdot 30 - 20 = 13 \text{ V}$$

$$P_{d\max} = V_{CE1\max} I_L = 13 \cdot 1 = 13 \text{ W}$$

Si può impiegare il transistorore 2N3054 avente:

$$V_{CE\max} = 55 \text{ V}; \quad I_{C\max} = 4 \text{ A}$$

$$P_{d\max} = 29 \text{ W}; \quad h_{FE} \cong 40$$

La corrente di base di T_1 , per assicurare la corrente $I_L = 1$ A vale:

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{FE1}} \cong \frac{I_L}{h_{FE1}} = \frac{1}{40} = 25 \text{ mA}$$

Scegliendo un diodo Zener avente una $V_z = 5$ V e una corrente minima I_{zmin} di 10 mA in corrispondenza di $V_{imin} = 30 - 0,1 \cdot 30 = 27$ V, si ha:

$$R_1 = \frac{V_{imin} - V_z}{I_{zmin}} = \frac{27 - 5}{10 \cdot 10^{-3}} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

Il transistor T_2 deve lavorare ad una tensione:

$$V_{CE2} = V_L + V_{BE1} - V_z = 20 + 0,7 - 5 = 15,7 \text{ V}$$

essendo $V_{BE1} = 0,7$ V.

La corrente massima I_{C2max} di T_2 deve essere abbastanza superiore a I_{B1} per poterne assorbire le variazioni anche con V_{imax} ed essendo quest'ultima di 25 mA, I_{C2max} dovrà essere di almeno di 60 mA per cui si ha:

$$P_{d2max} = I_{C2max} \cdot V_{CE2} = 60 \cdot 10^{-3} \cdot 15,7 = 0,942 \text{ W}$$

La resistenza R_2 deve essere in grado di garantire la massima corrente I_{B1} con V_{imin} per cui deve essere:

$$R_2 = \frac{V_{imin} - (V_L + V_{BE1})}{I_{B1} + I_{C2min}}$$

e assumendo $I_{C2min} = 5$ mA, si ha:

$$R_2 = \frac{27 - 20,7}{(25 + 5) 10^{-3}} = 210 \Omega$$

Con tale valore in corrispondenza di V_{imax} e con corrente $I_L \cong 0$ in cui anche $I_{B1} \cong 0$ la corrente I_{C2} risulta:

$$I_{C2} \cong \frac{V_{imax} - (V_L + V_{BE1})}{R_2} = \frac{33 - 20,7}{210} \cong 58,6 \text{ mA}$$

e rientra nei limiti stabiliti.

Se nel funzionamento normale è:

$$V_{BE2} \cong 0,7 \text{ V}$$

il rapporto di partizione del partitore di uscita vale:

$$a \cong \frac{V_z + V_{BE2}}{V_L} = \frac{5 + 0,7}{20} = 0,285$$

12. Parametri caratteristici di un alimentatore stabilizzato

Le caratteristiche di stabilità degli alimentatori stabilizzati sono misurate da alcuni parametri tipici che di solito sono determinati in via sperimentale.

a) Fattore di stabilizzazione

È definito come il rapporto, espresso in per cento, fra la variazione della tensione di uscita V_L e la corrispondente variazione di quella d'ingresso V_i al circuito stabilizzatore con corrente erogata I_L costante:

$$F = \left(\frac{\Delta V_L}{\Delta V_i} \right)_{I_L = \text{cost}} \quad (20)$$

I valori di F di regola sono di qualche unità per mille.

b) Resistenza di uscita

È data dal rapporto fra la variazione della tensione di uscita e la variazione di corrente I_L corrispondente a parità di tensione alternata di alimentazione:

$$R_u = \left(- \frac{\Delta V_L}{\Delta I_L} \right)_{E=\text{cost}} \quad (21)$$

indicando con E il valore efficace della tensione alternata.

Valori tipici di R_u sono di qualche frazione di ohm.

La (21) tiene conto delle cadute di tensione nel trasformatore, raddrizzatore e filtro che sono *compensate dalla stabilizzazione*.

Il segno $-$ è dovuto al fatto che un aumento di corrente ($\Delta I_L > 0$) provoca una diminuzione della tensione di uscita ($\Delta V_L < 0$).

c) Coefficiente di temperatura

È dato dal rapporto fra la variazione della tensione di uscita ΔV_L e la variazione della temperatura ΔT che l'ha provocata, quando restano costanti sia la tensione d'ingresso V_i , sia la corrente I_L erogata dall'alimentatore cioè:

$$k = \left(\frac{\Delta V_L}{\Delta T} \right)_{\substack{I_L=\text{cost} \\ E=\text{cost}}} \quad (22)$$

Valori tipici di k sono di qualche mV/°C.

In base ai parametri introdotti la variazione ΔV_L della tensione di uscita dovuta alle cause sopracitate può essere espressa nella forma:

$$\Delta V_L = F \Delta E - R_u \Delta I_L + k \Delta T$$

Le prestazioni dello stabilizzatore possono essere migliorate agendo su uno qualsiasi dei parametri caratteristici.

Tali parametri devono essere determinati per via sperimentale tracciando le curve della tensione di uscita, in funzione della tensione d'ingresso con $I_L = \text{cost}$ per la determinazione di F , della tensione V_L in funzione del carico per la determinazione di R_u mentre per la determinazione di k occorre, tenendo costante sia la tensione d'ingresso che la corrente di carico, tracciare la curva della tensione di uscita in funzione della temperatura.

13. Circuiti stabilizzatori integrati

I circuiti stabilizzatori illustrati nel paragrafo 10 si prestano molto bene ad essere integrati, essendo costituiti da diodi, transistori e resistenze; sono così nate intere famiglie di circuiti stabilizzatori, chiamati anche *regolatori di tensione (voltage regulators)* di impiego estremamente semplice. Infatti i più comunemente usati si presentano come un circuito in un contenitore plastico avente tre morsetti (fig. 35a), uno d'ingresso, uno d'uscita e uno comune, che costituisce un quadripolo (fig. 35b) da connettere all'uscita del filtro di un normale alimentatore.

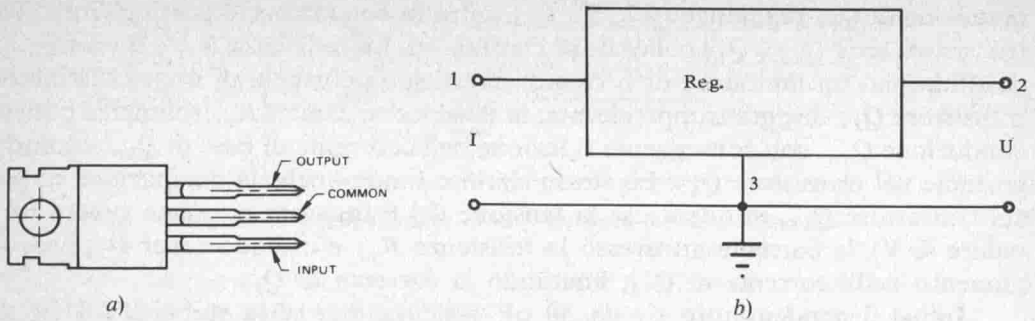


Fig. 35. - Regolatore di tensione integrato: a) configurazione esterna; b) rappresentazione schematica.

In commercio esiste una gamma abbastanza estesa nell'ambito della stessa famiglia, per quanto riguarda le tensioni stabilizzate ottenibili e le tensioni non stabilizzate applicabili all'ingresso del regolatore.

A titolo di esempio si illustra brevemente la serie μA 7800 della Fairchild, il cui schema circuitale è riportato in figura 36.

Esso è un integrato monolitico, costruito con processo epitassiale e comprende una limitazione interna di corrente, una protezione termica e una limitazione di potenza dissipata nel transistor serie. Con un adeguato dissipatore di calore, il dispositivo può erogare una corrente fino ad oltre 1 A.

I transistori da Q_1 a Q_6 , con le resistenze R_1 , R_2 e R_3 costituiscono il circuito di riferimento che fornisce una tensione di 5 V compensata in temperatura. Il valore della tensione stabilizzata è fissato dal partitore R_{19} - R_{20} . La protezione termica è assicurata dal transistor Q_{14} la cui base è tenuta ad un potenziale di $\sim 0,4$ V dal partitore R_5 , R_6 e R_7 alimentato dal circuito comprendente Q_{12} e D_1 ; quando la temperatura della

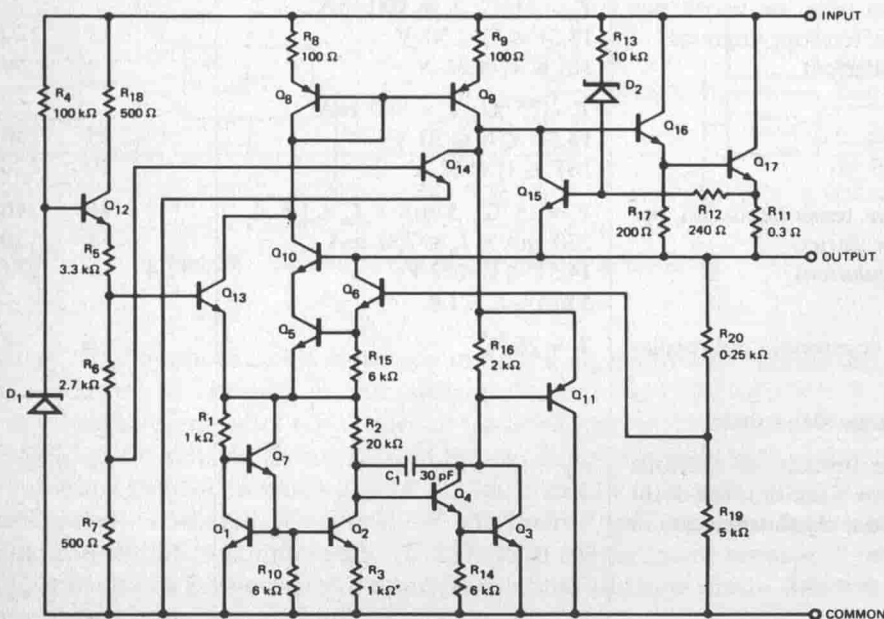


Fig. 36. - Schema circuitale di uno stabilizzatore integrato della serie μA 7800 della Fairchild.

giunzione di Q_{14} raggiunge i 175°C , Q_{14} entra in conduzione e porta all'interdizione i transistori serie Q_{16} e Q_{17} collegati in Darlington. La resistenza R_{11} e il transistor Q_{15} costituiscono un limitatore di corrente; infatti se la corrente di uscita che circola nel transistor Q_{17} diventa troppo elevata, la tensione ai capi di R_{11} si innalza ponendo in conduzione Q_{15} , con conseguente riduzione della corrente di base di Q_{16} e quindi della corrente nel transistor Q_{17} . Lo stesso circuito limita anche la dissipazione di potenza sul transistor Q_{17} , in quanto se la tensione del transistor in esame supera un certo valore (8 V), la corrente attraverso la resistenza R_{13} e il diodo zener D_2 , provoca un aumento della corrente di Q_{15} , limitando la corrente di Q_{17} .

Infine il condensatore C_1 da 30 pF assicura una certa stabilità del circuito di reazione.

La serie μA 7800 si compone di diversi dispositivi con tensioni stabilizzate da 5 V (il tipo μA 7805) a 24 V (il tipo μA 7824), tensioni d'ingresso fino ad un massimo di 35 V (40 V per il tipo μA 7824) e tensioni minime d'ingresso fino a circa 2 V al di sopra della tensione stabilizzata di uscita. Le caratteristiche principali del regolatore di tensione sono riportate sui manuali forniti dal costruttore. A titolo di esempio si riportano i dati fondamentali del regolatore μA 7812.

Condizioni tipiche di funzionamento:

Tensione d'ingresso	19 V
Corrente d'uscita	500 mA
Temperatura di giunzione	$0 \leq T_j \leq 125^{\circ}\text{C}$

Parametro	Condizioni	Min.	Tip.	Max.	Unità
Tensione di uscita	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	11,5	12	12,5	V
Variazione tensione uscita per variazione tensione ingresso (Line regulation)	$T_j = 25^{\circ}\text{C}; I_u = 100 \text{ mA}$				
	$14,5\text{V} \leq V_i \leq 30 \text{ V}$		13	120	mV
	$16\text{V} \leq V_i \leq 22 \text{ V}$		6	60	mV
	$T_j = 25^{\circ}\text{C}; I_u = 500 \text{ mA}$				
Variazione tensione uscita per variazione carico (Load regulation)	$14,5\text{V} \leq V_i \leq 30 \text{ V}$		55	240	mV
	$16\text{V} \leq V_i \leq 22 \text{ V}$		20	120	mV
	$T_j = 25^{\circ}\text{C}; 5 \text{ mA} \leq I_u \leq 1,5 \text{ A}$		46	240	mV
	$250 \text{ mA} \leq I_u \leq 750 \text{ mA}$		17	120	mV
	$14,5\text{V} \leq V_i \leq 27 \text{ V};$ $5 \text{ mA} \leq I_u \leq 1 \text{ A}$	11,4		12,6	V
Corrente consumata dal regolatore	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		4,4	8	mA
Attenuazione del ronzio			61		dB
Differenza minima di tensione fra ingresso e uscita (al di sotto della quale il regolatore cessa di funzionare) (Dropout voltage)			2		V
Resistenza di uscita			75		m Ω

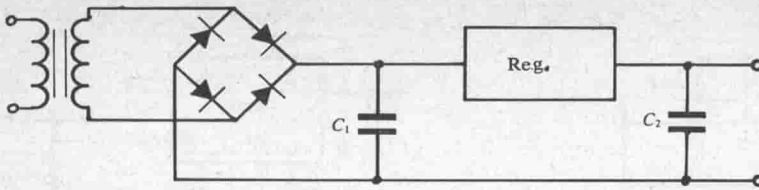


Fig. 37. - Circuito di applicazione di un regolatore di tensione integrato.

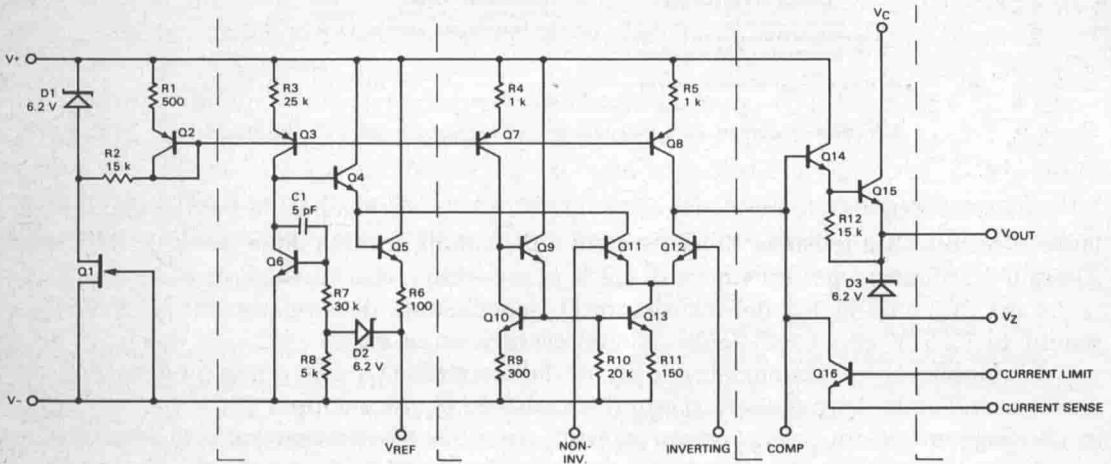
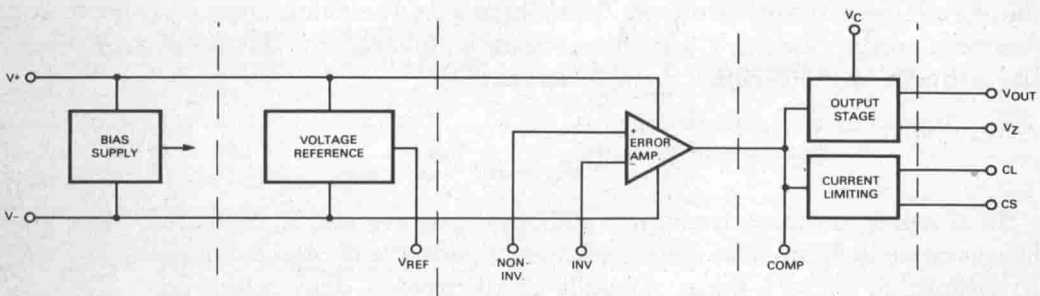
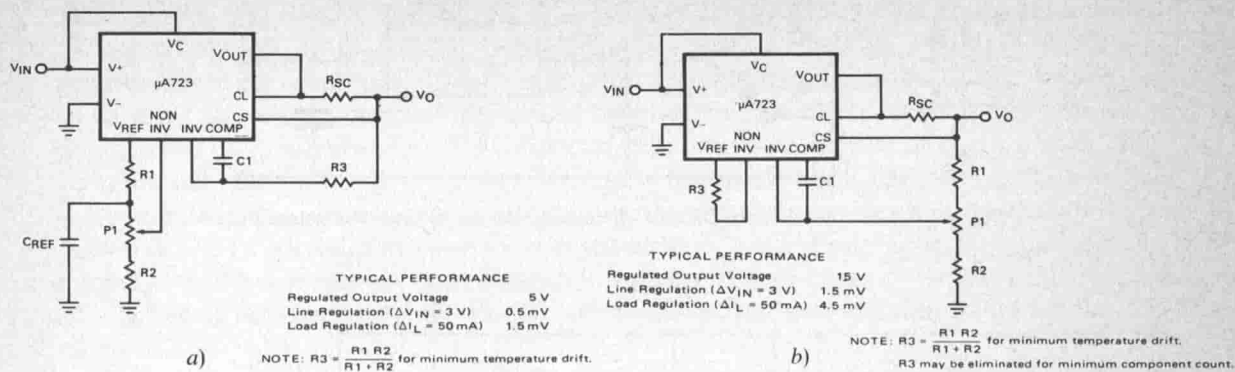
Fig. 38. - Schema elettrico del regolatore di tensione μA 723 della Fairchild.

Fig. 39. - Schema a blocchi del circuito di figura 38.

Un circuito di applicazione è riportato in figura 37, in cui il condensatore C_2 ha lo scopo di migliorare la risposta in transitorio.

Come ulteriore esempio di regolatore di tensione integrato si riporta il tipo μA 723 della Fairchild, il cui schema è illustrato in figura 38. Esso presenta diversi terminali di uscita (è montato in un contenitore a 14 piedini); su tali terminali, oltre alla tensione stabilizzata, sono accessibili il segnale di riferimento, gli ingressi dell'amplificatore differenziale che amplifica la differenza fra segnale di riferimento e segnale di uscita, una tensione V_z spostata di livello rispetto a quella di uscita (tramite diodo Zener) e i segnali per la limitazione della corrente (CL e CS).

Uno schema a blocchi del circuito di figura 38 è riportato in figura 39.

Fig. 40. - Schema di applicazione del regolatore μA 723 Fairchild.

Il diodo Zener D_1 e i transistori Q_1 (JFET) e Q_2 forniscono la polarizzazione per l'intero circuito. La tensione di riferimento è data dalla somma della tensione del diodo Zener D_2 , realizzato per un valore di 6,2 V al ginocchio, con coefficiente di temperatura $+2,4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ e dalla V_{BE} del transistor Q_6 (coefficiente di temperatura $-2,5 \text{ V}/^\circ\text{C}$) e risulta di 7,15 V con coefficiente di temperatura circa zero.

L'amplificatore differenziale è formato dalla coppia Q_{11} e Q_{12} , con un generatore di corrente sull'emettitore realizzato con il transistor Q_{13} . La coppia Q_{14} e Q_{15} , collegata in Darlington con un collegamento esterno, costituisce l'elemento serie di regolazione.

Uno schema di applicazione del regolatore in esame è riportato in figura 40a. Esso può fornire una tensione stabilizzata che può variare fra i limiti $2 \div 7 \text{ V}$; la tensione di riferimento è divisa dal partitore R_1 - R_2 (il potenziometro P_1 serve per l'aggiustamento) e applicata all'ingresso non invertente del differenziale. Il condensatore C_{REF} contribuisce a ridurre il ronzo, mentre C_1 ha funzione di stabilizzazione. La tensione di uscita è legata a quella di riferimento dalla relazione:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF}$$

Se si vuole ottenere tensioni stabilizzate più elevate, il regolatore deve essere collegato come in figura 40b; tale collegamento permette di ottenere tensioni da 7 a 37 V e la tensione di uscita è legata a quella di riferimento dalla relazione:

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF}$$

Gli alimentatori trattati nel presente capitolo possono fornire tensioni di qualche decina di volt e correnti fino a qualche ampere, quindi potenze di alcune decine di watt al massimo. Alimentatori per potenze elevate vengono realizzati seguendo altri criteri e impiegando componenti di tipo diverso; essi saranno trattati brevemente nel volume II.

INDICE ANALITICO

A

A (classe), 441-443
AB (classe), 441-464
Accettore, 59
Accoppiamento critico, 48
— diretto negli amplificatori, 383-386
— generatore-carico, 16
Adattamento d'impedenza, 46-51
Alimentatori, 517
— con filtro L-C a ingresso capacitivo, 530
— con filtro L-C a ingresso induttivo, 530
— con filtro R-C, 528
— stabilizzati, 535
— — a transistori, 542
Amplificatori a base comune, 360
Amplificatori a reazione, 291
Amplificatore cascode, 367
Amplificatore con gate a massa, 364
Amplificatore differenziale, 371
— — ad accoppiamento di emettitore, 379
— — ad accoppiamento di source, 374
— — alimentato a corrente costante, 377
Amplificatore in continua, 381
Amplificatori RC a FET, 227
— a pentodi, 254
— a transistori, 194
— a triodi, 251
Amplificatori selettivi a JFET e MOS, 262
— a JFET a semplice accordo, 263
— a JFET con accoppiamento a trasformatore, 268
— a JFET a filtro di banda, 270
— a transistori, 275

— a transistori a semplice accordo, 277
— a transistori a filtro di banda, 287
— a simmetria complementare, 463-482
— a simmetria quasi complementare, 486
— «single-ended», 462-483
— V-MOS, 489
Amplificazione di corrente, 150-156
— di potenza, 150
— di tensione, 149-156
Amplificazione intrinseca di un transistor, 155-157
Angolo di circolazione
— in un diodo, 89
— in un amplificatore in classe C, 506
Azione di massa (legge), 61

B

B (classe), 441-464
Banda di conduzione, 54
— di valenza, 54
Banda passante di un amplificatore in continua, 390
— — di un amplificatore a reazione, 303
— — di un amplificatore R-C, 192
— — di un amplificatore selettivo, 264, 267, 274
— — di un circuito risonante, 37-40
— — di circuiti risonanti, 37-56
— — accoppiati, 50
Bande di energia, 54
Barriera di potenziale, 65, 96

Bode, criterio di stabilità, 356
 Bilanci energetici negli amplificatori di potenza, 430

C

C (classe), 441-495
 Canale (nei FET), 121
 Capacità di diffusione, 71
 — di transizione, 71
 Capacità delle giunzioni, 203
 — interelettrodiche, 256
 Caratteristica dinamica mutua, 163
 — di un diodo a giunzione, 71
 — di un diodo a vuoto, 241
 Caratteristiche di un JFET, 124
 — di un MOS, 138
 — di un pentodo, 249
 — di un transistor, 101
 — di un triodo, 245
 Carica di un condensatore attraverso un diodo, 90
 Child (legge), 242
 Chopper, 401
 Circuiti accoppiati, 42
 Circuiti bootstrap, 321
 Circuito equivalente di un diodo, 74
 — — a π di un transistor, 202
 — — di un JFET, 130
 — — di un MOS, 143
 — — di un transistor a parametri h , 114
 — — di un transistor a parametri $\bar{Y}$, 275
 Circuiti integrati, 407
 — integrati a film sottile, 416
 — ibridi, 416
 — integrati monolitici, 409
 — integrati MOS, 417
 — integrati MOS complementari, 418
 Circuiti R-C, 24-28
 — R-L, 25-28
 — risonanti accoppiati, 47
 — — parallelo, 38
 — — serie, 33
 Circuito stabil-volt, 536
 Classi di funzionamento di un amplificatore, 440
 Coefficiente di risonanza, 33
 — di sovracorrente, 40
 — di sovratensione, 33
 Compensazione degli effetti termici, 174
 — dei partitori, 392
 — della deriva, 397

Conducibilità estrinseca, 60
 Controfase (amplificatori), 455
 Corrente di diffusione, 60
 — di drift, 62
 — inversa in una giunzione, 68
 — in un diodo a giunzione, 69
 «Cross-over» (distorsione), 470
 Curva universale di risonanza, 41
 — di risposta di un amplificatore, 210

D

Darlington, connessione, 322
 Decibel, 193
 Dente di sega, 14
 Depletion layer, 66, 121
 Deriva negli amplificatori, 396
 Differenziale (conduttanza mutua), 126
 — (resistenza), 126
 Diffusione (corrente di), 60
 Diodo a giunzione, 69
 — a punta di contatto, 79
 — a vuoto, 240
 — Zener, 79
 Distorsione, 425
 Distorsione di «cross-over» o d'incrocio, 470
 — in un amplificatore a reazione, 289
 — totale, 427
 Dissonanza, 42
 Donatore, 59
 Drift (correnti di), 62
 Drogaggio dei semiconduttori, 59

E

Early (effetto), 98
 Effetto Zener, 80
 Elettroni di valenza, 57
 Emissione termoionica, 239
 Emitter-follower, 309
 — banda passante, 314
 — punto di funzionamento a riposo, 315
 — resistenza d'ingresso, 311
 — resistenza d'uscita, 311
 Equazioni del transistor, 99

F

Fattore di merito di un circuito, 36
 Fattore di stabilità, 167

FET (caratteristiche), 124
 — circuito equivalente, 130
 Figura di merito di un amplificatore, 258
 — di un transistor, 200-202
 Filtro di banda, 47
 — L-C passa-basso, 527
 — R-C passa-basso, 527
 Forma d'onda, 11
 — a gradino, 13
 — rettangolari, 14
 — sinusoidali, 12
 — triangolari o a dente di sega, 14
 Frequenza di taglio, 193-208
 — di un transistor, 201
 Frequenza di transizione di un transistor, 202
 Fuga termica nei transistori, 177
 Funzione di trasferimento di un amplificatore, 292

G

Generatori di corrente, 3
 — di tensione, 3
 Germanio, 55
 Giacchetto (circuito di), 203
 Giunzione, 64
 — formazione, 64
 — polarizzata direttamente, 66
 — polarizzata inversamente, 67
 Guadagno di anello di un amplificatore a reazione, 294

H

Hall (costante), 63
 — (effetto), 63

I

Impedenza
 — d'ingresso di un amplificatore, 150, 157, 301
 — d'uscita di un amplificatore, 150, 158, 302
 Impiantazione di ioni, 419
 Induttanza critica di un alimentatore, 534
 Interdizione (tensione di), 247
 Invertitori di fase, 343
 Isolanti, 54

K

Kennelly-Steinmetz (teorema di), 3

L

Lacuna, 58
 Lavoro di estrazione, 54
 Legami covalenti, 57
 Livelli di energia, 53

M

Margine di fase, 357
 — di guadagno, 357
 Massa di un alimentatore, 527
 Miller (effetto M. nei triodi), 256
 — (effetto M. nei FET), 231
 — (teorema), 21
 Millmann (teorema), 9
 Mobilità delle cariche elettriche, 56
 MOS a due gate, 144
 — (caratteristiche), 138
 — (circuito equivalente), 143
 — «depletion», 136
 — «enhancement», 131
 — di potenza (V-MOS), 145

N

Neutralità elettrica (legge), 61
 Neutralizzazione, 286
 — negli amplificatori in classe C, 512
 Norton (teorema), 7
 Nyquist (criterio di stabilità), 354

O

Ohm - legge di Ohm generalizzata, 2
 Oscillazioni libere, 31
 — forzate, 33-38

P

Parametri a π di un transistor, 202
 — differenziali nei FET, 139-140
 — differenziali nei tubi a vuoto, 246-250
 — ibridi di un transistor, 114

- $\bar{Y}$ di un transistor, 276
- Pentodo, 249
- Pinch-off (tensione), 121
- Polarizzazione automatica (JFET), 180
- dei transistori, 162
- Ponte - raddrizzatori, 525
- Portatori di maggioranza, 60
- di minoranza, 60
- Potenza - condizioni di massimo trasferimento, 17-45
- Potenza dissipata in un diodo, 75
- in un tubo a vuoto, 247
- in un transistor, 108, 430
- Principio di sovrapposizione degli effetti, 10

Q

- Q di una bobina, 35
- di un circuito risonante, 36
- Quadripoli, 18
- circuiti equivalenti, 19
- parametri, 18
- resistenza d'ingresso, 20
- resistenza d'uscita, 21

R

- Raddrizzatore a doppia semionda, 523
- a ponte, 525
- a una semionda, 518
- Reazione parallelo-parallelo, 332
- parallelo-serie, 347
- positiva, 351
- serie-parallelo (di tensione), 306
- serie-serie (di corrente), 336
- Regioni di transizione, 66-121
- Rendimento di conversione, 432
- di trasferimento, 433
- totale, 433
- Resistenza differenziale di un diodo, 74-243
- termica, 75-108
- Resistività estrinseca, 60
- Reti stabilizzatrici, 349

- Retta di carico, 83
- dinamica, 160
- Richardson (legge), 240
- Risonanza (frequenza), 34

S

- Schema a blocchi di un amplificatore, 291
- Silicio, 55
- «Single-ended» - amplificatore, 462-483
- Soglia (tensione di), 133
- Sovrapposizione degli effetti (principio), 10
- Stabilizzatori di tensione integrati, 548
- Stabilizzazione termica, 268
- Stabil-volt (circuito), 536

T

- Tempo di immagazzinamento (storage), 78
- Tensione inversa (massima), 92-525
- di Zener, 80
- Thévenin (teorema), 6
- Transistore, 94
- Transizione (regione di), 66-121
- Trasformatore d'uscita, 435
- Triodo, 244

U

- Unilateralizzazione, 286

V

- Vallauri (equazione), 248
- V-MOS, 145

Z

- Zener (diodo), 79
- (punto di), 80

Prezzo al pubblico L. 9 600