

R. GIOMETTI / F. FRASCARI

ELETTROTECNICA  
ELETTRONICA  
RADIOTECNICA

volume secondo

*RADIOTECNICA ED ELETTRONICA INDUSTRIALE*



CALDERINI

Collana di testi coordinati  
per gli Istituti Tecnici Industriali e Professionali  
diretta da Mario Mariani

1ª edizione: marzo 1974

2ª edizione: luglio 1978

degli stessi Autori:

**ELETTROTECNICA - ELETTRONICA - RADIOTECNICA**

Volume I - Fondamenti teorici e pratici.

Volume II - Radiotecnica ed elettronica industriale.

**MANUALE PER IL LABORATORIO DI MISURE ELETTRONICHE**

Edizioni Calderini - Bologna

# 3

## AMPLIFICATORI PER BASSE FREQUENZE

### 3.1 - Generalità.

Finora sono stati esaminati amplificatori realizzati mediante un unico elemento non lineare e di tali amplificatori si sono ricavati i principali requisiti.

È necessario osservare che non sempre un amplificatore formato da un unico elemento non lineare, riesce a soddisfare, simultaneamente e nella misura ottimale, alle condizioni di funzionamento richieste. Più precisamente, con un unico elemento amplificatore è difficile ottenere nel medesimo tempo un forte guadagno di tensione e corrente (quindi di potenza), una buona linearità, l'adattamento di impedenza all'ingresso e all'uscita, e buone condizioni di stabilità.

Per risolvere il problema si è vista la necessità di connettere tra loro più stadi amplificatori. In particolare una connessione che consente di soddisfare ai requisiti sopra elencati è quella *in serie* o *cascata* (vedi Fig. 27) che consiste nel connettere due o più amplificatori tra loro in modo che ai morsetti di uscita del primo vengano collegati quelli d'ingresso del secondo e così via.

Con tale connessione il guadagno di tensione dei due stadi di figura 27, ad esempio, risulta:

$$A^{(v)} = \frac{v_{u2}}{v_{i1}} = \frac{v_{u1}}{v_{i1}} \cdot \frac{v_{u2}}{v_{i2}} = A_1^{(v)} \cdot A_2^{(v)}$$

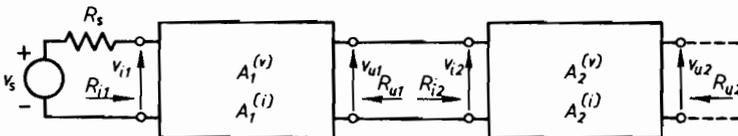


Fig. 27 - Amplificatori in cascata.  $R_i$  = resistenza d'ingresso;  $R_u$  = resistenza di uscita.

l'eguaglianza è verificata in quanto, come risulta dalla figura,  $v_{u1}$  e  $v_{i2}$  coincidono. Il risultato ottenuto, cioè che il guadagno totale è il prodotto dei guadagni dei singoli stadi, è estendibile al caso in cui gli stadi componenti siano  $n$  anziché due.

Nel collegamento di più stadi amplificatori in cascata, sorge il problema del modo in cui la connessione deve essere effettuata, e a tale scopo i metodi comunemente usati sono tre:

1) *Connessione RC*: consiste nel collegare un amplificatore all'altro mediante una capacità disposta in serie sul percorso del segnale e una resistenza disposta in parallelo. La capacità (di valore abbastanza elevato) ha la funzione di eliminare le componenti continue cui si sovrappone il segnale, mentre ai capi della resistenza si stabilisce la tensione del segnale, trasferito dall'uscita di uno stadio all'ingresso del successivo.

2) *Accoppiamento in continua*: si realizza nello stesso modo del precedente, ma eliminando la capacità che blocca la componente continua.

3) *Accoppiamento a trasformatore*: gli stadi vengono connessi in cascata, trasferendo il segnale dall'uno all'altro mediante un accoppiamento induttivo realizzato con un trasformatore.

Per poter comprendere meglio l'utilità, i vantaggi e gli svantaggi di ciascuno di questi tipi di connessione, nei paragrafi successivi vengono introdotti alcuni concetti relativi alla misura dell'amplificazione.

### 3.1.1 - Misura in dB del guadagno.

Si è dimostrato, al paragrafo 3.1, che il guadagno di più stadi amplificatori in cascata è fornito dal prodotto dei guadagni di ogni singolo stadio. Più in generale, in una cascata di quadripoli attivi o passivi, il rapporto tra la grandezza di uscita dell'ultimo e quella di ingresso del primo è dato dal prodotto dei guadagni o delle attenuazioni dei singoli quadripoli.

Per la valutazione rapida del rapporto suddetto può risultare difficile l'esecuzione di prodotti ripetuti; pertanto si è abbinata alla definizione di guadagno (o attenuazione) ormai usuale, una definizione di tipo logaritmico, che, grazie alle proprietà di tale funzione matematica, consente di trasformare in somme i prodotti.

Secondo tale definizione, il rapporto tra la potenza d'uscita e quella di ingresso di un quadripolo viene espresso mediante il *decibel* dB, che risulta definito nel seguente modo:

un guadagno di potenza, espresso in *decibel*, è uguale a dieci volte il logaritmo in base dieci del rapporto tra la potenza di uscita e quella di ingresso di un quadripolo (guadagno di potenza). In formule:

$$G = 10 \lg A^{(p)} = 10 \lg \frac{P_u}{P_i}.$$

Nel caso in cui si abbia un quadripolo con resistenza di uscita eguale a quella di ingresso, è possibile estendere l'applicazione dei dB anche alla espressione del guadagno di tensione e di corrente<sup>(1)</sup>.

Infatti, in un quadripolo avente resistenza di ingresso  $R$ , il legame tra la potenza di ingresso  $P_i$ , la corrente  $I_i$  e la tensione  $V_i$ , è:

$$P_i = \frac{V_i^2}{R} = I_i^2 R.$$

Analogamente, se il quadripolo ha resistenza di uscita  $R$ , risulta:

$$P_u = \frac{V_u^2}{R} = I_u^2 R$$

( $V_i$ ,  $V_u$ ,  $I_i$ ,  $I_u$ , sono i valori efficaci delle grandezze in esame) da questo segue:

$$\frac{P_u}{P_i} = \frac{V_u^2}{R} \cdot \frac{R}{V_i^2} = \frac{I_u^2 R}{I_i^2 R}$$

semplificando

$$\frac{P_u}{P_i} = \frac{V_u^2}{V_i^2} = \frac{I_u^2}{I_i^2}$$

applicando quindi la definizione di dB, si ottiene:

$$G = 10 \lg \frac{P_u}{P_i} = 10 \lg \left( \frac{V_u}{V_i} \right)^2 = 10 \lg \left( \frac{I_u}{I_i} \right)^2$$

da cui

$$G = 10 \lg \frac{P_u}{P_i} = 20 \lg \frac{V_u}{V_i} = 20 \lg \frac{I_u}{I_i}$$

infine

$$G = 10 \lg A^{(p)} = 20 \lg A^{(v)} = 20 \lg A^{(i)} .$$

Applicando la definizione di logaritmo è possibile eseguire il passaggio inverso, ovvero dalla espressione del guadagno in dB risalire a quella del guadagno di tensione, corrente o potenza:

$$A^{(p)} = 10^{\frac{G}{10}} \quad A^{(v)} = 10^{\frac{G}{20}} \quad A^{(i)} = 10^{\frac{G}{20}} .$$

Si osservi che la identità tra le espressioni dei vari tipi di guadagno è resa possibile dall'ipotesi di eguaglianza tra la resistenza d'ingresso

(1) Data la generalità della definizione di dB, anche se qui e nel seguito si fa riferimento al guadagno, è da intendersi definibile nello stesso modo anche l'attenuazione, che rappresenta il rapporto (minore dell'unità) tra le grandezze di uscita e quelle di ingresso di un quadripolo passivo. Nel corso della trattazione risulterà poi chiara la distinzione tra una misura in dB esprimente un guadagno ( $> 1$ ) ed una esprimente un'attenuazione ( $< 1$ ).

e quella di uscita del quadripolo. Nel caso che questa ipotesi non sia verificata, l'uso del dB resta limitato alla sola espressione del guadagno di potenza e non è estendibile a quello di tensione e di corrente. D'ora innanzi, ove non venga fatta specifica precisazione, si supponrà che tale ipotesi sia soddisfatta.

*Esercizio.*

Siano dati tre stadi amplificatori in cascata aventi guadagno di tensione rispettivamente:

$$A_1^{(v)} = 10 ; \quad A_2^{(v)} = 100 ; \quad A_3^{(v)} = 56,2 .$$

Trasformare i guadagni in dB e calcolare il guadagno complessivo.

TABELLA 5. a)

Decibel	Rapporti di tensione o corrente	
	Guadagno	Attenuazione
0	1	1
0,1	1,01	0,989
0,3	1,03	0,966
0,5	1,06	0,944
0,7	1,08	0,923
0,9	1,11	0,902
1	1,12	0,891
2	1,26	0,794
3	1,41	0,708
4	1,58	0,631
5	1,78	0,562
6	1,99	0,501
7	2,24	0,477
8	2,51	0,398
9	2,82	0,355
10	3,16	0,316
15	5,62	0,178
20	10,00	0,100
25	17,8	0,056
30	31,6	0,032
35	56,2	0,018
40	100	0,010
45	177,8	0,006
50	316	0,003
55	562	0,002
60	1.000	0,001
65	1.770	0,0006
70	3.160	0,0003
75	5.620	0,0002
80	10.000	0,0001
85	17.800	0,00006
90	31.600	0,00003
95	56.200	0,00002
100	100.000	0,00001

b)

Decibel	Rapporti di potenza	
	Guadagno	Attenuazione
0	1	1
0,1	1,02	0,977
0,3	1,07	0,933
0,5	1,12	0,891
0,7	1,17	0,851
0,9	1,23	0,813
1	1,26	0,794
2	1,58	0,631
3	1,99	0,501
4	2,51	0,398
5	3,16	0,316
6	3,98	0,251
7	5,01	0,199
8	6,31	0,158
9	7,94	0,126
10	10	0,100
15	31,6	0,032
20	100	0,010
25	$3,16 \cdot 10^2$	$3,16 \cdot 10^{-3}$
30	$1 \cdot 10^3$	$1 \cdot 10^{-3}$
35	$3,16 \cdot 10^3$	$3,16 \cdot 10^{-4}$
40	$1 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^{-4}$
45	$3,16 \cdot 10^4$	$3,16 \cdot 10^{-5}$
50	$1 \cdot 10^5$	$1 \cdot 10^{-5}$
55	$3,16 \cdot 10^5$	$3,16 \cdot 10^{-6}$
60	$1 \cdot 10^6$	$1 \cdot 10^{-6}$
65	$3,16 \cdot 10^6$	$3,16 \cdot 10^{-7}$
70	$1 \cdot 10^7$	$1 \cdot 10^{-7}$
75	$3,16 \cdot 10^7$	$3,16 \cdot 10^{-8}$
80	$1 \cdot 10^8$	$1 \cdot 10^{-8}$
85	$3,16 \cdot 10^8$	$3,16 \cdot 10^{-9}$
90	$1 \cdot 10^9$	$1 \cdot 10^{-9}$
95	$3,16 \cdot 10^9$	$3,16 \cdot 10^{-10}$
100	$1 \cdot 10^{10}$	$1 \cdot 10^{-10}$

I rapporti di tensione e di corrente si sono supposti ricavati per  $R_i = R_u$ . I valori in decibel della attenuazione sono da intendersi negativi.

$$\begin{aligned}G_1 &= 20 \lg 10 = 20 \text{ dB} ; \\G_2 &= 20 \lg 100 = 20 \cdot 2 = 40 \text{ dB} ; \\G_3 &= 20 \lg 56,2 = 20 \cdot 1,75 = 35 \text{ dB} .\end{aligned}$$

I risultati ottenuti si possono verificare in tabella 5 a).  
Per il guadagno totale, si ricordi che:

$$A_{\text{tot}}^{(v)} = A_1^{(v)} \cdot A_2^{(v)} \cdot A_3^{(v)} ;$$

in decibel risulta:

$$G_{\text{tot.}} = G_1 + G_2 + G_3 .$$

Sostituendo:

$$G_{\text{tot.}} = 20 + 40 + 35 = 95 \text{ dB} .$$

Esaminando la tabella 5 a) si osserva che a 95 dB corrisponde un guadagno di tensione pari a:

$$A_{\text{tot.}}^{(v)} = 56.200 .$$

Come si è già osservato, la misura in dB non è limitata al solo guadagno inteso come rapporto tra due grandezze, avente valore maggiore dell'unità, ma è estendibile anche alla misura dell'attenuazione, ovvero di un rapporto tra due grandezze, che risulti sicuramente minore di uno. Dalle conoscenze sui logaritmi si trae che, in questo caso, la misura in decibel diviene negativa, ovvero, mentre *un rapporto in dB espresso con numeri positivi rappresenta un guadagno, uno espresso con numeri negativi rappresenta una attenuazione.*

Come esempio si riporta il calcolo della attenuazione di un filtro alla frequenza di taglio. Come è noto, si stabilisce che un filtro «taglia» in corrispondenza di quel valore di frequenza per cui l'attenuazione si riduce di  $\sqrt{2}$  volte (rispetto al valore massimo teorico assunto eguale a 1) questo significa che il rapporto tra la tensione di uscita e quella d'ingresso vale:

$$\begin{aligned}\frac{V_u}{V_i} &= \frac{1}{\sqrt{2}} . \\G &= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = 20 \lg 2^{-\frac{1}{2}} \\&= -10 \lg 2 = -10 \cdot 0,3 = -3 .\end{aligned}$$

Quindi in un filtro, ed in generale in tutti i quadripoli in cui il guadagno o l'attenuazione modificano il proprio valore in funzione della frequenza, è possibile definire la frequenza di taglio come *frequenza a -3 dB*, intendendo con ciò che, in corrispondenza al valore di frequenze indicato, il guadagno si è ridotto di  $\sqrt{2}$  volte rispetto al valore assunto come massimo.

### 3.1.2 - Curva di risposta. Banda di frequenza di un amplificatore.

Lo studio compiuto finora sugli amplificatori è sempre stato sviluppato nell'ipotesi che il segnale da amplificare fosse alla frequenza di centro banda; questo in altri termini significa che si è supposto che il segnale d'ingresso avesse una frequenza tale da consentire di trascurare tutti gli effetti reattivi presenti nel circuito. Tuttavia, volendo eseguire una analisi della connessione di più stadi amplificatori in cascata, al fine di giudicare delle qualità del metodo di collegamento, occorre introdurre la conoscenza della *curva di risposta* di un amplificatore e di conseguenza quella della sua *banda di frequenza*.

Si definisce *curva di risposta* di un amplificatore l'insieme dei punti che indicano il valore assunto dal guadagno dell'amplificatore in corrispondenza di un determinato valore di frequenza, riportato in un grafico che reca in ascissa la frequenza del segnale d'ingresso (normalmente in scala logaritmica) e in ordinata il modulo del guadagno di tensione.

L'uso della scala logaritmica per le ascisse si rende necessario al fine di poter visualizzare entro uno spazio abbastanza limitato una vasta gamma di valori. Una curva di risposta tipica è riportata in figura 28.

Si noti che la curva è stata ottenuta da un amplificatore nel quale il segnale viene introdotto e prelevato attraverso delle capacità aventi la funzione di separare le componenti continue dal segnale stesso.

Come si può osservare dall'analisi della figura, in corrispondenza delle frequenze basse e di quelle elevate, il guadagno subisce una diminuzione e questa è da attribuire rispettivamente:

a) *per le basse frequenze*: alle capacità disposte in serie sul percorso del segnale (capacità di collegamento con il generatore e con il carico); infatti tali capacità presentano una reattanza che diminuisce all'aumentare della frequenza, quindi la tensione d'uscita risulta più bassa alle basse frequenze e più alta alle medie;

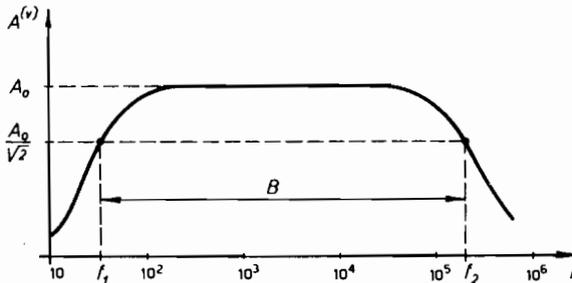


Fig. 28 - Curva di risposta di un amplificatore generico:  $B$  = larghezza di banda;  $f_1$  = frequenza di taglio inferiore;  $f_2$  = frequenza di taglio superiore;  $A_0$  = guadagno in centro banda;  $\frac{A_0}{\sqrt{2}} = A_0 \cdot 0,707$  = guadagno alle frequenze di taglio  $f_1, f_2$ .

b) *per le alte frequenze*: alle capacità parassite dei collegamenti, degli elementi attivi ed al fatto che il guadagno intrinseco dei transistori, tubi e FET, dipende dalla frequenza. Tutti questi fattori infatti si comportano alla stregua di reattanze capacitive disposte tra il percorso del segnale e la massa, pertanto il segnale, al crescere della frequenza, incontra una reattanza via via decrescente verso massa e solo una parte di esso giunge all'uscita.

In tal modo si riduce il guadagno alle frequenze più elevate (rispetto a quelle intermedie).

Così come è stata definita la banda di frequenza per i filtri (vol. I, par. 9.1.4), è possibile definirla, in funzione dell'andamento della curva di figura 28, anche per gli amplificatori. Precisamente, poiché il valore del guadagno subisce una diminuzione sia in corrispondenza delle frequenze basse che di quelle elevate, si definisce *banda di frequenza di un amplificatore*, quell'insieme di valori (di frequenza) compreso tra le due frequenze in corrispondenza delle quali il guadagno diviene  $\sqrt{2}$  volte minore di quello che era nella parte centrale del tratto orizzontale della curva di risposta. Con riferimento alla figura 28, viene definita banda di frequenza l'espressione:

$$B = f_2 - f_1$$

ove  $f_2$  = frequenza di taglio superiore;

$f_1$  = frequenza di taglio inferiore.

In funzione di quanto esposto, si definiscono *frequenze di centro banda* i valori di frequenza, corrispondenti al tratto centrale della zona pressoché rettilinea della curva di risposta.

Al fine di fissare un valore (teorico) di frequenza di centro banda, si usa l'espressione:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \simeq \frac{f_2}{2}.$$

Si comprende ora il significato dell'ipotesi richiamata all'inizio del paragrafo, cioè che in corrispondenza delle frequenze di centro banda è possibile prescindere dagli effetti delle capacità presenti nel circuito e di quelle parassite. Infatti le capacità serie sono trascurabili perché la loro reattanza è già molto bassa e quelle parallele lo sono perché la loro reattanza è ancora molto elevata, in corrispondenza dei valori di frequenza di centro banda.

#### *Osservazione.*

Specie nel campo delle telecomunicazioni, riesce utile applicare la definizione di dB alla curva di risposta di un amplificatore, ovvero esprimere il guadagno di tensione mediante i dB. A questo scopo si considera, in luogo della curva di figura 28, quella normalizzata di fi-

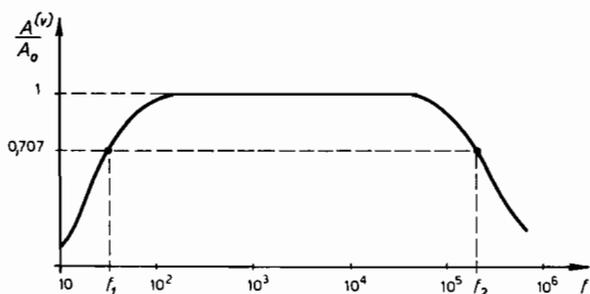


Fig. 29 - Curva di risposta normalizzata.

gura 29. Per *curva normalizzata* si intende la curva rappresentata su di un sistema cartesiano che rechi in ordinata il rapporto tra il guadagno in corrispondenza di una generica frequenza ed il guadagno in centro banda ( $A_0$ ). In questo modo, in tutto il tratto orizzontale della curva il guadagno vale:

$$\frac{A(v)}{A_0} = 1.$$

In corrispondenza delle frequenze di taglio vale

$$\frac{A_0}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$$

e così via, con valori sempre compresi tra 0 e 1.

Se si applica la definizione di dB alla curva normalizzata di figura 29, si ottiene la rappresentazione normalizzata in dB di figura 30. In essa si osserva che il valore normalizzato del guadagno in centro banda, cioè:

$$\frac{A(v)}{A_0} = 1$$

diviene

$$\left[ \frac{A(v)}{A_0} \right]_{dB} = 20 \lg 1 = 0$$

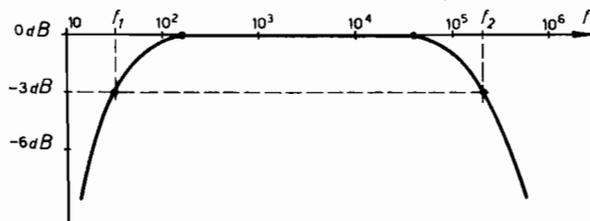


Fig. 30 - Curva di risposta normalizzata con l'ordinata espressa in dB.

mentre tutti gli altri valori del guadagno normalizzato, essendo compresi tra 0 e 1, risultano espressi da valori di dB negativi; così ad esempio, alle frequenze di taglio si ha:

$$\left[ \frac{A_0}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{A_0} \right]_{dB} = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = 20 \lg 2^{-\frac{1}{2}} = -10 \lg 2 = -3 \text{ dB} .$$

Di conseguenza, poiché la larghezza di banda di un amplificatore è l'insieme delle frequenze comprese tra i valori per i quali risulta

$$\frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} ,$$

rapporto definibile con  $-3$  dB, è di uso comune esprimerla anche come *banda a  $-3$  dB*.

Viceversa in corrispondenza di  $-6$  dB, ad esempio, si può riscontrare che è (vedi Tab. 5 a)

$$\frac{A}{A_0} = 0,501 \simeq \frac{1}{2} \quad \text{cioè} \quad A = 0,501 A_0 \simeq \frac{A_0}{2}$$

ovvero, il guadagno a  $-6$  dB è circa la metà del guadagno in centro banda.

### 3.2 - Amplificatori in cascata con accoppiamento R-C.

Come già si è accennato al paragrafo 3.1, gli amplificatori R-C sono formati da stadi amplificatori connessi l'uno all'altro mediante:

a) una capacità disposta in serie al percorso del segnale ed avente la funzione di eliminare le componenti continue;

b) una resistenza in parallelo, ai cui capi si stabilisce il segnale che dall'uscita di uno stadio passa all'ingresso del successivo.

Le modalità di tale connessione sono schematizzate in figura 31.

Nell'analisi degli amplificatori con accoppiamento R-C, il problema fondamentale è quello che riguarda il comportamento alle frequenze alte e basse della banda, nonché la determinazione delle frequenze di taglio. Nei paragrafi successivi, vengono svolte considerazioni appro-

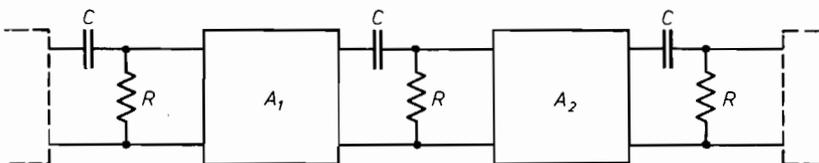


Fig. 31 - Catena di stadi amplificatori eguali con accoppiamento R.C.

fondite al fine di risolvere tali problemi. Tuttavia è possibile, in via generale, tracciare la linea del ragionamento che verrà seguito:

a) *Frequenza di taglio inferiore.*

I componenti che determinano la frequenza di taglio inferiore sono, come è noto, le capacità disposte in serie sul percorso del segnale, che sono rappresentate in pratica dalle capacità di accoppiamento. Osservando che ciascuna delle capacità in serie, cioè di accoppiamento tra gli stadi (oppure tra il generatore d'ingresso ed il primo stadio o ancora tra l'ultimo stadio e il carico) forma, con le resistenze del circuito equivalente alle variazioni (resistenza di accoppiamento, resistenza di ingresso dello stadio successivo, resistenza differenziale, resistenza di carico, ecc.) un circuito  $C$ - $R$  assimilabile ad un *filtro passa-alto* (vol. I, par. 9.5.3), è evidente che ognuna di tali capacità dà luogo ad una propria frequenza di taglio inferiore esprimibile con la formula generale:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

ove con  $R$  si indica l'insieme delle resistenze appartenenti alla parte di circuito differenziale di cui fa parte la generica capacità di accoppiamento  $C$ , calcolato in modo da trovarsi in parallelo sul percorso del segnale e costituire, con la capacità  $C$  posta in serie, un filtro passa alto secondo lo schema di figura 32 a).

Da questo segue che, in un generico amplificatore composto da più stadi in cascata (od anche da uno solo stadio connesso mediante capacità al generatore di segnale ed al carico), si hanno tante frequenze di taglio inferiore quante sono le capacità di accoppiamento.

La frequenza di taglio inferiore complessiva è determinabile in questo caso, mediante considerazioni che verranno sviluppate al paragrafo 3.5<sup>(2)</sup>.

b) *Frequenza di taglio superiore.*

La frequenza di taglio superiore dipende dalle capacità disposte in parallelo sul percorso del segnale: queste infatti realizzano, assieme alle resistenze che appartengono al loro stesso circuito nello schema equivalente alle variazioni, dei *filtri passa basso* (vol. I, par. 9.5.2).

Per ciascuna delle capacità disposte in parallelo sul percorso del segnale, in un amplificatore composto da più stadi in cascata, è dunque possibile definire una frequenza di taglio avente la forma generica:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

<sup>(2)</sup> Sulle frequenze di taglio inferiore, influiscono anche le capacità di by-pass di ogni singolo amplificatore, tuttavia, come si vedrà in seguito, è possibile dimensionarle in modo da rendere il loro effetto trascurabile rispetto a quello della capacità di accoppiamento.

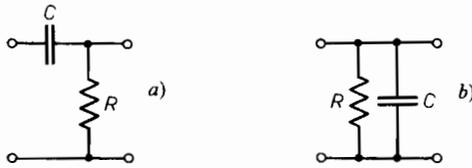


Fig. 32 - a) Schema di principio del filtro passa alto per la determinazione della frequenza di taglio inferiore; b) schema di principio del filtro passa basso per la determinazione della frequenza di taglio superiore.

ove con  $R$  si indica l'insieme delle resistenze poste nella parte di circuito equivalente, cui appartiene la capacità in parallelo  $C$ , calcolato in modo da trovarsi in parallelo sul percorso del segnale e costituire, con le capacità stesse, un filtro passa-basso secondo lo schema di figura 32 b).

Come si è osservato per la frequenza di taglio inferiore, anche nella determinazione della frequenza di taglio superiore totale di un amplificatore che abbia più capacità in parallelo (perciò più valori di frequenza di taglio superiore), si svolgono considerazioni che verranno sviluppate al paragrafo 3.5.

Occorre ora determinare la natura delle capacità disposte in parallelo sul percorso del segnale. A questo scopo si noti che esse rappresentano essenzialmente le capacità parassite interne del dispositivo non lineare che esegue l'amplificazione (tubo, JFET, transistore). Precisamente, ogni dispositivo non lineare è riconducibile, a causa del suo comportamento alle alte frequenze, allo schema di principio di figura 33 a)<sup>(3)</sup>.

A sua volta lo schema di figura 33 a) può essere ricondotto a quello di figura 33 b), grazie all'applicazione del teorema di Miller (vedi par. 3.2.1), e ad opportune semplificazioni che potranno venire comprese esaminando singolarmente gli schemi equivalenti dei vari dispositivi. Il circuito di figura 33 b) permette di concludere che ogni elemento non lineare introduce, in corrispondenza delle frequenze più alte della banda di funzionamento, una capacità parassita disposta in parallelo sul percorso del segnale ed imputabile alla sezione d'ingresso del dispositivo non lineare stesso.

### 3.2.1 - Teorema di Miller.

Il teorema di Miller consente di trasferire una impedenza che si trovi tra due morsetti di un quadripolo aventi potenziale diverso, scin-

<sup>(3)</sup> Nel seguito verranno esaminati in modo più approfondito i circuiti equivalenti alle variazioni dei dispositivi non lineari funzionanti in alta frequenza, e risulteranno di struttura più complessa, tuttavia gli elementi di figura 33 a), compaiono tutti nello schema di ogni dispositivo e sono essenziali per il ragionamento che segue.

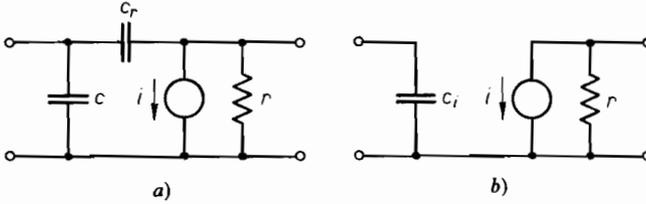


Fig. 33 - a) Circuito differenziale semplificato per un generico dispositivo non lineare; b) circuito differenziale trasformato mediante il Teorema di Miller ed opportunamente semplificato  $C_i = C + C_r(1 - A)$ .

dendola e disponendola tra ciascuno di questi morsetti e il riferimento comune (massa), dopo averla moltiplicata per opportuni fattori di trasferimento.

Per comprendere l'enunciato, si esamini il quadripolo di figura 34 a), ove tra i morsetti  $i$  e  $u$  è disposta la impedenza  $Z$ .

Siano:  $v_i$ , il potenziale tra il morsetto d'ingresso e il riferimento comune e  $v_u$ , il potenziale tra il morsetto di uscita e il medesimo riferimento (con  $v_i \neq v_u$ ). A causa della differenza di potenziale tra i due morsetti, circola, nella impedenza, una corrente  $i_i$  dovuta al potenziale  $v_i$  ed una corrente  $i_u$  dovuta al potenziale  $v_u$ .

Se si definisce il rapporto:

$$A = \frac{v_u}{v_i}$$

è possibile dimostrare l'equivalenza tra il circuito di figura 34 a) e quello di figura 34 b) ove:

$$Z_i = \frac{Z}{1 - A} ; \quad Z_u = \frac{Z A}{A - 1} .$$

Per dimostrare la prima delle due eguaglianze si osservi che, sia con la disposizione di figura 34 a) sia con quella di figura 34 b), occorre che dal morsetto d'ingresso, a potenziale  $v_i$ , esca la medesima corrente  $i_i$ , ma, in figura 34 a) è:

$$i_i = \frac{v_i - v_u}{Z}$$

e in figura 34 b) è:

$$i_i = \frac{v_i}{Z} = v_i \cdot \frac{1 - A}{Z}$$

peraltro, in base alla definizione di  $A = \frac{v_u}{v_i}$  è possibile dimostrare la identità tra il primo valore di  $i_i$  ed il secondo, infatti:

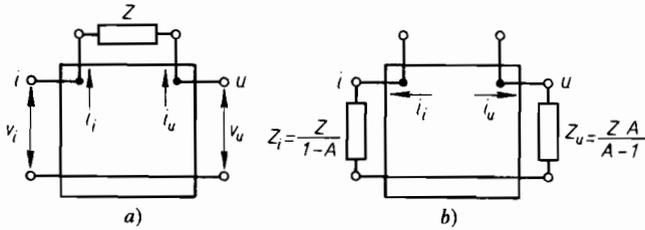


Fig. 34 - a-b) Schema applicativo per il teorema di Miller.

$$i_i = \frac{v_i - v_u}{Z} = \frac{v_i \left(1 - \frac{v_u}{v_i}\right)}{Z} = v_i \cdot \frac{(1 - A)}{Z}.$$

Analogo procedimento si può seguire per dimostrare l'eguaglianza relativa alla sezione di uscita e si ottiene:

1) dalla figura 34 a):

$$i_u = \frac{v_u - v_i}{Z} = \frac{v_u \left(1 - \frac{v_i}{v_u}\right)}{Z} = \frac{v_u \left(1 - \frac{1}{A}\right)}{Z} = v_u \cdot \frac{(A - 1)}{Z A}$$

2) dalla figura 34 b):

$$i_u = \frac{v_u}{\frac{Z A}{A - 1}} = v_u \cdot \frac{A - 1}{Z A}.$$

Poiché le due espressioni di  $i_u$  sono identiche, il valore dato alla  $Z$  trasferita sull'uscita nel circuito di figura 34 b), fa sì che l'effetto di tale impedenza per il circuito di uscita coincida con quello prodotto da  $Z$  nel circuito di figura 34 a).

Si osservi che, se in luogo di una impedenza  $Z$ , l'elemento di collegamento tra i morsetti d'ingresso e di uscita fosse una ammettenza  $Y$ , le formule del teorema di Miller assumerebbero l'espressione:

$$Y_i = Y(1 - A); \quad Y_u = Y \frac{A - 1}{A}.$$

Al fine di comprendere gli effetti prodotti dall'applicazione del teorema di Miller su di un quadripolo generico, o su di un amplificatore avente guadagno  $|A| \gg 1$ , si esaminano i due casi particolari in cui  $Z$  si riduce ad una resistenza pura di valore  $R$ , oppure  $Y$  si riduce ad una suscettanza pura  $\omega C$ .

Si ottiene in tal modo:

a) *Resistenza pura R.*

La resistenza che si vede trasferita tra i morsetti d'ingresso vale:

$$R_i = \frac{R}{1 - A}$$

e poiché  $|1 - A|$ , nel caso in un amplificatore, è  $\gg 1$ , la resistenza vista dall'ingresso risulta molto minore di  $R$ .

La resistenza che si vede trasferita tra i morsetti di uscita vale:

$$R_u = \frac{RA}{A - 1}$$

e, poiché  $|A| \gg 1$  e  $|A - 1| \simeq A$ , in un amplificatore di guadagno  $A$ , la resistenza trasferita tra i morsetti di uscita è pressoché eguale a  $R$ .

b) *Suscettanza pura  $\omega C$ .*

La suscettanza (ovvero, dato che  $\omega$  mantiene costante il proprio valore nelle considerazioni che seguono, la capacità) che si vede tra i morsetti d'ingresso vale:

$$\omega C_i = \omega C (1 - A).$$

In un amplificatore, la capacità tra i morsetti d'ingresso diviene in tal modo abbastanza elevata, risultando moltiplicata per il termine  $|1 - A| \gg 1$ .

La suscettanza (ovvero la capacità) che si vede tra i morsetti di uscita vale:

$$\omega C_u = \omega C \cdot \frac{A - 1}{A}$$

poiché in un amplificatore  $\frac{A - 1}{A} \simeq 1$ , la capacità vista tra i morsetti di uscita conserva all'incirca il medesimo valore della capacità  $C$  di collegamento tra ingresso e uscita.

### 3.3 - Amplificatori R-C a tubi e JFET.

#### 3.3.1 - Analisi del comportamento alle frequenze intermedie.

In figura 35 è riportato lo schema di due stadi amplificatori eguali a tubi con connessione  $RC$ .

Nella figura sono state poste in evidenza per uno dei due stadi (con linee tratteggiate), le capacità interelettrodiche dei tubi e le capacità parassite degli accoppiamenti. In questo modo nello schema compaiono tutti gli elementi che influiscono sul comportamento dell'amplificatore alle varie frequenze.

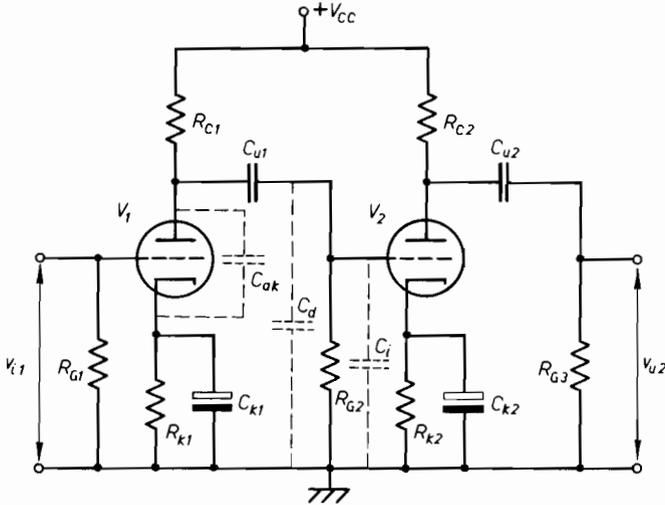


Fig. 35 - Coppia di stadi eguali a triodo:  $C_{ak}$  = capacità anodo catodo di  $V_1$ ;  $C_d$  = capacità distribuita dovuta ai collegamenti ( $5 + 15$  pF); normalmente nei montaggi su circuito stampato viene trascurata.  $C_i$  = capacità d'ingresso del secondo triodo ( $V_2$ ) conglobante la capacità  $C_{gk}$  e la  $C_{ag}(1 - A)$  trasferita mediante il teorema di Miller.

Nel seguito verrà sviluppata l'analisi del circuito, esaminandolo nelle diverse situazioni:

- 1) *alle frequenze intermedie*: in corrispondenza delle quali è possibile trascurare gli effetti reattivi, per i motivi ormai noti;
- 2) *alle basse frequenze*: per cui occorre tener conto delle capacità poste in serie sul percorso del segnale (capacità di accoppiamento) e si possono trascurare quelle poste in derivazione (parassite ed interelettrodiche);
- 3) *alle alte frequenze*: per le quali occorre tener conto delle capacità poste in derivazione sul percorso del segnale (e si possono trascurare quelle poste in serie).

In questo paragrafo si esamina il complesso costituito dai due stadi amplificatori, nell'ipotesi che lavorino alle frequenze intermedie, cioè in quella zona della curva di risposta in cui il guadagno resta costante al variare della frequenza. Per l'amplificatore alle frequenze intermedie si ricava il guadagno di tensione, la resistenza d'ingresso e quella di uscita, facendo riferimento al circuito equivalente alle variazioni, riportato in figura 36, nel quale, per quanto osservato più sopra si sono trascurate le capacità, supponendo che il segnale sia alle frequenze di centro banda.

a) *Guadagno di tensione.*

Il guadagno complessivo di tensione vale:

$$A^{(v)} = \frac{v_{u2}}{v_{i1}}$$

e, come è noto, si può anche indicare

$$A^{(v)} = \frac{v_{u2}}{v_{i1}} = \frac{v_{u1}}{v_{i1}} \cdot \frac{v_{u2}}{v_{i2}}$$

l'eguaglianza è resa possibile dal fatto che  $v_{i2}$  coincide con  $v_{u1}$ . Peraltro, dall'ultimo termine della eguaglianza precedente si può anche ricavare:

$$A^{(v)} = A_1^{(v)} \cdot A_2^{(v)} .$$

Trattandosi di due stadi eguali, è sufficiente eseguire il calcolo del guadagno di uno di essi e moltiplicarlo per se stesso al fine di ottenere il guadagno totale.

Volendo ricorrere alla rappresentazione in dB del guadagno, si ottiene

$$G_{\text{tot.}} = G_1 + G_2 .$$

Dal circuito equivalente di figura 36 risulta evidente che il carico del primo stadio è costituito dalla resistenza  $R_{G2}$  d'ingresso del secondo e, se si suppone che i due stadi considerati siano intermedi di una catena di stadi eguali(\*), il carico del secondo è la resistenza d'ingresso di un eventuale terzo stadio e così via. In tal modo, analizzando il primo stadio di figura 36, (cioè la parte di circuito compresa tra le sezioni a e b) il cui carico è rappresentato da  $R_{G2}$ , si ha:

$$A_1^{(v)} = \frac{v_{u1}}{v_{i1}} = -g_{m1} R_{p1}$$

ove

$$R_{p1} = r_{a1} // R_{c1} // R_{G2}$$

(si osservi che, nel caso in esame,  $v_{gk1}$  coincide con  $v_{i1}$ ).

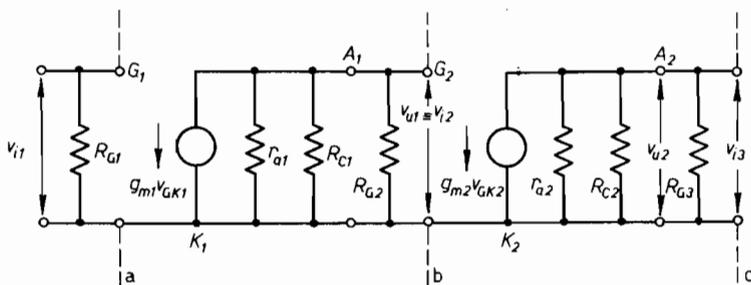


Fig. 36 - Circuito differenziale alle frequenze di centro banda dell'amplificatore di figura 35.

(\*) Il considerare una catena di  $n$  stadi eguali in cascata, è utile ai fini della trattazione teorica; tuttavia, nella pratica, gli stadi in cascata presentano generalmente caratteristiche diverse l'uno dall'altro, in quanto ciascuno di essi riceve all'ingresso il segnale amplificato dal precedente.

Analizzando invece il secondo stadio, cioè il circuito compreso tra le sezioni *b* e *c*, il cui carico è rappresentato da  $R_{G3}$ , resistenza d'ingresso di un eventuale stadio successivo, risulta

$$A_2^{(v)} = \frac{v_{u2}}{v_{i2}} = -g_{m2} R_{p2}$$

ove

$$R_{p2} = r_{a2} // R_{c2} // R_{G3} .$$

Pertanto il guadagno totale di tensione vale:

$$A_{\text{tot.}}^{(v)} = A_1^{(v)} \cdot A_2^{(v)} = g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot R_{p1} \cdot R_{p2} .$$

Che, nell'ipotesi di due stadi eguali, facenti parte di una catena di stadi eguali, si può anche scrivere:

$$A_{\text{tot.}}^{(v)} = g_m^2 R_p^2 .$$

Si osservi che il segno del guadagno totale risulta positivo; questo significa che il segnale di uscita del secondo stadio è in fase con quello d'ingresso del primo; in effetti questo è comprensibile notando che il segnale d'ingresso subisce due successivi sfasamenti di  $180^\circ$  ciascuno.

Più in generale, in una catena di *n* stadi, (a catodo comune) se *n* è un numero pari, il segnale di uscita è in fase con quello d'ingresso; se *n* è dispari, i due segnali sono sfasati di  $180^\circ$ .

#### b) Resistenza d'ingresso.

Coincide con la resistenza d'ingresso del primo stadio cioè:

$$R_i = R_{G1} .$$

#### c) Resistenza di uscita.

La resistenza di uscita dei due stadi in cascata è quella che si vede dai morsetti della resistenza  $R_{G3}$  in assenza di  $R_{G3}$  stessa e con il generatore di segnale cortocircuitato; vale pertanto:

$$R_0 = R_{c2} // r_{a2} .$$

#### Osservazioni

1) Le considerazioni svolte fino a questo punto per una cascata di stadi amplificatori a triodi, restano valide anche se gli elementi non lineari sono pentodi o JFET.

2) Non si è fatto cenno del guadagno di corrente poiché, come è noto, nei dispositivi comandati in tensione, il guadagno di corrente si può considerare praticamente infinito.

### 3.3.2 - Risposta alle basse frequenze della banda di un amplificatore a tubi o JFET con accoppiamento R-C.

Considerando come basse frequenze della banda, per un amplificatore, quelle che stanno al di sotto di  $10 f_1$  (ove con  $f_1$  si è indicata la frequenza di taglio inferiore dell'amplificatore stesso), in corrispondenza di tali valori di frequenza è ancora possibile trascurare l'effetto delle capacità interelettrodiche e parassite (disposte in derivazione sul percorso del segnale) e considerare solo quello delle capacità di accoppiamento (disposte in serie). Al fine di esaminare il comportamento degli amplificatori R-C alle basse frequenze, si considera un solo stadio, salvo estendere le conclusioni a più stadi nei modi che verranno enunciati nel seguito.

Si prende in esame il circuito equivalente alle variazioni per basse frequenze di figura 37 a), corrispondente allo stadio che va dalla griglia del tubo  $V_1$  a quella del tubo  $V_2$  nello schema di figura 35. Per poter compiere lo studio di tale circuito, si applica il teorema di Thevenin al circuito posto a sinistra del condensatore  $C_{u1}$ .

Si ottiene<sup>(4)</sup>

$$R_{eq} = \frac{r_{a1} \cdot R_{c1}}{r_{a1} + R_{c1}}; \quad \bar{V}_{eq} = -g_m \bar{V}_{gk1} R_{eq}$$

per cui si può realizzare il circuito di figura 37 b). In esso risulta:

$$(3.1) \quad \bar{V}_{u1} = \frac{\bar{V}_{eq}}{R_{eq} + R_{G2} - \frac{j}{\omega C_{u1}}} \cdot R_{G2}$$

esplicitando:

$$\bar{V}_{eq} = -g_m \bar{V}_{gk1} R_{eq}$$

e dividendo ambo i membri della eguaglianza (3.1) per  $\bar{V}_{gk1}$ , si ottiene:

$$\bar{A}_b^{(v)} = \frac{\bar{V}_{u1}}{\bar{V}_{gk1}} = - \frac{g_m R_{eq} R_{G2}}{R_{eq} + R_{G2} - \frac{j}{\omega C_{u1}}} \quad \text{Guadagno di tensione alle basse frequenze.}$$

Dividendo numeratore e denominatore per  $R_{eq} + R_{G2}$  si ha:

$$\bar{A}_b^{(v)} = \frac{-g_m \frac{R_{eq} R_{G2}}{R_{eq} + R_{G2}}}{1 - \frac{j}{\omega C_{u1} (R_{eq} + R_{G2})}}$$

(4) Si osservi che, mentre finora si è fatto ricorso alla notazione istantanea per i segnali relativi all'amplificatore, nel seguito si utilizza a volte la notazione simbolica in quanto occorre svolgere delle considerazioni relative anche alla fase di grandezze vettoriali.

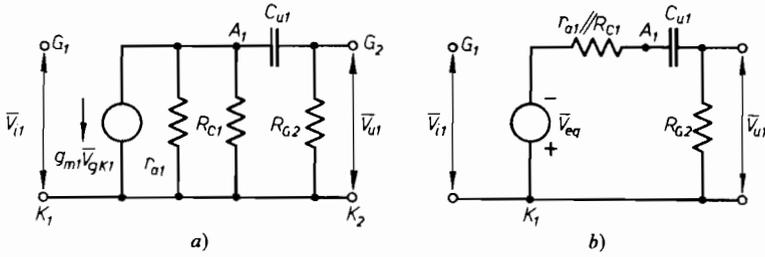


Fig. 37 - a) Circuito differenziale parallelo alle frequenze basse della banda relativo al primo stadio ( $V_1$ ) dell'amplificatore di figura 35; b) circuito differenziale serie ricavato da quello parallelo di figura 37 a) mediante l'applicazione del teorema di Thevenin.

Si osservi che

$$\frac{R_{eq} R_{G2}}{R_{eq} + R_{G2}}$$

è il parallelo tra le resistenze del circuito di figura 37 a), dunque il termine

$$- g_m \frac{R_{eq} R_{G2}}{R_{eq} + R_{G2}}$$

rappresenta il guadagno in centro banda, ovvero relativo al caso in cui si può trascurare la capacità  $C_{u1}$ .

Se si indica con  $A_0$  tale guadagno, risulta:

$$(3.2) \quad \bar{A}_b^{(v)} = A_0 \cdot \frac{1}{1 - \frac{j}{\omega C_{u1} (R_{eq} + R_{G2})}}$$

Come si vede dalla (3.2), il guadagno alle basse frequenze ha una espressione complessa, cioè è un vettore il cui modulo esprime l'amplificazione e il cui argomento consente di conoscere l'angolo di fase esistente tra la tensione d'ingresso, assunta come riferimento, e quella di uscita (si ricordi che lo sfasamento tra le due tensioni è diverso dai  $180^\circ$  abituali in quanto intervengono gli effetti della suscettanza  $\omega C_{u1}$ ).

Dalla formula (3.2) è possibile ricavare l'espressione della frequenza di taglio inferiore; infatti è noto che si indica come frequenza di taglio inferiore quel valore di frequenza in corrispondenza del quale il modulo del guadagno di centro banda risulta diviso per  $\sqrt{2}$ ; questo significa che, nella (3.2), deve risultare:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{1}{\omega C_{u1} (R_{eq} + R_{G2})} \right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

ovvero:

$$1 + \frac{1}{[\omega C_{u1} (R_{eq} + R_{G2})]^2} = 2$$

da cui

$$\omega C_{u1}(R_{eq} + R_{G2}) = 1$$

poiché è:

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$

avendo indicato con  $f_1$  la frequenza alla quale si verifica la condizione suddetta, cioè la frequenza di taglio inferiore, si ha:

$$(3.3) \quad f_1 = \frac{1}{2\pi C_{u1}(R_{eq} + R_{G2})}$$

*Osservazioni.*

a) La frequenza di taglio inferiore ricavata coincide con la frequenza di taglio del primo stadio di figura 35, in quanto in tale stadio compare la sola capacità di accoppiamento  $C_{u1}$ .

Se si eseguono le medesime considerazioni sul secondo stadio, si determina un'altra frequenza di taglio che può essere eguale (stadi eguali) o diversa dalla precedente. La frequenza di taglio totale del sistema è allora determinabile mediante le considerazioni che vengono svolte al paragrafo 3.5.

Le conclusioni rimangono valide anche se un ulteriore valore della frequenza di taglio è fornito dalla capacità di accoppiamento tra il generatore d'ingresso e il primo stadio oppure l'ultimo stadio e il carico.

In questi casi la frequenza di taglio è determinabile come valore di frequenza in corrispondenza del quale l'attenuazione del quadripolo che va dai morsetti del generatore d'ingresso a quelli del primo stadio (caso dell'ingresso) o da quelli dell'ultimo stadio fino al carico (caso dell'uscita), si riduce di  $\sqrt{2}$  rispetto al valor massimo.

b) L'espressione della frequenza di taglio che compare nella (3.3) coincide con quella di un filtro passa alto avente la  $C_{u1}$  come capacità serie ed  $R_{eq} + R_{G2}$  (cioè tutte le resistenze del circuito di Fig. 37 b) come resistenze parallele.

In base a questa regola pratica è possibile valutare, senza ricorrere a calcoli eccessivamente laboriosi, anche le frequenze di taglio degli altri stadi oppure quella del circuito d'ingresso e di quello d'uscita.

c) Mediante l'espressione ricavata per la frequenza di taglio inferiore, si può dare una forma utile alla (3.2).

Precisamente, osservando che:

$$\omega_1 = \frac{1}{C_{u1}(R_{eq} + R_{G2})};$$

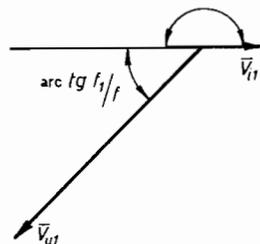
se si sostituisce al denominatore della 3.2) si ha:

$$\bar{A}_b^{(v)} = A_0 \frac{1}{1 - j \frac{\omega_1}{\omega}} = A_0 \frac{1}{1 - j \frac{f_1}{f}}$$

Fig. 38 - Rappresentazione vettoriale della tensione d'ingresso e di uscita di un amplificatore R.C. alle basse frequenze della banda. Si noti che la figura è stata eseguita nella condizione di  $f=f_1$  ovvero in corrispondenza della frequenza di taglio inferiore. In tal caso risulta:

$$\text{arc tg} \cdot \frac{f_1}{f} = \text{arc tg} 1 = 45^\circ .$$

Per cui l'angolo di sfasamento tra  $\bar{V}_{i1}$  e  $\bar{V}_{u1}$  vale:  $180 + 45 = 225^\circ$ .



Mediante questa espressione semplificata ottenuta per il guadagno, è possibile esprimerne il modulo e l'argomento in funzione del rapporto  $\frac{f_1}{f}$ , forma assai utile per l'analisi grafica che verrà compiuta nel seguito. Si ottiene:

$$|A_b^{(v)}| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} ,$$

$$\angle A_b^{(v)} = 180^\circ + \text{arctg} \frac{f_1}{f} = 180 + \theta_0 .$$

Si osservi che nell'espressione dell'argomento compare l'addendo  $180^\circ$ . In effetti, in corrispondenza delle basse frequenze, la presenza della capacità  $C_{u1}$  introduce uno sfasamento di  $\theta_0 = \text{arctg} \frac{f_1}{f}$ , che si somma a quello di  $180^\circ$  già esistente alla frequenza di centro banda, tra il segnale d'ingresso e quello di uscita, (vedi Fig. 38).

### 3.3.3 - Risposta alle alte frequenze della banda di un amplificatore a tubi o JFET con accoppiamento R-C.

Considerando come alte frequenze della banda, per un amplificatore, quelle che stanno al di sopra di  $0,1 f_2$  (ove con  $f_2$  si è indicata la frequenza di taglio superiore), in corrispondenza di tali frequenze è possibile trascurare le capacità disposte in serie sul percorso del segnale (cioè quelle di accoppiamento) e considerare solo quelle disposte in parallelo. A questo scopo si osservi che, poiché le capacità parallele sono dovute agli effetti reattivi del componente non lineare, sia per il tubo che per il JFET, occorre considerare il circuito equivalente alle variazioni nelle forme assunte per le alte frequenze. Questo significa che le capacità parassite vengono ora poste in evidenza mentre alle medie e basse frequenze sono state trascurate (anche se ve ne sono in serie sul percorso del segnale) in quanto il loro basso valore fa sì che a frequenza non elevata possano essere considerate come reattanze di valore infinito. I circuiti equivalenti alle variazioni divengono allora

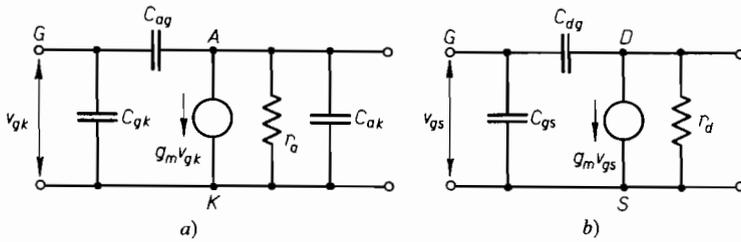


Fig. 39 - a) Circuito equivalente alle variazioni del triodo alle alte frequenze.  $C_{gk}$  = capacità griglia catodo;  $C_{ag}$  = capacità anodo griglia;  $C_{ak}$  = capacità anodo catodo;  $r_a$  = resistenza differenziale anodica; b) circuito equivalente alle variazioni del JFET alle alte frequenze.  $C_{gs}$  = capacità gate-source;  $C_{dg}$  = capacità drain-gate;  $r_d$  = resistenza differenziale.

rispettivamente: quello di figura 39 a) per il tubo e figura 39 b) per il JFET.

Mediante l'applicazione del Teorema di Miller, entrambi i circuiti possono essere ricondotti allo schema di figura 40 a), ovvero la capacità di reazione ( $C_{ag}$  e  $C_{dg}$  rispettivamente per tubo e JFET), può essere trasferita sul circuito d'ingresso e su quello di uscita, moltiplicandola per  $1 - A$  e per  $\frac{A - 1}{A}$  rispettivamente, ove  $A$  rappresenta il guadagno di tensione (in centro banda) dell'amplificatore di cui l'elemento non lineare in esame fa parte. Come già si è osservato al paragrafo 3.2.1, la capacità di reazione, aumenta notevolmente il proprio valore nel trasferimento sul circuito d'ingresso, in quanto risulta moltiplicata per il guadagno in tensione aumentato di un'unità (si ricordi che  $A^{(v)} = -g_m R_p$  per cui  $1 - A = 1 + g_m R_p$ ), mentre rimane pressoché inalterata nel trasferimento sul circuito di uscita (infatti  $\frac{A - 1}{A} = \frac{1 + g_m R_p}{g_m R_p} \simeq 1$ ).

Questa considerazione consente di semplificare il circuito di figura 40a)

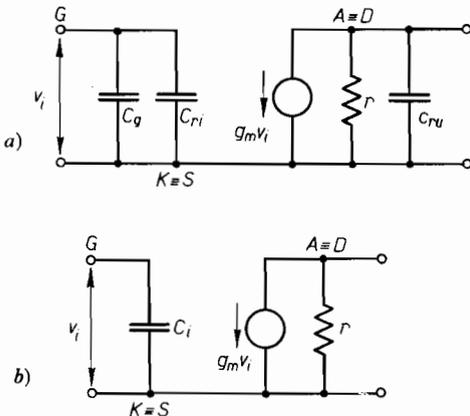


Fig. 40 - a) Circuito equivalente alle variazioni del triodo (JFET) trasformato mediante Miller.

	Triodo	JFET
$C_g$	$C_{gk}$	$C_{gs}$
$C_{ri}$	$C_{ag} \cdot (1 - A)$	$C_{dg} \cdot (1 - A)$
$r$	$r_a$	$r_d$
$C_{ru}$	$C_{ak} \cdot \frac{A - 1}{A}$	$C_{dg} \cdot \frac{A - 1}{A}$

b) Circuito equivalente alle variazioni del triodo (JFET) semplificato.

riducendolo a quello di figura 40b), ove la capacità  $C_i$  congloba i seguenti valori:

$$\begin{aligned} C_i &= C_{gk} + C_{ag} (1 - A) && \text{per il tubo} \\ C_i &= C_{gs} + C_{dg} (1 - A) && \text{per il JFET} \end{aligned}$$

Le capacità di uscita, che varrebbero  $C_{ak} + C_{ag} \left( \frac{A-1}{A} \right)$  per il tubo [si è eseguito il parallelo tra  $C_{ak}$  e  $C_{ag} \left( \frac{A-1}{A} \right)$ ] e  $C_{dg} \left( \frac{A-1}{A} \right)$  per il JFET, vengono trascurate in quanto hanno valore di pochi picofarad.

Normalmente le capacità di dispersione dei collegamenti che sono state poste in evidenza nella figura 35, si conglobano nella  $C_i$  se il montaggio dei componenti circuitali è eseguito mediante fili, si trascurano invece, se viene fatto su circuito stampato<sup>(5)</sup>.

Tenendo conto del circuito dinamico di figura 40b), il circuito equivalente alle variazioni del primo stadio dell'amplificatore a tubi di figura 35, valido per le considerazioni relative al comportamento alle alte frequenze della banda, diviene quello di figura 41.

Si noti che, in tale figura, non si è tenuto conto della capacità di ingresso del primo tubo, e si è definita  $\bar{V}_{gk1}$  la tensione che si stabilisce ai morsetti di ingresso. Si è invece considerata facente parte del carico del primo stadio, la capacità di ingresso del secondo, che influisce sulla frequenza di taglio superiore.

Dal circuito di figura 41, il guadagno di tensione si calcola nel seguente modo:

$$\bar{V}_{a1} = -g_m \bar{V}_{gk1} \bar{Z}_p$$

ove

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_{c1}} + \frac{1}{R_{G2}} + j\omega C_{i2}$$

per cui, indicando con:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_{c1}} + \frac{1}{R_{G2}}}$$

risulta:

$$\bar{Z}_p = \frac{R_p}{1 + j\omega C_{i2} R_p}$$

<sup>(5)</sup> L'espressione completa della  $C_i$  sarebbe  $C_i = C_{ak} + C_{ag}(1 - A) + C_d$  con  $C_d$  = capacità di dispersione nel caso di amplificatore a tubi (in cui è ancora possibile il cablaggio a fili).

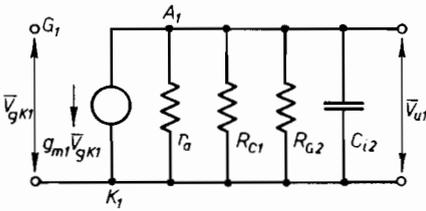


Fig. 41 - Circuito equivalente alle variazioni (schema parallelo) alle frequenze alte della banda, relativo al primo stadio ( $V_1$ ) dell'amplificatore di figura 35.  $C_{i2}$  = capacità d'ingresso del triodo  $V_2$ .

ne segue:

$$\bar{V}_{u1} = -g_m \bar{V}_{gk1} \cdot \frac{R_p}{1 + j \omega C_{i2} R_p}$$

Si ha infine:

$$\bar{A}_a^{(v)} = \frac{\bar{V}_{u1}}{\bar{V}_{gk1}} = - \frac{g_m R_p}{1 + j \omega C_{i2} R_p} \quad \begin{array}{l} \text{guadagno di tensione} \\ \text{alle alte frequenze.} \end{array}$$

Si osservi che, in assenza della capacità  $C_{i2}$ , il circuito di figura 41 coincide con quello di figura 36, utilizzato per il calcolo del guadagno in centro banda che vale:

$$A_0 = -g_m R_p.$$

Se ne conclude che l'espressione del guadagno alle alte frequenze, in funzione di quello in centro banda, è

$$(3.4) \quad \bar{A}_a^{(v)} = \frac{A_0}{1 + j \omega C_{i2} R_p}.$$

Per il guadagno alle alte frequenze  $\bar{A}_a^{(v)}$  si è fatto ricorso alla notazione simbolica in quanto, come si vede dalla sua espressione, esso è un vettore caratterizzato da un modulo ed un argomento variabili in funzione della frequenza. Come nel caso delle basse frequenze, l'espressione del modulo e dell'argomento del guadagno, viene ricavata in funzione della frequenza di taglio, in quanto in tale forma è più utile per le considerazioni successive. A tal fine si ricava la frequenza di taglio superiore. Osservando che, per definizione, tale frequenza è quella in corrispondenza della quale il modulo del guadagno in centro banda  $A_0$ , si riduce di  $\sqrt{2}$  volte, dalla (3.4) si ha:

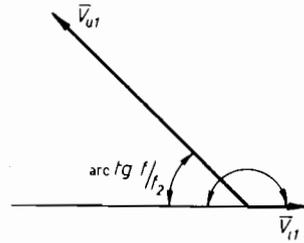
$$\frac{1}{\sqrt{1 + \omega_2^2 C_{i2}^2 R_p^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Il pedice 2 di  $\omega$  si riferisce al fatto che essa rappresenta la pulsanza di taglio superiore.

Fig. 42 - Rappresentazione vettoriale delle tensioni d'ingresso e di uscita di un amplificatore R.C. alle frequenze alte della banda. Si noti che la figura è stata eseguita nella condizione di  $f=f_2$  ovvero in corrispondenza della frequenza di taglio superiore. In tal caso risulta

$$-\arctg \cdot \frac{f}{f_2} = -\arctg 1 = -45^\circ$$

per cui l'angolo di sfasamento tra  $\vec{V}_{i1}$  e  $\vec{V}_{u1}$  vale:  
 $180 - 45 = 135^\circ$ .



Con facili passaggi:

$$\omega_2^2 C_{i2}^2 R_p^2 = 1$$

da cui:

$$(3.5) \quad \omega_2 = \frac{1}{C_{i2} R_p}$$

Infine:

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi C_{i2} R_p} \quad \text{frequenza di taglio superiore}^{(6)}.$$

*Osservazione.*

La frequenza di taglio superiore ricavata, coincide con quella di un filtro passa basso formato dal parallelo di  $C_{i2}$  con la resistenza  $R_p$ , costituita dall'insieme di tutte le resistenze che si trovano nel circuito cui appartiene  $C_{i2}$ . È quindi possibile, in via generale, calcolare la frequenza di taglio superiore di un circuito generico grazie a tale regola pratica.

Sostituendo la (3.5) nella (3.4), si ottiene:

$$\bar{A}_u^{(r)} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_2}}$$

È possibile ora ricavare modulo ed argomento del guadagno alle alte frequenze, in funzione della frequenza di taglio superiore.

Si ottiene:

$$|A_u^{(r)}| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}},$$

$$\angle A_u^{(r)} = 180^\circ - \arctg \frac{f}{f_2} = 180^\circ - \theta_2.$$

<sup>(6)</sup> Poiché, come è noto, la frequenza di taglio superiore è determinata dagli elementi non lineari che compaiono in un circuito, ed ogni elemento definisce un proprio valore di frequenza, in un amplificatore composto da più stadi, si otterranno tanti valori di  $f_2$  quanti sono gli stadi. La frequenza di taglio superiore complessiva è in tal caso definibile mediante considerazioni che verranno svolte al paragrafo 3.5.

La presenza di  $180^\circ$  nella espressione dell'argomento, si riferisce al fatto che l'argomento, espresso come angolo di fase tra la tensione di uscita e quella d'ingresso, risulta dalla somma algebrica tra lo sfasamento alla frequenza di centro banda (pari a  $180^\circ$ ) e quello introdotto, alle frequenze elevate, dalla presenza della reattanza  $C_{i2}$  (vedi Fig. 42).

*Esempio I.*

Si vogliono calcolare le frequenze di taglio  $f_1$  ed  $f_2$  del primo stadio dell'amplificatore di figura 35 (formato da due stadi identici).

I parametri noti siano:

Triodo EC 92.

a) *Statici.*

I componenti relativi al circuito statico e al guadagno in centro banda sono stati ricavati nell'esempio del par. 16.3, I volume e risultano:

$$R_{c1} = R_{c2} = 82 \text{ k}\Omega ; \quad R_{k1} = R_{k2} = 330 \text{ }\Omega ; \quad R_{G1} = R_{G2} = 470 \text{ k}\Omega ; \\ A_0 = -50,1 ; \quad C_{u1} = C_{u2} = 22 \text{ nF} .$$

b) *Dinamici (dal manuale):*

$$g_m = 3,8 \text{ mA/V} ; \quad r_a = 16,5 \text{ k}\Omega ; \quad \mu = 62 ; \\ C_{ag} = 1,6 \text{ pF} ; \quad C_{ak} = 0,24 \text{ pF} ; \quad C_{gk} = 4,5 \text{ pF} .$$

*Risoluzione :*

a) *Calcolo di  $f_1$ .*

Applicando la formula (3.3), si ricava la frequenza di taglio inferiore  $f_1$ :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_{u1}(R_{eq} + R_{G2})}$$

ove

$$R_{eq} = \frac{r_a \cdot R_{c1}}{r_a + R_{c1}} .$$

Sostituendo i valori numerici:

$$R_{eq} = \frac{16,5 \cdot 82}{16,5 + 82} = 13,74 \text{ k}\Omega$$

da cui

$$f_1 = \frac{1}{6,28 \cdot 22 \cdot 10^{-9} \cdot (13,74 + 470) 10^3} = 14,96 \text{ Hz} .$$

L'unica capacità presente nel primo stadio ed in grado di influire sulla frequenza di taglio è la  $C_{u1}$ , quindi la frequenza trovata coincide con la frequenza di taglio dello stadio.

Questa conclusione è resa possibile dal fatto che, in figura 35 si è omessa (ritenendo inglobata nello stadio precedente) la capacità d'ingresso, sulla griglia  $G_1$ .

La capacità  $C_{k1}$  potrebbe avere anch'essa una notevole influenza sulla  $f_1$  dello stadio (ovvero definire a sua volta un valore di frequenza di taglio inferiore). Infatti se non ha valore elevato, alle basse frequenze rappresenta una impedenza più elevata della  $R_{k1}$ , quindi non svolge la sua funzione di by-pass, dando origine ad una reazione negativa sul catodo, che porta ad una riduzione del guadagno e quindi dà luogo ad una propria frequenza di taglio.

Al fine di evitare due possibili valori di  $f_1$  e le conseguenti considerazioni necessarie per definire la frequenza di taglio complessiva (vedi par. 3.5), il calcolo di  $C_{k1}$  viene

eseguito in modo da garantire la trascurabilità dei suoi effetti su  $f_1$ , rispetto a  $C_{u1}$ . Precisamente,  $C_{k1}$  si calcola in modo che la sua reattanza, in corrispondenza della  $f_1$  precedentemente determinata, risulti pari ad  $\frac{1}{10}$  della resistenza  $R_{k1}$ . Questo assicura che la frequenza di taglio dovuta alla  $C_{k1}$  così calcolata, è almeno 10 volte minore della frequenza di taglio definita dalla  $C_{u1}$  perciò trascurabile rispetto ad essa<sup>(7)</sup>.

Dalle considerazioni precedenti segue:

$$X_{ck} = \frac{1}{10} R_k ;$$

$$\frac{1}{\omega C_k} = \frac{R_k}{10} ;$$

$$C_k = \frac{10}{\omega R_k} = \frac{10}{2 \pi f_1 R_k}$$

sostituendo i valori numerici:

$$C_k = \frac{10}{6,28 \cdot 14,96 \cdot 330} = 322,5 \mu\text{F} .$$

Si può utilizzare il componente commerciale di 330  $\mu\text{F}$  elettrolitico con tensione di lavoro di 5 V (si ricordi che  $V_{GK0} = 1$  V).

b) *Calcolo di  $f_2$ .*

Si applica la formula:

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi C_{i2} R_p}$$

$$\text{con } \begin{cases} R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_{c1}} + \frac{1}{R_{G2}}} \\ C_{i2} = C_{gk2} + C_{ag}(1 - A_0) \end{cases}$$

ne segue:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{16,5} + \frac{1}{470} + \frac{1}{82}} = 13,33 \text{ k}\Omega ;$$

$$C_{i2} = 4,5 + 1,6(1 + 50,1) = 86,26 \text{ pF}$$

confrontando il valore ottenuto per  $C_{i2}$  con quello fornito dal manuale per  $C_{ak}$  ( $C_{ak} = 0,24$  pF), si può comprendere il perché nel circuito equivalente di figura 40 b) e nelle successive considerazioni che portano alla formula di  $f_2$ , si sia potuto trascurare  $C_{ak}$  nei confronti di  $C_i$ .

Sostituendo:

$$f_2 = \frac{1}{6,28 \cdot 86,26 \cdot 10^{-12} \cdot 13,33 \cdot 10^3} = 138,4 \text{ kHz} .$$

(7) In sede di progetto, per motivi economici e dimensionali, a volte si preferisce eseguire il procedimento inverso, cioè: fissata la  $f_1$  che si desidera, si calcola  $C_{k1}$  in modo che definisca esattamente tale frequenza di taglio, indi si dimensiona  $C_{u1}$  facendo sì che la frequenza di taglio da esso prodotta sia almeno 10 volte minore di quella di  $C_{k1}$ .

Questo consente di mantenere  $C_{k1}$  (elettrolitico) di valore molto minore di quello che si ottiene dal calcolo eseguito nel testo.

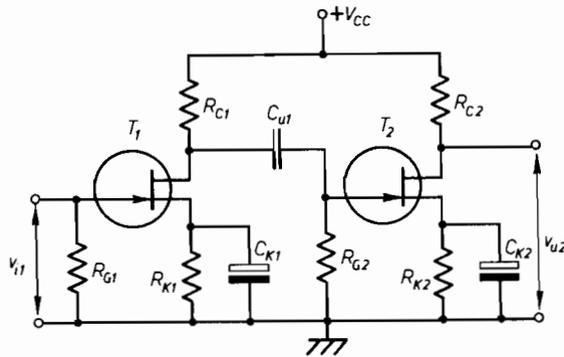


Fig. 43 - Cascata di due stadi amplificatori eguali a JFET con accoppiamento ad RC.

c) *Banda passante.*

$$B = f_2 - f_1 = 138.400 - 14,96 \approx 138,4 \text{ kHz} = f_2 .$$

*Esempio II.*

Si consideri l'amplificatore a due stadi (identici) a JFET, di figura 43.

Si calcoli  $C_{u1}$  e  $C_{k1}$  in modo che risulti  $f_1 = 30 \text{ Hz}$  (frequenza di taglio inferiore).

Si calcoli poi la  $f_2$  del primo stadio:

JFET: 2N 4020.

I valori relativi al circuito statico ed il guadagno di tensione in centro banda sono stati ricavati nell'esempio del paragrafo 16.4, I volume e risultano:

a) *Parametri statici:*

$$R_{c1} = R_{c2} = 15 \text{ k}\Omega ; \quad R_{k1} = R_{k2} = 2,7 \text{ k}\Omega ; \quad R_{G1} = R_{G2} = 1 \text{ M}\Omega ; \quad A_0 = -32 .$$

b) *Parametri dinamici:*

$$g_m = 2,5 \text{ mA/V} ; \quad r_d = 100 \text{ k}\Omega ; \quad C_{gs} = 6 \text{ pF} ; \quad C_{dg} = 2 \text{ pF} .$$

*Risoluzione:*

a) *Calcolo di  $C_{u1}$ .*

Poiché il circuito equivalente alle variazioni per le basse frequenze della banda, di uno degli stadi di figura 43, coincide con il corrispondente a triodo di figura 37 a), si possono svolgere le medesime considerazioni ed ottenere per la frequenza di taglio inferiore l'espressione:

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi C_{u1} (R_{eq} + R_{G2})}$$

ove, in questo caso,

$$R_{eq} = \frac{r_d R_{c1}}{r_d + R_{c1}} = \frac{100 \cdot 15}{100 + 15} = 13,04 \text{ k}\Omega$$

dalla formula della frequenza di taglio si ricava:

$$C_{u1} = \frac{1}{2 \pi f_1 (R_{eq} + R_{G2})}$$

e sostituendo:

$$C_{u1} = \frac{1}{6,28 \cdot 30 \cdot (13,04 + 1000) 10^3} = 5,24 \text{ nF}.$$

Si sceglie il valore commerciale di 5,6 nF.

b) *Calcolo di  $C_{k1}$ .*

$$C_{k1} = \frac{10}{2 \pi f_1 R_k} = \frac{10}{6,28 \cdot 30 \cdot 2,7 \cdot 10^3} = 19,6 \text{ } \mu\text{F}.$$

Si adotta il valore commerciale di 22  $\mu\text{F}$  (elettrolitico).

c) *Calcolo di  $f_2$ .*

Poiché il circuito equivalente alle variazioni del tubo e quello del FET in alta frequenza coincidono, come è stato dimostrato in figura 40 b) (con  $r \equiv r_d$ ) è possibile assumere, per la frequenza di taglio superiore, la formula:

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi C_{i2} R_p}$$

con:

$$R_p = r_d // R_{c1} // R_{G2} = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_{c1}} + \frac{1}{R_{G2}}} = \frac{1}{\frac{1}{100} + \frac{1}{15} + \frac{1}{1000}} = 12,98 \text{ k}\Omega;$$

$$C_{i2} = C_{gs} + C_{dg}(1 - A) = 6 + 2(1 + 32) = 72 \text{ pF}.$$

Sostituendo:

$$f_2 = \frac{1}{6,28 \cdot 72 \cdot 10^{-12} \cdot 12,98 \cdot 10^3} = 170,3 \text{ kHz}.$$

d) *Banda passante:*

$$B = f_2 - f_1 = 170.300 - 30 \simeq 170,3 \text{ kHz} = f_2.$$

*Osservazione.*

Nell'esempio II si è dimostrato che è possibile calcolare opportunamente i valori delle reattanze presenti nel circuito (capacità di accoppiamento e di by-pass) al fine di ottenere un prefissato valore della frequenza di taglio inferiore.

È tuttavia risultato evidente che non è possibile ottenere un prefissato valore della frequenza di taglio superiore, in quanto questa non dipende da elementi circuitali opportunamente calcolabili, ma dai componenti non lineari. A questo scopo, le tecnologie costruttive consentono di realizzare elementi non lineari con capacità interne molto ridotte, e quindi in grado di raggiungere valori di frequenza di taglio superiore assai elevate.

In altri termini, se in un circuito occorre realizzare una certa  $f_2$ ,

non si possono calcolare opportuni valori dei componenti passivi, ma occorre scegliere elementi non lineari aventi determinati valori di capacità parassite (componenti per alte frequenze).

### 3.3.4 - Curva di risposta universale per amplificatori R-C. Cifra di merito.

Il comportamento ora esaminato per amplificatori R-C, può essere tradotto in forma grafica, mediante la *curva di risposta universale* che risulta dalle figure 44 a) e b). In tali figure si osservano due grafici, l'uno riferito ai moduli e l'altro agli argomenti.

a) Nel grafico relativo ai moduli, viene descritto l'andamento del modulo del guadagno (espresso in dB), in funzione del rapporto tra una frequenza generica  $e$ , rispettivamente, la frequenza di taglio inferiore per le frequenze basse della banda e quella di taglio superiore per le frequenze alte. I rapporti tra le frequenze sono riportati in scala logaritmica al fine di visualizzare nel modo migliore sia i valori più elevati che quelli più bassi.

L'andamento teorico della curva universale di risposta, è tale che, per le frequenze esterne alla banda  $B = f_2 - f_1$ , la curva assume un andamento che può essere assimilato ad un retta (tangente alla curva) con una pendenza di 6 dB per ottava (ovvero di 20 dB per decade)<sup>(8)</sup>.

b) Nel grafico relativo agli argomenti viene descritto l'andamento dell'angolo  $\theta^\circ$ , cioè rispettivamente di:

$$\theta_1^\circ = \arctg \frac{f_1}{f} \quad \text{per le basse frequenze}$$

$$\theta_2^\circ = \arctg \frac{f}{f_2} \quad \text{per le alte frequenze}$$

in funzione di  $\frac{f_1}{f}$  ed  $\frac{f}{f_2}$  rispettivamente, assumendo come fase di riferimento (0) quella corrispondente alla frequenza di centro banda, pari ad uno sfasamento di  $180^\circ$  tra il segnale d'ingresso e quello di uscita.

Si osservi che nell'andamento teorico della curva universale, il valore

<sup>(8)</sup> Si definisce *ottava*, sull'ascissa del diagramma in esame, un intervallo tra due frequenze tali che l'una sia doppia dell'altra; dunque una pendenza di 6 dB per ottava significa che il guadagno subisce una variazione di 6 dB, passando da un valore di frequenza ad un altro che sia il doppio o la metà di esso. Si definisce invece *decade*, nella medesima scala, un intervallo tra due frequenze tali che una sia 10 volte l'altra; per cui una pendenza di 20 dB per decade significa che il guadagno subisce una variazione di 20 dB passando da un valore di frequenza ad un altro che sia 10 volte od un decimo di esso.

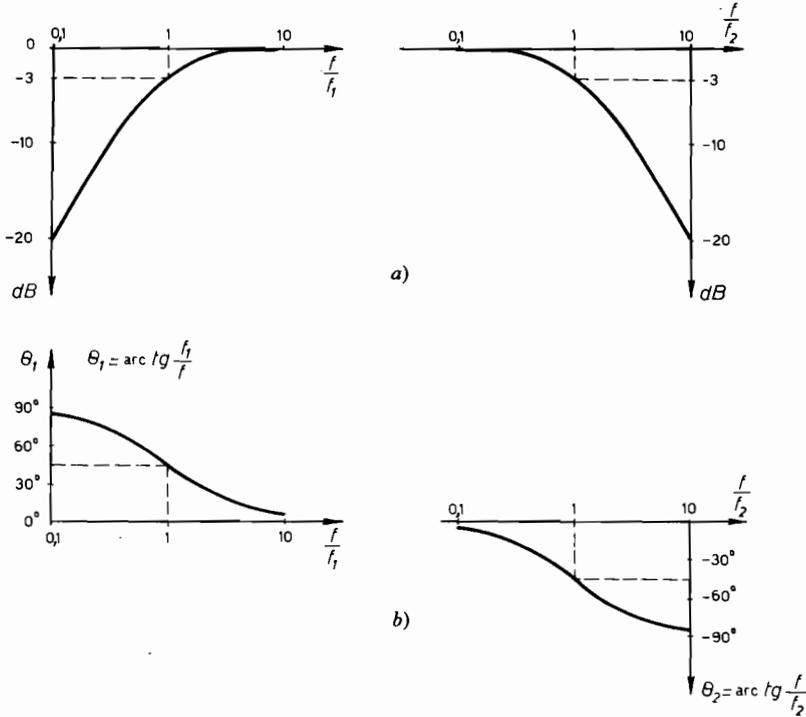


Fig. 44 - Curva universale di risposta per amplificatori con accoppiamento R.C.: a) diagramma dei moduli riferito alle sole frequenze alte e basse della banda con esclusione della zona di centro banda; b) diagramma degli argomenti per le frequenze alte e basse della banda.

Si è assunta come fase 0 o di riferimento quella di centro banda, pari a uno sfasamento di 180° tra il segnale d'ingresso e quello di uscita.

di  $\theta$  in corrispondenza della frequenza di taglio superiore e inferiore è di 45°, in quanto:

se  $f = f_1$ , si ha  $\frac{f_1}{f} = 1$  ed  $\text{arctg } 1 = 45^\circ$ ,

se  $f = f_2$ , si ha  $\frac{f}{f_2} = 1$  ed  $-\text{arctg } 1 = -45^\circ$ .

Al fine di poter analizzare correttamente la figura 44 b), occorre osservare che la rappresentazione di  $\theta$  in corrispondenza alle basse frequenze della banda è stata fatta in funzione di  $\frac{f}{f_1}$ , mentre l'angolo  $\theta_1$  nel paragrafo 3.2.2 è stato definito come  $\text{arctg } \frac{f_1}{f}$ .

Questo spiega il motivo per cui, al crescere della frequenza, in figura 44 b), l'angolo  $\theta_1$  cala nel tratto relativo alle basse frequenze della banda.

Nello svolgimento delle considerazioni relative agli amplificatori, un parametro di uso comune è la *cifra di merito*, definita come prodotto tra l'amplificazione alle frequenze intermedie e la banda passante di un amplificatore, cioè:

$$F = A_0 B .$$

Questo parametro consente di giudicare della bontà di un amplificatore. In effetti la cifra di merito dipende unicamente dalla qualità dell'elemento non lineare ed è tanto più elevata quanto migliore è l'elemento stesso.

Al fine di giustificare quanto ora asserito, si ricordi che:

$$A_0 = -g_m R_p \quad \text{e} \quad B = f_2 - f_1$$

ritenendo  $f_1$  trascurabile rispetto ad  $f_2$ , è possibile, con buona approssimazione considerare:

$$B \simeq f_2 = \frac{1}{2 \pi C_{i2} R_p} .$$

Dunque la cifra di merito risulta:

$$F = A_0 B = -g_m R_p \cdot \frac{1}{2 \pi C_{i2} R_p} = \frac{-g_m}{2 \pi C_{i2}} .$$

Come è noto,  $C_{i2}$  dipende essenzialmente dal dispositivo scelto e  $g_m$  è la transconduttanza del medesimo; quindi il risultato ottenuto conferma quanto sopra affermato. Se ne trae che, per avere un amplificatore ad elevata cifra di merito, occorre usare tubi o JFET con  $g_m$  elevata e capacità parassite assai piccole. D'altronde, avere un amplificatore con elevata cifra di merito significa ottenere simultaneamente una buona amplificazione in centro banda e una banda sufficientemente larga; invece, in un amplificatore a bassa cifra di merito, se occorre una amplificazione elevata, si ottiene di conseguenza una banda stretta e viceversa.

### 3.4 - Amplificatori R-C a transistori.

Le considerazioni svolte finora per gli amplificatori a tubi e JFET con accoppiamento R-C vengono ora ripetute per gli amplificatori utilizzanti transistori; come è noto, per questi dispositivi occorre una trattazione separata dai precedenti, in quanto la grandezza d'ingresso è una corrente ed all'ingresso degli amplificatori si ha assorbimento di potenza.

Lo schema di un amplificatore a due stadi a transistori è riportato in figura 45, mentre il suo circuito equivalente alle variazioni per medie

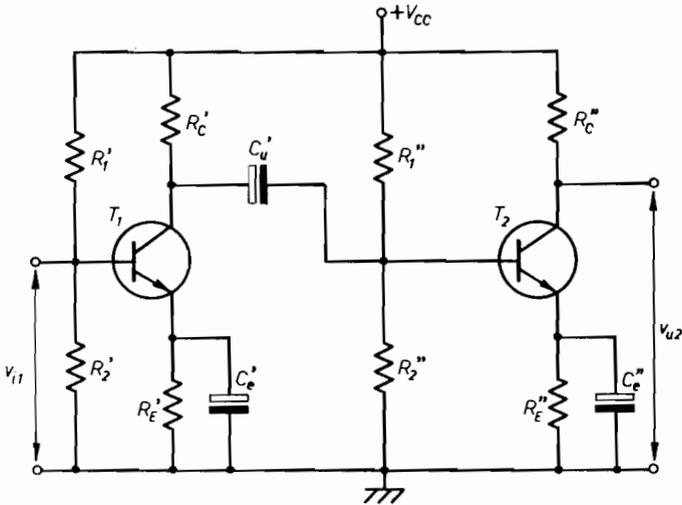


Fig. 45 - Cascata di due stadi amplificatori uguali a transistori facenti parte di una catena di stadi uguali.

e basse frequenze (cioè con le capacità di accoppiamento poste in evidenza), è in figura 46.

Come nel caso del paragrafo 3.3 si ricavano le formule relative al comportamento dell'amplificatore nelle tre situazioni di frequenza:

1) *Alle frequenze di centro banda*, cioè allorché è possibile trascurare sia gli effetti delle capacità che si trovano in parallelo, sia di quelle che si trovano in serie al percorso del segnale.

2) *Alle basse frequenze*, cioè allorché è possibile trascurare soltanto gli effetti delle capacità disposte in parallelo sul percorso del segnale, mentre occorre tener conto di quelle disposte in serie<sup>(9)</sup>.

3) *Alle alte frequenze*, cioè allorché si trascurano le capacità in serie e si tiene conto di quelle in parallelo.

Come già si è fatto per tubi e JFET, le considerazioni successive verranno svolte con riferimento ad uno solo dei due stadi di figura 45, considerandolo come elemento intermedio di una catena di più stadi uguali.

<sup>(9)</sup> Sulla frequenza di taglio inferiore, non influiscono solo le capacità di accoppiamento (disposte in serie), ma anche la capacità di by-pass  $C_E$ , quindi, nel computo della frequenza di taglio inferiore, occorrerebbe considerare come elemento reattivo anche la  $C_E$ . Tuttavia nel seguito tale capacità viene calcolata in base alla condizione che la sua reattanza sia  $1/50 \div 1/100$  della resistenza  $R_E$  in corrispondenza della frequenza di taglio inferiore, quindi non influisce su tale frequenza qualora questa sia stata ricavata tenendo conto delle sole capacità di accoppiamento.

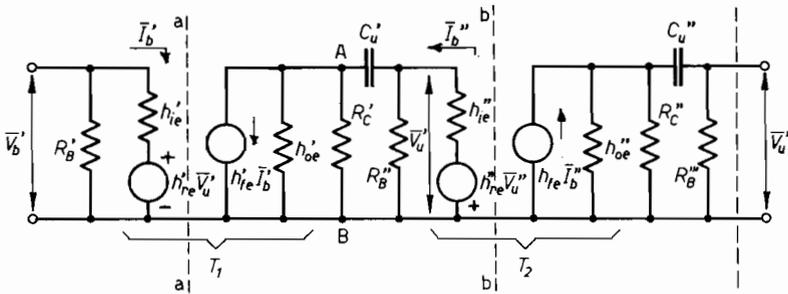


Fig. 46 - Circuito equivalente alle variazioni in bassa frequenza dei due stadi amplificatori eguali a transistori di figura 45. Si noti che per convenzione i versi della corrente di segnale sono indicati in figura come se ciascuno stadio funzionasse da solo. In realtà i versi del secondo stadio dovrebbero essere capovolti. Nelle considerazioni che seguono, gli  $h_{re}$  vengono considerati praticamente nulli.

### 3.4.1 - Comportamento alle frequenze intermedie.

Considerando, nel circuito equivalente di figura 46, solo la parte relativa ad uno stadio (ad esempio,  $T_1$ ), se si trascurano tutte le capacità, si ottiene il circuito equivalente di uno stadio ad emettitore comune nella forma esaminata al paragrafo 16.5 del primo volume.

Ricorrendo ai procedimenti colà esposti, si ricava:

a) *Guadagno di corrente:*

$$A^{(i)} = \frac{\bar{I}'_b}{\bar{I}_b} = \frac{h'_{fe}}{h'_{ie}} \cdot \left( \frac{1}{h'_{oe}} \parallel R'_c \parallel R'_B \parallel h''_{ie} \right).$$

b) *Guadagno di tensione:*

$$A^{(v)} = \frac{\bar{V}'_u}{\bar{V}_b} = - \frac{h'_{fe}}{h'_{ie}} \left( \frac{1}{h'_{oe}} \parallel R'_c \parallel R'_B \parallel h''_{ie} \right).$$

c) *Resistenza d'ingresso:*

$$R_i = h'_{ie} \parallel R'_B.$$

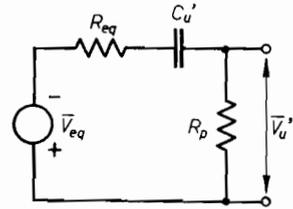
d) *Resistenza di uscita:*

$$R_0 = \frac{R'_c}{1 + h'_{oe} R'_c}.$$

### 3.4.2 - Comportamento alle basse frequenze della banda.

Le considerazioni relative al comportamento dell'amplificatore a transistori in bassa frequenza vengono svolte con riferimento alla parte del circuito equivalente di figura 46, compresa tra le sezioni  $a$  e  $b$ , tenendo conto della capacità di accoppiamento.

Fig. 47 - Circuito equivalente alle variazioni dello stadio compreso tra le sezioni a) e b) di figura 46 ottenuto mediante l'applicazione del teorema di Thevenin.



Per eseguire il calcolo del guadagno di tensione, è bene trasformare il circuito di figura 46 in quello di figura 47, mediante l'applicazione del teorema di Thevenin a sinistra dei morsetti AB. Risulta:

$$R_{eq} = \frac{1}{h'_{oe}} // R'_c = \frac{R'_c}{1 + h'_{oe} R'_c}$$

e

$$\bar{V}_{eq} = h'_{fe} \bar{I}'_b R_{eq}.$$

Dal circuito di figura 47 si ha:

$$\bar{V}'_u = \frac{\bar{V}_{eq}}{R_{eq} + R_p - j X_c} \cdot R_p$$

ove

$$R_p = R'_B // h''_{ie}$$

cioè

$$\bar{V}'_u = \frac{h'_{fe} \bar{I}'_b R_{eq} R_p}{R_{eq} + R_p - \frac{j}{\omega C'_u}}.$$

Dividendo numeratore e denominatore per  $R_{eq} + R_p$  e ponendo:

$$R = \frac{R_{eq} \cdot R_p}{R_{eq} + R_p},$$

risulta:

$$(3.6) \quad \bar{V}'_u = \frac{h'_{fe} \bar{I}'_b R}{1 - \frac{j}{\omega C'_u (R_{eq} + R_p)}};$$

ma, dall'analisi del circuito d'ingresso nella figura 46, si ricava:

$$\bar{I}'_b = \frac{\bar{V}'_b}{h'_{ie}}.$$

Sostituendo nella (3.6):

$$\bar{V}'_u = \frac{h'_{fe} \frac{\bar{V}'_b}{h'_{ie}} R}{1 - \frac{j}{\omega C'_u (R_{eq} + R_p)}};$$

infine, dividendo ambo i membri per  $\bar{V}'_b$ , si ottiene:

$$\bar{A}_b^{(v)} = \frac{\frac{h'_{fe}}{h'_{ie}} R}{1 - \frac{j}{\omega C'_u (R_{eq} + R_p)}} .$$

Il termine  $\frac{h'_{fe}}{h'_{ie}} R$ , come si può dedurre dalle formule semplificate riportate al paragrafo 3.4.1, rappresenta il guadagno in centro banda  $A_0$ , dunque è possibile ricavare l'espressione:

$$(3.7) \quad \bar{A}_b^{(v)} = \frac{A_0}{1 - \frac{j}{\omega C'_u (R_{eq} + R_p)}} \quad \text{guadagno alle basse frequenze.}$$

Come si può osservare, il guadagno alle basse frequenze ha forma complessa, quindi è caratterizzato da un modulo ed un argomento, di cui verrà ricavato il valore in funzione della frequenza di taglio inferiore, secondo le medesime modalità viste per i tubi e per i JFET.

Poiché alla frequenza di taglio inferiore risulta:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{1}{\omega C'_u (R_{eq} + R_p)} \right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

con i passaggi ormai abituali, si ottiene:

$$(3.8) \quad \omega_1 = \frac{1}{C'_u (R_{eq} + R_p)},$$

da cui

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi C'_u (R_{eq} + R_p)} \quad \text{frequenza di taglio inferiore.}$$

Sostituendo la (3.8) nella (3.7) risulta:

$$\bar{A}_b^{(v)} = \frac{A_0}{1 - j \frac{f_1}{f}},$$

con

$$|A_b^{(v)}| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left( \frac{f_1}{f} \right)^2}}$$

ed

$$A_b^{(v)} = 180 + \text{arctg} \frac{f_1}{f} .$$

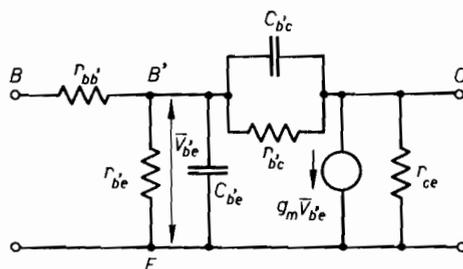


Fig. 48 - Circuito equivalente a  $\pi$  ibrido o di Giacoletto valido per un transistoro funzionante alle alte frequenze della banda.

*Osservazione.*

Come già si è fatto in precedenza, si può notare che la frequenza di taglio inferiore coincide con quella di un filtro passa alto formato dalla capacità  $C'_u$ , posta in serie al percorso del segnale e dall'insieme delle resistenze del circuito equivalente di figura 47, poste in parallelo.

**3.4.3 - Comportamento del transistoro alle alte frequenze della banda.**

Per analizzare il comportamento di una cascata di amplificatori alle alte frequenze della banda non è più possibile fare ricorso, per il transistoro, al circuito equivalente alle variazioni nella connessione ad emettitore comune finora usato, poiché vi sono effetti reattivi dovuti alle strutture interne dell'elemento a semiconduttore che, in alta frequenza, assumono importanza particolare in quanto fanno sì che si verifichi una relazione di dipendenza dei parametri ibridi dalla frequenza.

Il circuito equivalente più adatto allo studio del transistoro alle frequenze alte della banda<sup>(10)</sup> è il *circuito equivalente a pi greco* ( $\pi$ ) *ibrido*, o *circuito di Giacoletto*, rappresentato in figura 48.

In tale circuito sono stati posti in evidenza gli effetti resistivi e reattivi dovuti alle giunzioni del transistoro (vedi Fig. 49). In particolare:

- $r_{bb'}$  rappresenta la resistenza di contatto della base;
- $r_{b'e}; r_{ce}; r_{b'c}$  sono le resistenze dovute alla struttura interna del transistoro;
- $C_{b'e}; C_{b'c}$  sono le capacità dovute alla struttura della giunzione e vengono in genere fornite dai manuali;
- $g_m$  è la transconduttanza differenziale; viene misurata in Siemens e dipende dalla corrente del punto di lavoro del

<sup>(10)</sup> Anche per la validità di questo circuito esistono dei limiti di frequenza, che sono di norma imposti dalla struttura del transistoro, e precisamente: si può iniziare a farne uso da frequenze pari a 1/10 della frequenza di taglio  $f_\beta$  del transistoro (vedi oltre) e rimane valido fino a frequenze eguali a circa metà della frequenza di transizione  $f_T$  (vedi oltre) del transistoro stesso.



Le capacità  $C_{b'e}$  e  $C_{b'c}$  sono fornite dai manuali e hanno valori:  $C_{b'e}$  dell'ordine delle decine di pF;  $C_{b'c}$  dell'ordine dei pF.

Onde definire le proprietà caratteristiche del transistor funzionante alle alte frequenze, è opportuno esaminarlo in alcune condizioni particolari, che ne consentono l'analisi approfondita.

1) *Guadagno di corrente di uno stadio con uscita in cortocircuito.*

Si consideri uno stadio amplificatore a transistori nella connessione ad emettitore comune, e si colleghi direttamente il collettore a massa. In tale situazione, il circuito a pigreco ibrido si semplifica secondo lo schema di figura 50. Le semplificazioni sono giustificabili osservando che:

- a) nell'ipotesi di corto circuito sull'uscita,  $r_{ce}$  risulta cortocircuitata;
- b) nella medesima ipotesi,  $r_{b'c}$  verrebbe a trovarsi in parallelo ad  $r_{b'e}$  ma è  $r_{b'c} \gg r_{b'e}$  per cui la maggiore diviene trascurabile;
- c)  $r_{bb'}$  è quasi sempre trascurabile in pratica, a causa del suo piccolo valore (solo in alcuni transistori essa è sufficientemente elevata ed i manuali ne forniscono il valore);
- d) la capacità  $C_{b'c}$  a causa del corto circuito sull'uscita, viene a trovarsi in parallelo alla  $C_{b'e}$  quindi entrambe possono essere conglobate in un'unica capacità di valore:

$$C = C_{b'c} + C_{b'e}.$$

Il circuito di figura 50 viene studiato considerandolo come un amplificatore in cui si introduce una corrente di segnale  $\bar{I}_b$ , alla quale corrisponde, in uscita, una corrente  $\bar{I}_{cc}$  di corto circuito.

Dall'analisi della figura 50 si ricava:

$$(3.9) \quad \bar{I}_{cc} = g_m \bar{V}_{b'e},$$

ove

$$\bar{V}_{b'e} = \bar{I}_b (r_{b'e} // j X_c),$$

ma:

$$r_{b'e} // j X_c = \frac{r_{b'e} \cdot \frac{1}{j \omega C}}{r_{b'e} + \frac{1}{j \omega C}} = \frac{r_{b'e}}{1 + j \omega r_{b'e} C}$$

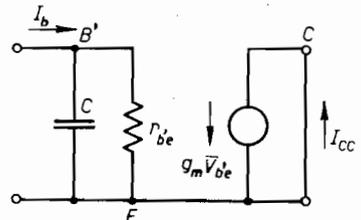


Fig. 50 - Circuito equivalente alle variazioni di uno stadio amplificatore a transistori in alta frequenza con uscita cortocircuitata. Si noti che nello schema sono stati omessi il generatore di segnale e le resistenze di polarizzazione.

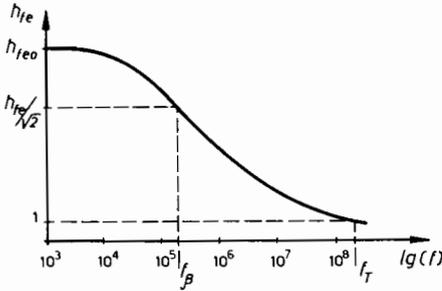


Fig. 51 - Curva descrittiva l'andamento del parametro  $h_{fe}$  in funzione della frequenza, a partire dal valore  $h_{fe0}$  assunto alla frequenza di 1 kHz.  $f_{\beta}$  = frequenza di taglio del BJT in cortocircuito;  $f_T$  = frequenza di transizione.

ne segue:

$$\bar{V}_{b'e} = \frac{\bar{I}_b \cdot r_{b'e}}{1 + j \omega r_{b'e} C}$$

sostituendo nella (3.9) si ha:

$$\bar{I}_{cc} = g_m \frac{\bar{I}_b r_{b'e}}{1 + j \omega r_{b'e} C}$$

Infine, dividendo ambo i membri per  $\bar{I}_b$ :

$$\bar{A}_{cc}^{(i)} = \frac{\bar{I}_{cc}}{\bar{I}_b} = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j \omega r_{b'e} C}$$

Come si vede dal risultato ottenuto, il guadagno di corrente in corto circuito dipende, attraverso la pulsazione  $\omega$ , dalla frequenza del segnale d'ingresso. Da questo segue che esiste un valore di frequenza in corrispondenza del quale il valore di  $\bar{A}_{cc}^{(i)}$  si riduce di  $\sqrt{2}$  volte, rispetto al valore:

$$g_m r_{b'e}$$

che può essere definito *guadagno di corto circuito alla frequenza di centro banda*<sup>(13)</sup>.

Il valore di frequenza ottenuto dall'applicazione di tale condizione è:

$$f_{\beta} = \frac{g_m}{2 \pi h_{fe} C} = \frac{g_m}{2 \pi h_{fe} (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

<sup>(13)</sup> Si osservi infatti che, grazie alla corrispondenza tra i parametri ibridi e quelli del circuito di Giacoletto, risulta:

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m}$$

dunque

$$r_{b'e} g_m = h_{fe}$$

peraltro, come si è osservato nella nota 12, i valori dei parametri ibridi colà riportati, sono riferiti alla frequenza campione di 1 kHz, che rientra tra quelle di centro banda, dunque  $h_{fe} = r_{b'e} g_m$  è esattamente il guadagno di corrente di corto circuito in centro banda e si usa indicarlo con  $h_{fe0}$ .

e viene definito *frequenza di taglio superiore del transistor in corto circuito*.

Grazie alla espressione di  $f_\beta$  ed a quanto osservato nella nota<sup>(13)</sup>, è possibile dare ad  $A_{cc}^{(i)}$  la forma:

$$(3.10) \quad h_{fe} = A_{cc}^{(i)} = \frac{h_{fe0}}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

il pedice 0 indica che il parametro è riferito alla frequenza di centro banda ed è stato utilizzato al fine di distinguere il guadagno di corrente in corto circuito alle frequenze di centro banda  $h_{fe0}$ , da quello generico  $h_{fe}$ , variabile in funzione della frequenza.

*Osservazioni.*

1) La dipendenza del guadagno di corrente della frequenza, espressa mediante la formula (3.10), si può tradurre graficamente mediante la curva di figura 51.

In tale curva, oltre alla frequenza di taglio  $f_\beta$ , è stato posto in evidenza un altro valore di frequenza, e precisamente  $f_T$ , detta *frequenza di transizione*. Per comprendere il motivo per cui si definisce tale valore di frequenza, occorre osservare che, analogamente a quanto è stato fatto per i tubi e i JFET, è possibile definire anche per i transistori la *cifra di merito*, ovvero il prodotto del guadagno per la larghezza della banda.

Tale prodotto risulta espresso dalla condizione:

$$|h_{fe}| = \left| \frac{h_{fe0}}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \right| = 1.$$

Applicando tale condizione risulta:

$$f_T = h_{fe0} \cdot f_\beta \quad (14)$$

<sup>(14)</sup> In effetti, la condizione sopra scritta si esprime (ponendo  $f_T$  la frequenza per cui viene soddisfatta):

$$|h_{fe}| = \left| \frac{h_{fe0}}{1 + \frac{f}{f_\beta}} \right| = \frac{h_{fe0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} = 1$$

poiché  $\left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2 \gg 1$ , si può assimilare  $\left(1 + \frac{f}{f_\beta}\right)^2$  ad  $\left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2$ , per cui si ha:

$$|h_{fe}| \simeq \frac{h_{fe0}}{\frac{f}{f_\beta}} = 1 \quad \text{da cui} \quad h_{fe0} = \frac{f_T}{f_\beta}$$

infine:

$$f_T = f_\beta \cdot h_{fe0}.$$

questa formula dimostra che il prodotto del guadagno alla frequenza intermedia ( $h_{fe0}$ ) per la frequenza di taglio superiore  $f_\beta$  (che può essere approssimata con la larghezza di banda del transistore), vale  $f_T$  e, come si può osservare dalla curva di figura 51, la frequenza di transizione  $f_T$ , ha un valore molto superiore ad  $f_\beta$ .

Spesso il valore di  $f_T$  viene utilizzato per la determinazione della capacità  $C_{b'e}$ , alla quale è legato dalla formula:

$$C_{b'e} \simeq \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad \text{purché} \quad C_{b'e} \gg C_{b'c}.$$

2) Occorre tenere presente che la frequenza  $f_\beta$ , definita spesso semplicemente *frequenza di taglio superiore del transistore*, non deve essere confusa con la frequenza di taglio superiore del circuito di cui il transistore fa parte, che, come si vedrà nel seguito, ha un proprio valore, indipendente da  $f_\beta$ .

3) Spesso, nei manuali, si trova indicato un valore di frequenza di taglio  $f_\alpha$ <sup>(15)</sup>.

Esso rappresenta la frequenza di taglio superiore del transistore nella connessione a base comune e viene ricavato con lo stesso procedimento con cui è stata ricavata  $f_\beta$ . Tra i due valori di frequenza esiste la seguente relazione:

$$f_\beta = f_\alpha(1 - \alpha)$$

con  $\alpha$  = guadagno di corrente nella connessione in base comune, circa eguale a 0,980.

### 3.4.4 - Amplificatore a uno stadio a transistori, con carico resistivo, in alta frequenza.

Per applicare le considerazioni svolte nel paragrafo precedente, si esamina un amplificatore a uno stadio con carico resistivo, funzionante con segnale d'ingresso a frequenza elevata. In tal modo occorre fare uso, per il transistore, del circuito equivalente a pigreco ibrido. Il circuito equivalente alle variazioni dell'amplificatore, dai morsetti di base del transistore alla resistenza di carico  $R_c$ , è schematizzato in figura 52.

In tale rappresentazione, il circuito a pigreco ibrido appare modificato rispetto a quello di figura 48; precisamente, la modifica è rappresentata dal fatto che il gruppo  $C_{b'c}$ ,  $r_{b'c}$ , in precedenza disposto tra la base e il collettore, è stato trasferito sull'ingresso e sull'uscita (ovviamente tale trasferimento ha natura teorica e viene eseguito unica-

<sup>(15)</sup> Da non confondere con il parametro  $f_{\alpha c}$  che in taluni manuali è ancora usato per indicare la frequenza di taglio in emettitore comune, qui definita  $f_\beta$ .

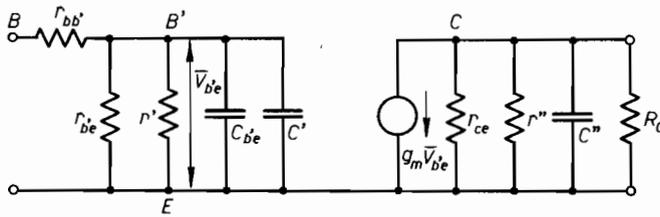


Fig. 52 - Circuito equivalente alle variazioni di un amplificatore a transistori in alta frequenza con carico resistivo. Si noti che nello schema sono stati omessi, per semplicità, il generatore di segnale ed il partitore di polarizzazione.

mente per facilitare le considerazioni successive) facendo uso del Teorema di Miller (par. 3.2.1).

L'applicazione del teorema consente di considerare, tra i morsetti d'ingresso:

una capacità trasferita:

$$C' = C_{b'c} (1 + g_m R_c)$$

una resistenza trasferita:

$$r' = \frac{r_{b'c}}{1 + g_m R_c}$$

e tra i morsetti di uscita:

una capacità trasferita:

$$C'' = C_{b'c} \cdot \frac{(1 + g_m R_c)}{g_m R_c}$$

una resistenza trasferita:

$$r'' = r_{b'c} \cdot \frac{g_m R_c}{1 + g_m R_c}$$

Nelle formule precedenti, l'espressione  $g_m R_c$  rappresenta il guadagno di tensione alla frequenza di centro banda:

$$A_0 = -g_m R_c$$

Questo giustifica la struttura del circuito di figura 52. Tale circuito è più semplice di quello di figura 48, in quanto congloba tutti gli effetti reattivi (e perciò gli elementi dipendenti dalla frequenza) nel circuito d'ingresso e in quello di uscita, senza interazione tra i due. Per

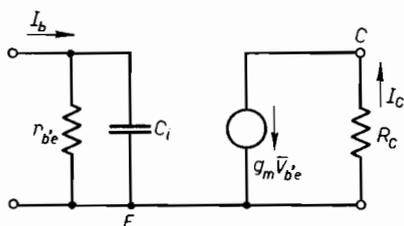


Fig. 53 - Circuito equivalente alle variazioni semplificato dell'amplificatore a transistori con carico resistivo funzionante in alta frequenza.

le considerazioni relative alla frequenza, il circuito può essere ulteriormente semplificato; se infatti si considerano i valori tipici,

$$g_m = 40 \left( \frac{\text{mA}}{\text{V}} \right)$$

$$R_c = 2,2 \text{ k}\Omega^{(16)}$$

da cui:

$$g_m R_c = 88$$

risulta:

$$1 + g_m R_c = 89$$

ed

$$\frac{1 + g_m R_c}{g_m R_c} = 1,011 \simeq 1$$

questi risultati, applicati al circuito d'ingresso, fanno sì che:

a) la resistenza

$$r' = \frac{r_{b'e}}{1 + g_m R_c},$$

avendo valore di alcune decine di  $\text{k}\Omega$  (infatti  $r_{b'e}$  ha valore di alcuni  $\text{M}\Omega$ ) possa essere trascurata nel parallelo con la  $r_{b'e}$  che è dell'ordine del  $\text{k}\Omega$ .

b) La capacità totale d'ingresso divenga:

$$C_i = C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R_c)$$

dell'ordine delle centinaia di pF (si ricordi che  $C_{b'e}$  è dell'ordine delle decine di pF e  $C_{b'c}$  dell'ordine dei pF).

Applicando invece i medesimi risultati al circuito di uscita:

a) Poiché  $r_{ce}$  è dell'ordine delle decine di  $\text{k}\Omega$ , ed

$$r'' = r_{b'c} \left( \frac{g_m R_c}{1 + g_m R_c} \right) \simeq r_{b'c}$$

<sup>(16)</sup> Il valore di  $R_c$  normalmente deve essere abbastanza basso in quanto, come si vedrà nel seguito, esso è inversamente proporzionale alla frequenza di taglio superiore e, di conseguenza, alla banda passante dell'amplificatore.

è dell'ordine di alcuni  $M\Omega$ , mentre  $R_c$  è stato fissato a  $2,2\text{ k}\Omega$ , il parallelo tra le tre resistenze, si può considerare, con buona approssimazione, coincidente con  $R_c$ .

b) Poiché

$$C'' = C_{b'e} \left( \frac{1 + g_m R_c}{g_m R_c} \right) \simeq C_{b'e}$$

ha valore di alcuni pF, può essere trascurata (nei confronti con la capacità d'ingresso  $C_i$  (che è cento volte maggiore).

In conclusione, con le semplificazioni di cui si è data ora indicazione, è possibile considerare per l'amplificatore, il circuito equivalente semplificato di figura 53 dal quale risulta evidente che, alle alte frequenze, gli effetti reattivi predominanti (cioè tali da dar luogo alla frequenza di taglio superiore), sono accentrati nella parte d'ingresso del circuito stesso.

Al fine di determinare l'espressione della frequenza di taglio superiore dell'amplificatore, si calcola il guadagno di corrente:

$$\bar{A}_a^{(i)} = \frac{\bar{I}_c}{\bar{I}_b}$$

ove

$$\bar{I}_c = g_m \bar{V}_{b'e}$$

e

$$\bar{V}_{b'e} = \bar{I}_b (r_{b'e} // j X_{ci}),$$

ma

$$r_{b'e} // j X_{ci} = \frac{r_{b'e}}{1 + j \omega r_{b'e} C_i},$$

da cui

$$\bar{A}_a^{(i)} = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j \omega r_{b'e} C_i};$$

ma, come è stato dimostrato nella nota 13,  $g_m r_{b'e}$  è il guadagno di corrente alla frequenza di centro banda, per cui la frequenza di taglio è quella in corrispondenza della quale si verifica la condizione:

$$\sqrt{1 + (\omega r_{b'e} C_i)^2} = \sqrt{2}$$

da cui risulta

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi r_{b'e} C_i} \quad (17)$$

(17) L'espressione della frequenza di taglio sarebbe stata la stessa anche se la si fosse ricavata dal guadagno di tensione. È ancora applicabile la regola pratica in base alla quale la  $f_2$  rappresenta la frequenza di taglio di un filtro passa basso formato dal parallelo tra la capacità  $C_i$  e una resistenza che congloba tutte le resistenze della parte di circuito equivalente cui appartiene la capacità stessa (che nel caso in esame coincide con  $r_{b'e}$ ).

con

$$C_i = C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R_c).$$

In funzione della frequenza  $f_2$ , il guadagno di corrente si può esprimere mediante la formula

$$\bar{A}_a^{(i)} = \frac{h_{fe0}}{1 + j \frac{f}{f_2}}.$$

*Esempio.*

Sia dato l'amplificatore monostadio di figura 54 a), utilizzando un transistor BC 107A e si determini il valore della frequenza di taglio inferiore e superiore ( $f_1$  ed  $f_2$ ), della capacità  $C_E$  e della banda passante.

I dati relativi al circuito statico ed al guadagno in centro banda si riferiscono all'esercizio 2.3.4 e valgono:

Parametri statici

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 12 \text{ V}; \\ I_{C0} &= 1 \text{ mA}; \\ R_E &= 1,2 \text{ k}\Omega; \\ R_c &= 5,6 \text{ k}\Omega; \\ R_1 &= 56 \text{ k}\Omega; \\ R_2 &= 10 \text{ k}\Omega; \\ R_S &= 2,7 \text{ k}\Omega; \\ R_u &= 2,7 \text{ k}\Omega; \\ C_i &= 2,2 \text{ }\mu\text{F}; \\ C_u &= 1,5 \text{ }\mu\text{F}. \end{aligned}$$

Parametri dinamici (dal manuale)

$$\begin{aligned} h_{FE} &= 160 \text{ (statico)}; \\ h_{ie} &= 5 \text{ k}\Omega; \\ h_{fe} (\equiv h_{fe0}) &= 205; \\ h_{oe} &= 11 \text{ }\mu\text{A/V}; \\ h_{re} &= 2,5 \cdot 10^{-4}; \\ C_{b'c} \text{ (o anche: } C_c) &= 2,5 \text{ pF}; \\ C_{b'e} \text{ (o anche: } C_e) &= 9 \text{ pF}; \\ r_{bb'} &< 100 \text{ }\Omega. \end{aligned}$$

a) *Calcolo di  $f_1$ .*

Si utilizzi il circuito equivalente alle basse frequenze di figura 54 b). In questo circuito sono presenti due capacità di accoppiamento,  $C_i$  e  $C_u$ , quindi si possono ricavare due valori della frequenza di taglio inferiore, uno per il circuito d'ingresso (in funzione di  $C_i$ ) ed uno per il circuito di uscita (in funzione di  $C_u$ ).

*Calcolo della frequenza di taglio del circuito d'ingresso,  $f_{1i}$ :*

$$f_{1i} = \frac{1}{2\pi C_i \left( R_S + \frac{h_{ie} R_B}{h_{ie} + R_B} \right)}$$

considerando:

$$h_{re} V_u \simeq 0,$$

con:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 8,5 \text{ k}\Omega.$$

La formula, quantunque non sia stata ricavata, è facilmente giustificabile in base alle considerazioni svolte al paragrafo 3.2, ovvero, la  $f_{1i}$  è data dalla frequenza di taglio del filtro passa alto costituito dalla capacità serie  $C_i$  e da tutte le resistenze che compaiono nella parte di circuito cui appartiene, unite in modo da costituire un'unica resistenza in parallelo sul percorso del segnale, a valle di  $C_i$ .

Sostituendo i valori numerici:

$$f_{1i} = \frac{1}{6,28 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6} \cdot \left( 2,7 + \frac{5 \cdot 8,5}{5 + 8,5} \right)} \cdot 10^3$$

da cui:

$$f_{1i} = \frac{1}{6,28 \cdot 2,2 \cdot (2,7 + 3,15) \cdot 10^{-3}} = 12,37 \text{ Hz} .$$

Calcolo della frequenza di taglio del circuito di uscita  $f_{1u}$  :

$$f_{1u} = \frac{1}{2\pi C_u (R_u + R_c)} .$$

La formula è stata ricavata come la precedente ovvero, considerando la sezione di uscita del circuito equivalente di figura 54 b) come un circuito chiuso, e raggruppando tutte le resistenze in parallelo sul percorso del segnale, a valle di  $C_u$ , in modo da costituire un filtro passa alto.

Si noti che è stata trascurata  $\frac{1}{h_{oe}} = 91 \text{ k}\Omega$ , in quanto si trova in parallelo ad  $R_c = 5,6 \text{ k}\Omega$  ed è più di 10 volte maggiore di essa.

Sostituendo i valori numerici si ottiene:

$$f_{1u} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6} (2,7 + 5,6) \cdot 10^3} = 12,79 \text{ Hz} .$$

Si sono in tal modo ottenuti due valori pressoché eguali di frequenza di taglio inferiore ( $\approx 12 \text{ Hz}$ ); la frequenza di taglio dello stadio,  $f_{1tot.}$ , non potrà che essere mag-

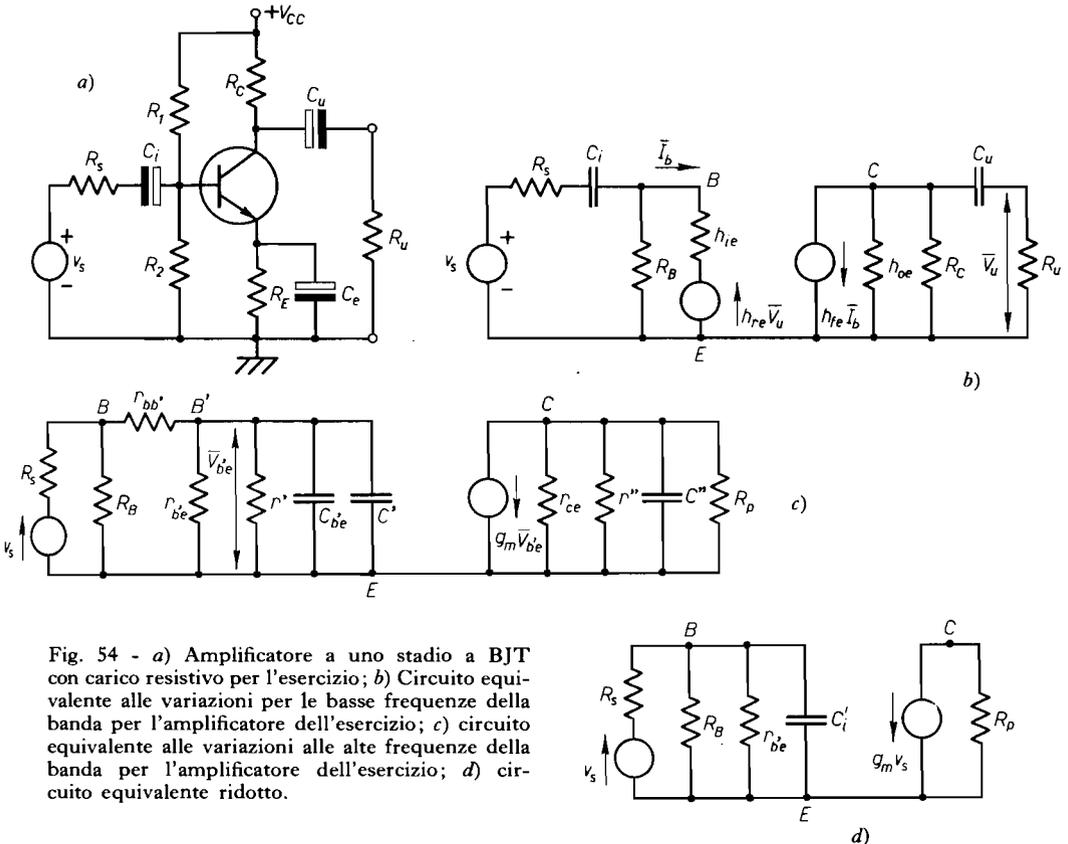


Fig. 54 - a) Amplificatore a uno stadio a BJT con carico resistivo per l'esercizio; b) Circuito equivalente alle variazioni per le basse frequenze della banda per l'amplificatore dell'esercizio; c) circuito equivalente alle variazioni alle alte frequenze della banda per l'amplificatore dell'esercizio; d) circuito equivalente ridotto.

giore di ciascuno dei due valori, precisamente, è determinabile dall'apposita formula indicata al par. 3.5:

$$f_{1 \text{ tot.}} = \frac{f_1}{\sqrt{2^{1/2} - 1}} = 12 \cdot 1,555 = 18,66 \text{ Hz.}$$

b) *Calcolo di  $C_E$ .*

Per il calcolo di  $C_E$  valgono le medesime considerazioni esposte alla nota 9 di pag. 87, per cui:

$$C_E = \frac{50}{2 \pi f_{1 \text{ tot.}} R_E} = \frac{50}{6,28 \cdot 18,66 \cdot 1200} = 355 \text{ } \mu\text{F.}$$

Si può scegliere il valore commerciale di 470  $\mu\text{F}$ .

c) *Calcolo di  $f_2$ .*

Si svolgono le considerazioni sul circuito equivalente di figura 54 c).

Tale circuito è stato ricavato utilizzando come schema equivalente del transistor il circuito di Giacoletto (Fig. 47) ed applicandovi il teorema di Miller. I parametri di tale circuito valgono:

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe0}}{g_m},$$

ove:

$$g_m = \frac{I_{C0}}{25} = \frac{1}{25} = 0,04 \text{ S}$$

da cui:

$$r_{b'e} = \frac{205}{0,04} \simeq 5,2 \text{ k}\Omega.$$

Come si vede risulta:

$$r_{b'e} \simeq h_{ie}$$

per cui si può anche fornire, per  $g_m$ , l'espressione:

$$g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$

$$r' = \frac{r_{b'e} R_p}{1 + g_m R_p}$$

$$\text{con } \begin{cases} r_{b'e} = \frac{r_{b'e}}{h_{re}} = \frac{5000}{2,5 \cdot 10^{-4}} = 20 \text{ M}\Omega \\ R_p = \frac{R_c \cdot R_u}{R_c + R_u} = \frac{5,6 \cdot 2,7}{5,6 + 2,7} = 1,82 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

ne segue:

$$r' = \frac{20 \cdot 10^6}{1 + 0,04 \cdot 1,82 \cdot 10^3} = 271 \text{ k}\Omega ;$$

$$C' = C_{b'e} (1 + g_m R_p) = 2,5 \cdot 10^{-12} (1 + 72,8) = 184,5 \text{ pF} ;$$

$$r_{ce} = \frac{1}{h_{oe}} = 91 \text{ k}\Omega ;$$

$$r'' = r_{b'e} \cdot \frac{g_m R_p}{g_m R_p + 1} = 20 \cdot 10^6 \cdot \frac{72,8}{72,8 + 1} = 19,73 \text{ M}\Omega ;$$

$$C'' = C_{b'e} \cdot \frac{1 + g_m R_p}{g_m R_p} = 2,5 \cdot 1,013 \cdot 10^{-12} = 2,534 \text{ pF.}$$

Dai valori numerici ricavati, è possibile giustificare le semplificazioni che portano al circuito equivalente di figura 54 d) cioè:

$r_{bb'}$ , data la piccola dimensione, è trascurabile;

$C_{b'e}$  e  $C'$ , essendo in parallelo, si possono conglobare nell'unica capacità:

$$C'_i = C_{b'e} + C' = 9 + 184,5 = 193,5 \text{ pF} .$$

Le resistenze  $r'' (= 19,73 \text{ M}\Omega)$  ed  $r_{ce} (= 91 \text{ k}\Omega)$ , trovandosi in parallelo ad  $R_p (= 1,82 \text{ k}\Omega)$  sono trascurabili in quanto sono più di 10 volte maggiori di  $R_p$  stesso. La capacità  $C''$ , che nel trasferimento sul circuito di uscita si è mantenuta pressoché eguale a  $C_{b'c}$ , è trascurabile anche alle alte frequenze, per il suo basso valore nei confronti di  $C'_i$  (che è più di 10 volte maggiore).

Questo conferma l'asserto in base al quale frequenza di taglio superiore dell'amplificatore è determinata unicamente dal circuito dinamico d'ingresso del transistor.

Poiché la resistenza complessiva del circuito d'ingresso, posta in parallelo a  $C'_i$  nel circuito di figura 54 d), vale:

$$R_t = r_{b'e} // R_B // R_S$$

la frequenza di taglio superiore risulta espressa dalla formula:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C'_i R_t} ,$$

essendo:

$$C'_i = 193,5 \text{ pF} ;$$

$$R_t = \frac{1}{\frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_S}} = \frac{1}{0,2 + 0,117 + 0,37} = 1,455 \text{ k}\Omega .$$

Risulta infine:

$$f_2 = \frac{1}{6,28 \cdot 193,5 \cdot 10^{-12} \cdot 1,455 \cdot 10^3} = 565,5 \text{ kHz} .$$

d) *Banda passante* :

$$B = f_2 - f_1 = 565.500 - 18,66 \simeq 565,5 \text{ kHz} = f_2 .$$

### 3.4.5 - Comportamento di una cascata di amplificatori a transistori alle alte frequenze della banda.

In base alle cognizioni acquisite nei paragrafi precedenti, è possibile svolgere considerazioni su di una cascata di più stadi amplificatori a transistori nella connessione ad emettitore comune, con collegamento RC.

Si consideri allo scopo una cascata di più stadi eguali, della quale vengono presi in esame due stadi qualsiasi, (Fig. 45). Il circuito equivalente alle variazioni sia quello di figura 55. Per sviluppare lo studio si prende in esame lo stadio posto entro le linee tratteggiate.

Si noti che con  $R'_L$  si è inteso il parallelo tra la resistenza di carico dello stadio che precede quello in esame (che non compare nello schema) e la resistenza del partitore d'ingresso  $R'_1 // R'_2$  dello stadio compreso entro le linee tratteggiate. Lo stesso vale per la  $R''_L$  e così via.

Occorre innanzitutto osservare che, nella ipotesi che gli stadi siano tutti eguali, i guadagni di tensione e di corrente di ogni singolo stadio

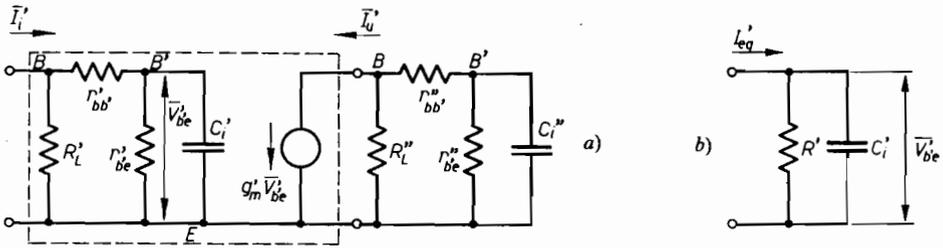


Fig. 55 - a) Circuito equivalente alle variazioni di due stadi amplificatori a BJT eguali in cascata relativo alle alte frequenze per lo schema di figura 45. b) Circuito d'ingresso trasformato applicando il teorema di Norton alla sinistra di  $C_i'$ .

(esclusi al più il primo e l'ultimo) sono identici tra loro. Per dimostrarlo, si indichi con  $\bar{I}'_i$  la corrente d'ingresso di uno stadio e con  $\bar{I}'_u$  la sua corrente di uscita, coincidente con la  $\bar{I}''_i$  d'ingresso dello stadio successivo.

Se si indica poi con  $R'_i$  la resistenza d'ingresso del primo stadio, e con  $R''_i$  quella del secondo, ove, come è ovvio  $R'_i = R''_i$ , si ha:

$$\bar{A}^{(i)} = \frac{\bar{I}'_u}{\bar{I}'_i}.$$

Peraltro:

$$\bar{V}'_i = \bar{I}'_i R'_i \quad (\text{tensione d'ingresso})$$

e

$$\bar{V}'_u = \bar{I}'_u R''_i \quad (\text{tensione d'uscita})$$

perciò il guadagno di tensione dello stadio vale:

$$\bar{A}^{(v)} = \frac{\bar{V}'_u}{\bar{V}'_i} = \frac{\bar{I}'_u \cdot R''_i}{\bar{I}'_i \cdot R'_i}$$

ma, essendo  $R'_i = R''_i$ , ne segue:

$$\bar{A}^{(v)} = \frac{\bar{I}'_u}{\bar{I}'_i} = \bar{A}^{(i)}.$$

La dimostrazione eseguita consente di calcolare il solo guadagno di corrente dello stadio in esame, conferendo poi validità generale ai risultati ottenuti.

Per il calcolo del guadagno di corrente, si osservi che vale:

$$A^{(i)} = \frac{\bar{I}'_u}{\bar{I}'_i}$$

peraltro, nello stadio considerato, risulta:

$$(3.11) \quad \bar{I}'_u = g'_m \bar{V}'_{b'e}.$$

Si osservi che  $V'_{b'e}$  rappresenta la caduta di tensione ai capi del parallelo formato dalla capacità  $C'_i$  e dalla resistenza  $r'_{b'e}$ . A sua volta la capacità  $C'_i$  vale:

$$C'_i = C'_{b'e} + C'_{b'c}(1 + g'_m R'_p)$$

ove  $-g'_m R'_p$  rappresenta il guadagno di tensione dell'amplificatore, alla frequenza di centro banda (cioè trascurando gli effetti reattivi) ed  $R'_p$  vale quindi:

$$R'_p = R''_L // (r''_{bb'} + r''_{b'e}) \simeq R''_L // h''_{ie} = \frac{R''_L h''_{ie}}{R''_L + h''_{ie}}$$

Applicando il teorema di Norton nel circuito d'ingresso, alla sinistra della capacità  $C'_i$  (Fig. 55 a e b), risulta:

$$I'_{eq} = I'_i \frac{R'_L}{r'_{bb'} + R'_L} \quad \text{ed} \quad R' = r'_{b'e} // (r'_{bb'} + R'_L)$$

e, dal circuito di figura 55 b si ottiene:

$$V'_{b'e} = I'_{eq} \cdot (R' // j X_{c'i}) = I'_{eq} \cdot \frac{R'}{1 + j \omega R' C'_i}$$

Sostituendo nella (3.11) e, di qui, nella espressione del guadagno, si ottiene:

$$\bar{A}^{(i)} = \frac{\bar{I}'_u}{\bar{I}'_i} = \frac{g'_m \bar{V}'_{b'e}}{\bar{I}'_i} = \frac{g'_m R'}{1 + j \omega R' C'_i} \cdot \frac{R'_L}{r'_{bb'} + R'_L} = \frac{A_0^{(i)}}{1 + j \omega R' C'_i} \quad (18)$$

Per ricavare la frequenza di taglio superiore è sufficiente trovare il valore di  $\omega$  per cui il denominatore della espressione di  $\bar{A}^{(i)}$  diviene eguale a  $\sqrt{2}$ .

Risulta, in tal modo:

$$\omega_2 = \frac{1}{R' C'_i}$$

(18) L'espressione  $A_0^{(i)}$  si riferisce al guadagno di corrente in centro banda e sostituisce  $g'_m R' \cdot \frac{R'_L}{r'_{bb'} + R'_L}$ . Per dimostrare l'esattezza della sostituzione, si consideri il circuito equivalente di figura 55 a privato della capacità, ovvero nella situazione di centro banda. In tale condizione, si ha:

$$A_0^{(i)} = \frac{\bar{I}'_u}{\bar{I}'_i} = \frac{g'_m \bar{V}'_{b'e}}{\bar{I}'_i} \quad \text{con} \quad V'_{b'e} = I'_i \frac{R'_L}{r'_{bb'} + R'_L} \cdot R'$$

quindi la sostituzione è lecita.

ovvero

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R' C'_i}$$

ove  $R' = \frac{r'_{b'e}(r'_{bb'} + R'_L)}{r'_{b'e} + r'_{bb'} + R'_L}$  e  $C'_i = C'_{b'e} + C'_{b'c}(1 + g'_m R'_p)$

con

$$R'_p = \frac{R''_L \cdot h''_{ie}}{R''_L + h''_{ie}}$$

In funzione della frequenza di taglio, l'espressione del guadagno diviene:

$$A^{(i)} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_2}}$$

### 3.5 - Frequenze di taglio di più stadi in cascata.

Nel caso in cui si disponga di più stadi amplificatori in cascata (a tubi, JFET o transistori) ciascuno con le proprie frequenze di taglio, oppure di un unico stadio nel quale siano identificabili più sezioni, ciascuna comprendente una capacità in grado di influire sulla frequenza di taglio superiore od inferiore, è necessario determinare le frequenze totali della cascata di stadi o dello stadio suddetto.

A questo scopo, vengono fornite alcune regole a carattere pratico:

#### 1) Frequenza di taglio inferiore :

a) Se le frequenze di taglio inferiore dei vari stadi o di ogni parte di uno stadio, stanno tra loro in un rapporto maggiore di 10 (ovvero ve ne è almeno una che è più di dieci volte maggiore di ciascuna delle altre) la frequenza di taglio inferiore totale coincide con essa, cioè è la più grande tra le singole frequenze di taglio inferiori.

b) Se le frequenze di taglio inferiori dei vari stadi o di ogni parte di uno stadio sono pressoché eguali tra loro per cui si può attribuire ad esse un valore comune  $f_1$ , allora la frequenza di taglio complessiva, vale:

$$f_{1 \text{ tot.}} = \frac{f_1}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} ; \quad n = \text{numero stadi eguali}$$

c) Se le frequenze di taglio inferiore dei vari stadi o di ogni parte di uno stadio non rientrano nelle condizioni precedenti, dette  $f'_1, f''_1, \dots, f^n_1$  tali frequenze, è possibile ricavare per il guadagno totale (di tensione o corrente), l'espressione:

$$A_b = \frac{A_0}{\left(1 - j \frac{f'_1}{f}\right) \left(1 - j \frac{f''_1}{f}\right) \dots \left(1 - j \frac{f^n_1}{f}\right)}$$

da cui si risale, con complesse operazioni matematiche, alla frequenza di taglio complessiva, ricavando il valore di  $f$  in corrispondenza del quale il modulo del denominatore diviene  $= \sqrt{2}$ .

2) *Frequenza di taglio superiore:*

a) Se le frequenze di taglio superiori dei vari stadi o di ogni parte di uno stadio, stanno tra loro in un rapporto maggiore di 10, ovvero vi è una frequenza che è minore di un decimo di ciascuna delle altre, allora si assume come frequenza di taglio superiore tale frequenza, ovvero la più bassa tra le frequenze suddette.

b) Se le frequenze di taglio superiori dei vari stadi o di ogni parte di uno stadio sono pressoché eguali tra loro, per cui si può fissare un valore comune  $f_2$ , allora la frequenza di taglio superiore totale vale:

$$f_{2\text{tot.}} = f_2 \sqrt{2^{1/n} - 1}$$

ove  $n$  è il numero di stadi eguali.

c) Se le frequenze di taglio superiore non rientrano nei due casi precedenti, dette  $f'_2, f''_2 \dots f'''_2$  tali frequenze, è possibile, in analogia a quanto visto nel caso 1), ricavare la frequenza di taglio superiore complessiva come quel valore di  $f$  in corrispondenza del quale il modulo del denominatore dell'espressione del guadagno totale:

$$A_a = \frac{A_0}{\left(1 + j \frac{f}{f'_2}\right) \left(1 + j \frac{f}{f''_2}\right) \dots \left(1 + j \frac{f}{f'''_2}\right)} \quad \text{diviene eguale a } \sqrt{2}$$

### 3.6 - Amplificatori con accoppiamento in continua.

Vi sono applicazioni della elettronica, nelle quali è necessario amplificare o comunque manipolare segnali la cui frequenza può arrivare a 0 Hz, cioè segnali che possono variare dalla tensione o corrente continua fino ad alcuni kHz.

Negli amplificatori relativi alle applicazioni suddette occorre eliminare ogni componente reattivo che limiti la banda alle basse frequenze. Come è noto, le cause della limitazione della banda alle basse frequenze in un amplificatore, sono la capacità di accoppiamento (e quella di bypass), quindi un amplificatore o un insieme di amplificatori destinato a funzionare anche con segnali continui o a lentissima variazione, deve essere privo di tali capacità.

TABELLA 6.

$n$	$\frac{1}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}$	$\sqrt{2^{1/n} - 1}$
1	1	1
2	1,555	0,643
3	1,960	0,510
4	2,298	0,435
5	2,583	0,387
6	2,857	0,350

Valori del fattore moltiplicativo per il calcolo delle frequenze di taglio totali di  $n$  stadi amplificatori eguali in cascata. Oppure per  $n$  filtri.

La conseguenza più ovvia di questo è che in una cascata di più stadi, la componente continua di polarizzazione si propaga da uno stadio all'altro. Ma il problema principale della connessione in continua è il seguente:

se nella componente continua di polarizzazione si verifica una variazione (ad esempio per cause termiche), non potendosi più usare i sistemi di stabilizzazione noti (che funzionano grazie alla possibilità di separare la componente continua dal segnale) tale variazione si trasmette all'amplificatore o alla catena di amplificatori, senza che questi siano in grado di distinguerla dal segnale.

Più in generale, il complesso di fenomeni che danno luogo a tensioni o correnti lentamente variabili, che negli amplificatori in continua si sovrappongono al segnale causando possibili equivocazioni, prende il nome di *deriva*; le cause di tali fenomeni sono principalmente (nei sistemi a transistori):

- 1) la variazione della corrente di saturazione inversa  $I_{CB0}$  con la temperatura;
- 2) la variazione, in funzione della temperatura, del parametro  $h_{FE}$ ;
- 3) la variazione della tensione  $V_{BE}$  in funzione della temperatura<sup>(19)</sup>;
- 4) la dispersione delle caratteristiche.

Da questo segue che, nello studio degli stadi amplificatori connessi in continua, occorre rivolgere particolare attenzione al problema della stabilità e della polarizzazione. Per facilitare la soluzione del problema è opportuno ricorrere a stadi utilizzanti transistori al silicio, oppure, come si vedrà nel seguito a circuiti integrati realizzati in silicio<sup>(20)</sup>.

I motivi per cui il silicio è il materiale preferibile nella realizzazione degli elementi non lineari per stadi in continua, sono:

- 1) La  $I_{CB0}$  (corrente di saturazione inversa, nella giunzione base-collettore) è praticamente trascurabile.
- 2) Il silicio si presta a lavorazioni tecnologiche particolari, che permettono una buona stabilità nel tempo dei parametri dei dispositivi non lineari.
- 3) È più facile ottenere un buon guadagno di corrente anche con deboli correnti di collettore.

Peraltro gli svantaggi dovuti all'uso del silicio, sono:

- 1) Il valore del parametro  $h_{FE}$  dipende fortemente dalla temperatura.
- 2) La resistenza di base  $r_{bb}$ , del circuito a pigreco ibrido presenta una caduta di tensione abbastanza elevata anche in corrispondenza di deboli correnti.

<sup>(19)</sup> Per una analisi più accurata della dipendenza dei suddetti parametri della temperatura si veda: vol. I, par. 11.2.2 e 14.4.

<sup>(20)</sup> Nella tecnologia dei circuiti integrati il materiale usato è il silicio in quanto il germanio non si presta ad alcuni dei trattamenti necessari per la realizzazione di tali circuiti.

3) La tensione  $V_{BE}$  dipende in maniera abbastanza sensibile dalla temperatura.

I circuiti realizzabili mediante l'accoppiamento in continua sono assai numerosi ed il loro studio non è sempre semplice. In effetti, a differenza degli stadi con accoppiamento  $RC$ , che possono essere studiati singolarmente e quindi collegati tra loro, in questo tipo di amplificatori l'interdipendenza tra gli stadi è notevole, in quanto l'uscita di uno stadio coincide con l'ingresso del successivo ed inoltre il segnale in continua e la polarizzazione si mescolano, rendendo difficile una distinzione tra l'uno e l'altra.

Per questo, non verrà sviluppato uno studio generale sugli amplificatori in continua, ma ci si limiterà ad esaminare le connessioni di tipo più comune.

### 3.6.1 - Cascata di stadi ad emettitore comune.

Se si eliminano, in una cascata di stadi amplificatori ad emettitore comune, tutte le capacità di accoppiamento e di by-pass, è possibile realizzare una cascata di stadi in continua. Tuttavia è immediato comprendere che, in tale situazione, occorre provvedere alla polarizzazione di ciascuno stadio, mediante generatori ausiliari, in quanto la componente continua presente sul collettore di uno stadio, si trasferisce sulla base di quello successivo elevandone il livello di tensione rispetto a massa. Si ottiene in tal modo la disposizione circuitale di figura 56.

Il circuito di figura 56 è puramente teorico in quanto risulta eccessivamente voluminoso e dispendioso l'impiego di più generatori in continua con diversi valori di tensione; inoltre nel circuito non compaiono elementi in grado di provvedere alla stabilizzazione del punto di lavoro. La soluzione realizzata in pratica in sostituzione del circuito di figura 56, è quella di figura 57. In tale figura si osserva che il primo stadio è polarizzato secondo le modalità usuali, ma con una forte reazione negativa dovuta alla mancanza del condensatore di by-pass in parallelo alla resistenza di emettitore. Gli stadi successivi sono invece polarizzati mediante diodi Zener: in questo modo anche in assenza del by-pass, si riesce ad ottenere una tensione costante sull'emettitore in quanto la caduta ai capi di uno Zener non varia in funzione del segnale. La

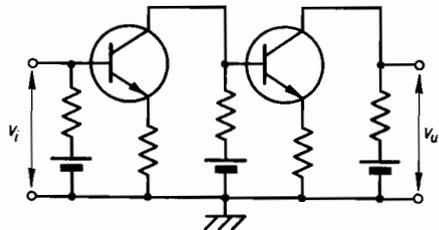


Fig. 56 - Amplificatore con accoppiamento in C.C. polarizzato mediante batterie.

reazione negativa sull'emettitore del primo stadio, viene effettuata allo scopo di realizzare una stabilizzazione rispetto alle variazioni dovute alla temperatura e alla dispersione delle caratteristiche. Infatti, una variazione della corrente di collettore del primo stadio, non dovuta a segnale, si trasmette, amplificata, sul secondo e da questo, ancora amplificata, sul terzo spostandone fortemente il punto di lavoro. La reazione negativa sull'emettitore del primo stadio consente di compensare le variazioni indesiderate.

Si noti che tali variazioni non sono necessariamente dovute al primo stadio, ma possono avvenire sul secondo o sul terzo o su tutti, tuttavia sono state prese in esame solo quelle del primo in quanto, a causa delle amplificazioni che subiscono attraverso gli stadi successivi, sono i loro effetti che maggiormente influenzano la stabilità del punto di riposo. Per comprendere come la reazione negativa favorisca la stabilità del punto di lavoro, si rimanda all'esempio del circuito a Mosfet svolto di seguito<sup>(21)</sup>.

Si esamini lo schema di amplificatore in continua di figura 58; il circuito di tale figura utilizza dei Mosfet Enhancement canale N connessi a source comune. In esso, la resistenza  $R_r$  ha la funzione di polarizzare il primo Mosfet ma, anziché essere collegata direttamente all'alimentazione  $+V_{CC}$ , è connessa al drain del terzo mosfet  $T_3$ , e realizza in tal modo una forte reazione negativa.

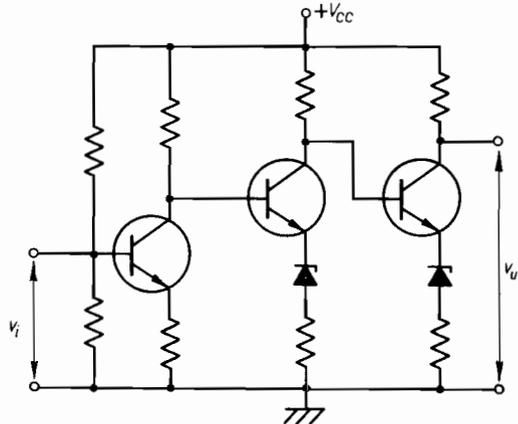
Lo scopo di tale reazione è quello di stabilizzare il punto di lavoro dei tre mosfet sia per quanto riguarda le variazioni termiche, sia per quanto riguarda la dispersione delle caratteristiche. Dato che i tre stadi sono in cascata con collegamento in continua, una alterazione, sia pur debole, del punto di lavoro del primo, si ripercuote sul secondo e di qui sul terzo, portandolo a lavorare in una zona sicuramente non lineare delle caratteristiche. Infatti, così come accade per l'amplificatore a transistori, una variazione indesiderata del livello di tensione o corrente continua del primo stadio, si trasmette amplificata sul secondo, e da questo, ancora amplificata, sul terzo, alterandone fortemente i valori di polarizzazione.

L'effetto della reazione negativa realizzata mediante la resistenza  $R_r$  di figura 58, è tale da limitare il fenomeno descritto dovuto, come è noto, a motivi termici ed a dispersione delle caratteristiche.

Infatti se, a causa di uno dei suddetti motivi, si ha ad esempio un aumento di  $I_{D1}$  rispetto al valore fissato dal punto di lavoro, questo produce uno spostamento del punto di lavoro stesso sulla retta di carico, che dà luogo a una diminuzione di  $V_{D1}$ , ma  $V_{D1}$  è la tensione di gate

(21) Nel caso in cui la stabilizzazione delle variazioni del punto di lavoro dovute a effetti termici, ottenibile con la reazione, sia insufficiente, la si integra mediante termistori posti in parallelo alla resistenza di polarizzazione. I termistori sono resistenze che variano il proprio valore con la temperatura (in ragione diretta o inversa ad essa) secondo leggi definite e precise.

Fig. 57 - Amplificatore con accoppiamento in C.C. polarizzato mediante diodi zener, si noti la reazione negativa sull'emettitore del primo BJT utile a compensare le variazioni dovute alla temperatura ed alla dispersione delle caratteristiche.



di  $T_2$ , quindi alla variazione precedente corrisponde una diminuzione di  $I_{D2}$  ovvero un aumento di  $V_{D2}$ . Questo a sua volta produce un aumento di  $I_{D3}$ , con conseguente diminuzione di  $V_{D3}$ . Ma la diminuzione di  $V_{D3}$  viene riportata, attraverso la reazione, al gate del mosfet  $T_1$ . Diminuendo il potenziale del gate di  $T_1$ , si ha una conseguente diminuzione di  $I_{D1}$  che, con particolari valori della resistenza di reazione, compensa esattamente l'aumento indesiderato, ripristinando il punto di lavoro iniziale per tutti e tre i componenti.

L'aver esaminato il funzionamento della reazione ai fini della stabilizzazione nel circuito di figura 58, consente di comprendere il motivo per cui, in genere, gli amplificatori del tipo esaminato (siano essi a transistori, fet o mosfet) sono composti da 3 elementi non lineari. Infatti, solo con una cascata di tre elementi connessi ad emettitore o source comune la variazione presente sul terzo stadio ha fase tale da compensare attraverso la reazione, quella sul primo.

Inoltre, un intero amplificatore a tre stadi di questo tipo, può essere assimilato ad un unico transistor (quantunque funzionante in continua

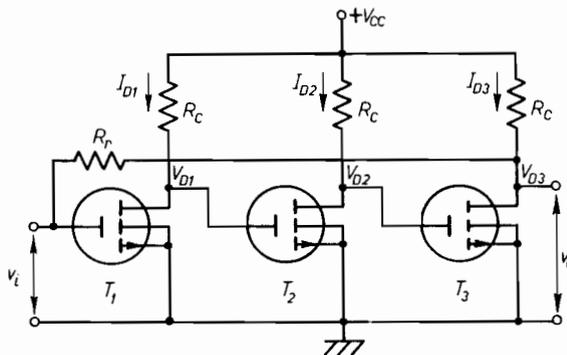


Fig. 58 - Amplificatore accoppiato in C.C. MOSFET enhancement canale N.

e stabilizzato); infatti la reazione negativa fa sì che il guadagno dei tre stadi reazionati sia circa eguale a quello di uno solo stadio non reazionato e, in più, la fase tra il segnale di ingresso e quello di uscita è esattamente  $180^\circ$ .

Gli amplificatori ad emettitore comune in continua vengono realizzati, oltre che con componenti discreti, anche con circuiti integrati.

Nel caso di integrati a mosfet, ad esempio, le resistenze  $R_C$  del circuito di figura 58 vengono sostituite da mosfet polarizzati e costruiti in modo da comportarsi come resistori.

Un esempio di amplificatore in continua a tre stadi ad emettitore comune, realizzato con un circuito integrato a transistori, è riportato in figura 59. La parte entro la linea tratteggiata in tale figura rappresenta l'integrato TAA 263 della Philips.

Il TA 263 è un integrato lineare costituito da tre transistori al silicio e funziona da amplificatore per piccoli livelli, per cui il suo uso comune è quello di preamplificatore.

Il motivo per cui il segnale di ingresso deve essere di piccolo livello è che, dato il tipo di accoppiamento, la  $V_{CE}$  di un transistoro coincide con la  $V_{BE}$  del successivo, quindi l'elemento non lineare ha ai suoi capi una tensione molto bassa.

Per quanto riguarda il guadagno di corrente (statico) complessivo del circuito integrato, esso non vale  $h_{FE}^3$  come potrebbe apparire in prima analisi, dato che i tre transistori sono eguali, ma risulta essere:

$$h_{FE \text{ tot.}} = K_1 h_{FE1} \cdot K_2 h_{FE2} \cdot h_{FE3}$$

ove i fattori:

$$K_1 = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{c1}} \quad \text{con } R_{i2} = \text{resistenza d'ingresso di } T_2$$

$$K_2 = \frac{R_{i3}}{R_{i3} + R_{c2}} \quad \text{con } R_{i3} = \text{resistenza d'ingresso di } T_3$$

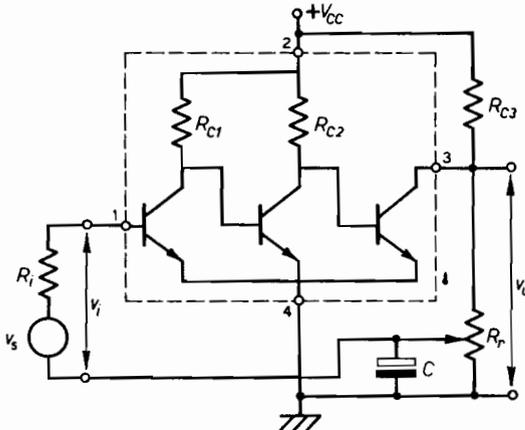


Fig. 59 - Circuito preamplificatore di prova per l'integrato lineare TAA 263 (PHILIPS):  $R_i = 1 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{c1} = R_{c2} = 3,3 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{c3} = 150 \text{ }\Omega$ ;  $R_L = 50 \text{ k}\Omega$ ;  $C = 25 \text{ }\mu\text{F}$ .

TABELLA 7.

Caratteristiche TAA263	Simbolo	Valore	Unità
Tensione di alimentazione max . . . . .	$+V_{CC}$	8	V
Tensione uscita max piedini 3-4. . . . .	$V_{3-4}$	7	V
Corrente d'uscita max . . . . .	$I_3$	25	mA
Guadagno con $P_u = 10$ mW; $R_{e3} = 150 \Omega$ . . . . .	G	77	dB
Temperatura ambiente . . . . .	$T_{amb}$	$-20 \div +100$	°C
Banda di frequenza . . . . .	B	$0 \div 600$	kHz

Caratteristiche del circuito integrato lineare TAA263 (PHILIPS).

indicano che le resistenze interne del circuito operano una derivazione di corrente. Ciò nonostante, il valore di  $h_{FE\text{tot}}$  rimane comunque elevato.

I dati del circuito integrato compaiono nella tabella 7. In figura 59 l'integrato è connesso ad un circuito esterno al fine di realizzare un amplificatore polarizzato e stabilizzato.

In tale circuito,  $R_{e3}$  rappresenta la resistenza di carico esterna; il potenziometro  $R_r$  rappresenta l'elemento di reazione negativo in continua, che opera la stabilizzazione e la polarizzazione. La capacità  $C$  ha il compito di mantenere riferito a massa il segnale variabile  $v_s$  e di evitare che, attraverso  $R_r$ , avvenga anche una reazione di segnale.

### 3.6.2 - La connessione Darlington.

È un tipo di connessione in continua tra due transistori, attuata in modo che essi abbiano i collettori in comune e l'emettitore del primo sia direttamente collegato alla base del secondo.

Al fine di comprendere il motivo per cui viene realizzata la connessione Darlington, si può esaminare il comportamento dei due transistori, connessi secondo lo schema di figura 60 *a*, assimilandolo a quello di un unico transistor. In altri termini, si ricavano i parametri ibridi relativi alla connessione ad emettitore comune del complesso di figura 60, considerandolo come un unico transistor.

Per ricavare i parametri ibridi del circuito di figura 60 si procede secondo le modalità generali relative alla ricerca dei parametri  $h$ , esaminate al paragrafo 9.3.2 del I volume.

#### 1) Resistenza d'ingresso $h'_{ie}$ .

È il rapporto tra la tensione e la corrente d'ingresso, cioè tra  $B'$  ed  $E'$ , con l'uscita (collettore) in corto circuito (cioè  $C'$  ed  $E'$  direttamente collegati).

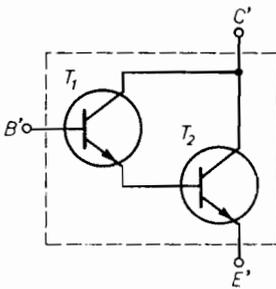


Fig. 60 - Transistori (BJT) collegati in darlington.

La resistenza d'ingresso del secondo transistor con l'uscita in corto è  $h_{ie2}$ ; per quanto riguarda il primo, esso ha l'uscita sull'emettitore; ovvero è un emitter follower, ed il suo carico è rappresentato da  $h_{ie2}$ . La resistenza d'ingresso totale, coincide con quella del primo transistor. Come è noto dalla tabella 3 del par. 1.5, la resistenza d'ingresso dello stadio a emitter-follower, vale (se  $R_p \equiv h_{ie2}$  ed  $h_{oe} R_p \simeq 0$ ):

$$h'_{ie} = h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) h_{ie2} \simeq h_{ie1} + h_{fe1} h_{ie2} .$$

Se ne conclude che, confrontato con uno dei transistori che lo compongono, lo schema Darlington presenta, una resistenza d'ingresso  $h'_{ie}$  più elevata.

2) Conduttanza di uscita  $h'_{oe}$ .

È il rapporto tra la corrente che entra dai morsetti di uscita del dispositivo ( $C'$  ed  $E'$ ), e la tensione di prova applicata a tali morsetti, con i generatori d'ingresso aperti.

Se si applica tra i morsetti  $C'$  ed  $E'$  (vedi Fig. 61) una tensione di prova  $v$ , il transistor  $T_1$ , avendo i morsetti d'ingresso aperti, si comporta come un'ammettenza pura di valore  $h_{oe1}$ , risultando perciò percorso dalla corrente

$$i_{c1} = v \cdot h_{oe1}$$

(si è considerato  $\frac{1}{h_{ie2}}$  trascurabile rispetto ad  $h_{oe1}$ ).

Nel transistor  $T_2$  invece compaiono un generatore di corrente

$$h_{fe2} i_{c1} = v h_{oe1} h_{fe2}$$

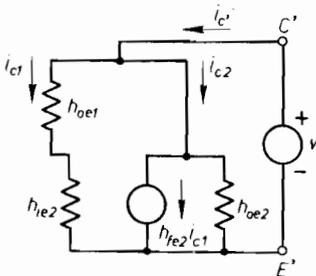


Fig. 61 - Circuito equivalente utilizzato per ricavare la conduttanza d'uscita del darlington.

e l'ammettenza di uscita  $h_{oe2}$ , per cui la corrente che percorre  $T_2$  vale:

$$i_{c2} = h_{fe2} i_{c1} + v h_{oe2} = v h_{oe1} h_{fe2} + v h_{oe2} .$$

La corrente totale erogata dal generatore test  $v$  attraverso il morsetto  $C'$ , vale:

$$i_{c'} = i_{c1} + i_{c2} = v h_{oe1} + v h_{oe1} h_{fe2} + v h_{oe2}$$

da cui

$$i_{c'} = v [h_{oe1} (1 + h_{fe2}) + h_{oe2}] .$$

L'ammettenza di uscita totale risulta quindi:

$$h'_{oe} = \frac{i_{c'}}{v} = \frac{v [h_{oe1} (1 + h_{fe2}) + h_{oe2}]}{v}$$

$$h'_{oe} = h_{oe1} (1 + h_{fe2}) + h_{oe2} \simeq h_{oe1} h_{fe2} + h_{oe2} .$$

Se ne conclude che, rispetto a un singolo transistorore del tipo di quelli che lo compongono, lo schema Darlington presenta una conduttanza di uscita più elevata (cioè una resistenza più bassa).

### 3) Guadagno di corrente di corto circuito $h'_{fe}$ .

Il guadagno di corrente di corto circuito è il rapporto tra la corrente di uscita, con i morsetti  $C'$  ed  $E'$  cortocircuitati e la corrente di ingresso (in  $B'$ ). La corrente di cortocircuito tra  $C'$  ed  $E'$  è la somma di quella dovuta a  $T_1$  e di quella dovuta a  $T_2$ . Definendo  $i_{b1}$  la corrente entrante nella base di  $T_1$ , la parte di corrente di cortocircuito dovuta a  $T_1$  vale:

$$i_{c1} = h_{fe1} i_{b1} .$$

Il transistorore  $T_2$  riceve in base la corrente di emettitore di  $T_1$ , e questa vale:

$$i_{b2} = i_{b1} + i_{b1} h_{fe1}$$

quindi la parte di corrente di cortocircuito dovuta a  $T_2$  è:

$$i_{c2} = h_{fe2} i_{b2} = h_{fe2} i_{b1} (1 + h_{fe1})$$

la corrente totale di collettore risulta quindi:

$$i_{c'} = i_{c1} + i_{c2} = h_{fe1} i_{b1} + h_{fe2} i_{b1} (1 + h_{fe1})$$

da cui si ricava il guadagno di corrente di corto circuito

$$h'_{fe} = \frac{i_{c'}}{i_{b1}} = h_{fe1} + h_{fe2} (1 + h_{fe1}) \simeq h_{fe1} + h_{fe2} h_{fe1} .$$

Confrontato con uno dei transistorori che lo compongono, lo schema Darlington presenta un guadagno di corrente di corto circuito molto più elevato.

#### 4) Fattore di reazione interna $h'_{re}$ .

È il rapporto tra la tensione riportata all'ingresso e la tensione fornita all'uscita da un generatore test, con i morsetti d'ingresso aperti. Se si considerano trascurabili i termini  $h_{re1}$  ed  $h_{re2}$  dei due transistori componenti, la tensione riportata ai morsetti d'ingresso aperti, a causa della tensione  $v$  applicata all'uscita, coincide con la tensione d'ingresso di  $T_2$ , e questa è ottenibile come tensione ai capi di  $h_{ie2}$ , mediante il partitore formato da  $\frac{1}{h_{oe1}}$  ed  $h_{ie2}$  stessa (vedi, Fig. 62).

Pertanto si ha:

$$v_i = v \frac{h_{ie2}}{h_{ie2} + \frac{1}{h_{oe1}}}.$$

Osservando che, al denominatore,  $h_{ie2}$  (ordine del  $k\Omega$ ) risulta trascurabile rispetto ad  $\frac{1}{h_{oe1}}$  (ordine delle centinaia di  $k\Omega$ ), è possibile eseguire l'approssimazione:

$$v_i \simeq v \cdot \frac{h_{ie2}}{\frac{1}{h_{oe1}}} = v h_{ie2} h_{oe1}.$$

Se ne conclude:

$$h'_{re} = \frac{v_i}{v} \simeq h_{ie2} \cdot h_{oe1}.$$

Il fattore di reazione interna della connessione Darlington è molto elevato nei confronti di quello di un comune transistoro ad emettitore comune.

I risultati ottenuti dall'analisi compiuta in questo paragrafo, sono riassunti nella tabella 8, ove vengono confrontati con i parametri della connessione a emettitore comune di un generico transistoro.

Dato che si è posta in luce la possibilità di considerare la connessione Darlington come un unico transistoro dalle caratteristiche particolari, ne segue che esso può essere utilizzato in una qualsiasi delle tre connessioni (base, collettore, emettitore-comune); tra queste connessioni, la più usata (in quanto permette di utilizzare meglio la pro-

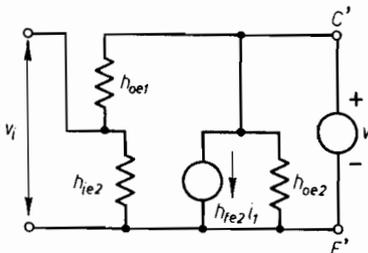


Fig. 62 - Circuito equivalente utilizzato per ricavare  $h'_{re}$  del darlington.

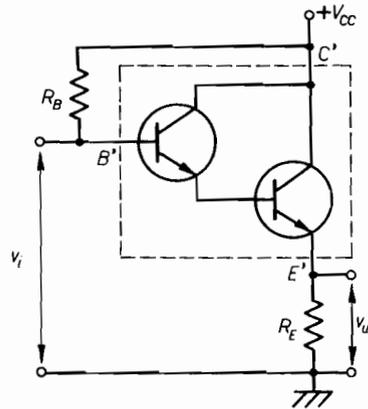


Fig. 63 - Circuito darlington polarizzato e con uscita d'emettitore.  $R_B$  = resistenza di polarizzazione di valore elevato;  $R_E$  = resistenza di carico.

prietà del Darlington) è quella a collettore comune (emitter follower) nello schema di figura 63.

Rispetto all'analogo emitter follower realizzato con un solo BJT, questo presenta le seguenti caratteristiche:

- 1) Guadagno di corrente aumentato.
- 2) Resistenza d'ingresso aumentata.
- 3) Resistenza di uscita diminuita.
- 4) Guadagno di tensione diminuito.

Per giustificare quantitativamente tali asseriti, è sufficiente sostituire i valori dei parametri  $h'$  ricavati per la connessione Darlington, nelle formule relative al collegamento a collettore comune riportate in tabella 3 al paragrafo 1.5 (con  $R_p \equiv R_E$ ). Si ottengono in tal modo formule complesse, che mediante alcune semplici approssimazioni, si riducono alle seguenti:

- 1) Guadagno di corrente:

$$A^{(i)} \simeq \frac{h_{fe1} h_{fe2}}{1 + h_{oe1} h_{fe2} R_E}.$$

- 2) Resistenza d'ingresso:

$$R_i \simeq \frac{h_{fe1} h_{fe2} R_E}{1 + h_{oe1} h_{fe2} R_E}.$$

- 3) Resistenza di uscita:

$$R_o \simeq \frac{\left( R_{o1} \parallel \frac{1}{h_{oe1}} \right) + h_{ie2}}{1 + h_{fe2}} \quad \text{con} \quad R_{o1} \simeq \frac{h_{ie1}}{1 + h_{fe1}}.$$

4) Guadagno di tensione:

$$A^{(v)} \simeq 1 - \frac{h_{ie2}}{R_{i2}}$$

con

$$R_{i2} \simeq (1 + h_{fe2}) R_E$$

resistenza d'ingresso 2° stadio.

*Osservazioni.*

1) Si noti che la corrente di emettitore del primo transistor coincide con la corrente di base del secondo, quindi la potenza e la corrente di tale stadio sono necessariamente maggiori di quelli del primo.

Questo giustifica il fatto che si sia eseguita una distinzione (mediante i pedici) tra i parametri ibridi del primo stadio e quelli del secondo.

2) Gli effetti di aumento di impedenza d'ingresso ottenuti mediante la connessione Darlington, si possono avere anche da un unico stadio amplificatore impiegante come elemento non lineare un FET, che, come è noto, ha una impedenza d'ingresso elevatissima. In molte applicazioni, quest'ultimo dispositivo è infatti attualmente preferito alla connessione Darlington.

### 3.6.3 - Connessione Cascade.

L'amplificatore a cascade è un amplificatore a due stadi collegati in continua secondo lo schema di figura 64. Come si vede da tale figura, il primo dei due stadi è connesso ad emettitore comune, mentre il secondo è a base comune. Questo significa che in pratica la connessione a cascade è destinata a sostituire un amplificatore a transistori a un solo stadio ad emettitore comune in alcune applicazioni circuitali, in quanto presenta, rispetto ad esso, un effetto di reazione trascurabile tra ingresso ed uscita in corrispondenza delle frequenze di segnale più elevate e una resistenza di uscita assai alta. Per comprendere il significato di quanto è stato asserito, è possibile ricavare i parametri relativi al circuito di figura 64 (considerato come un generico quadripolo) e confrontarli con quelli di un normale transistor ad emettitore comune<sup>(22)</sup>.

Si ottiene in tal modo:

1) *La resistenza d'ingresso.*

È il rapporto tra la tensione e la corrente d'ingresso, con l'uscita in cortocircuito. Nel caso in esame, se si cortocircuita l'uscita del cir-

<sup>(22)</sup> Nel seguito si procede secondo le modalità indicate nel par. 9.3.2 del I volume, per la determinazione dei parametri ibridi di un quadripolo. Si ricordi che anche i parametri ibridi di un transistor in una qualsiasi delle sue tre connessioni sono stati ricavati secondo le medesime modalità.

cuito di figura 64 cioè del transistor in base comune, si può osservare che il carico dello stadio ad emettitore comune (primo stadio) altro non è che la resistenza d'ingresso del secondo. Questa, come è noto, è assai bassa: si può quindi pensare che anche l'uscita del primo stadio sia in cortocircuito, ne segue che la resistenza d'ingresso del circuito di figura 64 coincide con quella dello stadio ad emettitore comune.

## 2) Resistenza di uscita.

La si ottiene come rapporto tra la tensione fornita in uscita da un generatore di prova e la corrente che circola di conseguenza, con i morsetti d'ingresso aperti. In figura 64 si osserva che, se i morsetti d'ingresso del primo stadio sono aperti, il secondo stadio risulta avere all'ingresso una resistenza pari alla resistenza di uscita del primo (che vale  $\frac{1}{h_{oe}}$  ed è dell'ordine delle decine di  $k\Omega$ ); ma uno stadio in base comune, con resistenza d'ingresso elevata, ha una resistenza di uscita molto alta (ordine dei  $M\Omega$ )<sup>(23)</sup>.

Poiché la resistenza di uscita del secondo stadio coincide con quella complessiva del circuito, se ne deduce che il quadripolo in esame ha una resistenza di uscita pari a quella dello stadio in base comune, (cioè  $\frac{1}{h_{ob}}$ ) ovvero è molto più elevata di quella di un transistor ad emettitore comune.

## 3) Guadagno di corrente in corto circuito.

Si ricava dal rapporto tra la corrente di uscita e quella d'ingresso, con l'uscita in corto circuito.

Poiché si è visto che, quando il secondo stadio ha l'uscita in corto circuito, si può ritenere con buona approssimazione in corto anche il primo, si ricava che il guadagno di corrente totale del quadripolo è il prodotto dei guadagni dei singoli stadi.

Ma lo stadio in base comune ha guadagno unitario, dunque, il guadagno complessivo è praticamente eguale a quello dello stadio ad emettitore comune.

## 4) Fattore di retroazione.

È il rapporto tra la tensione riportata all'ingresso e la tensione fornita all'uscita da un generatore test (con l'ingresso aperto).

Poiché l'elevata resistenza di uscita del 1° stadio, rappresenta quella d'ingresso del secondo, si può ritenere che anche questo sia ad ingresso aperto, ne segue che il fattore di reazione totale è il prodotto dei fattori di reazione di ciascuno dei due stadi: definendo  $h_{re}$  quello della

<sup>(23)</sup> Infatti, se, determinando la resistenza di uscita a morsetti aperti, si conclude che è elevata, determinandola con i morsetti chiusi su una resistenza elevata ( $\frac{1}{h_{oe}}$ ), si traggono conclusioni analoghe.

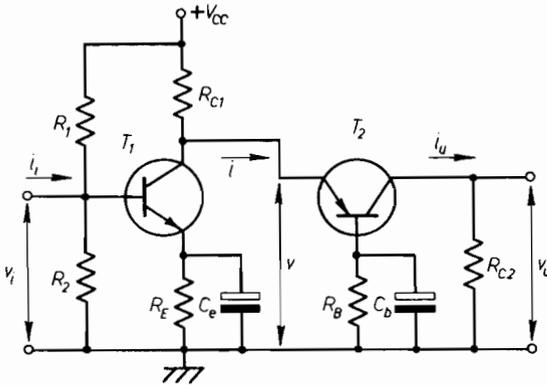


Fig. 64 - Circuito Cascode.  $T_1 = \text{BJT NPN}$ ;  $T_2 = \text{BJT PNP}$ .

connessione ad emettitore comune (ordine dei  $10^{-4}$ ) ed  $h_{rb}$  quello della connessione in base comune (ordine dei  $10^{-4}$ ) il fattore di reazione totale risulta dell'ordine di  $10^{-8}$  e questo valore estremamente basso giustifica il fatto che la connessione cascode venga utilizzata al fine di neutralizzare l'effetto di retroazione di segnale che, alle alte frequenze, diviene particolarmente sensibile in uno stadio amplificatore singolo ad emettitore comune.

A titolo di confronto si esaminino, in tabella 8, le caratteristiche di un singolo transistor ad emettitore comune, comparato con quelle dello schema Darlington e del cascode.

### 3.6.4 - Amplificatori differenziali.

Sono circuiti ad accoppiamento in continua, nei quali i problemi dovuti alla deriva sono stati superati mediante il bilanciamento degli effetti tra due elementi non lineari uguali, opportunamente accoppiati.

In un tipico amplificatore differenziale compaiono quattro morsetti, di cui due rappresentano gli ingressi e due le uscite. Nelle figure 65 a)

TABELLA 8.

Parametri	Transistore	Darlington	Cascode
Resistenza d'ingresso . . . . .	$h_{ie}$	$h_{ie1} + h_{fe1} \cdot h_{ie2}$ aumenta	$h_{ie}$
Guadagno di corrente . . . . .	$h_{fe}$	$h_{fe1} + h_{fe2} \cdot h_{fe1}$ aumenta	$h_{fe}$
Conduttanza di uscita . . . . .	$h_{oe}$	$h_{oe1} \cdot h_{fe2} + h_{oe2}$ aumenta	$h_{ob}$
Fattore di reazione . . . . .	$h_{re}$	$h_{ie2} \cdot h_{oe1}$ aumenta	$h_{re} \cdot h_{rb}$

La tabella indica come variano i parametri ibridi nel caso di connessione Darlington e Cascode rispetto al caso di un singolo BJT.

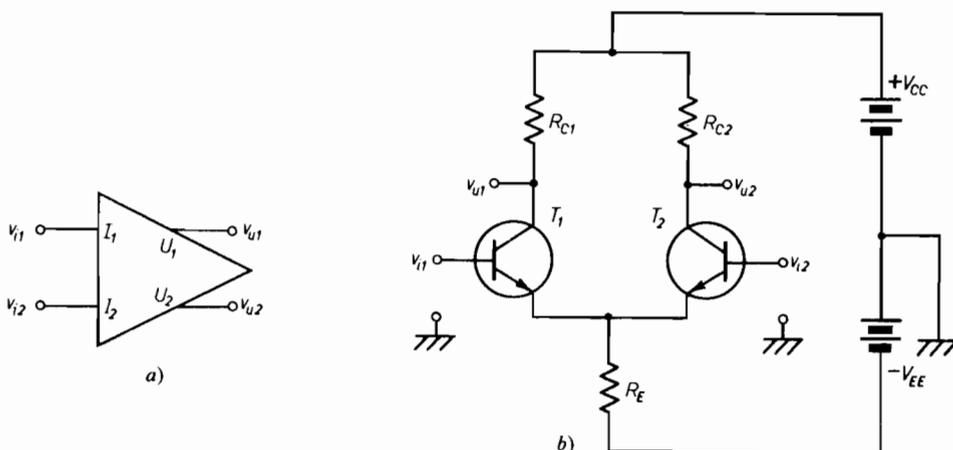


Fig. 65 - a) Blocco rappresentativo dell'amplificatore differenziale:  $I_1$ ;  $I_2$  = ingressi;  $U_1$ ;  $U_2$  = uscite; b) circuito dell'amplificatore differenziale a BJT completo dell'alimentazione.

e b) sono rappresentati lo schema a blocchi e il diagramma circuitale di un tipico amplificatore differenziale. Come si può notare dalla figura 65 b), i due ingressi dell'amplificatore sono rappresentati dalle basi dei transistori mentre le uscite sono sui collettori; gli emettitori sono collegati tra loro e, mediante la resistenza  $R_E$ , vengono connessi alla alimentazione negativa  $-V_{EE}$ <sup>(24)</sup>.

Tutti i terminali si intendono riferiti, per quanto riguarda il segnale, ad una massa comune.

Date le molteplici combinazioni possibili agli effetti degli ingressi e delle uscite, si può utilizzare un amplificatore differenziale al fine di soddisfare molte esigenze della elettronica. Nel seguito si dà un breve cenno dei più importanti tipi di funzionamento ottenibili con un amplificatore differenziale.

### 1) Amplificatore a ingresso singolo.

Una prima utilizzazione dello schema differenziale la si può ottenere introducendo un segnale in uno degli ingressi e ponendo a massa l'altro (Fig. 66 a). In tal modo si ha la possibilità di ricavare, tra ciascuna delle uscite e massa, due segnali, entrambi amplificati dalla stessa quantità (se l'amplificatore è simmetrico) ma uno in fase con l'ingresso e l'altro sfasato di  $180^\circ$  rispetto ad esso. Per comprendere il motivo di tale comportamento, si esamini lo schema circuitale di figura 66 b). Come si può osservare da tale figura, il transistor  $T_1$ , sulla base del quale viene introdotto il segnale, si comporta, rispetto alla uscita pre-

<sup>(24)</sup> Il potenziale  $-V_{EE}$  è necessario al fine di realizzare la polarizzazione senza ricorrere a partitori posti sulle basi, le quali, in questo modo sono a potenziale pressoché nullo in assenza di segnale.

levata sul suo collettore, come un normale stadio ad emettitore comune, quindi amplifica il segnale e lo sfasa di  $180^\circ$ . Tuttavia, il fatto che la resistenza di emettitore, non by-passata, sia in comune tra il primo e il secondo transistor (mentre quest'ultimo ha la base a massa) fa sì che il segnale presente sull'emettitore del transistor  $T_1$  (praticamente eguale al segnale d'ingresso) sia presente anche sull'emettitore del transistor  $T_2$ . Da questo segue che il segnale applicato alla base del transistor  $T_1$  è applicato anche tra l'emettitore di  $T_2$  e la massa. Poiché la base di  $T_2$  è a massa, il transistor si comporta come se avesse l'emettitore a massa e un segnale eguale a quello d'ingresso (ma sfasato di  $180^\circ$  rispetto ad esso) tra base e massa. Dal collettore del transistor  $T_2$  è quindi possibile prelevare un segnale amplificato ed in fase con quello introdotto nella base di  $T_1$ .

Nell'ipotesi che i due transistori siano eguali (a questo scopo vengono realizzate delle coppie di transistori con comportamento identico e montati su di un unico supporto) e che siano eguali anche le resistenze di carico, dalle due uscite si possono prelevare segnali amplificati identici, ma sfasati l'uno rispetto all'altro di  $180^\circ$ .

È evidente che, scambiando gli ingressi (cioè ponendo a massa quello in cui si è introdotto il segnale nel ragionamento precedente e introducendo il segnale nell'altro) si inverte il comportamento della uscita.

Per le normali utilizzazioni (di cui si darà cenno in un capitolo successivo), possono essere usate simultaneamente entrambe le uscite, oppure l'una o l'altra singolarmente.

## 2) Amplificatori a doppio ingresso.

Se, anziché porre a massa uno dei due ingressi, si introduce in ciascuno di essi un segnale, in modo che tali segnali siano eguali in ampiezza

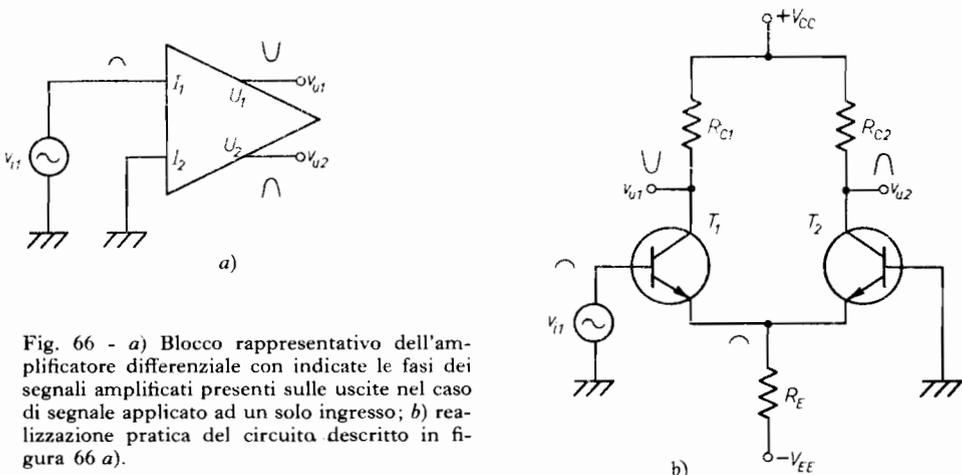


Fig. 66 - a) Blocco rappresentativo dell'amplificatore differenziale con indicate le fasi dei segnali amplificati presenti sulle uscite nel caso di segnale applicato ad un solo ingresso; b) realizzazione pratica del circuito descritto in figura 66 a).

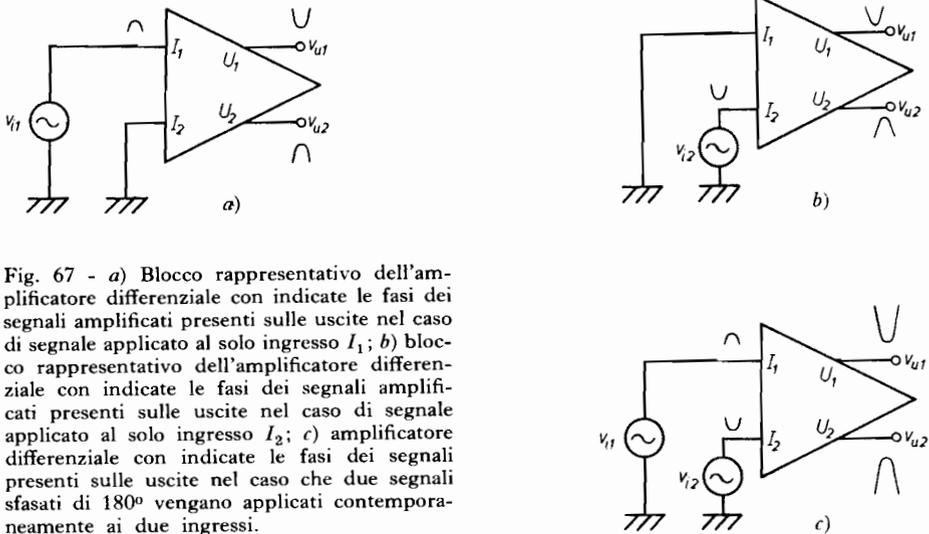


Fig. 67 - a) Blocco rappresentativo dell'amplificatore differenziale con indicate le fasi dei segnali amplificati presenti sulle uscite nel caso di segnale applicato al solo ingresso  $I_1$ ; b) blocco rappresentativo dell'amplificatore differenziale con indicate le fasi dei segnali amplificati presenti sulle uscite nel caso di segnale applicato al solo ingresso  $I_2$ ; c) amplificatore differenziale con indicate le fasi dei segnali presenti sulle uscite nel caso che due segnali sfasati di  $180^\circ$  vengano applicati contemporaneamente ai due ingressi.

ma sfasati di  $180^\circ$  l'uno rispetto all'altro, si ottengono sulle due uscite due segnali l'uno sfasato di  $180^\circ$  rispetto all'altro e con ampiezza doppia di quella che si avrebbe se ciascuno degli ingressi agisse separatamente (Fig. 67 a; b; c).

Per comprendere quanto asserito, si supponga di applicare il principio di sovrapposizione degli effetti, cioè di analizzare separatamente l'uscita prodotta da ciascuno degli ingressi, supponendo l'altro a massa, quindi sommare i risultati.

Supponendo di applicare il segnale all'ingresso  $I_1$  (Fig. 67 a), si ha uscita in fase in  $U_2$  e sfasata di  $180^\circ$  in  $U_1$ ; supponendo di applicare invece il segnale all'ingresso  $I_2$ , si ha uscita in fase in  $U_1$  e sfasata di  $180^\circ$  in  $U_2$ .

Per ipotesi si sono introdotti nei due ingressi segnali sfasati tra loro di  $180^\circ$ , ne segue che le uscite prodotte da ciascun ingresso in  $U_1$ , come pure quelle in  $U_2$ , sono in fase tra loro. Dunque, in ciascuna uscita si ha un segnale somma di quello dovuto all'ingresso  $I_1$  e di quello dovuto a  $I_2$ . Poiché si sono supposti gli ingressi eguali e sfasati tra loro di  $180^\circ$ , se ne conclude che le uscite sono il doppio di quelle prodotte da ciascun segnale d'ingresso agente separatamente. Inoltre la uscita  $U_1$  è in fase con il segnale dell'ingresso  $I_2$  e l'uscita  $U_2$  è in fase con l'ingresso  $I_1$ . Se agli ingressi fossero stati introdotti segnali eguali e in fase tra loro, le uscite sarebbero state entrambe nulle. Questo si può comprendere osservando che all'uscita  $U_1$  si ha il segnale  $I_1$  amplificato e sfasato di  $180^\circ$  e il segnale  $I_2$  amplificato e in fase, mentre nell'uscita  $U_2$  si ha  $I_1$  in fase ed  $I_2$  sfasato.

Essendo gli ingressi eguali ed in fase e l'amplificazione eguale, è evidente che i due segnali presenti in ciascuna uscita, essendo sfasati tra loro di  $180^\circ$ , si annullano reciprocamente.

### 3) *La reiezione di modo comune* (Common Mode Rejection).

Una delle caratteristiche dell'amplificatore differenziale è la capacità di cancellare, cioè di non amplificare alcuni tipi di tensione di segnale indesiderato. Queste tensioni di segnale vanno generalmente sotto il nome di rumori e possono essere prodotte, ad esempio, dalla presenza di campi magnetici in prossimità del segnale oppure da fluttuazioni dell'alimentazione.

Il vantaggio dell'amplificatore differenziale rispetto agli altri amplificatori in continua esaminati finora, è la capacità di distinguere i rumori suddetti dal segnale e di annullarne gli effetti all'uscita operando nel medesimo tempo una buona amplificazione del segnale stesso.

Questo avviene perché il rumore, in quanto tale, si presenta identico ai due ingressi dell'amplificatore differenziale e, per quanto visto al punto 2) precedente, dà luogo ad uscita nulla; il segnale di cui si vuole realizzare una amplificazione può invece essere introdotto in entrambi gli ingressi, sfasandolo di  $180^\circ$  in uno rispetto all'altro (questo si può fare ad esempio ponendo a monte dell'amplificatore a due ingressi un amplificatore a ingresso singolo e due uscite) e ciò consente di ottenere, in ciascuna delle due uscite, un segnale con amplificazione doppia di quella che si sarebbe avuta usufruendo di un solo ingresso. In questo modo è possibile ottenere un amplificatore in continua nel quale, senza alterare il segnale, si realizza una distinzione tra il segnale stesso e i rumori, giungendo (teoricamente) ad annullare l'effetto di questi ultimi.

Questa capacità di distinguere il segnale dal rumore ovvero di annullare i segnali che siano presenti in forma identica ad entrambi gli ingressi viene chiamata reiezione di modo comune (common mode rejection) dell'amplificatore. Teoricamente un amplificatore differenziale dovrebbe annullare completamente i disturbi ed amplificare i segnali; tuttavia un funzionamento di tal genere è puramente ideale, quindi è necessario definire un parametro che misuri la bontà dell'amplificatore differenziale, in termini di rapporto tra l'amplificazione del segnale differenza (segnale sfasato, cioè segnale utile) ai due ingressi e del segnale comune (cioè in fase, ovvero rumore). Tale parametro è il rapporto di reiezione di modo comune (common mode rejection ratio). Al fine di definire più esattamente la reiezione di modo comune e il rapporto di reiezione, si considerino le figure 68 a), b), c), in cui si esamina l'amplificatore differenziale con due ingressi distinti e si pone in evidenza la sola uscita  $U_1$ , supponendo  $U_2$  libera. Nella figura 68 a) è schematizzato un amplificatore con due segnali agli ingressi: in tali segnali sono contenute componenti in fase e componenti esatta-

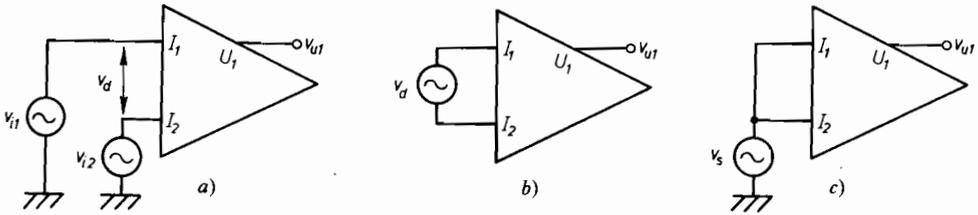


Fig. 68 - a-b) Funzionamento dell'amplificatore come differenziale: a) con i due generatori; b) con il generatore  $v_d$ ; c) funzionamento dell'amplificatore in modo comune.

mente sfasate di  $180^\circ$  tra loro. La condizione di funzionamento ideale dell'amplificatore deve dare luogo ad un guadagno nullo per le componenti in fase e ad un guadagno massimo per quelle sfasate. Si osservi che, per quanto riguarda la componente sfasata relativa ai due ingressi, dalla situazione di figura 68 a) è possibile passare a quella di figura 68 b) (entrambi gli ingressi sono infatti riferiti alla stessa massa) in cui è:

$$v_d = v_{i1} - v_{i2}$$

e, nel caso ideale in cui le componenti di un ingresso siano tutte esattamente sfasate di  $180^\circ$  rispetto a quelle dell'altro, è:

$$v_{i1} = -v_{i2}$$

per cui:

$$v_d = -2v_i.$$

Se invece si prendono in esame le sole componenti in fase tra i due ingressi, è possibile realizzare la situazione di figura 68 c), in cui il segnale d'ingresso vale:

$$v_s = \frac{1}{2}(v_{i1} + v_{i2})$$

e, nel caso ideale che i segnali ai due ingressi siano tutti eguali ed in fase:

$$v_s = v_{i1} = v_{i2}.$$

Poiché le componenti in fase e quelle sfasate del segnale agiscono simultaneamente, considerando lineare il circuito, vale la relazione:

$$v_{u1} = A_1 v_{i1} + A_2 v_{i2}$$

ove  $A_1$  e  $A_2$  rappresentano il guadagno di tensione cui dà luogo ciascun ingresso rispetto all'uscita  $U_1$ , quando l'altro ingresso è a massa.

Si definisce poi:

$A_d$  = guadagno complessivo (all'uscita  $U_1$ ) del segnale differenza tra le componenti sfasate; esso è legato ai guadagni  $A_1$  ed  $A_2$  dei due stadi costituenti l'amplificatore, dalla relazione:

$$A_d = \frac{1}{2}(A_1 - A_2)$$

$A_s$  = guadagno complessivo (all'uscita  $U_1$ ) del segnale somma tra le componenti in fase; esso è legato ai guadagni dei due stadi mediante la relazione:

$$A_s = A_1 + A_2$$

dall'espressione precedente di  $v_{u1}$  si ricava quindi, con facili passaggi:

$$v_{u1} = A_d(v_{i1} - v_{i2}) + A_s \left( \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} \right),$$

da cui:

$$v_{u1} = A_d v_d + A_s v_s$$

(l'uscita è stata prelevata dal morsetto  $U_1$  supponendo  $U_2$  libero, ma si poteva anche invertire la situazione).

È evidente che:

1) Se tutto il segnale presente in un ingresso fosse sfasato di  $180^\circ$  rispetto a quello presente nell'altro, risulterebbe:

$$v_{i1} = v$$

e

$$v_{i2} = -v$$

per cui

$$v_d = v_{i1} - v_{i2} = 2v$$

e

$$v_s = \frac{1}{2} (v_{i1} + v_{i2}) = 0$$

ne segue

$$v_{u1} = A_d v_d + A_s v_s = A_d 2v + A_s 0 = 2v A_d .$$

2) Se tutto il segnale presente a un ingresso fosse in fase con quello presente nell'altro, risulterebbe:

$$v_{i1} = v_{i2} = v$$

per cui

$$v_d = v_{i1} - v_{i2} = 0$$

e

$$v_s = \frac{1}{2} (v_{i1} + v_{i2}) = v$$

ne segue

$$v_{u1} = A_d v_d + A_s v_s = A_d 0 + A_s v = A_s v .$$

Nel caso pratico, si è osservato che l'amplificatore differenziale viene utilizzato in quanto si desidera eliminare la massima parte delle componenti in fase (che sono rumori), e di fornire la massima amplificazione a quelle sfasate di  $180^\circ$  (che sono il segnale, opportunamente scomposto in due componenti sfasate).

A questo scopo, occorre far sì che risulti massimo il guadagno  $A_d$  e minimo il guadagno  $A_s$ <sup>(25)</sup>; il parametro che misura la relazione tra i due guadagni è il rapporto di reiezione di modo comune (common mode rejection ratio: CMRR) e si esprime:

$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_s}$$

il valore ideale di CMRR lo si ottiene allorché  $A_s = 0$  ed  $A_d$  molto elevato, per cui risulta  $\text{CMRR} = \infty$ : in tal caso il segnale viene tutto amplificato e il rumore tutto annullato.

Tuttavia tale situazione è puramente teorica in quanto richiede che i segnali ai due ingressi abbiano valori identici in modulo e fasi esattamente eguali od esattamente opposte, mentre in realtà in ciascun ingresso vi sono segnali aventi rapporto di fase generico con quelli dell'altro ed ampiezze diverse. Pertanto i valori del CMRR sono elevati ma non infiniti.

È possibile ottenere il valore della tensione di uscita in funzione del fattore CMRR, mediante la formula:

$$(3.12) \quad v_{u1} = A_d v_d \left( 1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \frac{v_s}{v_d} \right)$$

Così, ad esempio, in un amplificatore avente  $v_{i1} = 200 \mu\text{V}$  e  $v_{i2} = 170 \mu\text{V}$ , guadagno differenziale  $A_d = 1200$  e con  $\text{CMRR} = 10^4$ , si può ricavare la tensione di uscita nel seguente modo:

$$v_d = v_{i1} - v_{i2} = 200 - 170 = 30 \mu\text{V},$$

$$v_s = \frac{1}{2} (v_{i1} + v_{i2}) = \frac{200 + 170}{2} = 185 \mu\text{V}$$

applicando la formula (3.12), si ottiene:

$$\begin{aligned} v_{u1} &= A_d v_d \left( 1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \frac{v_s}{v_d} \right) \\ &= 1200 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \left( 1 + \frac{1}{10^4} \cdot \frac{185 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-6}} \right) \\ &= 36 \cdot 10^{-3} \left( 1 + \frac{1}{10^4} \cdot 6,16 \right) = 36,022 \cdot 10^{-3} \text{ V}. \end{aligned}$$

<sup>(25)</sup> Si osservi che l'ipotesi che agli ingressi compaiano segnali esattamente in fase (rumori) o esattamente sfasati di  $180^\circ$  (segnali), è puramente ideale; in realtà si hanno molti possibili valori di sfasamento tra i segnali presenti ai due ingressi, siano essi rumori od informazioni. In pratica dunque occorre ottimizzare l'amplificazione sulle componenti sfasate (che sono prevalentemente di segnale) e minimizzare quella sulle componenti in fase (che sono rumori).

### 3.6.5 - Considerazioni pratiche sugli amplificatori differenziali a transistori ed integrati.

In questo paragrafo si ricavano le espressioni di  $A_s$ ,  $A_d$  e CMRR, inoltre si pongono in evidenza gli accorgimenti pratici che consentono il funzionamento degli amplificatori differenziali discreti ed integrati:

#### 1) Determinazione dei guadagni.

Si supponga che i due segnali d'ingresso di un amplificatore siano eguali in modulo e fase, cioè:

$$v_{i1} = v_{i2} = v$$

in tal caso, come è noto, risulta:

$$v_d = 0 \quad \text{e} \quad v_s = v.$$

Ne segue che:

$$(3.13) \quad v_u = A_d v_d + A_s v_s = A_s v.$$

Si consideri poi il circuito equivalente alle variazioni di un amplificatore differenziale (Fig. 69), nel quale la resistenza di emettitore è stata suddivisa in due parti, ciascuna di valore  $2R_E$ , al fine di poter considerare i circuiti relativi ai due stadi eguali e sezionabili. Considerando uno di questi circuiti, ad esempio quello riferentesi allo stadio  $T_1$ , si può osservare che la sua tensione d'ingresso vale  $v$  e quella di uscita è  $v_{u1}$  (ai capi di  $R_{c1}$ ); pertanto il suo guadagno risulta essere  $\frac{v_{u1}}{v}$ ; per la (3.13), è:

$$A_s = \frac{v_u}{v}$$

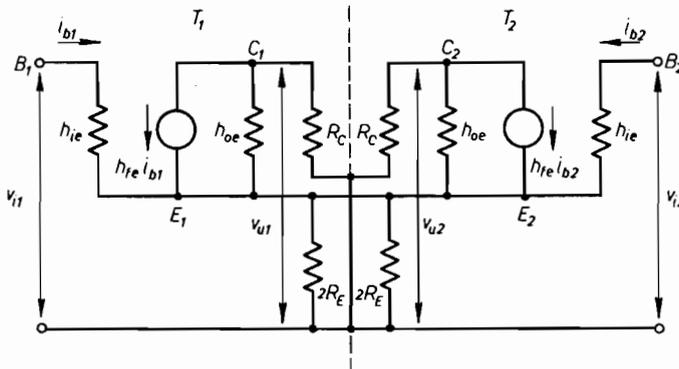


Fig. 69 - Circuito equivalente alle variazioni dell'amplificatore differenziale. Si noti la  $R_E$  scissa in due parti al fine di poter separare i due stadi costituenti l'amplificatore differenziale.

dunque il guadagno  $A_s$  coincide, nell'ipotesi relativa al caso in esame, con il guadagno di uno stadio. Tale guadagno, come si può ricavare con semplici passaggi, vale:

$$A_s \simeq \frac{R_c}{2R_E} \quad (26)$$

Si supponga ora che i due segnali d'ingresso siano eguali e sfasati di  $180^\circ$ ; in tal caso è:

$$v_{i1} = v; \quad v_{i2} = -v$$

per cui

$$v_d = 2v; \quad v_s = 0$$

e risulta:

$$v_u = A_d v_d + A_s v_s = A_d v_d = 2A_d v$$

ne segue

$$2A_d = \frac{v_u}{v}.$$

Nelle ipotesi di segnali sfasati di  $180^\circ$  ed eguali in modulo, ai capi della resistenza  $R_E$  non si ha tensione di segnale, quindi, agli effetti dinamici, è possibile trascurare tale resistenza. Ne segue che il circuito alle variazioni per la determinazione del guadagno di uno stadio è quello di figura 70, del quale, con semplici passaggi, è possibile ricavare che:

$$2A_d = h_{fe} \frac{R_c}{h_{ie}} \quad (27)$$

da cui:

$$A_d = \frac{1}{2} \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_c.$$

## 2) Rapporto di reiezione di modo comune: CMRR.

In base ai valori ricavati per  $A_s$  ed  $A_d$  è possibile esprimere il CMRR, infatti:

$$(3.14) \quad \text{CMRR} = \frac{A_d}{A_s} = \frac{h_{fe} R_c}{2h_{ie}} \cdot \frac{2R_E}{R_c} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_E.$$

Si ricordi che il funzionamento dell'amplificatore differenziale è tanto migliore quanto più è elevato il valore del CMRR. Al fine di aumentare questo valore, come si vede dalla formula (3.14), è possibile aumentare la corrente di collettore dei transistori: in tal modo infatti cresce  $h_{fe}$  e cala  $h_{ie}$ ; ma questo costringe ad effettuare una diminuzione di  $R_E$  al fine di mantenere costante il valore di polarizzazione; in conclusione, a causa di ciò, cala il CMRR.

(26) Per giustificare le approssimazioni ed i passaggi mediante i quali si è ottenuto questo risultato, si veda l'esercizio al par. 2.3.4).

(27) Per le approssimazioni mediante le quali si è giunti a questo risultato si veda l'esercizio al paragrafo 2.3.4).

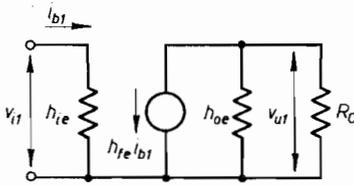


Fig. 70 - Circuito equivalente alle variazioni necessario per la determinazione di  $A_s$ .

Viceversa, è possibile aumentare  $R_E$ , ma per far questo occorre diminuire la corrente di collettore oppure aumentare la  $V_{EE}$  (in tal modo la caduta ai capi di  $R_E$  rimane costante).

Come si vede, i due metodi per aumentare il CMRR sono in contrasto uno con l'altro.

Al fine di aumentare il CMRR, senza dovere simultaneamente modificare  $R_E$ , si può sostituire tale resistenza mediante un generatore di corrente costante, inserito sugli emettitori come appare in figura 71.

Il generatore di corrente costante risulta costituito da un transistor con elevato fattore di stabilità, in modo tale che la corrente  $I_E$  non dipenda dalla temperatura o dalla dispersione delle caratteristiche. Al fine di migliorare l'indipendenza di  $I_E$  da fattori termici o costruttivi sono poi adottati altri accorgimenti, quali ad esempio il porre

$$R_E \simeq R_1 // R_2 .$$

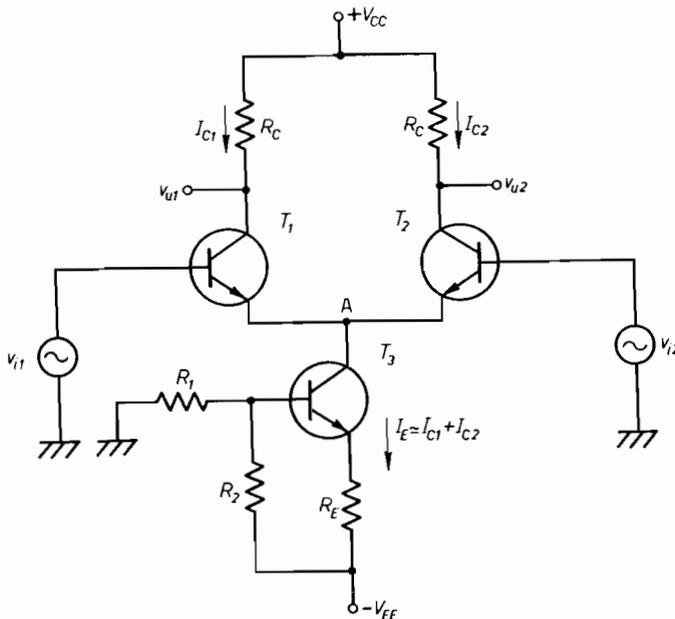


Fig. 71 - Circuito equivalente alle variazioni di un amplificatore differenziale con generatore di corrente costante ( $T_3$ ).

La funzione del generatore di corrente costante è la seguente:

come si è osservato più sopra, un aumento del CMRR si può ottenere aumentando  $I_E$  e nel contempo  $R_E$ , ma i due aumenti non sono possibili simultaneamente. Il circuito a corrente costante, posto a sostituzione di  $R_E$ , può invece essere progettato in modo che, in regime statico, la resistenza posta sugli emettitori dei due transistori amplificatori (cioè tra  $A$  e  $-V_{EE}$  di Fig. 71) risultando formata da:

$$\frac{V_{CE}}{I_E} + R_E$$

abbia valore piuttosto basso consentendo il flusso di una elevata  $I_E$ , sia attraverso il transistor  $T_3$  sia attraverso  $T_1$  e  $T_2$ .

In regime dinamico, il valore di  $I_E$  si mantiene elevato grazie al fatto che  $T_3$ , polarizzato per funzionare a corrente costante, ne mantiene inalterato il valore; nel medesimo tempo la resistenza che, agli effetti del segnale, si vede tra gli emettitori di  $T_1$  e  $T_2$  e massa, risulta molto elevata in quanto alla  $R_E$  si aggiunge ora la resistenza di uscita dello stadio  $T_3$  che, visto dal punto  $A$ , si presenta come uno stadio a emettitore comune, ed ha quindi un valore  $R_0$  assai elevato (vedi Tab. 3, par. 1.5). Ciò consente un contemporaneo aumento della corrente  $I_c$  e della resistenza sugli emettitori di  $T_1$  e  $T_2$ , a vantaggio del CMRR.

### 3) Particolarità costruttive.

Gli amplificatori differenziali, per un corretto funzionamento, debbono essere realizzati mediante coppie di transistori identici; a questo scopo sono in commercio dei complessi costituiti da un unico supporto recante i due transistori, in modo da garantire eguali tecniche costruttive ed egual comportamento in funzione della temperatura. Tuttavia gli amplificatori differenziali di uso più comune si trovano realizzati completamente in circuito integrato monolitico, racchiudente, oltre ai transistori, anche le resistenze ed il generatore di corrente costante.

Come esempio si riporta lo schema (vedi Fig. 72)<sup>(28)</sup> ed i dati dell'integrato: Motorola MC 1525 G (vedi Tab. 9 *a, b, c*).

Al fine di comprendere il significato dei dati, si fornisce una nomenclatura dei termini di uso comune nell'impiego dei circuiti integrati:

1) *Tensione di bilanciamento d'ingresso (input offset voltage)*: è la differenza di potenziale che si deve applicare ai terminali d'ingresso onde avere tensione di uscita eguale a zero.

2) *Corrente di bilanciamento d'ingresso (input offset current)*: è la differenza tra le correnti che si hanno all'ingresso allorché l'uscita è zero.

<sup>(28)</sup> Si osservi che la funzione dei terminali 4-5-6-7 è quella di polarizzare diversamente il generatore di corrente costante al fine di ottenere diversi possibili valori di  $R_E$  e quindi della corrente. Con i piedini a disposizione sono possibili 7 combinazioni, ovvero 7 diversi valori di  $R_E$ .

TABELLA 9 a).

Dati max	Simboli	Valore	Unità
Alimentazione positiva . . . . .	$+V_{CC}$	+ 14	V
Alimentazione negativa . . . . .	$-V_{EE}$	- 14	V
Segnale ingresso . . . . .	$V_{in}$	$\pm 5$	V
Temperatura di lavoro . . . . .	$T_A$	$-55 \div +125$	°C
Dissipazione totale . . . . .	$P_D$	680	mW

La tabella indica le condizioni da non superarsi nell'uso dell'integrato MC 1525 G (Motorola).

TABELLA 9 b).

Caratteristiche	Simboli	Valore tipico	Unità
Input offset Voltage . . . . .	$V_{I0}$	5	mV
Input offset current . . . . .	$I_{I0}$	4	$\mu A$
Common mode rejection . . . . .	CMRR	80	dB
Input current . . . . .	$I_{in}$	20	$\mu A$
Differential voltage gain . . . . .	$A_{dd}$	140	
Bandwidth . . . . .	BW	1400	kHz
Differential input impedance . . . . .	$Z_{in}$	2	k $\Omega$
Single ended output impedance . . . . .	$Z_{out}$	11	k $\Omega$
Maximum output swing . . . . .	$V_u$	7	$V_{(p-p)}$

La tabella indica le caratteristiche elettriche dell'integrato differenziale MC 1525 G (Motorola). Le caratteristiche sono state ottenute nelle seguenti condizioni:

$$V_{CC} = +12 \text{ V}; \quad V_{EE} = -12 \text{ V}; \quad \text{temperatura} = 25 \text{ }^\circ\text{C}.$$

3) *Rapporto di reiezione di modo comune*: (*Common mode rejection ratio*: CMRR) rapporto tra il guadagno differenza  $A_d$  e il guadagno comune  $A_s$ .

4) *Corrente di polarizzazione d'ingresso* (*input bias current*): valor medio delle correnti ai due ingressi.

5) *Campo delle tensioni d'ingresso di modo comune* (*input common mode range*): gamma delle possibili tensioni d'ingresso, al di fuori della quale l'amplificatore opera in modo anormale.

6) *Guadagno di tensione differenziale* (*Differential voltage gain*): è il rapporto tra la variazione di tensione di uscita e la variazione della tensione applicata a ciascun terminale d'ingresso.

TABELLA 9 c). Collegamenti dell'integrato MC 1525 G (Motorola).

Piedini - Zoccolo	Funzioni
1	+ $V_{CC}$ (alimentazione positiva)
2	$u_1$ (uscita 1)
3	$i_1$ (ingresso 1)
4 ÷ 5 ÷ 6	accessi esterni per variare la corrente
7	- $V_{EE}$ (alimentazione negativa)
8	massa
9	$i_2$ (ingresso 2)
10	$u_2$ (uscita 2)

7) *Larghezza di banda a 3 dB (Bandwith at 3 dB point)*: la frequenza in corrispondenza della quale il guadagno di tensione si riduce di 3 dB rispetto a quello che si aveva ad una bassa frequenza di prova (1000 Hz).

8) *Massima elongazione della tensione di uscita (Maximum output voltage swing)*: è la massima variazione picco-picco della tensione di uscita (rispetto a massa), che può essere ottenuta senza che si verifichi una deformazione (tosatura) del segnale di uscita.

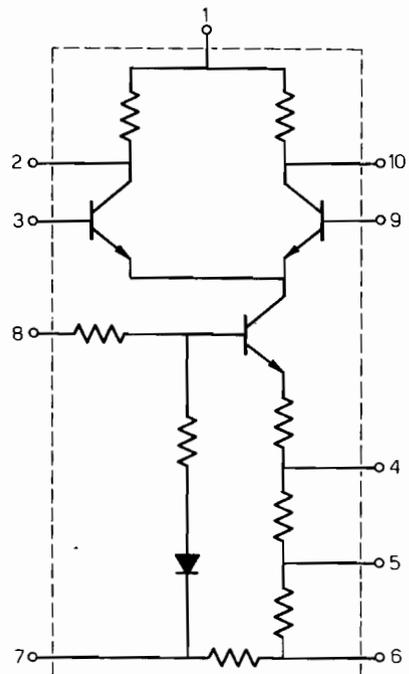


Fig. 72 - Amplificatore differenziale integrato tipo MC 1525 G (Motorola).

### 3.7 - Cenno sugli amplificatori con accoppiamento a trasformatore.

L'uso del trasformatore come elemento di accoppiamento tra due stadi amplificatori appartenenti ad una catena di più stadi eguali funzionanti in bassa frequenza e con segnali deboli, è sempre meno diffuso a causa dell'ingombro e del costo di tale componente. Questo giustifica il fatto che nel presente paragrafo si dia solo un cenno dell'accoppiamento a trasformatore, mentre l'argomento verrà sviluppato più diffusamente allorché, negli amplificatori di potenza, si esaminerà il trasformatore come elemento che connette la sorgente di segnale all'amplificatore o quest'ultimo al carico.

Un trasformatore, usato come elemento di accoppiamento tra due stadi a transistori secondo lo schema di figura 73<sup>(29)</sup>, consente:

1) di separare, agli effetti delle componenti continue, l'ingresso dall'uscita;

2) di ottimizzare il trasferimento di potenza, soddisfacendo alle condizioni di adattamento d'impedenza (vedi Vol. I, par. 9.6). Si noti che, a questo scopo, il rapporto di trasformazione tipico è 5:1 in quanto, nella connessione ad emettitore comune, la resistenza di uscita di uno stadio è in genere più elevata di quella d'ingresso del successivo;

3) di realizzare uno sfasamento di 180° tra il segnale introdotto ai capi del primario e quello prelevato sul secondario, grazie alla possibile inversione dei versi degli avvolgimenti.

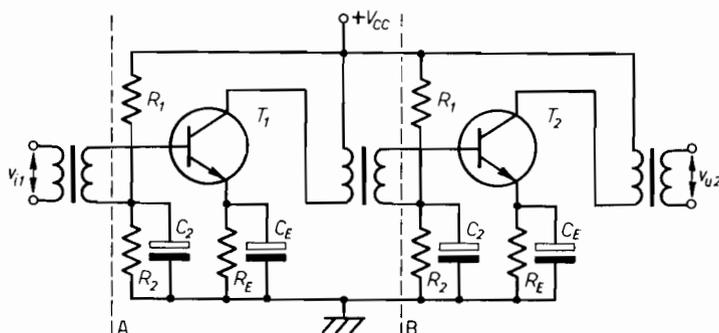


Fig. 73 - Tipico amplificatore a BJT con accoppiamento a trasformatore.

<sup>(29)</sup> Si osservi la soluzione che, nel circuito di figura 73, è stata adottata al fine di assolvere simultaneamente alle funzioni di polarizzazione di base e introduzione del segnale:

il partitore formato dalle resistenze  $R_1$  ed  $R_2$  provvede alla polarizzazione in continua, della base dei transistori. Il segnale viene introdotto, attraverso il secondario del trasformatore, tra la base del transistor e il punto centrale del partitore di polarizzazione, effettuando in tal modo il disaccoppiamento tra gli stadi per quanto riguarda le componenti continue.

Il condensatore  $C_2$  fa sì che il segnale, presente ai capi del secondario del trasformatore di accoppiamento, risulti applicato tra la base del transistor e la massa (si osservi che gli stadi in esame, sono ad emettitore comune, per cui il segnale deve essere introdotto tra base e massa) in quanto, agli effetti dinamici,  $C_2$  bypassa la resistenza  $R_2$ .

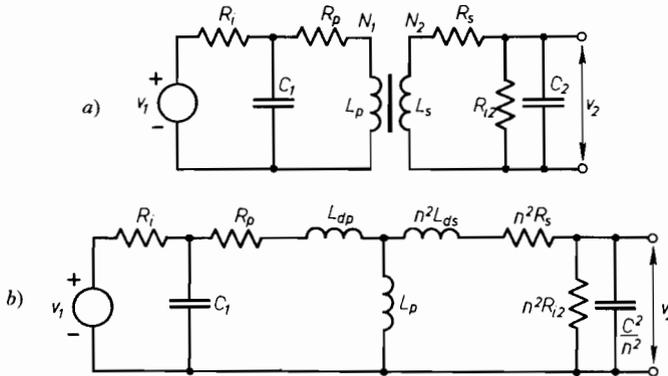


Fig. 74 - a) Circuito equivalente del trasformatore; b) circuito equivalente del trasformatore con secondario riportato a primario.

Per analizzare il comportamento di due stadi accoppiati a trasformatore alle varie frequenze, occorre esaminare il circuito equivalente del trasformatore stesso, riportato in figura 74 a) ed il suo equivalente, con il secondario riportato a primario, che compare in figura 74 b).

In tali circuiti,  $C_2$  rappresenta la somma della capacità d'ingresso del secondo stadio con la capacità parassita del secondario del trasformatore, ed  $R_{i2}$  rappresenta la resistenza d'ingresso del secondo stadio. Questi due elementi provocano una diversità di comportamento, alle alte frequenze, tra gli amplificatori in cui il secondo stadio ha resistenza d'ingresso elevata (tubi e JFET) e quelli in cui la resistenza d'ingresso è bassa (transistori, od anche carichi generici); infatti, nei casi in cui il secondo stadio ha resistenza d'ingresso elevata,  $R_{i2}$  diviene trascurabile nel parallelo con  $X_{c2}$  alle frequenze elevate, pertanto l'effetto del carico sul secondario è puramente reattivo e risente delle variazioni di frequenza in modo tale che, in alta frequenza, la curva di risposta subisce, rispetto all'andamento della curva universale (par. 3.3.4) la deformazione indicata in figura 75. Nei casi in cui il secondo stadio ha resistenza d'ingresso bassa, l'effetto di  $X_{c2}$  diviene trascurabile rispetto ad  $R_{i2}$ , l'effetto del carico sul secondario è praticamente resistivo e la

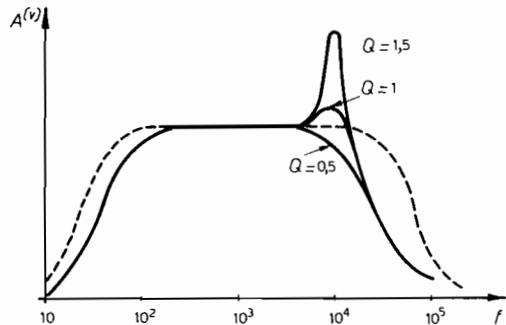


Fig. 75 - Curve di risposta per amplificatore accoppiato mediante trasformatore. Il tratteggio rappresenta la curva universale. Le altre curve a tratto pieno rappresentano la risposta di tre amplificatori aventi trasformatori a diverso  $Q$ . La curva ottenuta per  $Q = 0,5$  è tipica nel caso di BJT ( $R_i$  bassa) mentre la curva ottenuta per  $Q = 1,5$  è caratteristica nei casi ad alta  $R_i$ , (tubi a vuoto, JFET).

curva di risposta è, con buona approssimazione, coincidente con la curva universale.

Le formule di uso più comune per uno stadio (cioè ad esempio per la parte compresa tra le sezioni A e B di Fig. 73), sono:

	Con 2° stadio ad alta resistenza di ingresso (tubi-FET)	Con 2° stadio a bassa resistenza di ingresso (transistori)
Guadagno in centro banda	$A_0 = -\mu n$	$A_0 = \frac{n R_{i2}}{\frac{1}{h_{oe}} + R_p + n^2 (R_{i2} + R_s)}$
Guadagno in bassa frequenza	$A_{bf} = \frac{A_0}{1 - \frac{j f_1}{f}}$	$A_{bf} = \frac{A_0}{1 - \frac{j f_1}{f}}$
Guadagno in alta frequenza	$A_{af} = \frac{A_0}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j \frac{1}{Q} \cdot \frac{f}{f_0}}$	$A_{af} = \frac{n R_{i2}}{(R_u + R_i) \sqrt{1 + \left(2\pi f \frac{L_{dp} + n^2 L_{ds}}{R_i + R_u}\right)^2}}$
Frequenza di taglio inferiore	$f_1 = \frac{r + R_p}{2\pi L_p}$	$f_1 = \frac{R_u // R_i}{2\pi L_p}$
Frequenza di taglio superiore	$f_2 = f_0 \sqrt{\left(\frac{f_M}{f_0}\right)^2 + \sqrt{\left(\frac{f_M}{f_0}\right)^4 + 1}}$	$f_2 = \frac{R_u + R_i}{2\pi L_{dp} + n^2 L_{ds}}$

Nelle formule di tabella si sono usati i seguenti simboli:

$n$  = rapporto di trasformazione del trasformatore;

$R_{i2}$  = resistenza d'ingresso del secondo stadio;

$R_p$  = resistenza del primario del trasformatore;

$R_s$  = resistenza del secondario del trasformatore;

$L_p$  = induttanza totale di primario;

$L_{dp}$  = induttanza di dispersione di primario;

$L_s$  = induttanza totale di secondario;

$L_{ds}$  = induttanza di dispersione del secondario;

$R_u$  = resistenza di uscita totale del 1° stadio =  $\frac{1}{h_{oe}} + R_p$ ;

$R_i$  = resistenza totale d'ingresso del 2° stadio, trasferita a primario =  $n^2 (R_{i2} + R_s)$ ;

$f_0$  = frequenza di risonanza tra la induttanza di dispersione totale vista da primario:  $L_d = L_{dp} + n^2 L_{ds}$  e la capacità di secondario riportata a primario:  $\frac{C_2}{n^2}$  cioè:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_d \frac{C_2}{n^2}}};$$

$Q$  = coefficiente di risonanza del circuito:

$$Q = \frac{2\pi f_0 L_d}{r + R_p + n^2 R_s};$$

$r$  = resistenza differenziale di uscita del primo stadio. Si indica con  $r_a$  nei circuiti a tubi ed  $r_d$  in quelli a JFET;

$f_M$  = frequenza corrispondente al massimo della curva di risposta nel caso di tubi o JFET:

$$f_M = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}.$$

### 3.8 - Amplificatori con accorgimenti particolari.

In questo paragrafo vengono esaminati alcuni accorgimenti circuitali che, applicati agli amplificatori visti nei paragrafi precedenti, consentono di ottenere alcuni miglioramenti quali: l'aumento dell'impedenza d'ingresso, l'ottimizzazione del guadagno, l'allargamento della banda, ecc.

#### 3.8.1 - La polarizzazione con effetto bootstrap.

Come è noto, la connessione con il collettore o il drain comune viene utilizzata negli amplificatori, a transistori e JFET rispettivamente, al fine di realizzare dispositivi aventi elevata resistenza d'ingresso. Questo tuttavia dà luogo a un guadagno di tensione inferiore all'unità.

Al fine di rendere il guadagno di tensione il più possibile prossimo all'unità, aumentando nel contempo la resistenza d'ingresso, la polarizzazione normale degli amplificatori a JFET e transistori viene so-

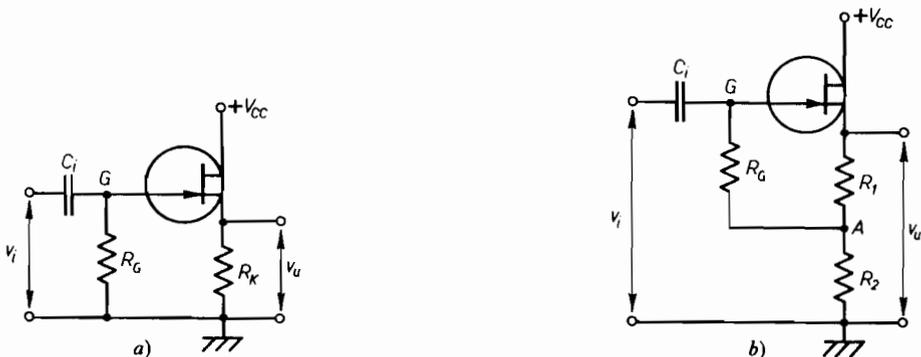


Fig. 76 - a) Amplificatore a JFET connesso a source comune; b) amplificatore a JFET con effetto bootstrap.

stituita con una connessione particolare, definita polarizzazione ad effetto bootstrap. Onde approfondire l'argomento, si esamini l'amplificatore a source follower riportato in figura 76 a) secondo lo schema di polarizzazione usuale e, in figura 76 b), con polarizzazione ad effetto bootstrap. Come è noto, il guadagno di tensione dell'amplificatore di figura 76 a), vale:

$$A(v) = \frac{g_m R_K}{1 + g_m R_K}$$

quindi, al fine di renderlo il più possibile prossimo ad uno (a parità di dispositivo non lineare, cioè di  $g_m$ ), occorre aumentare  $R_K$ ; ma, se si opera tale aumento, il punto di lavoro si sposta, sulle caratteristiche di uscita, troppo vicino al valore di interdizione.

Mediante il circuito di figura 76 b), è invece possibile rendere il guadagno il più possibile all'unità, mantenendo il punto di lavoro nella zona lineare delle caratteristiche e aumentando anche la resistenza d'ingresso<sup>(30)</sup>. In effetti, in assenza di segnale, la corrente attraverso  $R_G$  è praticamente nulla, quindi il potenziale di  $G$  è il medesimo di  $A$  e, mediante la caduta prodotta da  $I_D$  su  $R_1$ , è possibile realizzare la  $V_{GS0}$  ottima per la polarizzazione. Se si applica al gate una tensione di segnale che produce, ad esempio, un aumento del potenziale di gate stesso, questo dà luogo ad un aumento di corrente di drain  $I_D$ , con un conseguente aumento della caduta su  $R_1$  ed  $R_2$ , ovvero un innalzamento del potenziale del punto  $A$  rispetto a massa; dato che il valore di  $R_2$  è di norma abbastanza elevato (dell'ordine delle decine di  $k\Omega$ ), la variazione del potenziale di  $A$  è poco diversa da quella dovuta al segnale applicato al gate.

Questo significa che la variazione del potenziale, ai due capi della resistenza  $R_G$  (cioè sul gate e nel punto  $A$ ) è stata pressoché identica, il che può essere interpretato osservando che  $R_G$  non è percorsa da corrente agli effetti del segnale (infatti, se lo fosse, si avrebbe una differenza di potenziale, tra  $A$  e  $G$ , dovuta alla caduta prodotta dal segnale su  $R_G$  stessa) quindi si comporta, in regime dinamico, come una resistenza elevatissima. È questo comportamento della resistenza  $R_G$ , che vede variare in modo praticamente identico il potenziale di segnale alle sue estremità, che in lingua inglese viene definito «bootstrap» e dà il nome al sistema di polarizzazione.

Si osservi che con il circuito di figura 76 b) è stato possibile un aumento del guadagno, in quanto si è potuto dare un valore elevato ad  $R_2$ , senza per questo alterare la situazione di polarizzazione, che è data dalla caduta su  $R_1$ , mentre la resistenza totale di carico (che corri-

<sup>(30)</sup> Con lo schema di figura 76 a) non è possibile dare ad  $R_G$  un valore molto elevato perché la corrente inversa della giunzione del FET, circolando in una  $R_G$  elevata, potrebbe produrre ai capi di questa una caduta tale da alterare la polarizzazione dell'amplificatore.

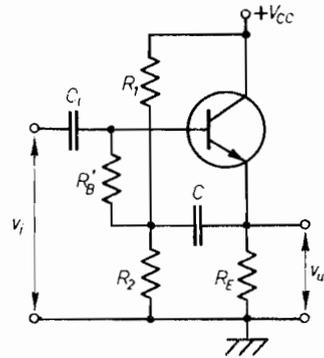


Fig. 77 - Amplificatore a BJT con effetto bootstrap.

sponde alla  $R_K$  dello schema di figura 76 a) è fornita da  $R_1 + R_2$  e perciò può avere il valore necessario a rendere il più possibile prossimo ad 1 il valore del guadagno di tensione. Si osservi inoltre che un valore elevato di  $A^{(v)}$  (cioè prossimo ad 1) dà, come conseguenza, una resistenza d'ingresso elevata in quanto, se  $A^{(v)}$  può essere ritenuto eguale ad uno, significa che il segnale di uscita sul source è praticamente eguale a quello d'ingresso sul gate, per cui non vi è caduta su  $R_G$ , ovvero la resistenza d'ingresso appare, agli effetti del segnale, infinita.

Nel presente paragrafo è stata sviluppata la polarizzazione con effetto bootstrap per l'inseguitore realizzato mediante JFET, ma tale polarizzazione viene eseguita anche negli inseguitori a transistori, ottenendo ancora come effetto un aumento simultaneo del guadagno e della resistenza d'ingresso. Il circuito, nel caso dei transistori diviene quello di figura 77. In tale schema, la funzione della capacità  $C$  è quella di mantenere un terminale di  $R'_B$  sull'emettitore agli effetti dinamici, isolandolo invece agli effetti della polarizzazione.

### 3.8.2 - Amplificatori compensati (Amplificatori video).

Vengono definiti amplificatori compensati quegli amplificatori nei quali, mediante opportuni accorgimenti circuitali, si è realizzato un valore particolarmente basso della frequenza di taglio inferiore ed uno particolarmente alto della frequenza di taglio superiore, producendo complessivamente un allargamento della banda passante. Questi amplificatori vengono anche detti «video» perché sono stati studiati e vengono usati al fine di soddisfare particolari esigenze dell'amplificazione nel campo televisivo.

La compensazione di frequenza che, come si è osservato, deve essere eseguita sia diminuendo la frequenza di taglio inferiore, sia aumentando quella superiore, può venire effettuata in due modi:

1) mediante l'aggiunta di elementi reattivi in un normale amplificatore ad emettitore comune;

2) retroazionando opportunamente un normale amplificatore ad emettitore comune.

### 1) Compensazione con elementi reattivi.

a) *Alle basse frequenze.*

Si considerino i circuiti di figura 78 a) e b), in cui sono rappresentati stadi amplificatori facenti parte di una catena di stadi ad accoppiamento  $RC$ , con la compensazione per la bassa frequenza. In figura 78 a) compare uno stadio a JFET, nella b) uno stadio a transistori e nella c) il relativo circuito equivalente alle variazioni (identico per entrambi). Considerando trascurabili alle basse frequenze, gli effetti della capacità  $C_K$  e  $C_E$  rispettivamente, si può osservare che la compensazione avviene grazie al parallelo  $R_d C_d$  che, agli effetti dinamici, viene a trovarsi in serie alla resistenza di carico  $R_c$ . Qualitativamente è possibile comprendere la funzione del gruppo  $R_d C_d$ , considerando che, in bassa frequenza, la riduzione del guadagno che origina la frequenza di taglio inferiore, è dovuta principalmente all'effetto di aumento di impedenza di uscita prodotto dalla capacità  $C_u$  in corrispondenza delle

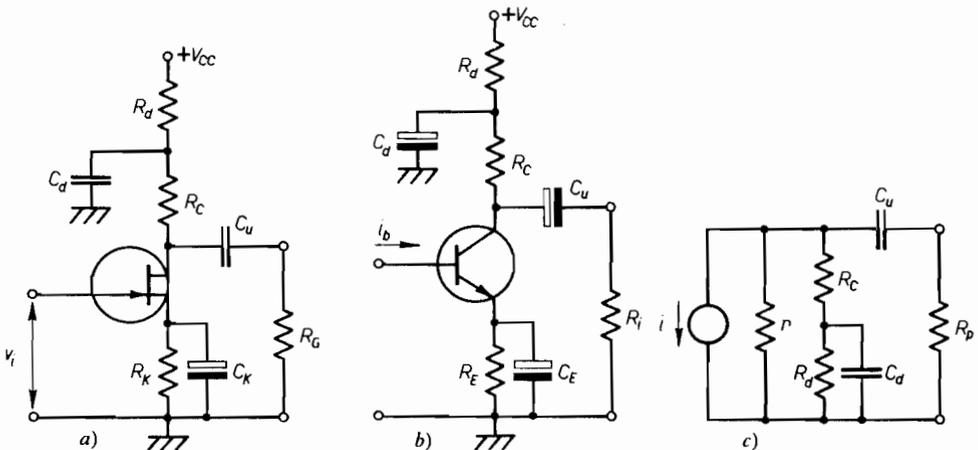


Fig. 78 - a) Amplificatore a JFET compensato alle basse frequenze; b) amplificatore a BJT compensato alle basse frequenze c) circuito equivalente di un amplificatore compensato alle basse frequenze valido per tubo a vuoto, JFET, BJT secondo la tabella:

	Tubo	JFET	BJT
$i$	$g_m v_i$	$R_m v_i$	$h_{fe} i_b$
$r$	$r_a$	$r_a$	$\frac{1}{h_{oe}}$
$R_p$	$R_G$	$R_G$	$R_i$

dove  $R_G$  = resistenza di griglia o di gate dello stadio che segue;  
 $R_i$  = resistenza d'ingresso dello stadio che segue.

basse frequenze; tale aumento, in un amplificatore non compensato, avviene per valori costanti di  $R_c$  (resistenza di carico), per cui si raggiungono valori di frequenza in corrispondenza dei quali la impedenza di uscita

$$Z_u = R_p - j \frac{1}{\omega C_u}$$

assume valori molto più alti di  $R_c$  e la corrente di segnale non circola in  $Z_u$  per cui l'amplificazione va via via decrescendo fino ad annullarsi. Per spostare la frequenza di taglio inferiore verso valori più bassi, occorre dunque fare in modo che anche il carico aumenti la propria impedenza al crescere della frequenza, in modo che la frazione di correnti di segnale che circola in  $Z_u$  rimanga pressoché la stessa al variare della frequenza. È questa la funzione assolta dal parallelo  $R_d C_d$ . In effetti,  $C_d$  viene calcolata in modo che, alle frequenze di centro banda, risulti:

$$\frac{1}{2 \pi f_0 C_d} \ll R_d$$

per cui il carico è puramente resistivo e vale  $R_c$  (in quanto  $R_d$  è by-passata). Al calare della frequenza, così come aumenta la reattanza di  $C_u$ , aumenta anche quella di  $C_d$ ; per valori di frequenza molto bassi, allorché la reattanza di  $C_d$  è prossima all' $\infty$ , il carico risulta incrementato della resistenza  $R_d$ , e vale quindi  $R'_c = R_c + R_d$ ; in tal modo l'impedenza del carico è aumentata parallelamente a quella dell'uscita e si è conservato pressoché costante il rapporto di partizione della corrente di segnale, ovvero il valore dell'amplificazione.

Ovviamente il metodo esaminato non consente di raggiungere una  $f_1 = 0$ , perché in tal caso non si avrebbe comunque corrente sull'uscita (infatti per  $\omega = 0$  si ha  $X_{cu} = \infty$ ) tuttavia permette di abbassare notevolmente la frequenza di taglio inferiore.

Quantitativamente, il procedimento di compensazione può essere spiegato nel seguente modo:

la formula che esprime il modulo del guadagno alle basse frequenze di un amplificatore vale:

$$|A_b^{(v)}| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}}$$

e da essa si vede che il guadagno di centro banda cala con la frequenza fino a ridursi al valore  $\frac{A_0}{\sqrt{2}}$  in corrispondenza della frequenza di taglio  $f_1$ . Tale frequenza risulta espressa, nel caso del JFET (o tubo) della formula (par. 3.3.2):

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi C_u (R_{eq} + R_G)} \quad \text{con} \quad R_{eq} = \frac{r_d \cdot R_c}{r_d + R_c}$$

e, in un amplificatore non compensato, ha valore costante al crescere della frequenza.

La rete di compensazione fa sì che, ad  $R_c$ , si sostituisca l'espressione:

$$Z_c = R_c + \frac{R_d}{1 + j\omega R_d C_d}$$

che dipende dalla frequenza, e precisamente cresce al calare di  $f$ .

Se si sostituisce  $Z_c$  ad  $R_c$  nella espressione di  $R_{eq}$ , e questa nella espressione di  $f_1$ , si nota che  $f_1$  risulta dipendente dalla frequenza e in particolare cala con essa. In questo modo, nella espressione del guadagno, la variazione di  $f_1$  compensa quella di  $f$  e si ottiene un valore di guadagno costante fino alle frequenze più basse.

#### Osservazione.

Il circuito di compensazione esaminato è valido sia per i tubi o JFET che per i transistori, tuttavia nella pratica si dimostra più efficace per gli elementi ad alta resistenza d'ingresso (tubi e JFET), che per quelli a bassa resistenza (transistori).

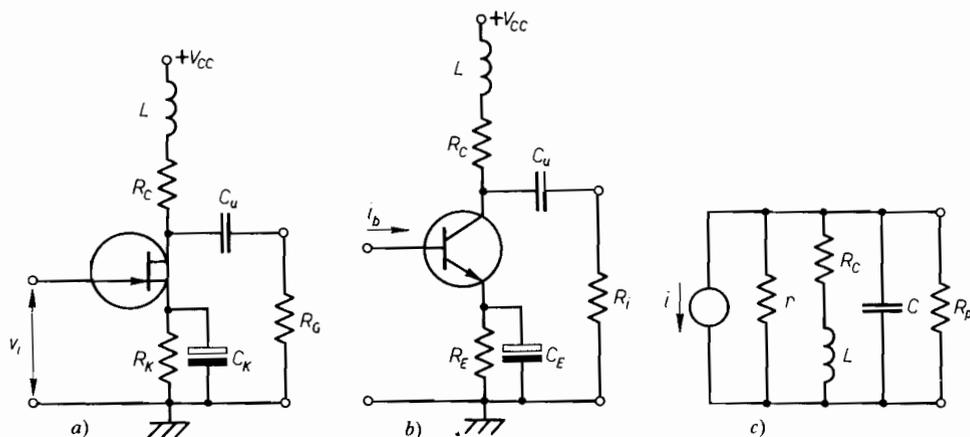


Fig. 79 - a) Amplificatore a JFET compensato alle alte frequenze; b) amplificatore a BJT compensato alle alte frequenze; c) circuito equivalente dell'amplificatore compensato alle alte frequenze valido per tubo a vuoto, JFET, BJT secondo la tabella:

	Tubo	JFET	BJT
$i$	$g_m v_i$	$g_m v_i$	$h_{fe} i_b$
$r$	$r_a$	$r_d$	$\frac{1}{h_{oe}}$
$R_p$	$R_G$	$R_G$	$R_i$

dove  $R_G$  = resistenza di griglia o di gate dello stadio che segue;  
 $R_i$  = resistenza d'ingresso dello stadio che segue.

Per questi ultimi viene invece preferito il sistema di compensazione mediante retroazione.

b) *Alle alte frequenze.*

Si considerino i circuiti di figura 79 a) b); c), in essi sono rappresentati rispettivamente uno stadio amplificatore a JFET (Fig. a)<sup>(31)</sup> e uno a transistori (Fig. b), facenti parte di catene di stadi RC eguali, con circuiti di compensazione alle alte frequenze ed il rispettivo circuito equivalente alle variazioni. Come è noto, in corrispondenza delle frequenze alte della banda di un amplificatore, è possibile trascurare la capacità di accoppiamento ed occorre tener conto solo della capacità in parallelo dovuta agli effetti reattivi interni del dispositivo non lineare. Nel circuito dinamico di figura 79 c) tale capacità è stata indicata genericamente con  $C$  e congloba la capacità di uscita del primo stadio e quella d'ingresso del secondo.

La compensazione avviene per effetto di risonanza tra la induttanza  $L$ , posta in serie alla resistenza di carico e la capacità parallela  $C$ . Per comprendere qualitativamente il funzionamento della compensazione si ragiona nel seguente modo: ciò che produce una diminuzione del guadagno di un amplificatore alle frequenze elevate è la capacità parallela  $C$ , che diminuisce la propria reattanza al crescere della frequenza e shunta il carico; per allargare la banda, ovvero spostare verso valori più elevati la frequenza di taglio superiore, occorre compensare l'effetto di diminuzione di tale reattanza.

Lo scopo proposto si ottiene realizzando, mediante una induttanza disposta in parallelo a  $C$ , un circuito risonante parallelo: è noto infatti che la curva di risposta di un circuito risonante parallelo ha un andamento a campana con un massimo di impedenza in corrispondenza della frequenza

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(vol. I, par. 9.1.5); se si calcola  $L$  in modo che  $f_0$  risulti coincidente con la frequenza di taglio superiore che si aveva in assenza di compensazione, si equilibra la diminuzione di impedenza dovuta alla capacità, con l'aumento dovuto alla risonanza<sup>(32)</sup>.

Nel circuito ora esaminato ha notevole importanza la resistenza  $R_c$  disposta in serie alla induttanza: è noto infatti che la curva di risposta di un circuito risonante ha i fianchi tanto meno ripidi quanto più

(31) Normalmente non si realizzano amplificatori per frequenze molto alte impieganti triodi, a causa del notevole effetto di reazione introdotto dalla capacità. Pertanto, se occorre fare ricorso a tubi, in alta frequenza vengono preferiti i pentodi.

(32) Si osservi che, ai fini del comportamento in funzione della frequenza è indifferente fare riferimento alla impedenza del carico od al guadagno di tensione, in quanto risultano direttamente proporzionali.

basso è il valore di  $Q$ , ove  $Q$  rappresenta il coefficiente di qualità del circuito, ovvero:

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

e, nel caso, in esame  $R$  è fornita dalla resistenza parassista della bobina, aumentata del carico  $R_c$ . Per la funzione che deve assolvere il circuito di compensazione, è bene che il  $Q$  sia basso, ovvero i fianchi della curva di risonanza siano poco ripidi: in tal modo infatti l'effetto della compensazione è graduale e si sviluppa in un campo di frequenza più vasto (vedi Fig. 80).

## 2) Compensazione per mezzo della retroazione.

È possibile aumentare il valore della frequenza di taglio superiore e diminuire quello della frequenza di taglio inferiore di un amplificatore, applicandogli una retroazione negativa tra l'uscita e l'ingresso.

Per comprendere il principio generale su cui si basa il procedimento, si consideri un amplificatore, avente guadagno di centro banda di valore  $A_0$ , nel quale sia stata operata una retroazione negativa  $\beta$ . La formula che esprime il guadagno con reazione, vale (par. 2.1):

$$(3.15) \quad A_r = \frac{A}{1 - \beta A}$$

ove, trattandosi di reazione negativa, risulta:

$$|1 - \beta A| > 1.$$

Si consideri ora l'espressione del guadagno alle alte frequenze di un amplificatore non reazionato:

$$(3.16) \quad A_a^{(v)} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_2}}$$

con  $f_2$  = frequenza di taglio superiore.

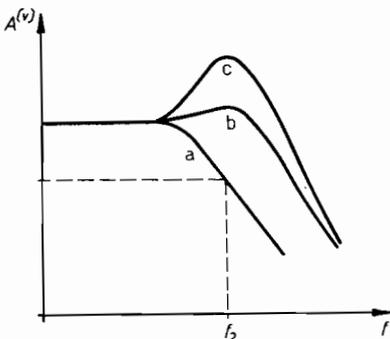


Fig. 80 - Effetto del  $Q$  sulla compensazione in alta frequenza: curva a: circuito non compensato; curva b:  $Q = 0,5$ ; curva c:  $Q = 1$ .

Al fine di ricavare l'espressione del guadagno ad alta frequenza di un amplificatore reazionato, occorre sostituire la (3.16) nella (3.15) e si ottiene:

$$A_{ar}^{(v)} = \frac{\frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_2}}}{1 - \beta \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_2}}} = \frac{A_0}{1 - \beta A_0 + j \frac{f}{f_2}}$$

da cui, con un opportuno raccoglimento di  $1 - \beta A_0$ :

$$(3.17) \quad A_{ar}^{(v)} = \frac{A_0}{1 - \beta A_0} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_2(1 - \beta A_0)}}$$

Confrontando l'espressione (3.17) del guadagno alle alte frequenze con reazione e quella (3.16) del medesimo in assenza di reazione, si può osservare che il valore del guadagno in centro banda si è ridotto da  $A_0$  ad

$$\frac{A_0}{1 - \beta A_0} \quad (\text{si ricordi che } |1 - \beta A_0| > 1)$$

ma nel contempo la frequenza di taglio superiore è aumentata, passando da  $f_2$  ad  $f_2(1 - \beta A_0)$ . Se ne conclude che la reazione negativa ha prodotto un aumento della frequenza di taglio superiore, ovvero un allargamento della banda. Con considerazioni analoghe, in riferimento alla formula che esprime il guadagno in bassa frequenza, è possibile dimostrare che la reazione negativa produce una diminuzione della frequenza di taglio inferiore.

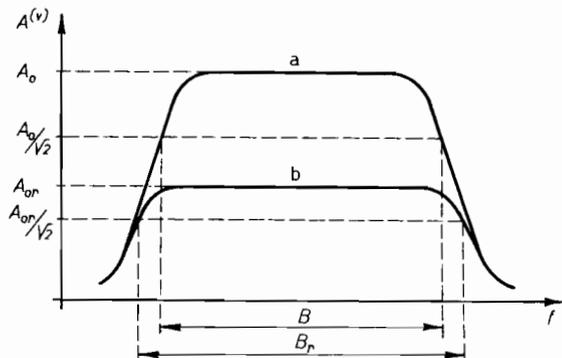


Fig. 81 - Effetto della reazione negativa sulla banda passante:  $a$  = curva di risposta dell'amplificatore non reazionato;  $b$  = curva di risposta dell'amplificatore reazionato.

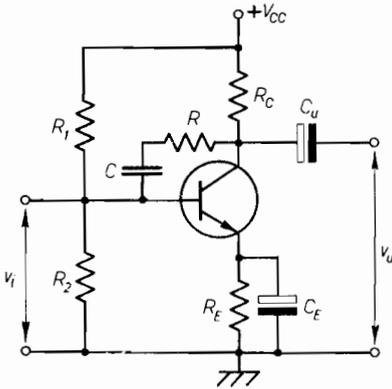


Fig. 82 - Amplificatore a BJT reazionato mediante il gruppo  $R$ - $C$ .

I risultati dell'allargamento di banda prodotto dalla reazione sono visibili graficamente, confrontando le due curve di risposta, con e senza reazione, di figura 81 e le rispettive frequenze di taglio.

Come esempio, si esamini il circuito di figura 82, nel quale è rappresentato uno stadio amplificatore a transistori, nella connessione ad emettitore comune, in cui si è eseguita una reazione negativa mediante il gruppo  $C$ - $R$  serie.

Per comprendere, da un punto di vista qualitativo, l'effetto di allargamento di banda ottenibile mediante la reazione (tipo tensione serie) indicata, si osservi che la capacità  $C$  deve avere un valore molto elevato; in questo modo infatti la reazione negativa è sensibile fino dai valori più bassi della frequenza di segnale e l'andamento della curva di risposta (con reazione) è assimilabile a quello di figura 81. In tal modo la funzione della capacità è unicamente quella di rappresentare un blocco per le componenti continue di corrente. Se il valore di  $C$  non è elevato, non si ha un effetto di reazione sensibile in bassa frequenza, la curva di risposta conserva la forma che aveva in assenza di reazione e la compensazione dovuta alla reazione ha luogo solo in corrispondenza delle frequenze elevate.