

## 11. Stabilità in frequenza

L'architettura semplificata di un tipico amplificatore operazionale è data in Fig. 1.11. Lo schema ricorda essenzialmente quello di un classico operazionale integrato noto con la sigla 741.

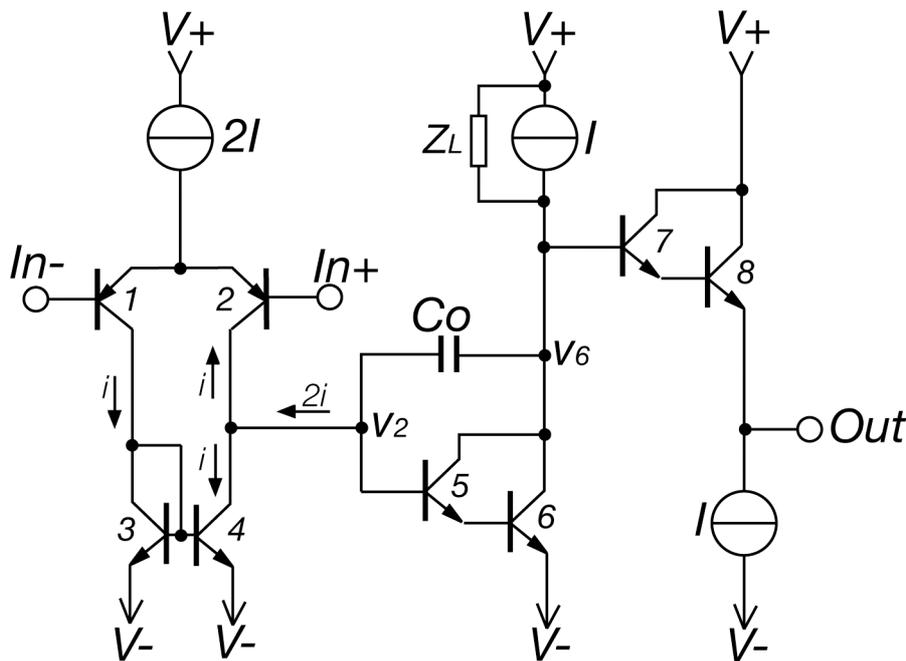


Fig. 1.11

Il circuito costituito dai transistor 3 e 4 è detto *specchio di corrente*. Infatti la corrente che viene iniettata in 3, che è pilotato dalla corrente di base, si rispecchia in una corrente identica che fluisce in 4 poiché le tensioni di base sono le stesse e nell'ipotesi che i due elementi siano identici. Normalmente gli specchi di corrente sono reperibili e realizzati per garantire caratteristiche uguali. Per funzionare in modo ottimale lo specchio di corrente dovrebbe essere costituito da transistor assolutamente identici quali quelli ottenibili nell'integrazione sullo stesso cristallo di silicio. Ove non fosse possibile usare una coppia differenziale, ovvero due transistor integrati nello stesso silicio, useremo componenti discreti con transistor dello stesso tipo con risultati

accettabili. La non perfetta simmetria avrà fra i principali effetti la generazione di una notevole tensione di off-set fra gli ingressi con la conseguenza di un off-set amplificato all'uscita.

Per avviare a questo si può modificare lo specchio di corrente come nella Fig. 1a.11, dove la resistenza totale del potenziometro  $P$  è funzione della corrente totale della coppia d'ingresso, ma generalmente piccola e dell'ordine dei 100  $ohm$ .

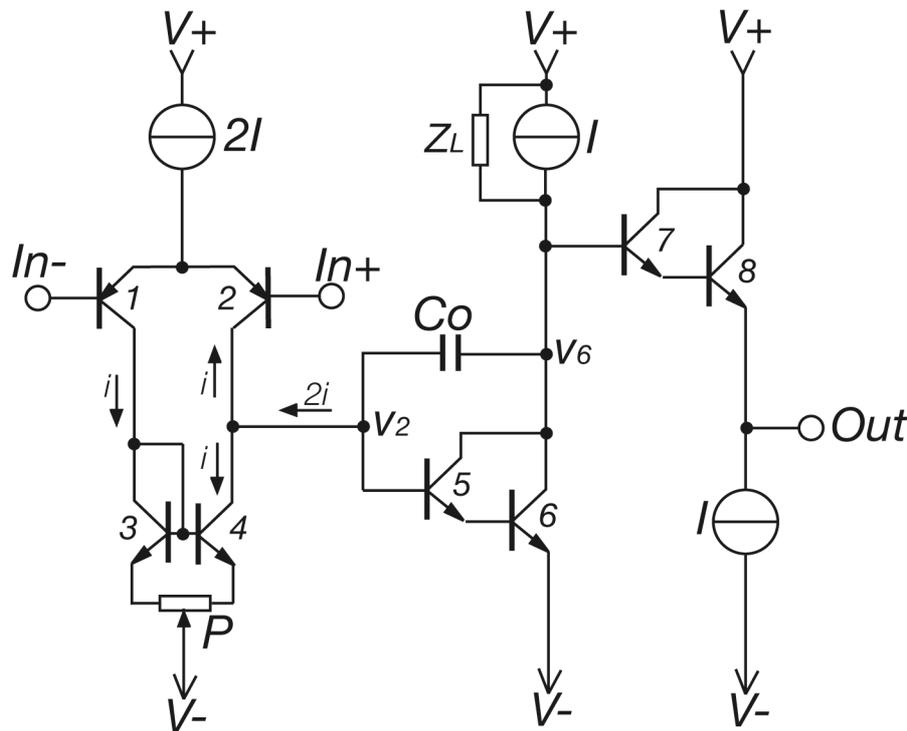


Fig. 1a.11

Supponiamo ora che  $C_0$  sia nulla e cerchiamo di calcolare la funzione di trasferimento almeno come ordine di grandezza. Per semplicità supponiamo che in  $In-$  sia applicato un piccolo segnale negativo  $v_i$  mentre il terminale non invertente sia connesso a massa. Il piccolo segnale provoca una corrente uscente dal transistor 1  $i$  e una identica corrente entrante  $i$  sul transistor 2 dovendo essere la somma delle due correnti costante. Inoltre la  $i$  entrante in 3 provoca una identica corrente entrante in 4. Avremo quindi una corrente  $2i$  richiamata dall'impedenza d'ingresso dei transistor 5 e 6. La connessione di 5 e 6 è nota come

connessione Darlington. Essenzialmente 5 e 6 si comportano come un unico transistor con guadagno di corrente  $\beta^2$ , pertanto l'impedenza che presentano sarà  $\beta^2 r_e$ . Il valore della tensione sul collettore di 2 sarà

$$v_2 = (2i)\beta^2 r_e = (v_i 2g_m)\beta^2 r_e = v_i 2\beta^2 \quad (1.11)$$

La semplificazione è resa possibile se pensiamo che tutti i transistor siano uguali e percorsi dalle correnti del valore indicato nello schema. La tensione  $v_6$  si ottiene dal guadagno in collettore della coppia Darlington, che ha transconduttanza  $g_m$ , come

$$v_6 = v_2 * g_m Z_L = (v_i 2\beta^2) g_m Z_L \quad (2.11)$$

Il valore di  $Z_L$  non è determinabile esattamente ma sarà il parallelo dell'impedenza dei collettori di 5 e 6 e del collettore che realizza il generatore di corrente.

Trattandosi di transistori a bassa tensione ci attendiamo impedenze non particolarmente alte, diciamo che il parallelo delle tre sarà *dell'ordine* dei  $10^4 \text{ ohm}$ . Essendo 1 il guadagno da  $v_6$  a  $v_{OUT}$  otteniamo in definitiva

$$G(s) = \frac{v_{OUT}(s)}{v_{IN}(s)} = 2\beta^2 g_m Z_L \approx 2 * 10^3 * 10^{-2} * 10^4 \approx 10^5 \quad (3.11)$$

avendo posto per  $\beta$  e  $g_m$  gli ordini di grandezza già discussi nel primo capitolo.

Non essendoci elementi con impedenze complesse possiamo considerare la (3.11) come l'espressione del guadagno ( $\sim 100db$ ) a bassissima frequenza.

Ci saranno comunque dei poli determinati dalle impedenze in serie al segnale e dalle capacità parassite verso massa che sono inevitabili seppur piccole. Si tratterà di una serie di poli a frequenze decisamente alte. Ad essi vanno eventualmente aggiunti i poli dei transistor che avranno anch'essi banda passante finita. Supponiamo che comunque i poli dei transistor siano a frequenze più alte e che quindi si incontrino prima i poli dovuti alle capacità parassite. Le curve di guadagno e fase saranno

quindi del tipo di Fig. 2.11. Poniamo i poli dovuti alle capacità parassite a 8Mhz e 30Mhz circa, ricordando che vale  $f = \omega/2\pi$ .

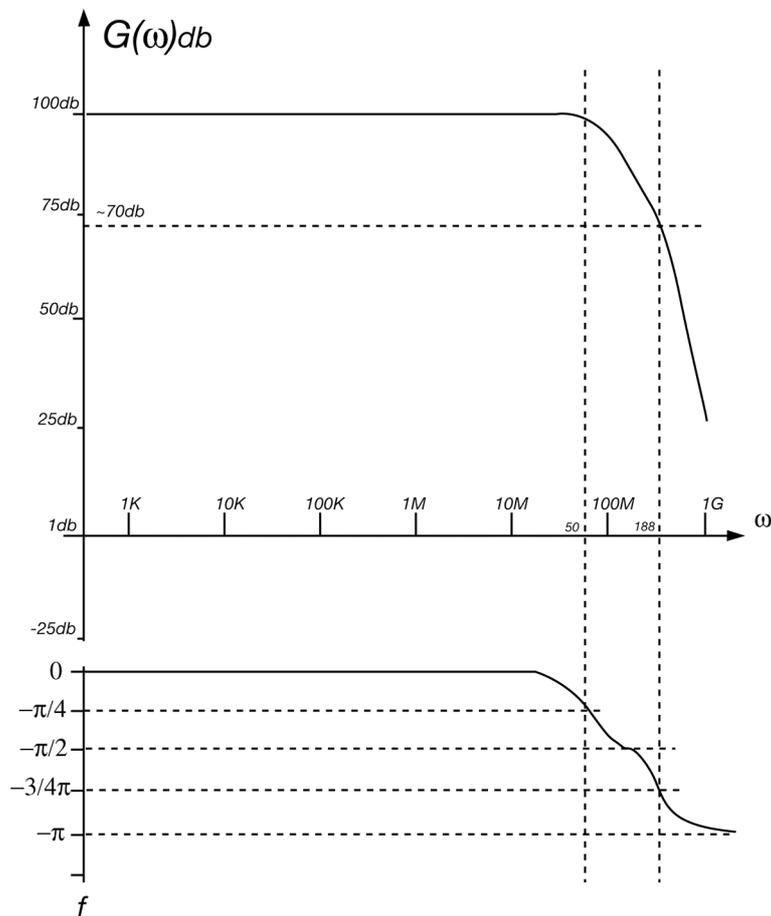


Fig. 2.11

Si vede che per frequenza maggiori di 30Mhz circa il segnale in uscita tende ad uno sfasamento di  $180^0$  ovvero, quando riportato in ingresso, sarà in fase col segnale e non più in opposizione come richiede una controreazione negativa. Siamo di fronte quindi a un caso di *controreazione positiva o rigenerativa* (vedi §2) che porterà inevitabilmente il sistema ad oscillare ad una frequenza vicina ai 30Mhz. Ci chiediamo se sia possibile connettere una maglia di controreazione di tensione parallela, in modo che la controreazione resti sempre negativa e quindi il sistema resti stabile?

La risposta è affermativa. Se ricordiamo la (1.2), che abbiamo approssimato nella (2.2), e la Fig. 1.2 vediamo che sarà sufficiente riportare in ingresso il segnale, che ridiventa in fase alle frequenze maggiori di  $30\text{Mhz}$ , abbastanza attenuato così che, anche amplificato dall'amplificatore, torni in uscita minore dell'unità. In tal modo il segnale, che ritorna in ingresso in fase, non sarà amplificato bensì attenuato. Ovvero basta che il  $\beta$  di (1.2) sia abbastanza piccolo ovvero che l'amplificazione con controreazione (2.2) sia maggiore del guadagno a maglia aperta che si ha alla frequenza del secondo polo che tende ad uno sfasamento di  $180^\circ$ . Ovvero nel nostro caso l'amplificatore non sarà stabile per guadagni inferiori ai  $\sim 70\text{db}$  ( $A_v \geq 3100$ ).

Il criterio di stabilità si può enunciare dicendo che *“l'attenuazione della maglia di reazione deve essere tale, alla frequenza di sfasamento di  $180^\circ$ , che moltiplicata per il guadagno a maglia aperta, alla stessa frequenza, sia minore di 1”* ovvero, supponendo che il guadagno della maglia di controreazione sia costante a tutte le frequenze, possiamo dire che *“un amplificatore è stabile per guadagni a maglia chiusa maggiori del guadagno a maglia aperta per il quale lo sfasamento è  $180^\circ$ ”*.

Quanto ci si può avvicinare ai  $180^\circ$  di sfasamento senza compromettere la stabilità? Un prudente *margin di fase* è considerato  $45^\circ - 50^\circ$ . Ovvero quando il guadagno dell'amplificatore a maglia aperta vale 1 il segnale che si riporta in ingresso non deve essere sfasato di più di  $\sim 145^\circ$  per avere un amplificatore stabile. Per prudenza abbiamo quindi definito per la stabilità il guadagno a maglia chiusa quale quello che si ha al secondo polo a maglia aperta.

Tuttavia un amplificatore che abbia un curva di risposta del tipo di Fig. 2.11, con guadagno minimo di almeno 3100, è comprensibilmente difficile da utilizzare.

Si preferisce pertanto condizionare la sua risposta inserendo un *polo dominante* attraverso la capacità  $C_0$ . Tale capacità viene vista dal primo stadio differenziale amplificata dall'effetto Miller dovuto all'amplificazione del Darlington, ovvero la sua impedenza va divisa per  $g_m Z_L$  già vista nella (2.11). Tenendo presente il valore di questa amplificazione possiamo dire che l'effetto Miller moltiplica per circa  $10^2$  il valore di  $C_0$ . La (1.11) va riscritta quindi tenendo presente che l'impedenza vista dal collettore del transistor 2 è ora il parallelo di  $\beta^2 r_e$  ed

una capacità  $C'_0$ , circa cento volte più grande di  $C_0$ . Quindi la (1.11) diventa

$$v_5 = v_i 2g_m \frac{\beta^2 r_e}{1 + sC'_0 \beta^2 r_e} \quad (4.11)$$

tenendo presenti i valori in gioco si vede che abbiamo posto una  $\omega_t$  di taglio a circa

$$\frac{1}{T_{PD}} = \frac{1}{C'_0 \beta^2 r_e} = \frac{1}{30 * 10^{-12} * 10^2 * 10^3 * 10^2} \approx 3 * 10^3 \quad (5.11)$$

supponendo una  $C_0$  di  $30pF$ . Ad essa corrisponde una frequenza di taglio di circa

$$f_T = \frac{3 * 10^3}{2\pi} \approx 400Hz \quad (6.11)$$

Si ottiene ora una curva di risposta del tipo di Fig. 3.11 dove si vede che per le frequenze vicine o superiori a quelle di taglio causate dagli altri poli, ora l'amplificazione è sempre meno di 1. Ora *l'amplificatore è stabile a qualsiasi guadagno*.

Si vede che la fase arriva a  $-180$  gradi ma solo quando il guadagno è molto minore di uno e il margine di fase letto dalla Fig. 3.11 è maggiore di  $90^\circ$ . La frequenza di taglio  $f_t$  alla quale il guadagno a maglia aperta è 1 è ora compreso fra 1 e  $2Mhz$ .

Tutte le considerazioni fatte per gli operazionali vanno considerate pertanto tenendo presente che il guadagno è alto ma solo all'interno della banda passante.

Questo fatto ha conseguenze anche per quanto visto nel paragrafo precedente relativamente alla tecnica di cancellazione polo-zero che ora discuteremo per quanto riguarda l'integratore connesso al rivelatore e alla sua capacità.

È noto che il prodotto guadagno banda passante è costante pertanto, chiusa la controreazione e ottenuto un guadagno  $A$  avremo una risposta

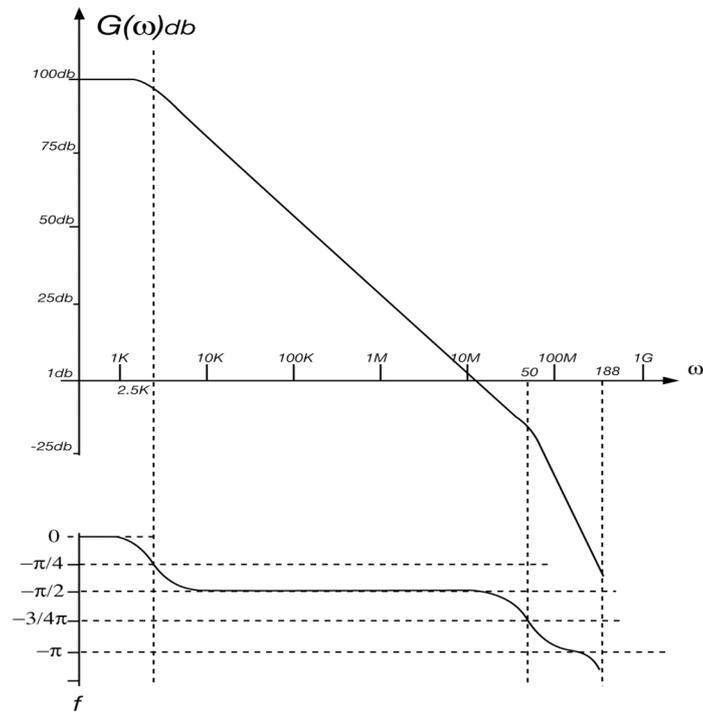


FIG. 3.11

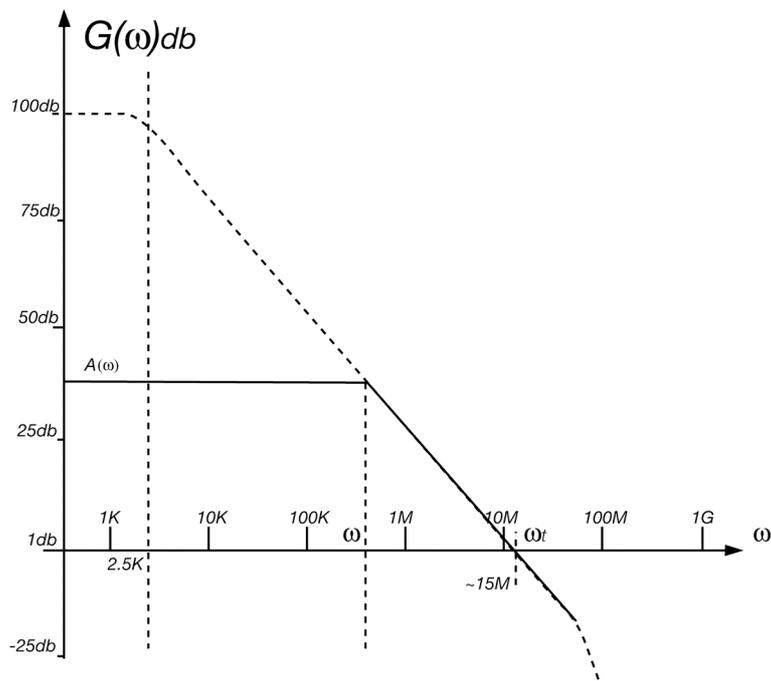


Fig. 4.11

del tipo della Fig. 4.11 e potremo scrivere che risulta sempre

$$A(\omega) * \omega = 1 * \omega_t \quad (7.11)$$

avendo chiamato  $\omega_t$  la pulsazione per la quale il guadagno diventa 1.  
Quindi vale

$$A(\omega) = \frac{\omega_t}{\omega} \quad (8.11)$$

Nel caso del circuito di Fig. 9.10 ora il circuito equivalente, relativamente alle impedenze di Miller all'ingresso, diventa quello di Fig. 5.11 se teniamo conto che  $A$  non è infinita per tutte le frequenze ed è funzione di  $\omega$ .

Per un operazionale integrato normalmente la  $f_t$  è intorno a qualche *Mhz*, diciamo 2 ad esempio.

Vediamo che la capacità di controreazione diventa una resistenza mentre la resistenza diventa una induttanza.

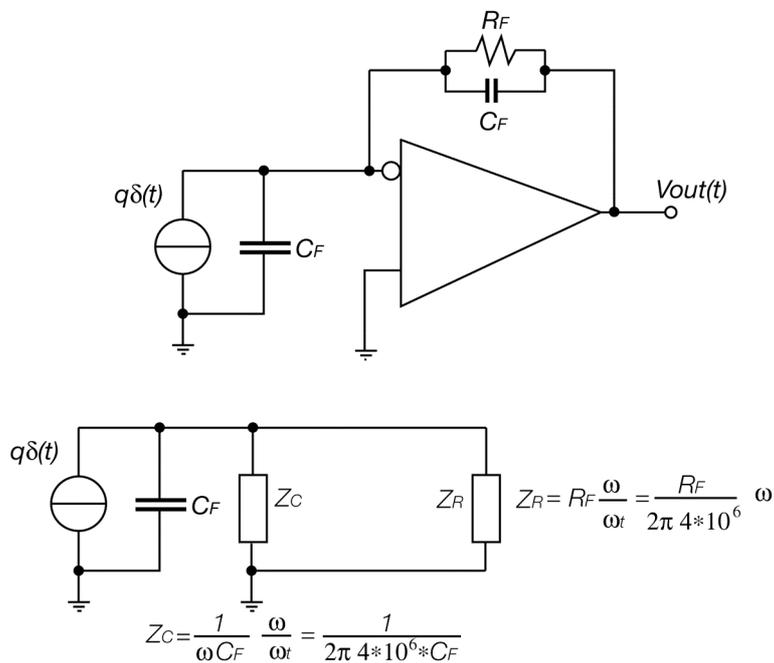


Fig. 5.11

Si vede che nell'ipotesi di una frequenza di taglio di  $2\text{MHz}$ , con una capacità di controreazione di  $1\text{pF}$  e una resistenza da  $100\text{M}\Omega$ , la capacità diventa una resistenza da  $\sim 80\text{k}\Omega$  mentre la resistenza diviene un'induttanza da  $\sim 8\text{H}$ . Non solo siamo lontani da avere all'ingresso una massa virtuale ma il circuito di ingresso diventa una  $R-L-C$ , che ha una frequenza di risonanza pari a

$$f_{ris} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 4\text{KHz} \quad (9.11)$$

avendo supposto  $C_D=200\text{pF}$ . Essendo  $R$  grande ci aspetteremo alcune oscillazioni dato che il fattore di smorzamento  $k$  è uguale a

$$k = \frac{1}{2R}\sqrt{\frac{L}{C}} \approx 1.25 \quad (10.11)$$

e le cose peggiorano al crescere della capacità del rivelatore.

È necessario pertanto, almeno per l'amplificatore-integratore d'ingresso, avere bande passanti decisamente più alte almeno di uno o due ordini di grandezza. Ciò non è possibile coi normali amplificatori operazionali integrati, ma sarà necessario costruire degli altri amplificatori ad alta frequenza noti come amplificatori di Radeka che saranno discussi nel seguito.

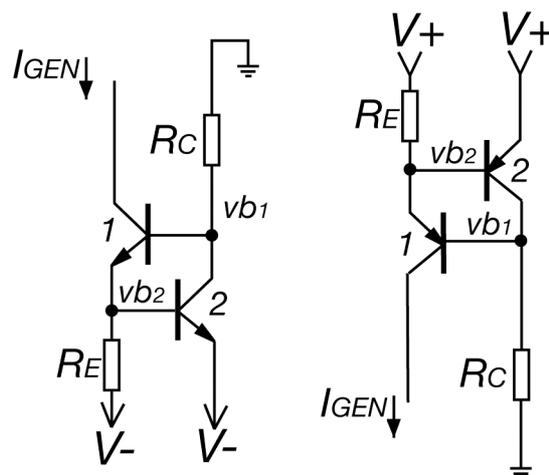


Fig. 6.11

Nella Fig. 1.11 sono utilizzati generatori di corrente, indicati col loro simbolo di generatore ideale, come resistenze di carico sia degli stadi amplificatori che dell'emitter-follower finale.

Un generatore di corrente che ha ottime caratteristiche dinamiche, ovvero altissima impedenza d'uscita, è dato in Fig. 6.11 nella versione PNP e NPN.

La corrente  $I_{GEN}$ , entrante o uscente secondo la polarità dei transistor utilizzati, è definita dalla resistenza  $R_E$  ai cui capi c'è la tensione di giunzione del transistor 2, pertanto

$$I_{GEN} = \frac{V_{BE}}{R_E} \quad (11.11)$$

È chiaro che la corrente sarà funzione della temperatura visto il coefficiente della  $V_{BE}$  (vedi § 9), tuttavia per un'applicazione come quella di Fig. 1.11 è più importante verificare l'impedenza che offre il generatore, che nello schema dell'amplificatore funge da carico sia per gli stadi amplificanti che per l'emitter-follower.

Una variazione della tensione ai capi del transistor 1 genera una variazione della corrente d'emettitore  $i_{e1}$  che provoca su  $R_E$  una  $v_{b2}$

$$v_{b2} = i_{e1} R_E \quad (12.11)$$

che provoca sul collettore del transistor 2 una  $v_{b1}$

$$v_{b1} = i_{e1} R_E g_{m2} R_C \quad (13.11)$$

essendo  $g_{m2} * R_C$  l'amplificazione dello stadio 2.

La  $v_{b1}$  a sua volta provoca una  $v_{c1}$

$$v_{c1} = (i_{e1} R_E g_{m2} R_C) g_{m1} r_d \quad (14.11)$$

dove  $r_d$  è l'impedenza del transistor visto dal collettore e  $g_{m1} * r_d$  è l'amplificazione dello stadio 1.

La transconduttanza  $g_{m1}$  sarà certamente maggiore di  $1/R_E$  pertanto l'impedenza del generatore di corrente  $Z_{OUT}$  risulterà essere

$$Z_{OUT} = \frac{v_{c1}}{i_{c1}} \approx \frac{v_{e1}}{i_{e1}} = (R_E g_{m2} R_C g_{m1}) r_d \geq g_{m2} R_C r_d \quad (15.11)$$

Possiamo dire che la  $r_d$  è almeno moltiplicata per il guadagno della stadio 2 ( $g_{m2} * R_C$ ).

Facendo l'ipotesi che la  $I_{GEN}$  voluta sia di  $0.07mA$ , abbiamo che  $R_E$  deve essere  $10Kohm$ , assumendo un'alimentazione di  $15V$  possiamo far condurre a  $20,1mA$ , ad esempio. In tal caso  $R_C$  sarà almeno di  $150Kohm$ . Tenendo presente che  $r_d$  è dell'ordine di  $10^6$  avremo una  $Z_{OUT}$

$$Z_{OUT} \approx \frac{150 * 10^3 * 0,1}{25} 10^6 \geq 10^8 \quad (16.11)$$

che è un valore notevole.

Pertanto le strutture di Fig. 6.11 sono largamente utilizzate come carichi dinamici quando la stabilità in temperatura non sia un parametro essenziale. Per un intervallo di temperatura di  $50^\circ C$  si ha una variazione di  $I_{GEN}$  del 15% circa, che non modifica le prestazioni dell'amplificatore.

