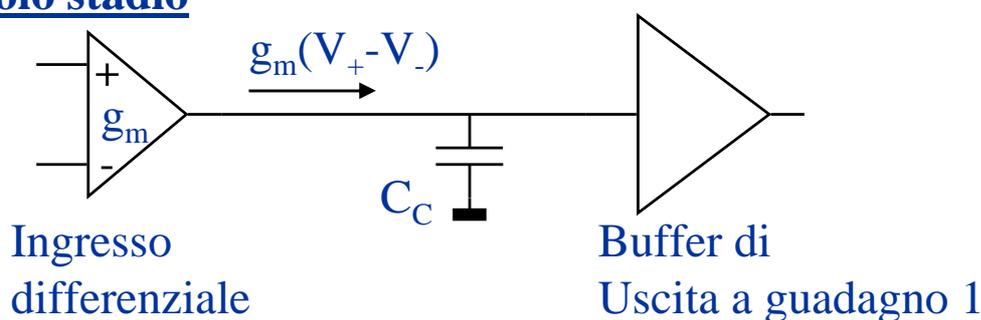


Come prima applicazione on i transistori vediamo come costruire un amplificatore operazionale. Che è la forma più generale di realizzazione di un amplificatore.

Vi sono molte diverse soluzioni topologiche che usano soluzioni più o meno complesse e/o efficaci.

Le soluzioni più usuali comprendono strutture a 1, 2 o 3 stadi:

Singolo stadio



Ricordando che ogni stadio è realizzato con più transistori ed ogni transistor è composto di più capacità, è naturale pensare che la compensazione sia necessaria, anche se lo stadio di uscita, operando a guadagno unitario, dovrebbe mostrare una larga banda.

In realtà lo stadio di uscita è costretto a dovere essere in grado di pilotare carichi sia capacitivi che resistivi, di varie entità. Questo determina che la sua larghezza di banda è spesso messa a dura prova.

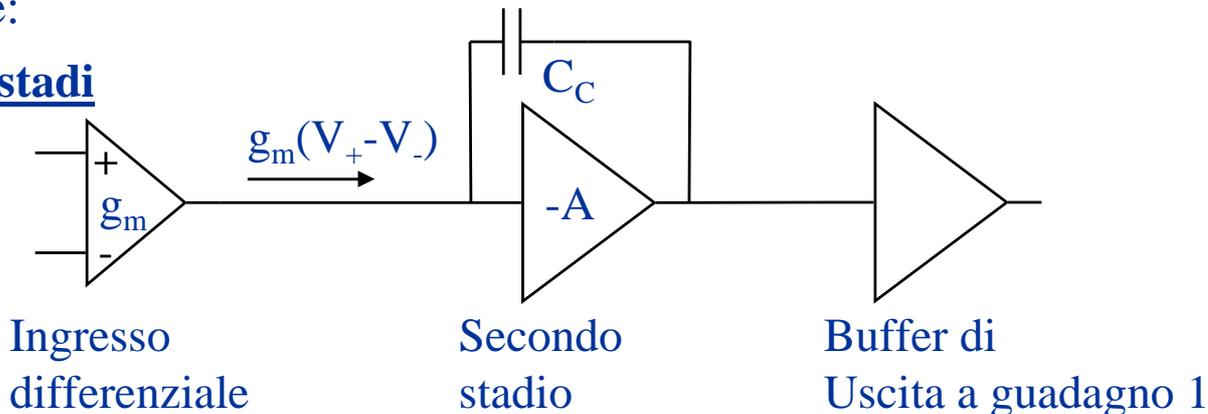
Inoltre, i transistori usati nello stadio di uscita hanno grande area, per potere pilotare correnti adeguate. Anche questo concorre ad abbassare le prestazioni dinamiche.

Comunque sia l'amplificatore a singolo stadio è quello in grado di mostrare la larghezza di banda più elevata, essendo quello che utilizza il minore numero di transistori. E' ovvio che soffre di precisione, avendo un guadagno ad anello aperto limitato.

Gli Amplificatori Operazionali (II)

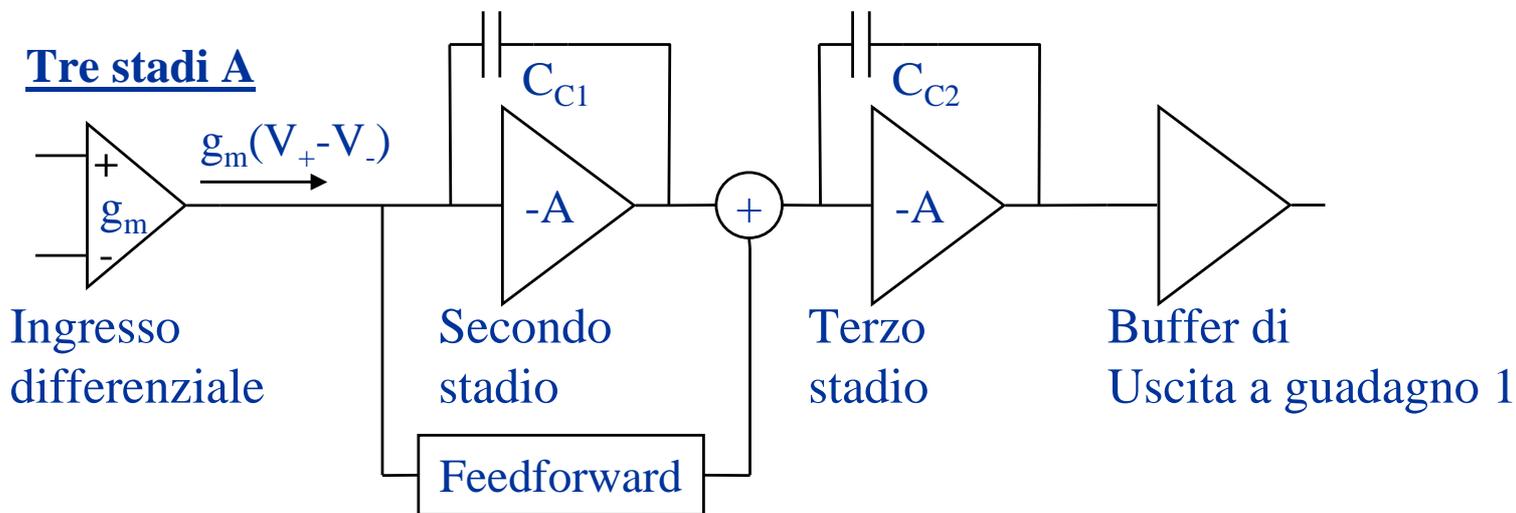
L'amplificatore a 2 stadi è di gran lunga il più sfruttato. Consente di mostrare guadagno adeguato a larghezza di banda adeguata per molte applicazioni così dette consumer. la sua compensazione è implementata intorno al secondo stadio di guadagno, che per questa ragione è sempre invertente:

Due stadi

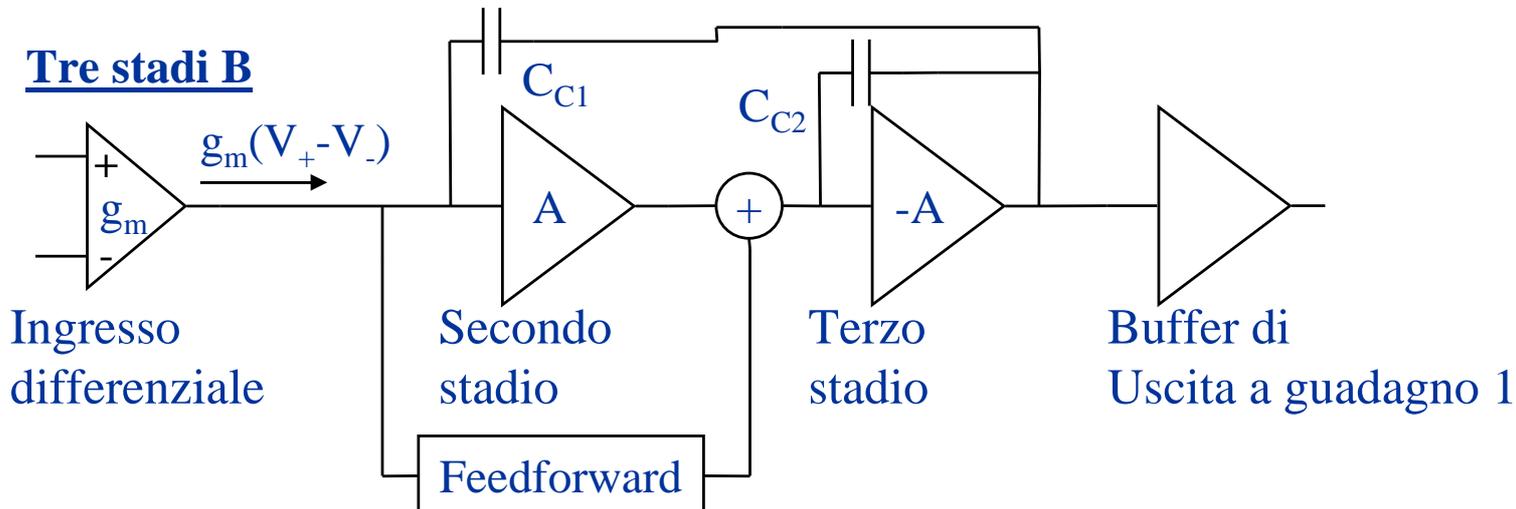


L'amplificatore a 3 stadi è generalmente usato nelle applicazioni dove il guadagno ad anello chiuso necessario è elevato. Mostra sempre la presenza di 2 poli dominanti e sono usate tecniche di compensazione/feedforward:

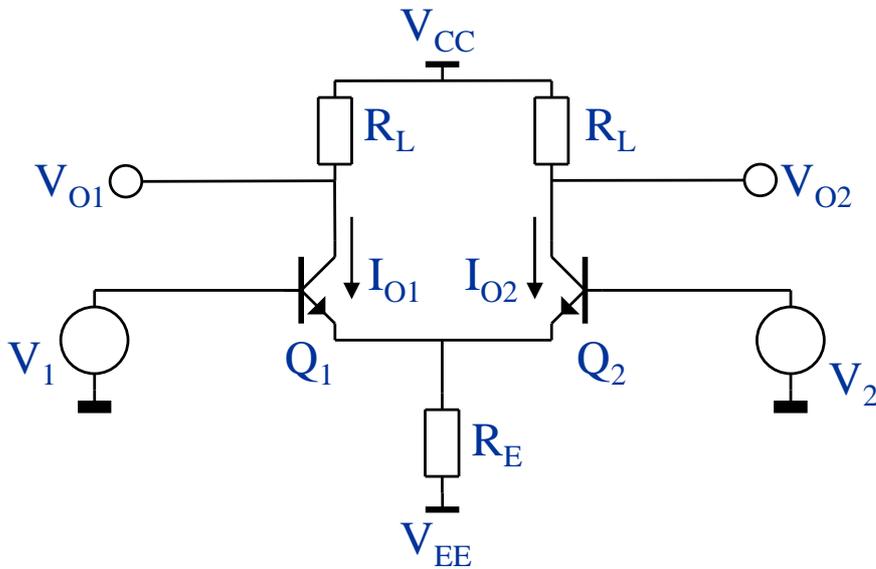
Tre stadi A



Tre stadi B

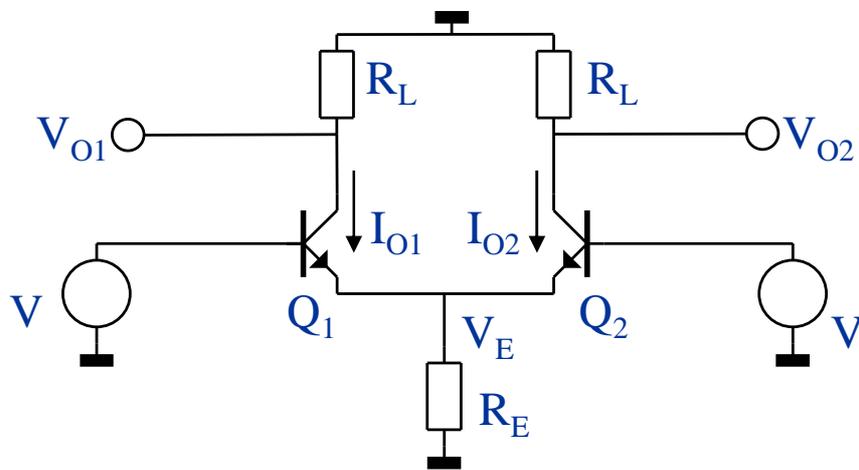


Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (I)



Questo è lo stadio differenziale più semplice che si possa realizzare.

Cominciamo a verificare la sua efficienza su di un segnale di modo comune.



$$I_{O1} + I_{O2} = \frac{V_E}{R_E}$$

$$I_{O1} \approx g_{m1}(V - V_E)$$

$$I_{O2} \approx g_{m2}(V - V_E)$$

(A meno della corrente di Base I_B)

$$g_{m1}(V - V_E) + g_{m2}(V - V_E) = \frac{V_E}{R_E}$$

$$(g_{m1} + g_{m2})V = \frac{(g_{m1} + g_{m2})R_E + 1}{R_E} V_E$$

$$I_{O1} = g_{m1}(V - V_E)$$

$$= \frac{g_{m1}}{2g_{m1}R_E + 1} V \approx \frac{1}{2R_E} V$$

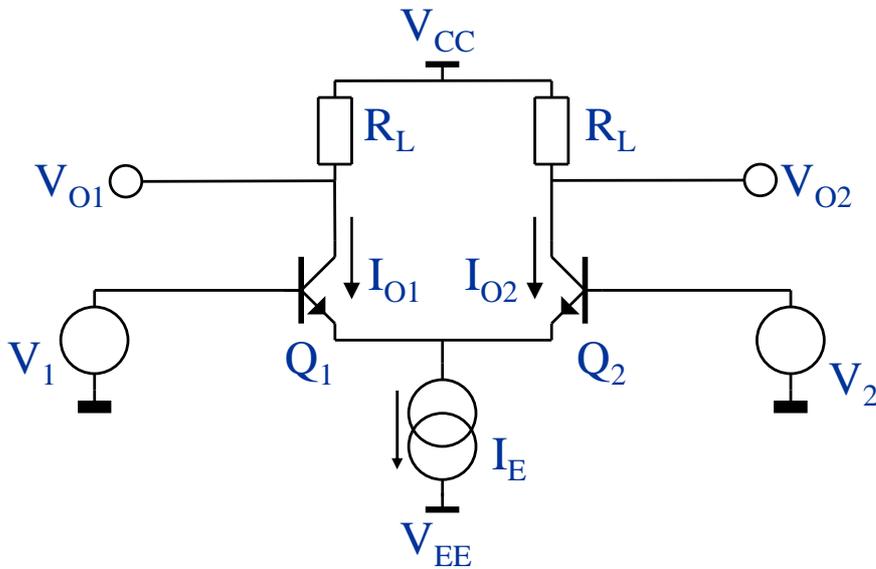
$$V_E = \frac{(g_{m1} + g_{m2})R_E}{(g_{m1} + g_{m2})R_E + 1} V$$

In definitiva:

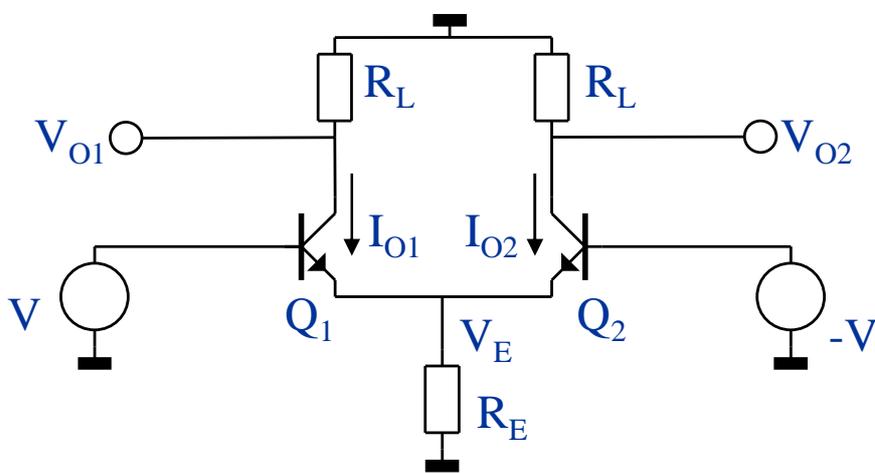
$$V_{O1} = -R_L I_{O1} = -\frac{R_L}{2R_E} V \xrightarrow{R_E \rightarrow \infty} 0$$

Il segnale di modo comune non subisce amplificazione se la resistenza di polarizzazione $R_E \rightarrow \infty$. Per questa ragione R_E si tende a sostituirla con un generatore di corrente, che presenta impedenza ∞ .

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (II)



L'utilizzo del generatore I_E aiuta senz'altro a ridurre le componenti di modo comune del segnale all'uscita della rete. Dobbiamo però verificare se questa adozione non sia per caso deleteria anche per il segnale differenziale.



$$I_{O1} + I_{O2} = \frac{V_E}{R_E}$$

$$I_{O1} = g_{m1}(V - V_E)$$

$$I_{O2} = g_{m2}(-V - V_E)$$

$$g_{m1}(V - V_E) + g_{m2}(-V - V_E) = \frac{V_E}{R_E}$$

$$(g_{m1} - g_{m2})V = \frac{(g_{m1} + g_{m2})R_E + 1}{R_E} V_E \implies I_{O1} = g_{m1}(V - V_E) = g_{m1}V$$

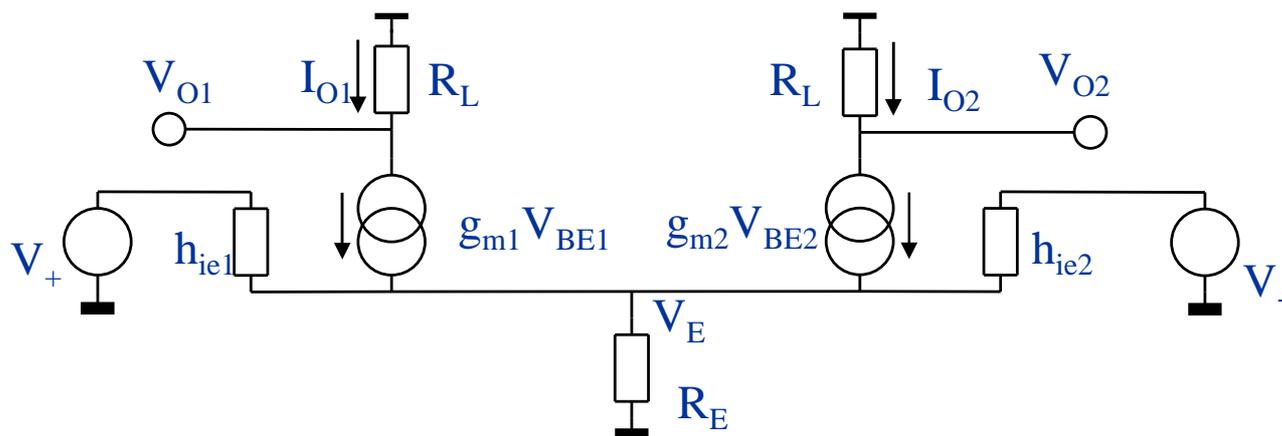
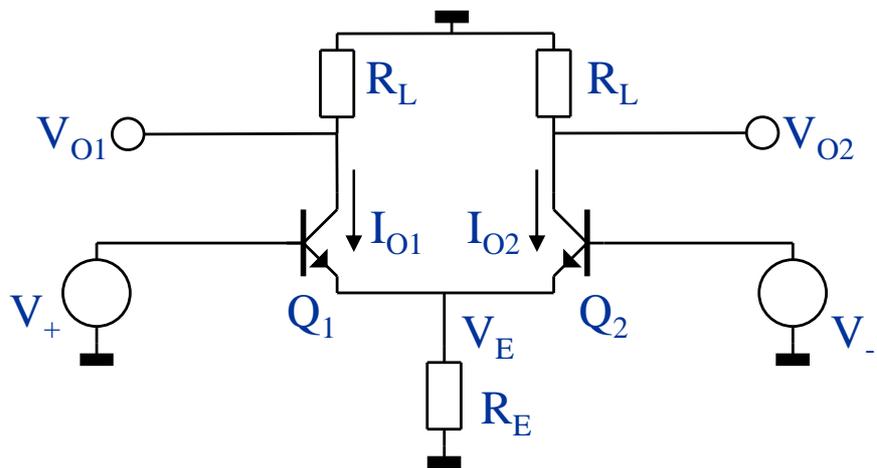
$$V_E = \frac{(g_{m1} - g_{m2})R_E}{(g_{m1} + g_{m2})R_E + 1} V \approx 0$$

In definitiva:

$$V_{O1} = -R_L I_{O1} = -R_L g_{m1} V$$

Perciò il segnale differenziale non dipende da R_E . Pertanto R_E può essere scelta unicamente per minimizzare il segnale di modo comune. Come suggerito sopra.

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (III)



$$\frac{V_+ - V_E}{h_{ie1}} + g_{m1}(V_+ - V_E) + \frac{V_- - V_E}{h_{ie2}} + g_{m2}(V_- - V_E) = \frac{V_E}{R_E}$$

$$V_+ \left(\frac{1 + g_{m1}h_{ie1}}{h_{ie1}} \right) + V_- \left(\frac{1 + g_{m2}h_{ie2}}{h_{ie2}} \right) =$$

$$= V_E \left(\frac{1}{h_{ie1}} + \frac{1}{h_{ie2}} + g_{m1} + g_{m2} + \frac{1}{R_E} \right)$$

$$V_+ \left(\frac{1 + g_{m1}h_{ie1}}{h_{ie1}} \right) + V_- \left(\frac{1 + g_{m2}h_{ie2}}{h_{ie2}} \right) =$$

$$= V_E \left(\frac{(h_{ie1} + h_{ie2})R_E + h_{ie1}h_{ie2} + (g_{m1} + g_{m2})h_{ie1}h_{ie2}R_E}{h_{ie1}h_{ie2}R_E} \right)$$

$$V_E = \frac{(1 + g_{m1}h_{ie1})h_{ie2}R_E}{(h_{ie1} + h_{ie2})R_E + h_{ie1}h_{ie2} + (g_{m1} + g_{m2})h_{ie1}h_{ie2}R_E} V_+ +$$

$$+ \frac{(1 + g_{m2}h_{ie2})h_{ie1}R_E}{(h_{ie1} + h_{ie2})R_E + h_{ie1}h_{ie2} + (g_{m1} + g_{m2})h_{ie1}h_{ie2}R_E} V_-$$

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (IV)

Distinguendo il valore dei componenti è possibile verificare cosa accade se non c'è uniformità. Tuttavia per semplicità ora possiamo porre: $g_{m1} \sim g_{m2} = g_m$ e $h_{ie1} \sim h_{ie2} = h_{ie}$:

$$V_E = \frac{(1 + g_{m1}h_{ie1})h_{ie2}R_E}{(h_{ie1} + h_{ie2})R_E + h_{ie1}h_{ie2} + (g_{m1} + g_{m2})h_{ie1}h_{ie2}R_E} V_+ +$$

$$+ \frac{(1 + g_{m2}h_{ie2})h_{ie1}R_E}{(h_{ie1} + h_{ie2})R_E + h_{ie1}h_{ie2} + (g_{m1} + g_{m2})h_{ie1}h_{ie2}R_E} V_-$$

$$V_E = \frac{(1 + g_m h_{ie})R_E}{h_{ie} + 2(1 + 2g_m h_{ie})R_E} (V_+ + V_-) = \frac{(1 + h_{FE})R_E}{h_{ie} + 2(1 + 2h_{FE})R_E} (V_+ + V_-)$$

Da cui:

$$V_+ - V_E = \frac{h_{ie} + 2(1 + 2g_m h_{ie})R_E - (1 + g_m h_{ie})R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie})R_E} V_+ -$$

$$- \frac{(1 + g_m h_{ie})R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie})R_E} V_-$$

$$= \frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie})R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie})R_E} V_+ - \frac{(1 + g_m h_{ie})R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie})R_E} V_-$$

$$V_- - V_E = \frac{h_{ie} + 2(1 + 2g_m h_{ie})R_E - (1 + g_m h_{ie})R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie})R_E} V_- -$$

$$- \frac{(1 + g_m h_{ie})R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie})R_E} V_+$$

$$= \frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie})R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie})R_E} V_- - \frac{(1 + g_m h_{ie})R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie})R_E} V_+$$

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (V)

E quindi:

$$I_{O1} = g_m (V_+ - V_E) = g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- \right]$$

$$I_{O2} = g_m (V_- - V_E) = g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ \right]$$

In particolare:

$$\begin{aligned} I_{O1} - I_{O2} &= g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- \right] - \\ &\quad - g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ \right] \\ &= g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + h_{FE}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_+ - \frac{(1 + h_{FE}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_- \right] - \\ &\quad - g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + h_{FE}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_- - \frac{(1 + h_{FE}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_+ \right] \\ &\equiv g_m (V_+ - V_-) \end{aligned}$$

La differenza tra I_{O1} ed I_{O2} dipende solo dalla differenza tra V_+ e V_- .

Mentre le singole correnti I_{O1} ed I_{O2} dipendono dalla differenza solo nel caso in cui R_E sia molto grande.

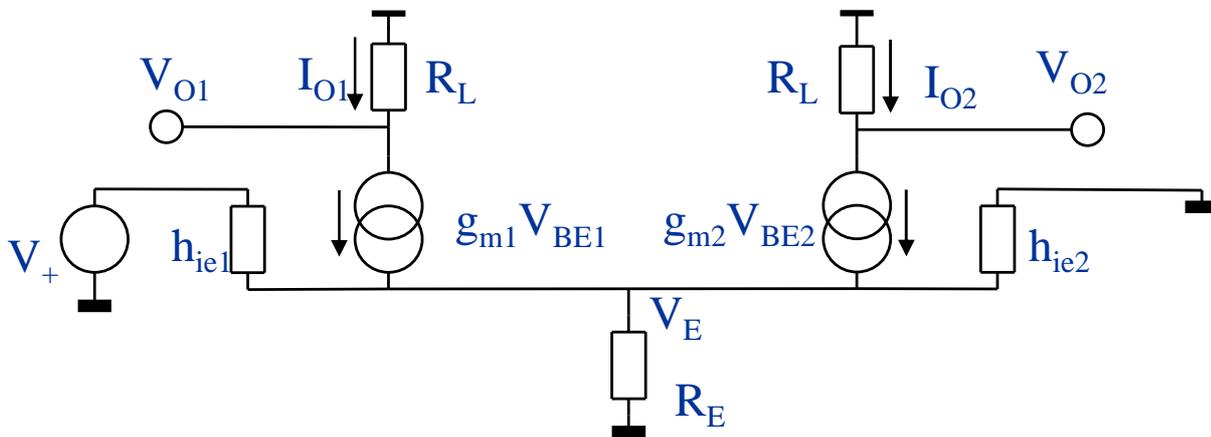
Mentre il segnale di corrente differenziale non risente del modo comune, nel caso V_+ sia = a V_- abbiamo che:

$$I_{O1} = I_{O2} = \frac{h_{FE}}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_+$$

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (VI)

Allo stesso risultato si poteva arrivare considerando i 2 transistori come strutture reazionate. La cosa viene agevole se si applica il principio di sovrapposizione.

Cerchiamo di valutare I_{O1+} . Assumiamo $V_- = 0$:



Per semplicità stiamo considerando che $R_S + R_{BB} = 0$.

Il transistore di sinistra è in configurazione EC avente in parallelo alla resistenza di E, R_E , l'impedenza di uscita di un CC.

Quindi:

$$R_{of\infty CC} = \frac{h_{ie}}{1 + g_m h_{ie}}$$

Di conseguenza:

$$T_{BIP} = -g'_m R_P = -g_m \left(\underbrace{\frac{1}{h_{ie}}}_{Q_1} + \underbrace{\frac{1}{R_E} + \frac{1 + g_m h_{ie}}{h_{ie}}}_{\text{Carico di } Q_1} \right)^{-1} = -g_m \frac{h_{ie} R_E}{h_{ie} + (2 + g_m h_{ie}) R_E}$$

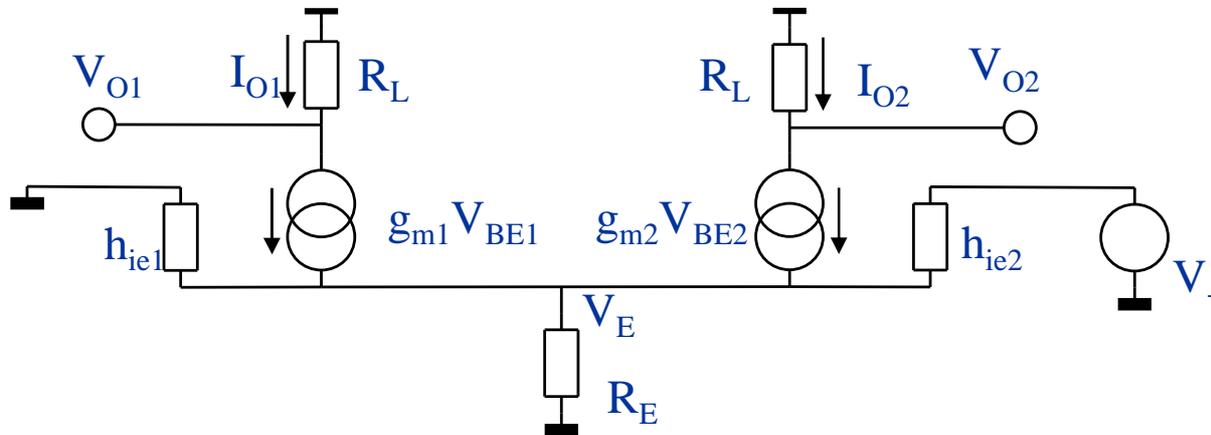
Abbiamo che $A_{DIR} = 0$:

$$\begin{aligned} I_{O1+} &= V_+ \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1 + g_m h_{ie}}{h_{ie}} \right) \frac{-T}{1 - T} \\ &= V_+ \left(\frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E}{R_E h_{ie}} \right) \frac{g_m h_{ie} R_E}{h_{ie} + (2 + g_m h_{ie}) R_E} \frac{1}{1 + \frac{g_m h_{ie} R_E}{h_{ie} + (2 + g_m h_{ie}) R_E}} \\ &= V_+ \frac{g_m [h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E]}{h_{ie} + 2(+g_m h_{ie}) R_E} \end{aligned}$$

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (VII)

Ora consideriamo la situazione opposta, con $V_+ = 0$. Il transistore di destra si comporta come un CC che inietta segnale in un BC, il transistore di sinistra.

Cerchiamo di valutare I_{O1} . Assumiamo $V_- = 0$:



Abbiamo che il guadagno di anello risulta il medesimo del precedente e:

$$R_{if\infty BC} = \frac{h_{ie}}{1 + g_m h_{ie}} \quad T_{BIP} = -g_m \frac{h_{ie} R_E}{h_{ie} + (2 + g_m h_{ie}) R_E}$$

In questo caso abbiamo la trasmissione diretta:

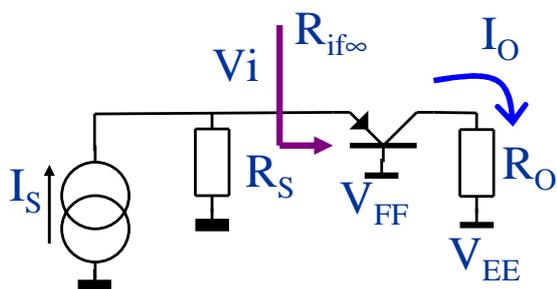
$$A_{DIR} = \frac{(R_E \parallel (h_{ie} / (1 + g_m h_{ie})))}{(R_E \parallel (h_{ie} / (1 + g_m h_{ie}))) + h_{ie}} = \frac{R_E}{h_{ie} + (2 + g_m h_{ie}) R_E}$$

Mettendo insieme:

$$\begin{aligned} V_E &= \left(\frac{-T}{1-T} + \frac{A_{DIR}}{1-T} \right) V_- = \left(\frac{g_m h_{ie} R_E}{h_{ie} + (2 + g_m h_{ie}) R_E} + \frac{R_E}{h_{ie} + (2 + g_m h_{ie}) R_E} \right) \frac{V_-}{1-T} \\ &= \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(+g_m h_{ie}) R_E} V_- \end{aligned}$$

Radio di ingresso di un amplificatore operazionale A (VIII)

Ora vediamo cosa avviene all'ingresso di un base comune:



$$\begin{aligned}
 I_O &= \frac{R_s}{R_s + R_{if\infty}} \frac{-T_\infty}{1 - T_\infty} I_s = \frac{R_s R_{if\infty}}{R_s + R_{if\infty}} \frac{-T_\infty}{1 - T_\infty} \frac{I_s}{R_{if\infty}} \\
 &= \frac{-T_\infty}{1 - T_\infty} \frac{V_s}{R_{if\infty}} \quad \leftarrow T_\infty = -g_m h_{ie}
 \end{aligned}$$

$$I_O = \frac{g_m h_{ie}}{1 + g_m h_{ie}} \frac{1 + g_m h_{ie}}{h_{ie}} V_i = g_m V_i$$

Ritornando a V_E si può affermare che:

$$I_{O1-} = -g_m V_E = -\frac{(1 + g_m h_{ie}) g_m R_E}{h_{ie} + 2(+g_m h_{ie}) R_E} V_-$$

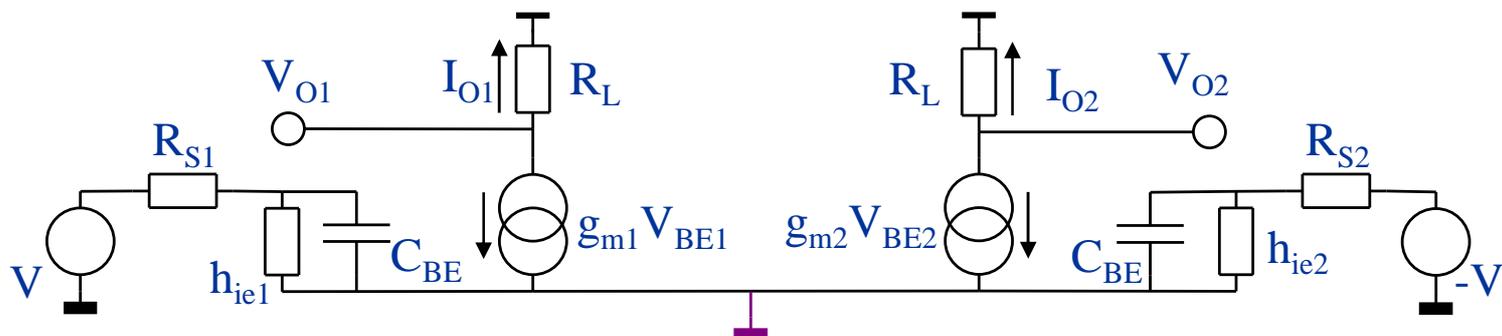
Mettendo insieme tutto:

$$I_{O1} = I_{O1+} + I_{O1-} = \frac{g_m [h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E]}{h_{ie} + 2(+g_m h_{ie}) R_E} V_+ - \frac{(1 + g_m h_{ie}) g_m R_E}{h_{ie} + 2(+g_m h_{ie}) R_E} V_-$$

Risultato che coincide con quello ottenuto nelle pagine scorse con metodo tradizionale.

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (IX)

La coppia differenziale, per il segnale puramente differenziale, si comporta quindi come se gli E dei 2 transistor fossero connessi a massa:



Omettendo l'effetto delle capacità C_{BC} abbiamo che il limite in frequenza deriva essenzialmente dalle resistenze R_S . Come avevamo già trovato (qui assumiamo di considerare frequenze elevate):

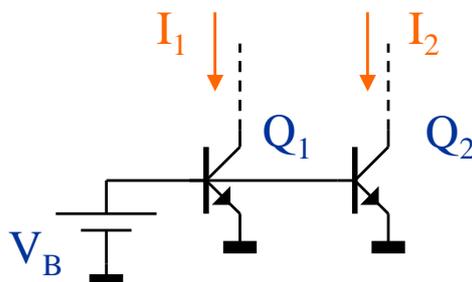
$$I_{Ox} \approx \frac{-g_m}{sC_{BE}R'_{SX} + 1} V_{SX}$$

Il \approx uguale e la x stanno ad indicare che le impedenze di ingresso non sono mai uguali. Pertanto si può introdurre una asimmetria. Tipico esempio è quando all'ingresso non-invertente è applicato un segnale di tensione mentre all'ingresso invertente la rete di reazione.

Perciò occorre fare bene attenzione al polo che può essere inserito nella maglia di ingresso del circuito. Di fatto, spesso lo si trascura.

Lo specchio di corrente (I)

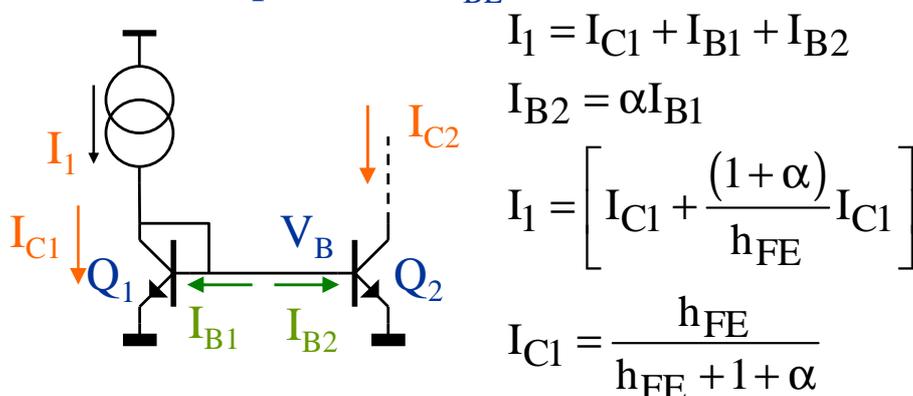
Nella progettazione monolitica un mattone fondamentale è lo specchio di corrente, utilizzato sia per la polarizzazione che nella generazione di segnale negli amplificatori differenziali.



Se Q_1 e Q_2 sono uguali e la stessa tensione di B viene applicata ad entrambi non c'è ragione di ritenere che la loro corrente di collettore sia diversa (a meno che per diverso valore di V_{CE} si abbia una diversa R_C , che supponiamo per ora di valore ∞).

Il problema è che mai si può conoscere con esattezza quale sia la tensione da applicare tra BE per ottenere la corrente desiderata.

Una tecnica che consente di superare questo problema è quello di “auto-polarizzare” un transistor e copiarne la V_{BE} :



Q_1 è connesso a diodo. Tuttavia, operando a $V_{CB}=0$, è nella sua zona lineare di operazione. Supponendo trascurabile I_{B1} abbiamo che la corrente di C di Q_1 , I_{C1} , è uguale ad I_1 . Di conseguenza, la V_{BE} di Q_1 soddisferà:

$$V_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{A_1 h_{FE} I_0} \right)$$

$$V_T = \frac{K_B T}{q}, \quad A_1 = \text{area di E di } Q_1,$$

$$I_0 = \text{corrente di saturazione inversa}$$

Lo specchio di corrente (II)

Nelle condizioni in cui si stanno usando transistori realizzati con la stessa tecnologia, per Q_2 avremo:

$$V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{A_2 h_{FE} I_0} \right)$$

Matematicamente “stessa tecnologia” viene tradotto nell’ avere la stessa corrente di saturazione inversa I_0 .

Ovviamente l’ area di Q_2 , A_2 , non deve essere vincolata ad essere simile a quella di Q_1 anzi..

Nella nostra rete abbiamo che $V_{BE1} = V_{BE2}$, per cui:

$$V_{BE1} \approx V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{A_1 h_{FE1} I_0} \right) = V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{A_2 h_{FE} I_0} \right)$$

Infine, passando dai log ai numeri:

$$I_{C2} = \frac{A_2}{A_1} I_{C1} = \frac{A_2}{A_1} \left(\frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1 + \alpha} \right) I_1 = \frac{A_2}{A_1} \left(\frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1 + \frac{A_2}{A_1}} \right) I_1$$

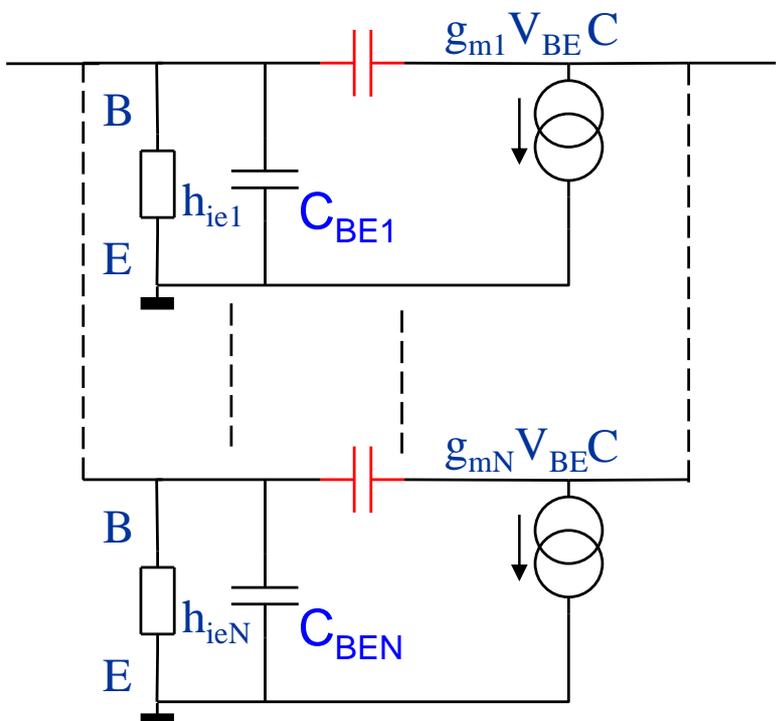
Quindi abbiamo ottenuto il risultato importante: la corrente di uscita è multipla della corrente di ingresso attraverso un parametro che dipende solo da fattori geometrici, non elettrici e nemmeno dalla temperatura.

Le 2 correnti di collettore sono uguali, ma il rapporto tra corrente di uscita e di ingresso risente del valore delle correnti di base. Vedremo tra poco che questo errore può essere ridotto.

Ovviamente lo stesso conto lo possiamo svolgere utilizzando il modello per piccolo segnale.

Lo specchio di corrente (III)

Innanzitutto osserviamo che operando N transistori uguali alla stessa corrente è uguale ad implementare un transistor di area N volte più grande di quella di un singolo transistor. Quindi abbiamo che:



Se gli N transistori in parallelo sono uguali ed operano alla stessa corrente abbiamo che:

$$g_{mk} = \frac{I_C}{V_T}$$

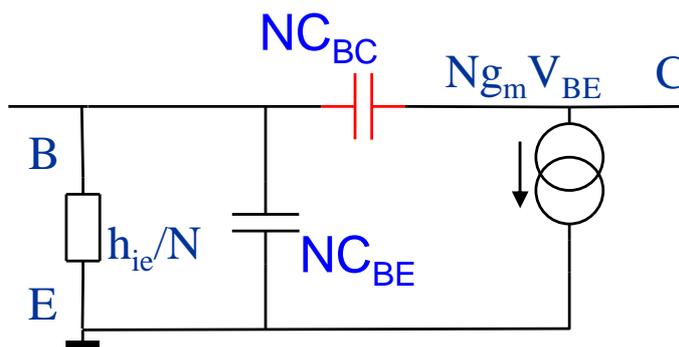
$$h_{iek} = \frac{h_{FE}}{g_{mk}}$$

Di conseguenza possiamo dire che la combinazione degli N transistori equivale ad un transistor avente come caratteristica:

$$g_m = \sum_k g_{mk} = \frac{N I_C}{V_T}$$

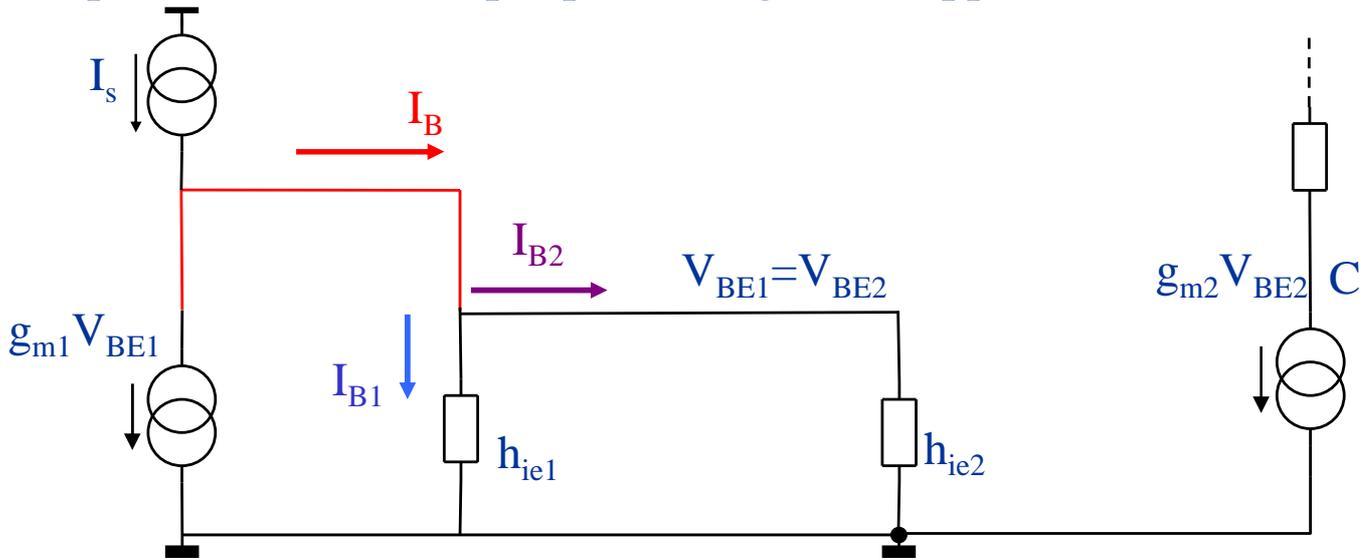
$$h_{ie} = \left(\sum_k \frac{1}{h_{iek}} \right)^{-1} = \left(\sum_k \frac{I_C}{V_T h_{FE}} \right)^{-1} = \left(\frac{N I_C}{V_T h_{FE}} \right)^{-1} = h_{FE} \frac{V_T}{N I_C} = \frac{h_{iek}}{N}$$

Con che il transistor equivalente risultante ha caratteristiche:



Lo specchio di corrente (IV)

Lo specchio di corrente per piccoli segnali è rappresentabile così:



RisolviAMO staticamente:

$$\begin{cases} I_s = \frac{V_{BE1}}{h_{ie1}} + g_{m1} V_{BE1} + \frac{V_{BE1}}{h_{ie2}} \\ I_o = g_{m2} V_{BE1} \end{cases} \quad \begin{cases} I_s = \frac{h_{ie2} + g_{m1} h_{ie1} h_{ie2} + h_{ie1}}{h_{ie1} h_{ie2}} V_{BE1} \\ I_o = g_{m2} V_{BE1} \end{cases}$$

$$I_o = \frac{g_{m2} h_{ie1} h_{ie2}}{h_{ie2} + g_{m1} h_{ie1} h_{ie2} + h_{ie1}} I_s$$

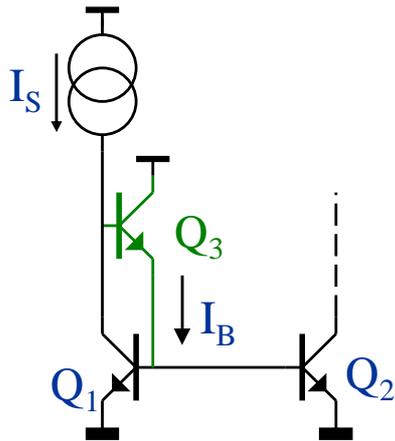
$$= \frac{N g_{m1} \frac{h_{ie1}^2}{N}}{\frac{h_{ie1}}{N} + g_{m1} \frac{h_{ie1}^2}{N} + h_{ie1}} I_s$$

$$= \frac{N g_{m1} h_{ie1}}{1 + g_{m1} h_{ie1} + N} I_s = N \frac{g_{m1} h_{ie1}}{1 + N + g_{m1} h_{ie1}} I_s = N \frac{h_{FE}/(1+N)}{1 + h_{FE}/(1+N)} I_s$$

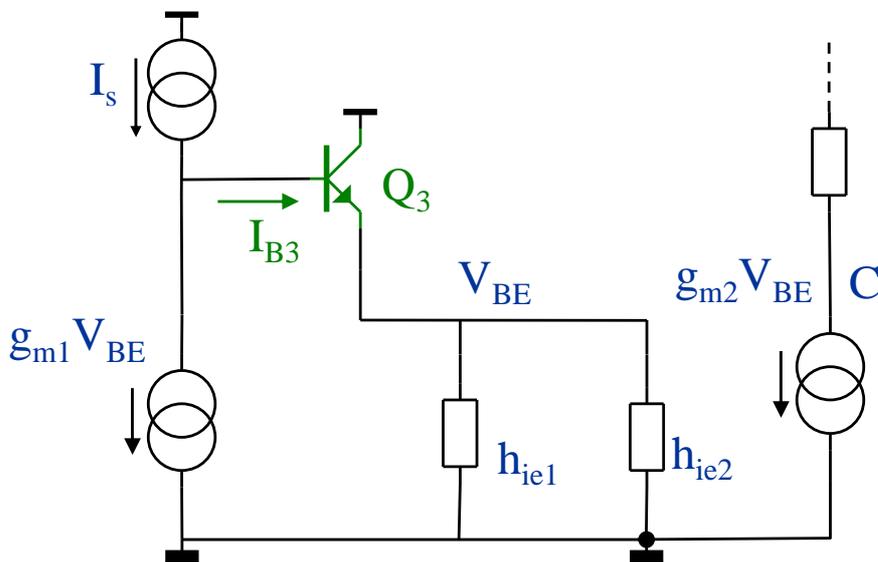
Il risultato ci dice che la corrente di uscita è N volte la corrente di ingresso a meno dell'errore legato ad h_{FE} ed N . Tanto più N è grande tanto minore è la precisione ottenibile. La rete si comporta come se vi sia in gioco un h_{FE} ridotto del fattore $N+1$. L'errore è imputabile alla corrente di base, che si perde nel parallelo delle $2 h_{ie}$.

Lo specchio di corrente (V)

Esiste la possibilità di ovviare alla perdita recuperando la corrente di base:



Ora la corrente di C di Q_1 è molto più simile ad I_s perché la corrente di B di Q_3 è circa I_B/h_{FE3} .



$$\begin{cases} I_s - I_{B3} = g_{m1} V_{BE} \\ h_{FE} I_{B3} = \left(\frac{1}{h_{ie1}} + \frac{1}{h_{ie2}} \right) V_{BE} \\ I_o = g_{m2} V_{BE} \end{cases}$$

$$I_{B3} = \frac{1+N}{h_{FE} h_{ie1}} V_{BE}$$

$$\begin{aligned} I_s &= \left(g_{m1} + \frac{1+N}{h_{FE} h_{ie1}} \right) V_{BE} \\ &= \frac{g_{m1} h_{FE} h_{ie1} + 1 + N}{h_{FE} h_{ie1}} V_{BE} \end{aligned}$$

$$V_{BE} = \frac{h_{FE} h_{ie1}}{g_{m1} h_{FE} h_{ie1} + 1 + N} I_s$$

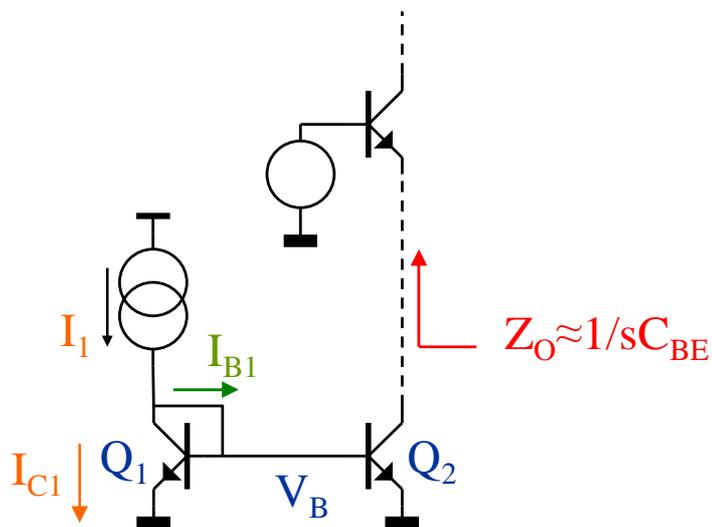


$$\begin{aligned} I_o &= \frac{g_{m2} h_{FE} h_{ie1}}{g_{m1} h_{FE} h_{ie1} + 1 + N} I_s \\ &= N \frac{1}{1 + \frac{1+N}{h_{FE} h_{ie1}}} I_s \end{aligned}$$

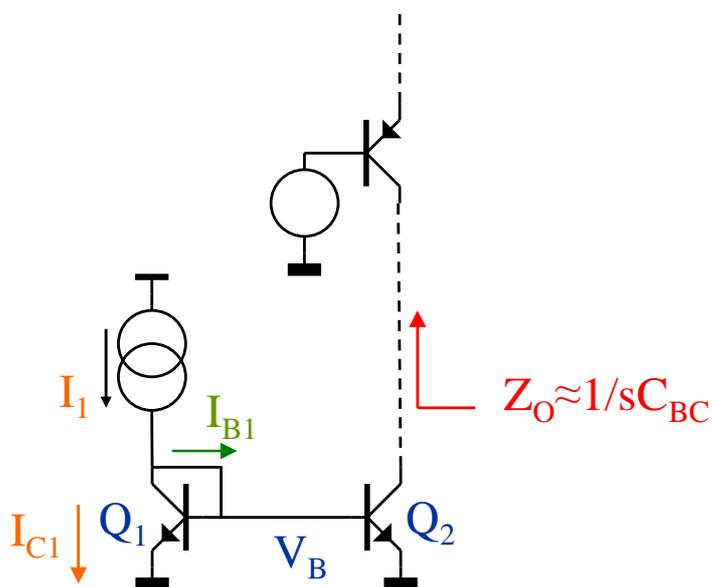
Quindi l'errore è ridotto di un fattore h_{FE} .

Lo specchio di corrente (VI)

Il generatore di corrente, ad alta frequenza, potrebbe trovarsi a fronteggiare 2 situazioni estreme:

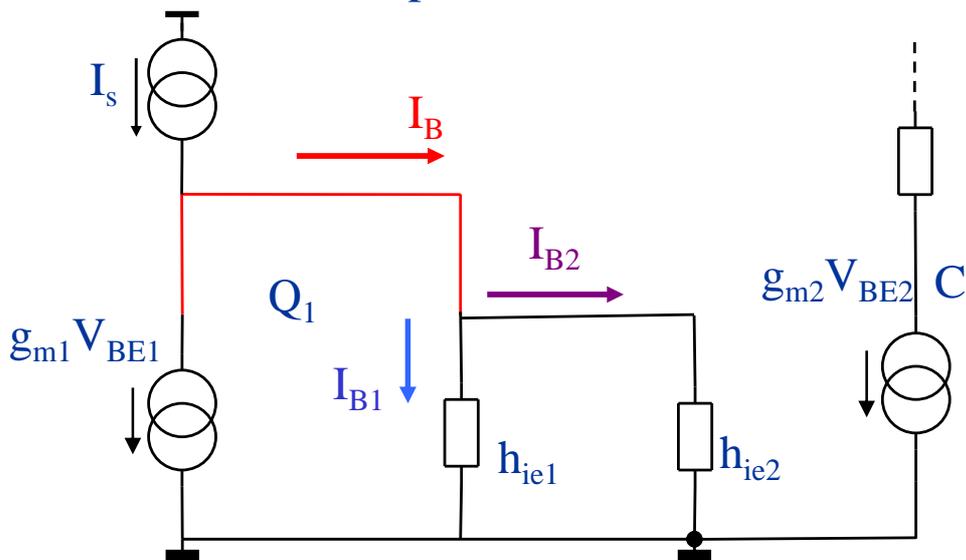


Vediamo quindi se nelle 2 situazioni accadono cose trascendentali.



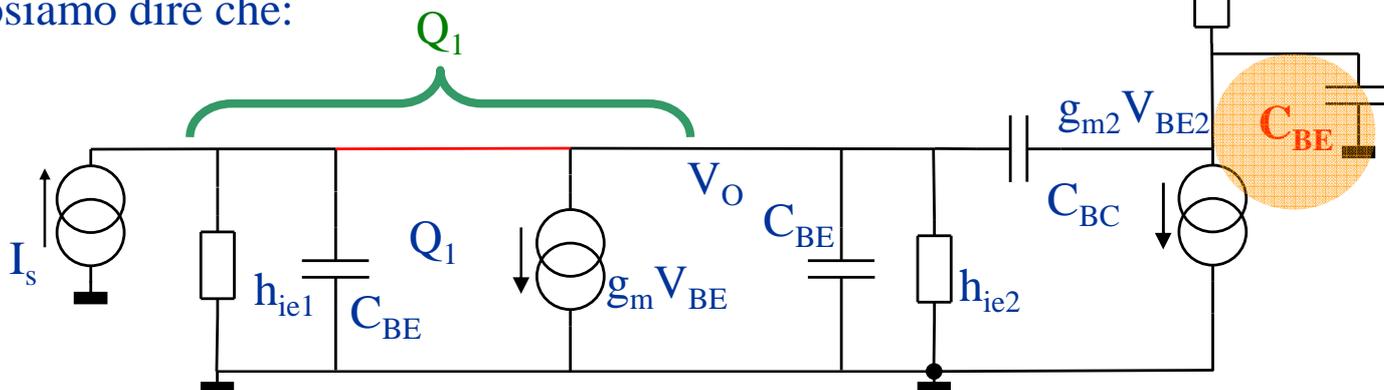
Lo specchio di corrente (VII)

Parliamo ora dell'aspetto riguardante la frequenza dello specchio senza e con corrente di recupero di base:



Supponiamo che le aree dei 2 transistori siano uguali, $A_1=A_2$.

Posiamo dire che:



L'impedenza di carico di Q_1 è l'impedenza di ingresso di Q_2 . Ora abbiamo che $R_S=\infty$ e $R_E=0$. Quindi, per quanto abbiamo già trovato la premessa è:

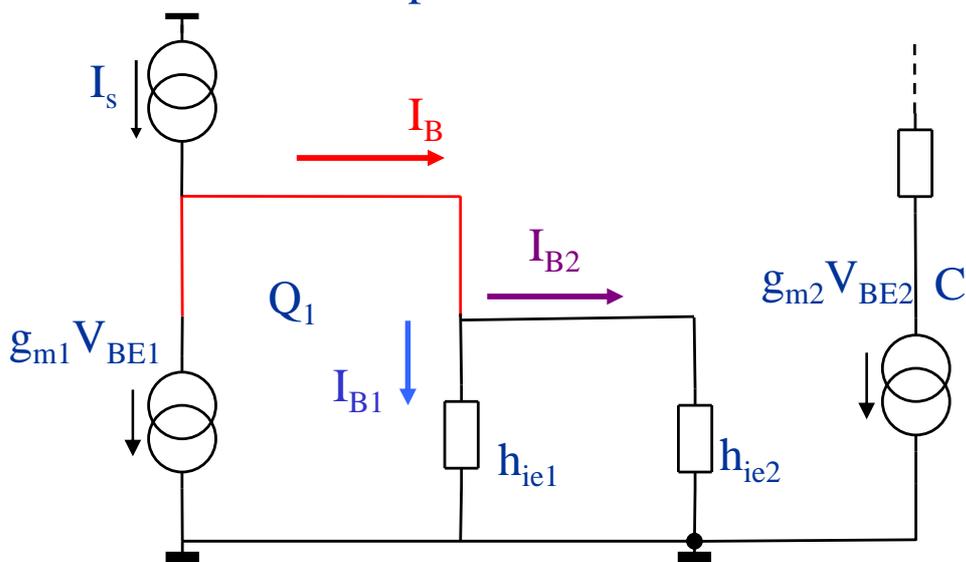
$$T_2 = G_M \frac{R_{ss}R_o}{R_o + Z_F + R_{ss}} = - \frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} \frac{R_{ss}R_o}{R_o + Z_F + R_{ss}}$$

$$T_{2R_{s\infty}} = \frac{R_E=0}{R_{ss}=Z_B} = - \frac{g_m Z_B R_o}{R_o + Z_F + Z_B}$$

$$= \frac{R_o=Z_B}{2Z_B + Z_F} = - \frac{g_m Z_B^2}{2Z_B + Z_F}$$

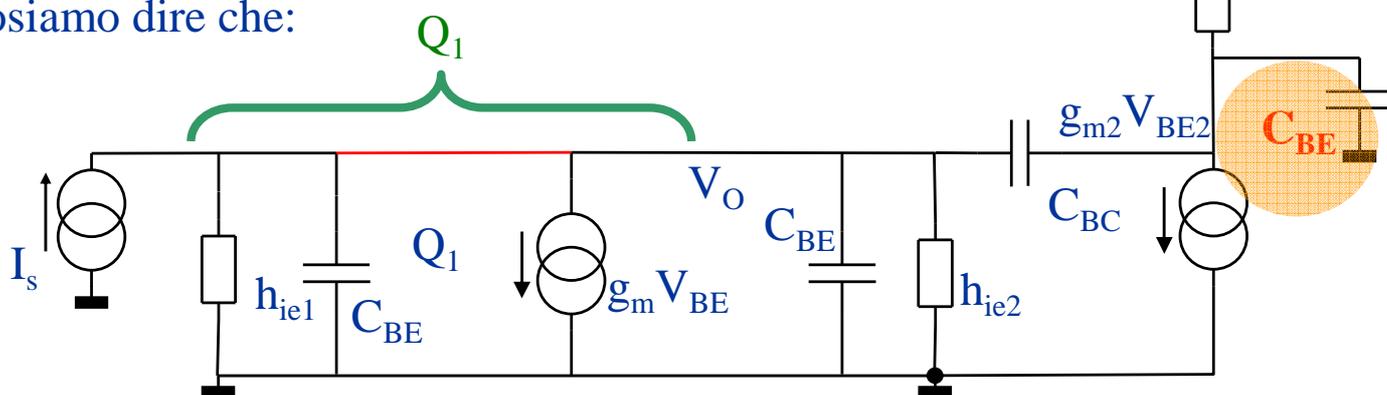
Lo specchio di corrente (VIII)

Parliamo ora dell'aspetto riguardante la frequenza dello specchio senza e con corrente di recupero di base:



Supponiamo che le aree dei 2 transistori siano uguali, $A_1=A_2$.

Posiamo dire che:

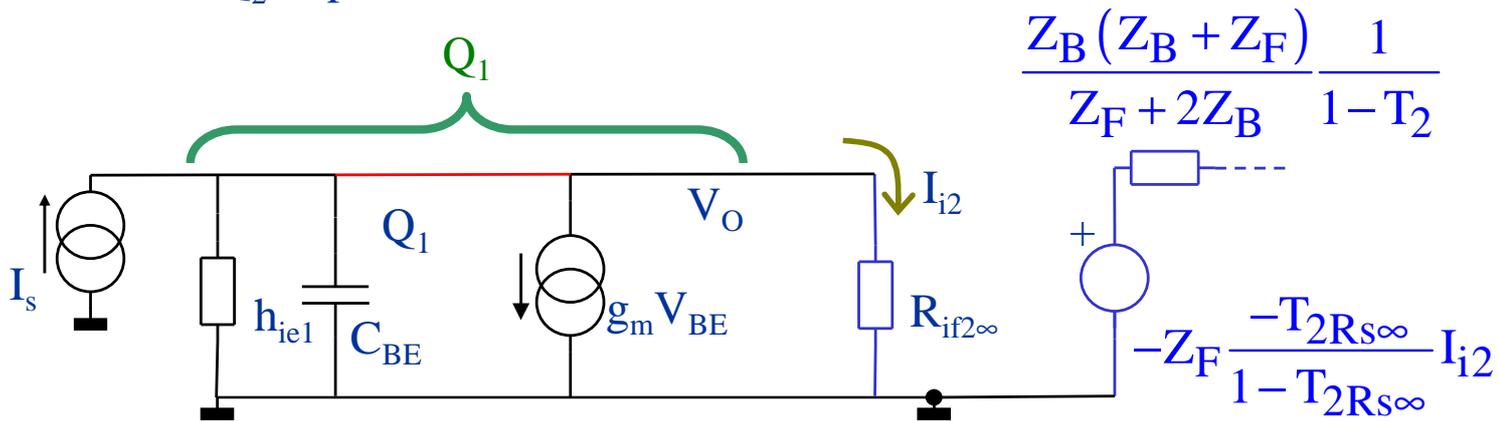


E perciò:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{R_{if2}} &= \frac{1}{R_{iff\infty}} = \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_F + R_o} \left(1 + \frac{g_m Z_B^2}{2Z_B + Z_F} \right) \\
 R_o \approx Z_B &\Rightarrow \frac{1}{R_{if2}} = \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_F + Z_B} \frac{2Z_B + Z_F + g_m Z_B^2}{2Z_B + Z_F} \\
 &= \frac{[(Z_F + Z_B)(2Z_B + Z_F)] + Z_B [2Z_B + Z_F + g_m Z_B^2]}{Z_B (Z_F + Z_B)(2Z_B + Z_F)} \\
 &= \frac{(2Z_B + Z_F)^2 + g_m Z_B^3}{Z_B (Z_F + Z_B)(2Z_B + Z_F)} \approx \frac{1}{Z_B} \Rightarrow R_{if2} \approx Z_B
 \end{aligned}$$

Lo specchio di corrente (IX)

Il transistor Q_2 lo possiamo modellizzare così:



Partiamo dal guadagno di anello generico:

$$T = -g_m Z_B \frac{R_E Z_F + R'_s R_o + R_E (R'_s + R_o)}{(R'_s + R_E + Z_B) Z_F + R'_s R_o + (R_E + Z_B) (R'_s + R_o)}$$

E consideriamo che, per Q_1 , $Z_F=0$, $R_s=\infty$ ed $R_E=0$:

$$T_1 = -g_m Z_B \frac{R_{if2}}{R_{if2} + Z_B} \approx -g_m \frac{Z_B^2}{2Z_B} = -\frac{g_m Z_B}{2}$$

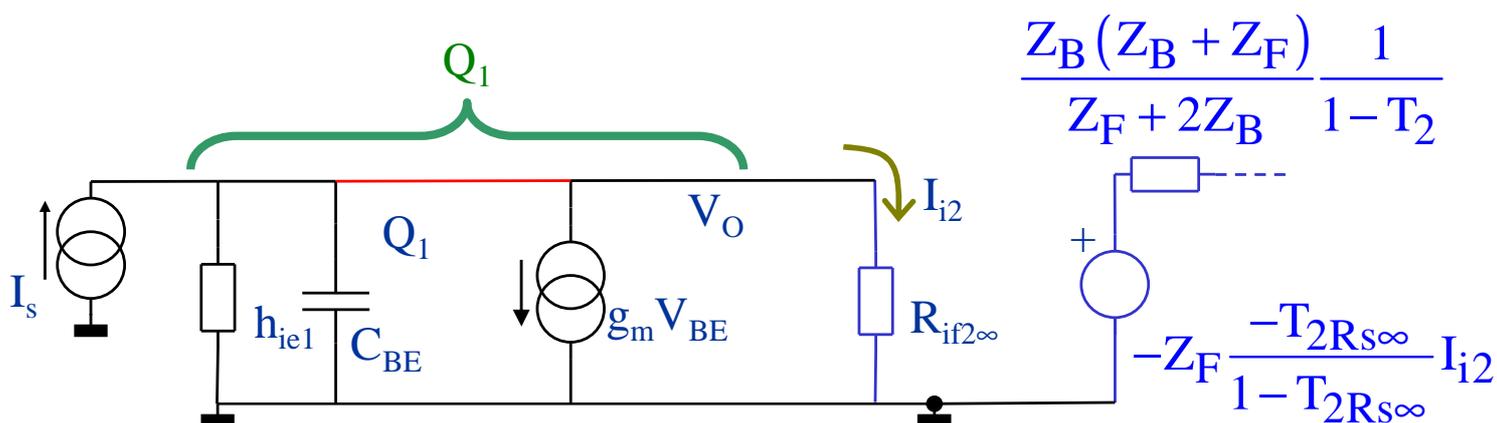
Nell'ipotesi che $g_m=\infty$ risulta $V_O=0$. Mentre nel passaggio diretto:

$$V_{ODir} = \left[\frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_B} \right]^{-1} I_s = \frac{Z_B}{2} I_s$$

Di conseguenza:

$$V_O = \frac{Z_B}{2} \frac{1}{1 - T_1} I_s = \frac{Z_B}{2} \frac{1}{1 + \frac{g_m Z_B}{2}} I_s = \frac{Z_B}{2 + g_m Z_B} I_s \approx \frac{Z_B}{2} I_s \text{ ad alta frequenza}$$

Lo specchio di corrente (X)



D'altra parte:

$$R_{i1} \approx \frac{Z_B}{2}$$

E quindi:

$$\begin{aligned} R_{if1} &= \frac{Z_B}{2} \frac{1}{1 - T_1} = \frac{Z_B}{2} \frac{1}{1 + \frac{g_m Z_B}{2}} \\ &= \frac{Z_B}{2 + g_m Z_B} \approx \frac{Z_B}{2} = R_{of1} \end{aligned}$$

Vediamo cosa succede all'uscita di Q_2 . Per questo dobbiamo valutare il suo guadagno di anello. Per ora abbiamo valutato solo $T_{RS\infty}$. Siccome Q_2 è reazionato in corrente abbiamo che il suo T soddisfa:

$$T_2 = \frac{R_{of1\infty}}{R_{of1\infty} + R_{iQ2}} T_{2RS\infty}$$

Dove $R_{of1\infty}$ coincide con l'impedenza di uscita di Q_1 valutata con il suo carico di valore ∞ :

$$R_{of1\infty} = \frac{Z_B}{1 - T_1 R_{o1\infty}} = \frac{Z_B}{1 + g_m Z_B}$$

Lo specchio di corrente (XI)

Vale anche che:

$$R_{i2} = \left(\frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_B + Z_F} \right)^{-1} = \frac{Z_B (Z_B + Z_F)}{2Z_B + Z_F}$$

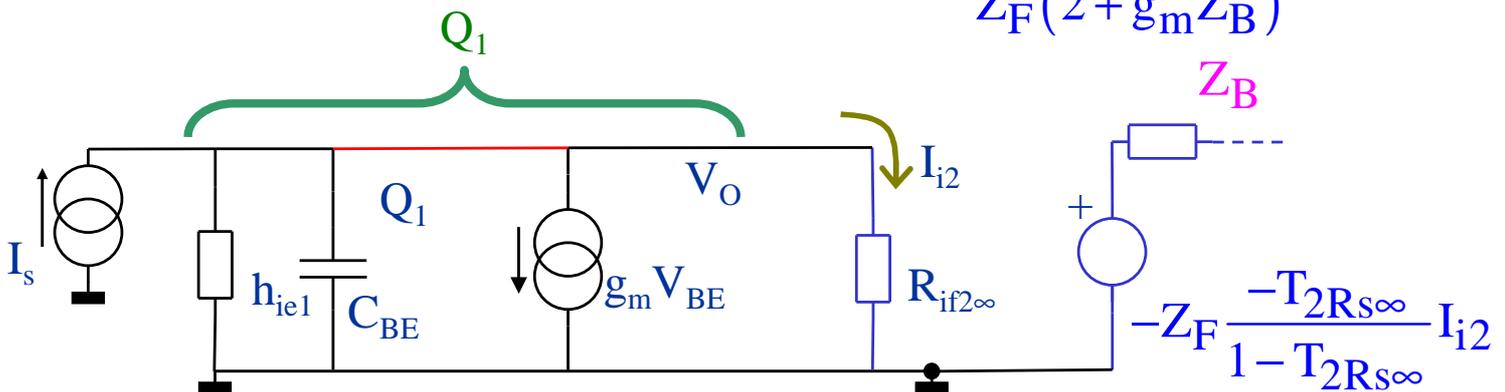
Quindi:

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{R_s}{R_s + R_{i2} R_{s\infty}} T_{2R_{s\infty}} = \frac{Z_B}{1 + g_m Z_B} \frac{1}{\frac{Z_B}{1 + g_m Z_B} + \frac{Z_B (Z_B + Z_F)}{2Z_B + Z_F}} T_{2R_{s\infty}} \\ &= - \frac{2Z_B + Z_F}{2Z_B + Z_F + (Z_B + Z_F)(1 + g_m Z_B)} \frac{g_m Z_B^2}{2Z_B + Z_F} \\ &= - \frac{g_m Z_B^2}{2Z_B + Z_F + (Z_B + Z_F)(1 + g_m Z_B)} \approx - \frac{g_m Z_B^2}{Z_F (2 + g_m Z_B)} \end{aligned}$$

T_2 risulta molto piccolo per via del fatto che l'impedenza di ingresso di Q_2 è piccola, condizione che annulla la reazione.

La conseguenza è che possiamo scrivere che:

$$R_{of} = \frac{Z_B (Z_B + Z_F)}{2Z_B + Z_F} \frac{1}{1 - T_2} \approx \frac{Z_B (Z_B + Z_F)}{2Z_B + Z_F} \frac{1}{1 + \frac{g_m Z_B^2}{Z_F (2 + g_m Z_B)}} \approx Z_B$$



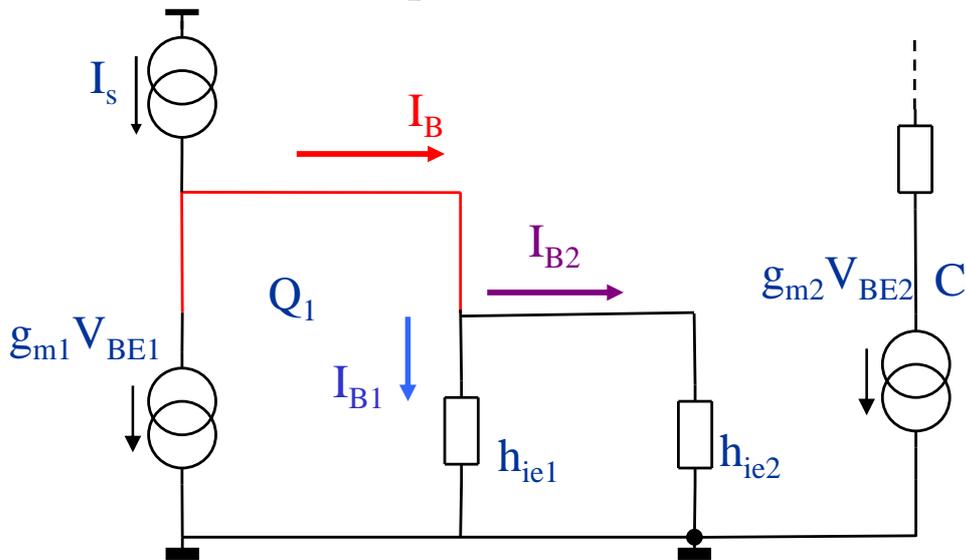
E l'equivalente di Norton all'uscita è:

$$\begin{aligned} I_O &= -Z_F \frac{-T_2 R_{s\infty}}{1 - T_2 R_{s\infty}} \frac{V_O}{R_{if2\infty}} \frac{1}{Z_B} \approx -Z_F \frac{g_m Z_B^2}{2Z_B + Z_F} \frac{I_s}{2 + g_m Z_B} \frac{1}{Z_B} \\ &\approx -Z_F \frac{g_m Z_B^2}{Z_F} \frac{I_s}{2 + g_m Z_B} \frac{1}{Z_B} = \frac{g_m Z_B}{2 + g_m Z_B} I_s \end{aligned}$$

$I_s @ 0 \text{ Hz}$
 $0 @ \infty \text{ Hz}$

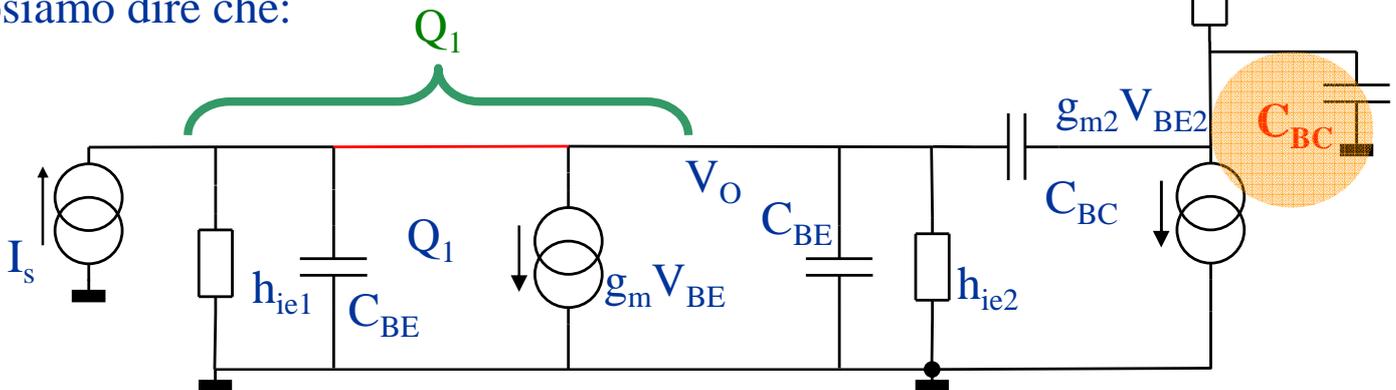
Lo specchio di corrente (XII)

Parliamo ora dell'aspetto riguardante la frequenza dello specchio senza e con corrente di recupero di base:



Supponiamo che le aree dei 2 transistori siano uguali, $A_1=A_2$.

Posiamo dire che:



L'impedenza di carico di Q_1 è l'impedenza di ingresso di Q_2 . Ora abbiamo che $R_s=\infty$ e $R_E=0$. Quindi, per quanto abbiamo già trovato la premessa è:

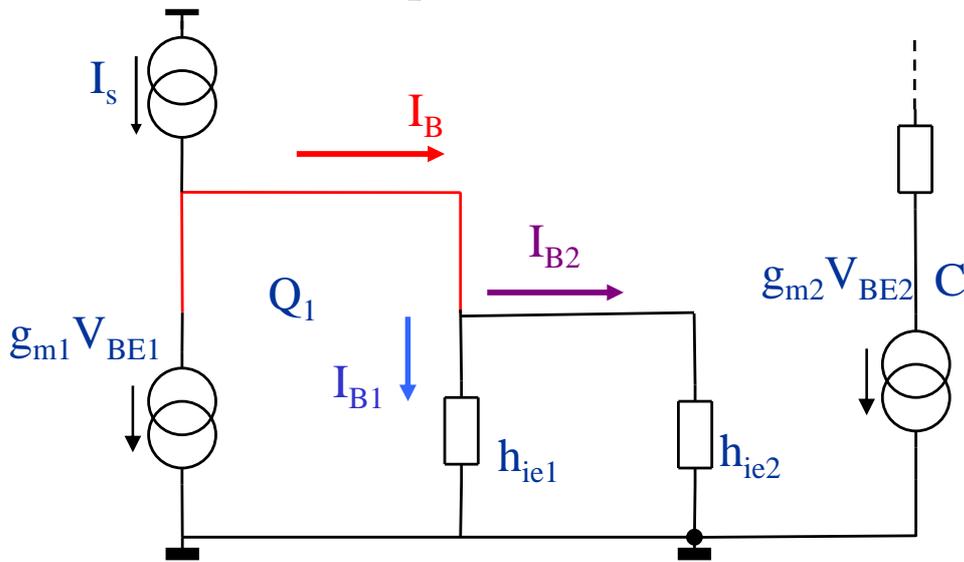
$$T_2 = G_M \frac{R_{ss} R_o}{R_o + Z_F + R_{ss}} = - \frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} \frac{R_{ss} R_o}{R_o + Z_F + R_{ss}}$$

$$T_{2R_{s\infty}} \underset{\substack{R_E=0 \\ R_{ss}=Z_B}}{=} - \frac{g_m Z_B R_o}{R_o + Z_F + Z_B}$$

$$\underset{R_o=Z_F}{=} - \frac{g_m Z_B Z_F}{2Z_F + Z_B}$$

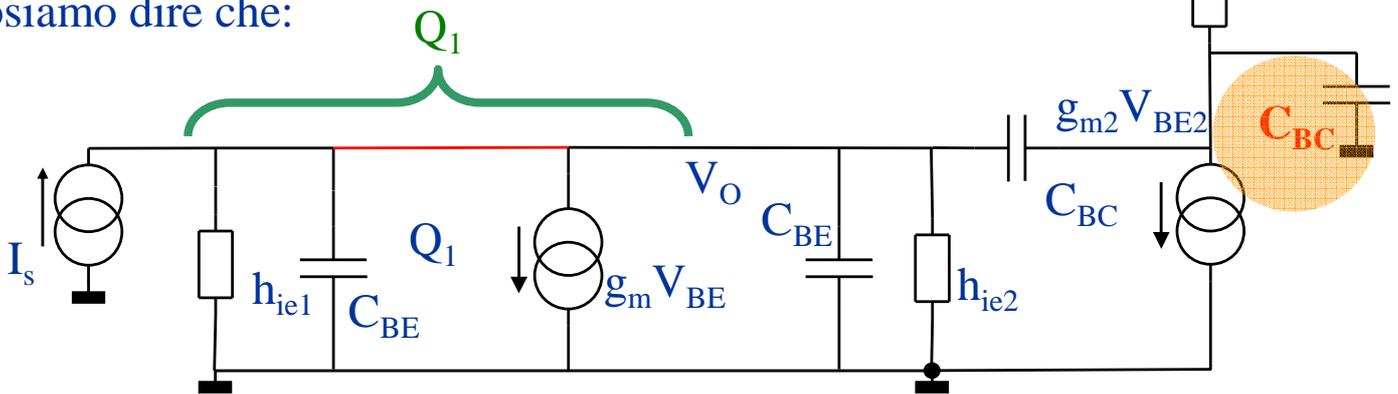
Lo specchio di corrente (XIII)

Parliamo ora dell'aspetto riguardante la frequenza dello specchio senza e con corrente di recupero di base:



Supponiamo che le aree dei 2 transistori siano uguali, $A_1=A_2$.

Posiamo dire che:

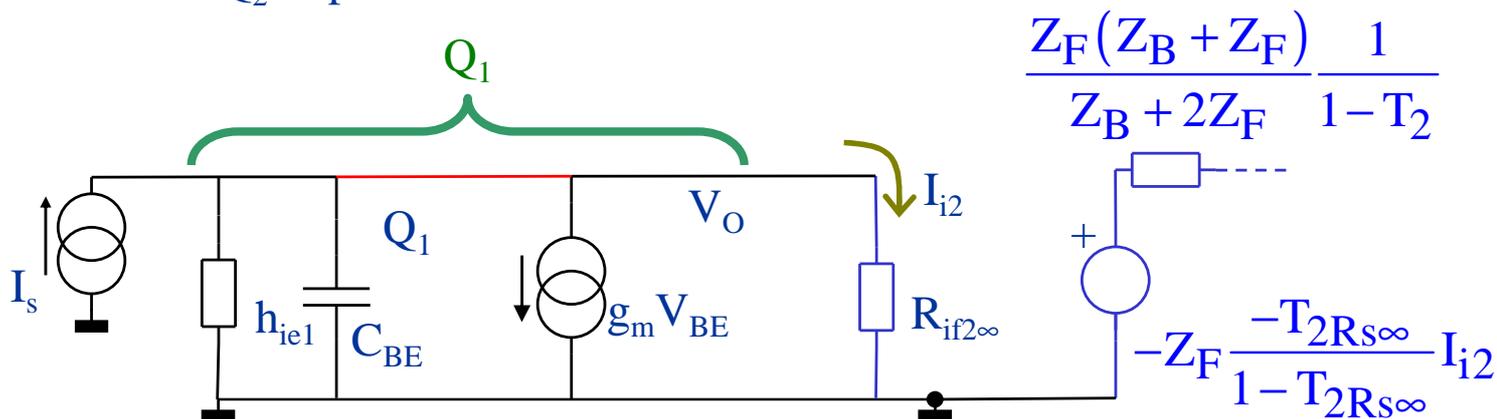


E perciò:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{R_{if2}} &= \frac{1}{R_{iff\infty}} = \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_F + R_o} \left(1 + \frac{g_m Z_B Z_F}{2Z_F + Z_B} \right) \\
 &= \frac{1}{R_o \approx Z_F} \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{2Z_F} \frac{2Z_F + Z_B + g_m Z_B Z_F}{2Z_F + Z_B} \\
 &= \frac{[2Z_F(2Z_F + Z_B)] + Z_B [2Z_F + Z_B + g_m Z_B Z_F]}{Z_B 2Z_F (2Z_F + Z_B)} \\
 &= \frac{(2Z_F + Z_B)^2 + g_m Z_B^2 Z_F}{Z_B 2Z_F (2Z_F + Z_B)} \approx \frac{4Z_F^2 + g_m Z_B^2 Z_F}{Z_B 4Z_F^2} \approx \frac{1}{Z_B} \Rightarrow R_{if2} \approx Z_B
 \end{aligned}$$

Lo specchio di corrente (XIV)

Il transistor Q_2 lo possiamo modellizzare così:



Partiamo dal guadagno di anello generico:

$$T = -g_m Z_B \frac{R_E Z_F + R'_s R_o + R_E (R'_s + R_o)}{(R'_s + R_E + Z_B) Z_F + R'_s R_o + (R_E + Z_B) (R'_s + R_o)}$$

E consideriamo che, per Q_1 , $Z_F=0$, $R_s=\infty$ ed $R_E=0$:

$$T_1 = -g_m Z_B \frac{R_{if2}}{R_{if2} + Z_B} \approx -g_m \frac{Z_B^2}{2Z_B} = -\frac{g_m Z_B}{2}$$

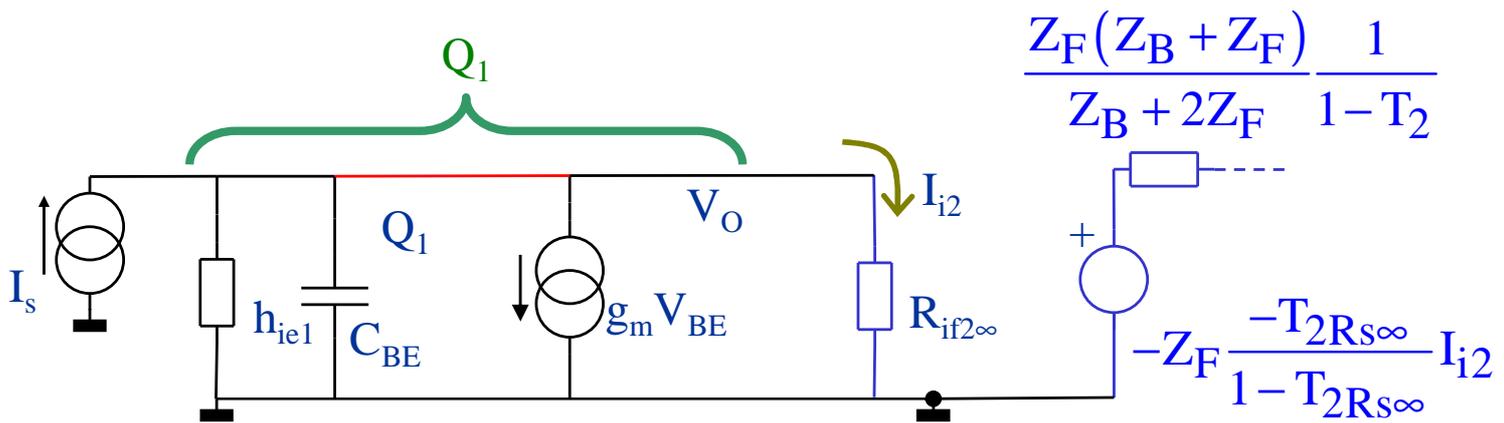
Nell'ipotesi che $g_m=\infty$ risulta $V_O=0$. Mentre nel passaggio diretto:

$$V_{O\infty} = \left[\frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_B} \right]^{-1} I_s = \frac{Z_B}{2} I_s$$

Di conseguenza:

$$V_O = \frac{Z_B}{2} \frac{1}{1-T_1} I_s = \frac{Z_B}{2} \frac{1}{1 + \frac{g_m Z_B}{2}} I_s = \frac{Z_B}{2 + g_m Z_B} I_s \approx \frac{Z_B}{2} I_s \text{ ad alta frequenza}$$

Lo specchio di corrente (XV)



D'altra parte:

$$R_{i1} \approx \frac{Z_B}{2}$$

E quindi:

$$\begin{aligned} R_{if1} &= \frac{Z_B}{2} \frac{1}{1 - T_1} = \frac{Z_B}{2} \frac{1}{1 + \frac{g_m Z_B}{2}} \\ &= \frac{Z_B}{2 + g_m Z_B} \approx \frac{Z_B}{2} = R_{of1} \end{aligned}$$

Vediamo cosa succede all'uscita di Q_2 . Per questo dobbiamo valutare il suo guadagno di anello. Per ora abbiamo valutato solo $T_{RS\infty}$. Siccome Q_2 è reazionato in corrente abbiamo che il suo T soddisfa:

$$T_2 = \frac{R_{of1\infty}}{R_{of1\infty} + R_{iQ2}} T_{2RS\infty}$$

Dove $R_{of1\infty}$ coincide con l'impedenza di uscita di Q_1 valutata con il suo carico di valore ∞ :

$$R_{of1\infty} = \frac{Z_B}{1 - T_1 R_{o1\infty}} = \frac{Z_B}{1 + g_m Z_B}$$

Lo specchio di corrente (XVI)

Vale anche che:

$$R_{i2} = \left(\frac{1}{Z_B} + \frac{1}{2Z_F} \right)^{-1} = \frac{Z_B 2Z_F}{2Z_F + Z_B}$$

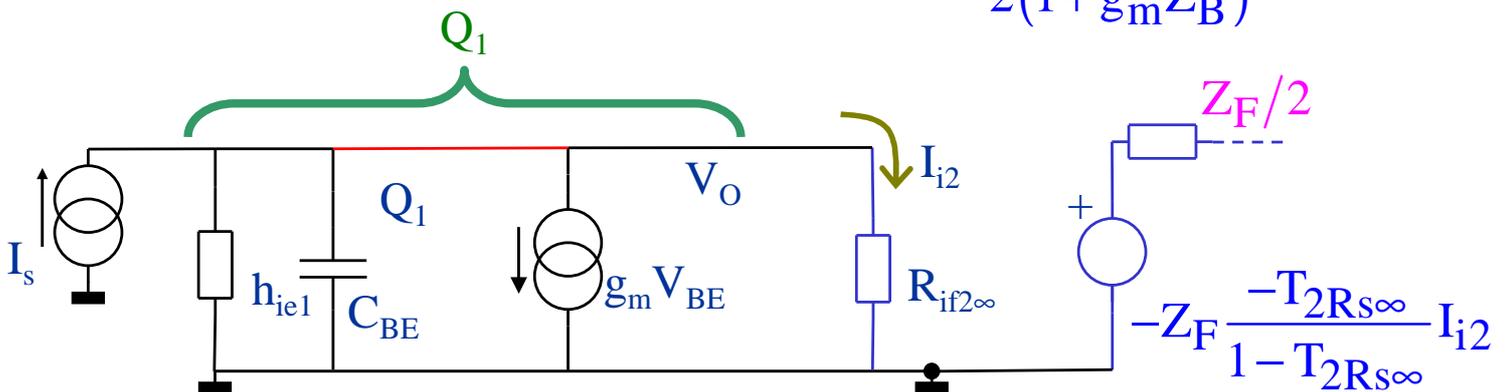
Quindi:

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{R_s}{R_s + R_{i2}R_{s\infty}} T_{2R_{s\infty}} = \frac{Z_B}{1 + g_m Z_B} \frac{1}{\frac{Z_B}{1 + g_m Z_B} + \frac{Z_B 2Z_F}{2Z_F + Z_B}} T_{2R_{s\infty}} \\ &= - \frac{2Z_F + Z_B}{2Z_F + Z_B + 2Z_F(1 + g_m Z_B)} \frac{g_m Z_B Z_F}{2Z_F + Z_B} \\ &= - \frac{g_m Z_B Z_F}{2Z_F + Z_B + 2Z_F(1 + g_m Z_B)} \approx - \frac{g_m Z_B}{2(1 + g_m Z_B)} \end{aligned}$$

T_2 risulta molto piccolo per via del fatto che l'impedenza di ingresso di Q_2 è piccola, condizione che annulla la reazione.

La conseguenza è che possiamo scrivere che:

$$R_{of} = \frac{Z_F(Z_B + Z_F)}{Z_B + 2Z_F} \frac{1}{1 - T_2} \approx \frac{Z_F(Z_B + Z_F)}{Z_B + 2Z_F} \frac{1}{1 + \frac{g_m Z_B}{2(1 + g_m Z_B)}} \approx \frac{Z_F}{2}$$



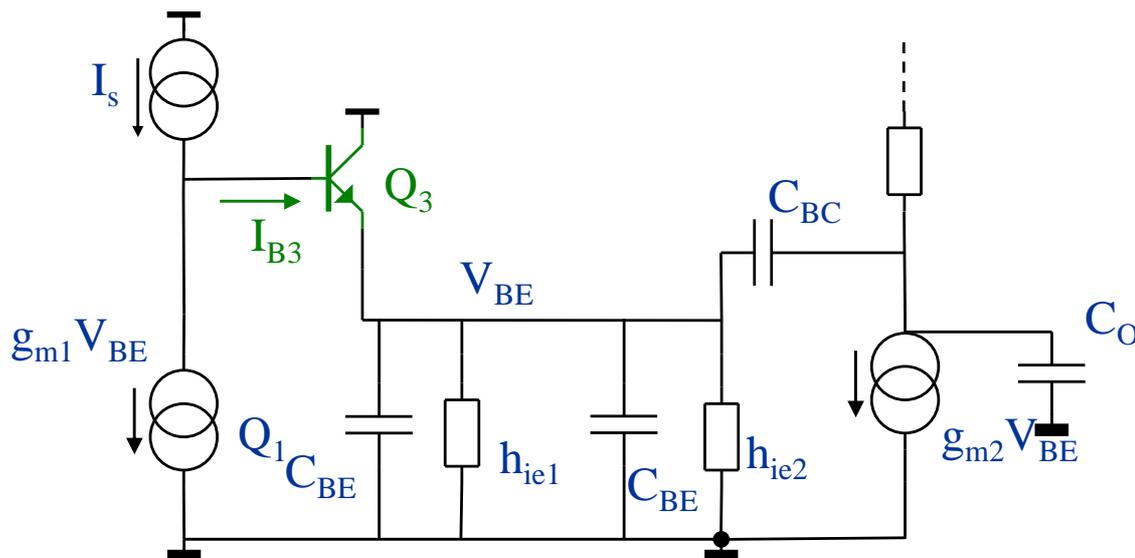
E l'equivalente di Norton all'uscita è:

$$\begin{aligned} I_o &= -Z_F \frac{-T_2 R_{s\infty}}{1 - T_2 R_{s\infty}} \frac{V_o}{R_{if2\infty}} \frac{2}{Z_F} \approx -Z_F \frac{g_m Z_B Z_F}{2Z_F + Z_B} \frac{I_s}{2 + g_m Z_B} \frac{2}{Z_F} \\ &\approx -Z_F \frac{g_m Z_B}{2} \frac{I_s}{2 + g_m Z_B} \frac{2}{Z_F} = \frac{g_m Z_B}{2 + g_m Z_B} I_s \end{aligned}$$

$I_s @ 0 \text{ Hz}$
 $0 @ \infty \text{ Hz}$

Lo specchio di corrente (XVII)

In frequenza vediamo anche lo specchio con recupero di I_B :



Innanzitutto osserviamo che l'impedenza di uscita di Q_3 può essere considerata adeguatamente bassa, per cui a maggior ragione l'impedenza di uscita di Q_2 risulta:

$$R_{of} \approx R_o = \frac{1}{s(C_{BC} + C_o)} \approx \frac{1}{s2C_{BC}}$$

Possiamo anche credere che risulterà:

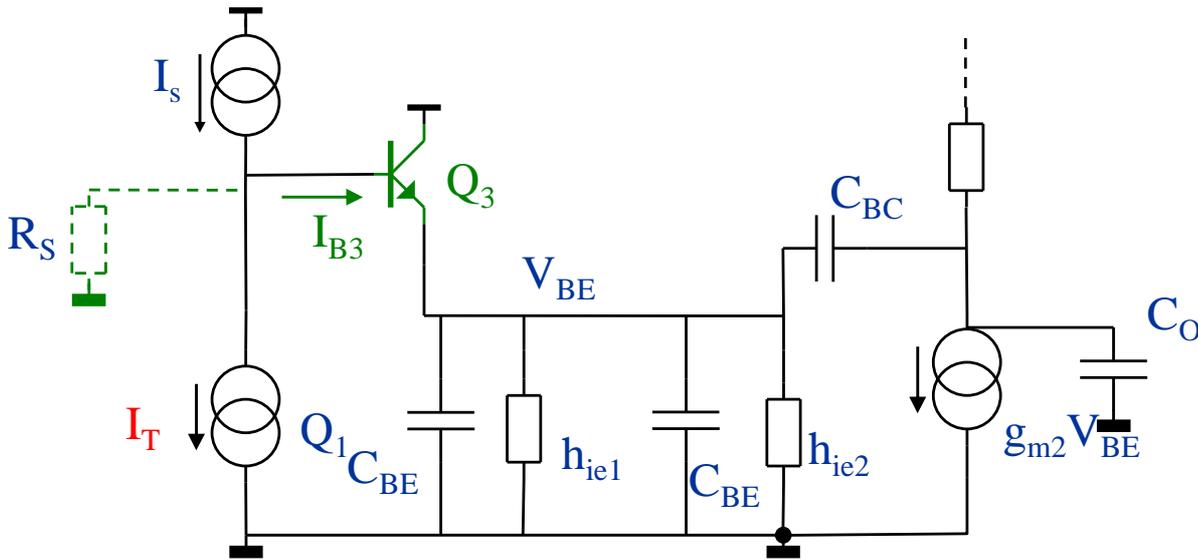
$$I_o \approx I_s$$

La struttura $Q_1 - Q_3$ forma un anello reazionato. Se per un attimo ammettiamo che $g_{m1}=0$ otteniamo che l'impedenza di ingresso ad anello aperto risulta:

$$\begin{aligned} R_{i3} = R_{if3} &= Z_B + R_E (1 + g_m Z_B) \Big|_{C_o \approx C_{BC}} = Z_B + (Z_B \parallel Z_{i3}) (1 + g_m Z_B) \\ &= Z_B + \left(\frac{1}{Z_B} + \frac{4Z_F + g_m Z_B^2}{4Z_B Z_F} \right)^{-1} (1 + g_m Z_B) \\ &= Z_B + \frac{4Z_B Z_F (1 + g_m Z_B)}{8Z_F + g_m Z_B^2} \approx Z_B + \frac{Z_B}{2} = \frac{3}{2} Z_B \end{aligned}$$

Lo specchio di corrente (XVIII)

Alla reazione $Q_1 - Q_3$ rompiamo l'anello in prossimità del generatore di corrente di Q_1 :



Per valutare il guadagno di anello e sfruttare la formula già ottenuta a suo tempo conviene supporre presente una resistenza R_s da fare tendere all' ∞ :

$$\begin{aligned}
 V_{EQ3} = V_{BE} &= -\frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E} \frac{s C_{BE} / g_m + 1}{s C_{BE} \frac{R_s + R_E}{1 + g_m R_E} + 1} R_s I_T \\
 \xrightarrow{R_s = \infty} & -R_E (1 + g_m Z_B) I_T = -\frac{4 Z_B Z_F (1 + g_m Z_B)}{8 Z_F + g_m Z_B^2} I_T \\
 &= -\frac{4 / s C_{BE} 1 / s C_{BC} (1 + g_m / s C_{BE})}{8 / s C_{BC} + g_m / (s C_{BE})^2} I_T \\
 &= -\frac{4}{s C_{BC}} \frac{(s C_{BE} / g_m + 1)}{s C_{BE} / g_m (8 C_{BE} / C_{BC}) + 1} I_T \approx \frac{g_m}{2 (s C_{BE})^2} (s C_{BE} / g_m + 1)
 \end{aligned}$$

Quindi:

$$T = -\frac{1}{2} \left(\frac{g_m}{s C_{BE}} \right)^2 (s C_{BE} / g_m + 1) = -\left(\frac{g_m Z_B}{2} \right) (1 + g_m Z_B)$$

$$R_{if} = \frac{R_{i3}}{1 - T} = \frac{(3/2) Z_B}{1 + \left(\frac{g_m Z_B}{2} \right) (1 + g_m Z_B)} \approx \frac{3}{2 s C_{BE}}$$

Lo specchio di corrente (XIX)

Consideriamo ora il caso in cui l'impedenza di carico di Q_3 sia molto piccola, al limite per cui si possa pensare che $R_E \sim Z_B/2$:

$$\begin{aligned}
 T &= -\frac{g_m^2 R_E}{1 + g_m R_E} \frac{s C_{BE} / g_m + 1}{s C_{BE} \frac{R_s + R_E}{1 + g_m R_E} + 1} R_s \\
 &= -R_E (1 + g_m Z_B) \\
 &_{R_s = \infty} \\
 &= -\frac{g_m Z_B}{2} (1 + g_m Z_B) = -\frac{g_m^2}{2 s^2 C_{BE}^2} (s C_{BE} / g_m + 1) \\
 &_{R_E \approx Z_B/2}
 \end{aligned}$$

Per rendere meno critico il comportamento in frequenza conviene allora porre all'ingresso una capacità multipla di Z_B , αZ_B con $\alpha < 1$:

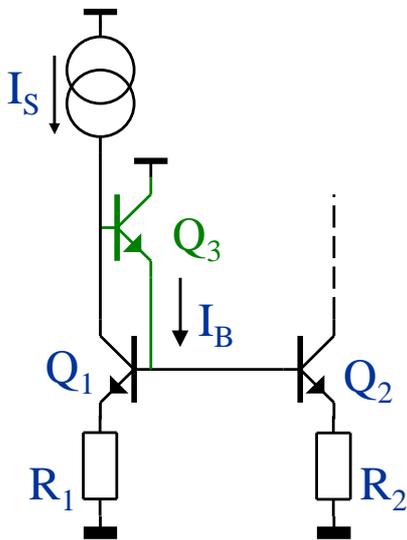
$$\begin{aligned}
 T &= -\frac{g_m^2 R_E}{1 + g_m R_E} \frac{s C_{BE} / g_m + 1}{s C_{BE} \frac{R_s + R_E}{1 + g_m R_E} + 1} R_s \\
 &_{R_E = Z_B/2} = -\frac{g_m^2 Z_B/2}{1 + g_m Z_B/2} \frac{1 / (Z_B g_m) + 1}{\frac{1}{Z_B} \frac{R_s + Z_B/2}{1 + g_m Z_B/2} + 1} R_s \\
 &_{R_s = \alpha Z_B} = -\frac{g_m}{2 + g_m Z_B} \frac{Z_B g_m + 1}{\frac{2\alpha + 1}{2 + g_m Z_B} + 1} \alpha Z_B \\
 &= -\frac{\alpha g_m Z_B (Z_B g_m + 1)}{2\alpha + 3 + g_m Z_B} = \\
 &= -\frac{\alpha g_m}{s C_{BE}} \frac{1 + s C_{BE} / g_m}{s C_{BE} / g_m (2\alpha + 3) + 1}
 \end{aligned}$$

Abbiamo quindi ottenuto che la pendenza è solo di 20 dB/dec invece di 40 dB/dec, guadagnandoci in stabilità. Morale: uno specchio di corrente con recupero della corrente di base è bene che abbia sempre una capacità di filtro all'ingresso.

Lo specchio di corrente (XX)

Esistono diverse varianti alle 2 semplici soluzioni impiegate. Le varianti essendo dedicate alla minimizzazione della corrente di B ed alla massimizzazione della impedenza di uscita.

Una terza soluzione è lo specchio degenere:



In questo caso l'errore dovuto alla possibile non perfetta equivalenza dei 2 transistori dello specchio è compensata dalla caduta ai capi dei 2 resistori R_1 ed R_2 (si supponga che le aree siano uguali):

$$I_{C1}R_1 + V_{BE1} = I_{C2}R_2 + V_{BE2}$$

$$I_{C2}R_2 = I_{C1}R_1 + V_{BE1} - V_{BE2}$$

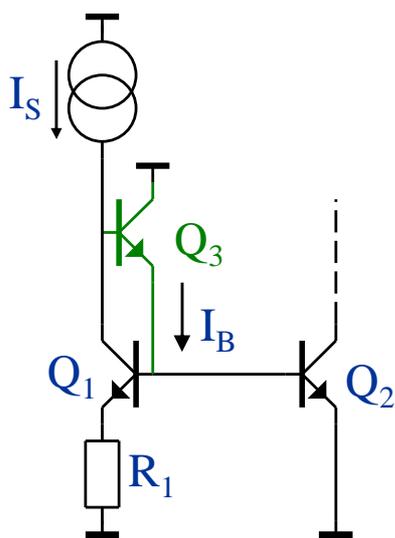
$$I_{C2} = \frac{R_1}{R_2} I_{C1} + \frac{V_T}{R_2} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right)$$

Se la corrente V_T/R_2 è minore di I_{C2} si riesce ad approssimare il rapporto tra le 2 correnti in modo lineare.

Viceversa, nel caso I_{C2} sia minore di V_T/R_2 la presenza del logaritmo forza le 2 correnti ad essere simili.

Questo è un buon modo per realizzare uno stadio di guadagno che in assenza di segnale mostri le correnti di polarizzazione di ingresso ed uscita simili, ad alti valori di corrente si ha un guadagno.

Ancora più estrema è la situazione in cui R_2 è nulla:



$$V_{BE2} - V_{BE1} = I_S R_1$$

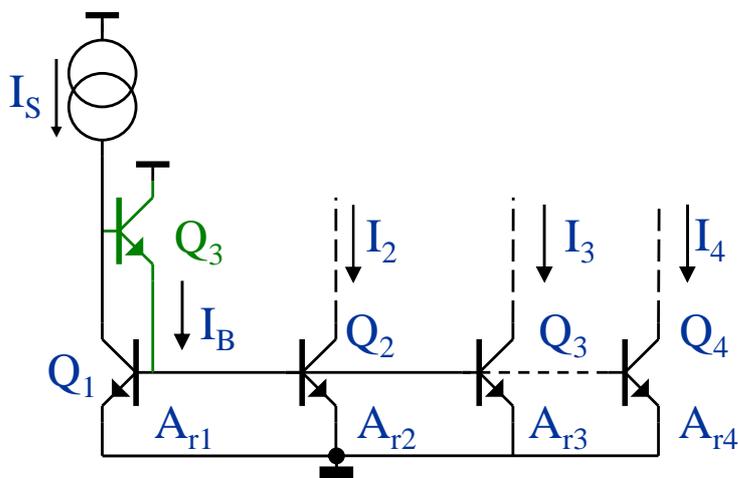
$$I_S R_1 = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_S} \right)$$

Ovvero:

$$I_{C2} = I_S \exp \left(\frac{I_S R_1}{V_T} \right)$$

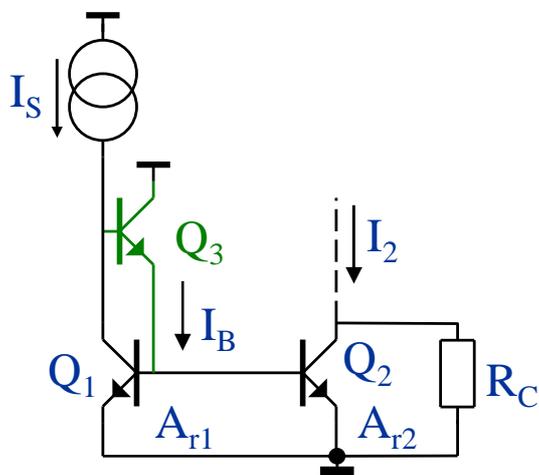
Lo specchio di corrente (XXI)

Lo specchio di corrente è utilizzato anche per formare generatori di corrente a multipla uscita. Un esempio è questo:



In questo modo tutti i rami che necessitano di una polarizzazione “dal basso” ricevono una corrente che è in proporzione ad una corrente di riferimento, spesso generata stabile in temperatura. Nel caso più semplice I_S è generato da una resistenza.

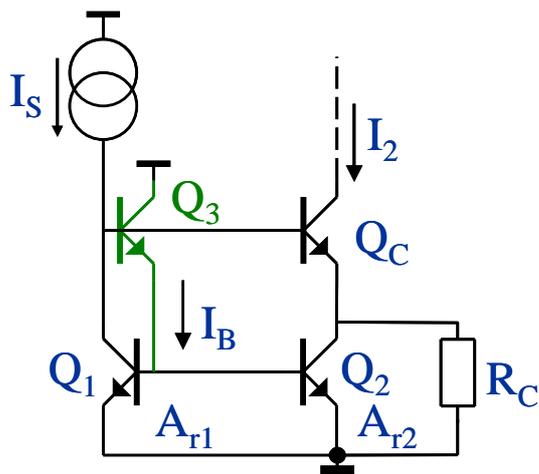
Se la corrente deve polarizzare per esempio uno stadio differenziale serve che la sua impedenza di uscita sia la più grande possibile. Per compiere queste valutazioni non si può più trascurare l'impedenza compresa tra E e C.



La soluzione più semplice consente di minimizzare la ddp minima ai capi del transistore di uscita Q_2 : $V_{CB}=0$ V, ovvero $V_{CE}=0.7$ V. Questa soluzione offre però un'impedenza che è esattamente uguale ad R_C perché infatti Q_2 non risulta essere reazionato.

Se R_C non fosse adeguatamente elevata è possibile aumentare l'impedenza di uscita inserendo la reazione. Ovviamente lo scotto che si paga è che aumenterà la ddp necessaria al sostentamento del generatore.

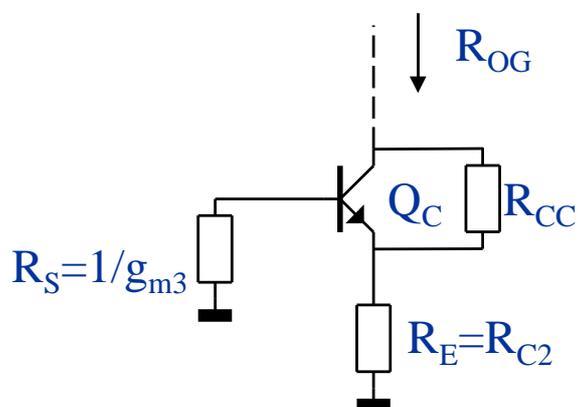
Lo specchio di corrente (XXII)



$Q_2 - Q_C$ formano quello che si dice un bootstrap.

Sostanzialmente Q_C si trova ad avere come R_E la R_C di Q_2 .

Tenuto conto che l'impedenza di ingresso di Q_3 , reazionato con Q_1 , abbiamo visto essere piccola, pari a $1/g_{m3}$, il modello è:



Considerando che:

$$R_P = \frac{R_{C2} h_{ieC}}{R_{C2} + h_{ieC}} \approx h_{ieC}$$

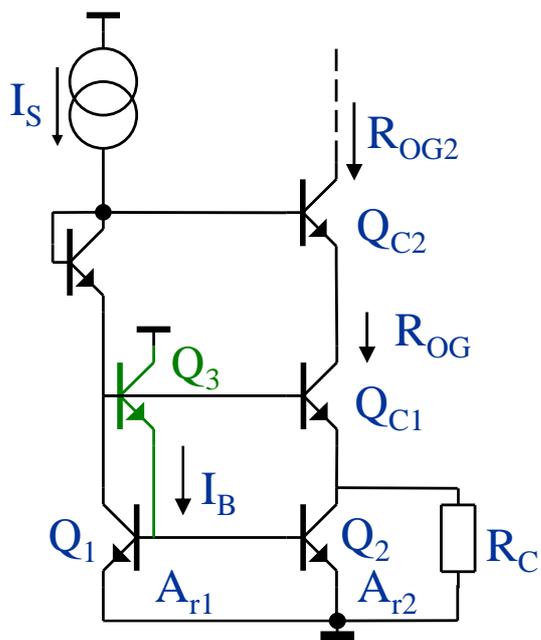
Otteniamo che:

$$R_{OG} = (R_P + R_{CC}) \left[1 + g'_m (R_P \parallel R_{CC}) \right] \\ \approx (h_{ieC} + R_{CC}) (1 + g_m h_{ieC}) = R_{CC} (1 + g_m h_{ieC}) = R_{CC} (1 + h_{FEc})$$

Abbiamo ottenuto che l'impedenza di uscita R_C è aumentata del fattore h_{FE} .

Ora però la ddp minima che possiamo avere in uscita si ottiene quando $V_{CBc} = 0$ V. Ma ora abbiamo che $V_{Ec} = 0.7$ V, per cui $V_{CCmin} = 1.4$ V!

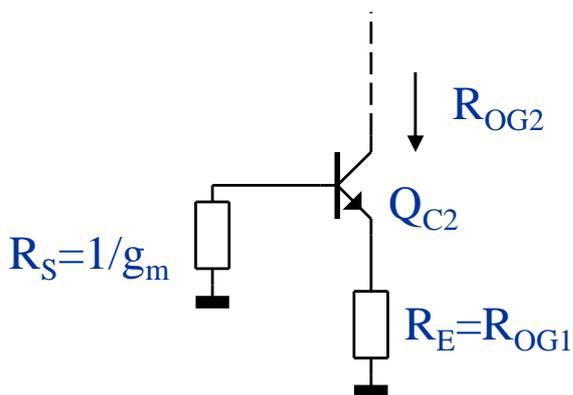
Lo specchio di corrente (XXIII)



Curiosità.

Supponiamo di aumentare di un'unità il bootstrap.

Avremo che per Qc2 varrà il modello:



Ma ancora:

$$R_{Pc2} = \frac{R_{OG1} h_{iec2}}{R_{OG1} + h_{iec2}} \approx h_{iec2}$$

E quindi:

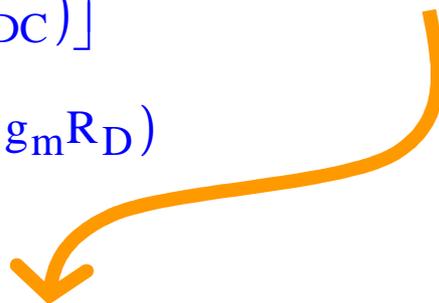
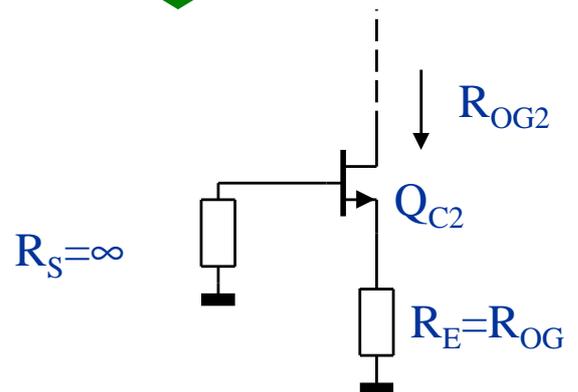
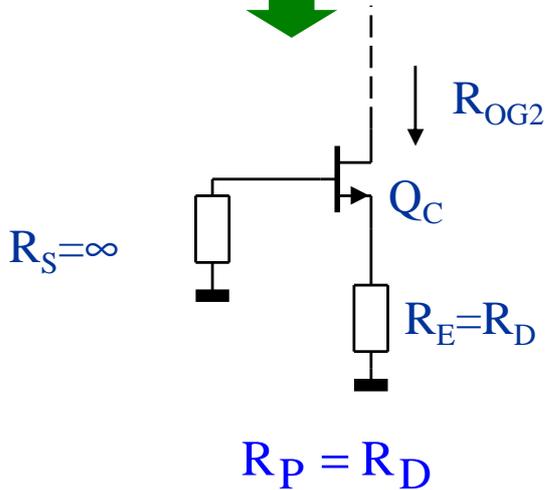
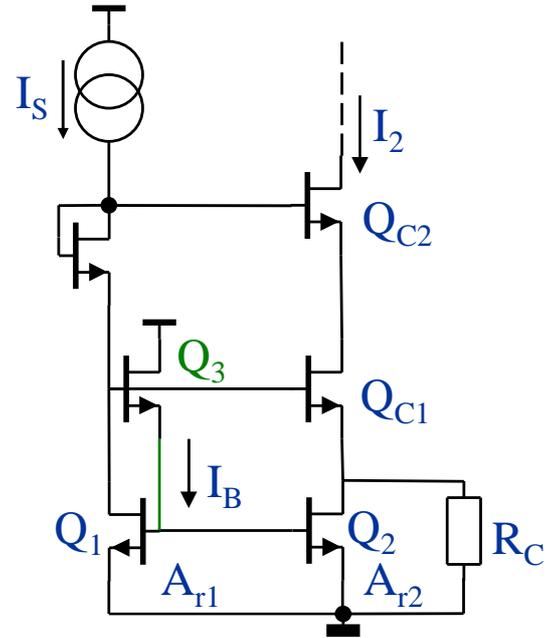
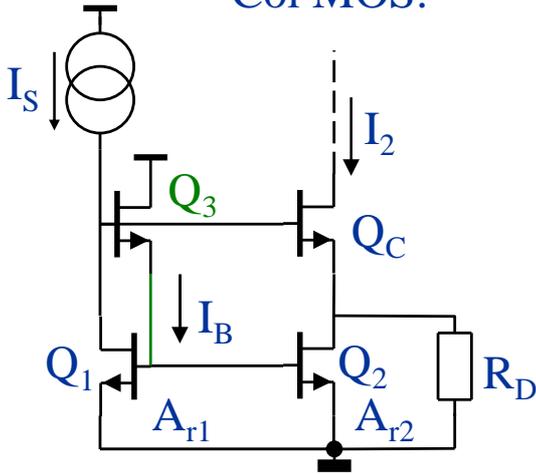
$$R_{OG2} = (R_P + R_{CC}) \left[1 + g'_m (R_P \parallel R_{CC}) \right] \\ \approx (h_{iec2} + R_{CC2}) (1 + g_m h_{iec2}) = R_{CC2} (1 + g_m h_{iec2}) = R_{CC2} (1 + h_{FEc2})$$

Vale a dire che c'è un limite superiore nella impedenza di uscita che si può ottenere con un transistor bipolare. La limitazione essendo data dalla presenza di h_{ie} .

Questa limitazione non è presente con i JFET/CMOS.

Lo specchio di corrente (XXIV)

Coi MOS:



$$R_{OG} = (R_D + R_{DC}) [1 + g_m (R_D \parallel R_{DC})]$$

$$\approx 2R_D \left(1 + g_m \frac{R_D}{2} \right) = R_D (2 + g_m R_D)$$

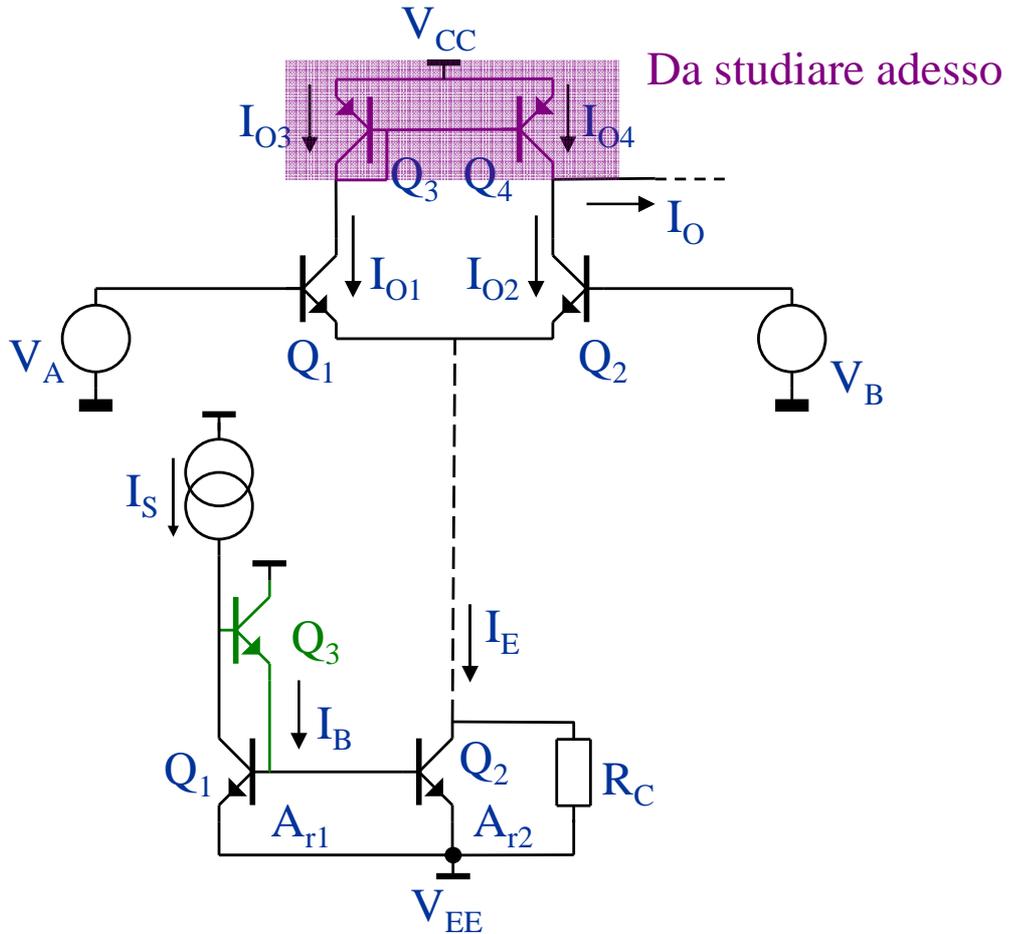
$$R_{OG} = (R_{OG} + R_{DC2}) [1 + g_m (R_{OG} \parallel R_{DC2})]$$

$$\approx (R_D (2 + g_m R_D) + R_D) [1 + g_m (R_D (2 + g_m R_D) \parallel R_D)]$$

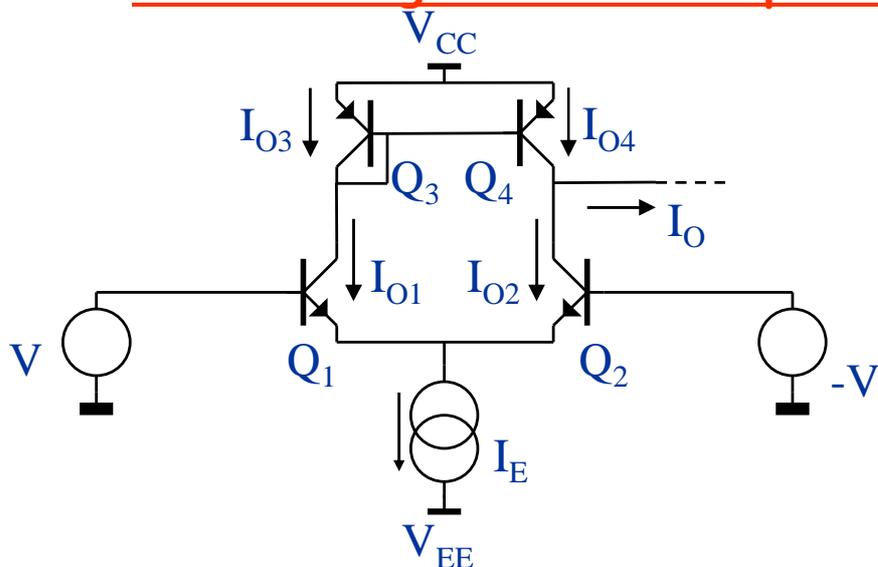
$$\approx (3 + g_m R_D) R_D [1 + g_m R_D] \approx (g_m R_D)^2 R_D$$

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (I)

Il nostro possibile stadio di ingresso differenziale si può trasformare quindi così:



Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (II)



L'aggiunta dei transistori Q_3 e Q_4 consente di raddoppiare il guadagno ed abbassare la caduta di potenziale altrimenti necessaria su delle grosse resistenze di carico R_L .

Sappiamo che $I_{O1} = g_{m1} V$ e $I_{O2} = -g_{m2} V$.

La corrente di base di Q_3 è trascurabile. Pertanto avremo che $I_{O3} \approx I_{O1}$. Di fatto la connessione tra base ed emettitore di Q_3 serve per potere polarizzare la base di Q_3 e Q_4 .

Ora abbiamo anche che $V_{BE3} = V_{BE4}$. Di conseguenza sarà: $I_{O3} \approx I_{O4}$, se l'area di Q_3 è uguale a quella di Q_4 .

Il bilancio delle correnti al nodo di collettore di Q_4 risulta essere:

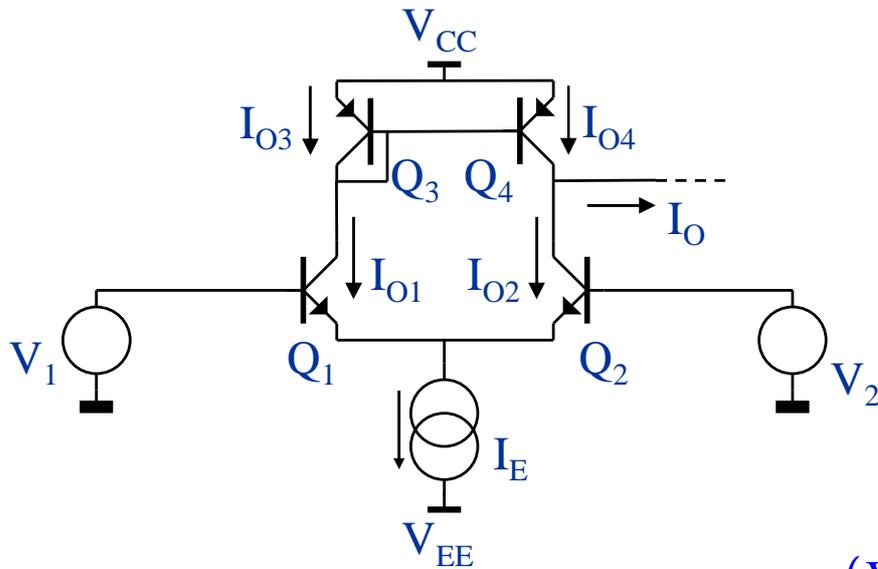
$$\begin{aligned}
 I_{O4} &= I_O + I_{O2} \\
 I_O &= I_{O4} - I_{O2} \\
 &= I_{O1} - I_{O2} \\
 &= g_{m1} V - (-g_{m2} V) \\
 &= (g_{m1} + g_{m2}) V \approx 2g_{m1} V
 \end{aligned}$$

La corrente di uscita differenziale è doppia rispetto al caso precedente.

Non solo. Nel caso che i 2 segnali di ingresso fossero uguali avremmo che: $I_{O1} = V/(2R_E)$ e $I_{O2} = V/(2R_E)$, da cui I_O risulta:

$$I_O = \frac{V}{2R_E} - \frac{V}{2R_E} = 0$$

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale B (III)

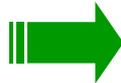


L'efficacia della configurazione differenziale con lo specchio di corrente è ancora più evidente quando le 2 sorgenti di ingresso sono generiche.

$$I_{O1} = g_m (V_1 - V_E)$$

$$I_{O2} = g_m (V_2 - V_E)$$

$$I_{O1} + I_{O2} = \frac{V_E}{R_E}$$



$$g_m (V_1 - V_E + V_2 - V_E) = \frac{V_E}{R_E}$$

$$g_m (V_1 + V_2) = \frac{1 + 2g_m R_E}{R_E} V_E$$

$$V_E = \frac{g_m R_E}{1 + 2g_m R_E} (V_1 + V_2)$$

$$I_{O1} = g_m (V_1 - V_E)$$

$$= g_m \left(\frac{(1 + 2g_m R_E - g_m R_E) V_1 - g_m R_E V_2}{1 + 2g_m R_E} \right)$$

$$= g_m \left(\frac{V_1 + g_m R_E (V_1 - V_2)}{1 + 2g_m R_E} \right)$$

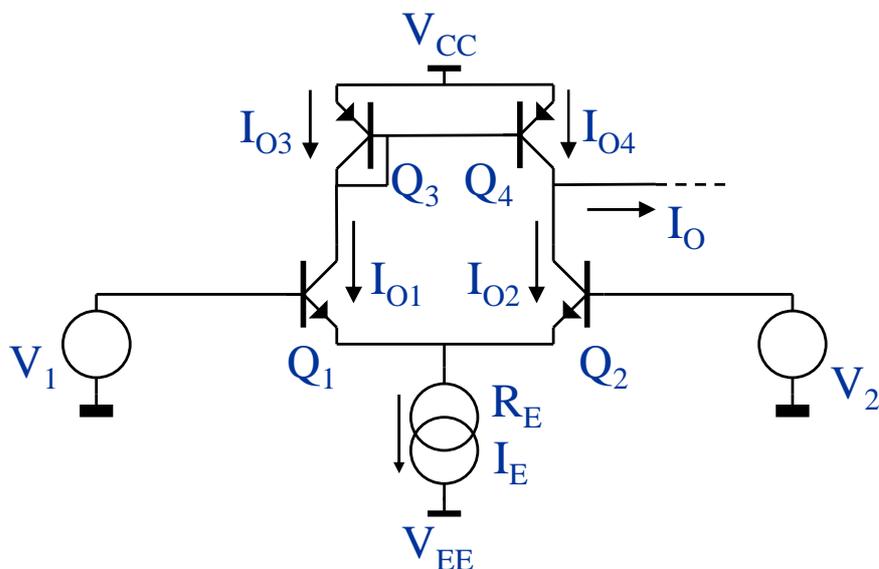
$$I_{O2} = g_m (V_2 - V_E)$$

$$= g_m \left(\frac{(1 + 2g_m R_E - g_m R_E) V_2 - g_m R_E V_1}{1 + 2g_m R_E} \right)$$

$$= g_m \left(\frac{V_2 + g_m R_E (V_2 - V_1)}{1 + 2g_m R_E} \right)$$

Osserviamo che sia I_{O1} che I_{O2} hanno una componente che dipende dal valore di V_1 e V_2 , quindi dipendente dal modo comune.

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale B (IV)



Ora abbiamo che:

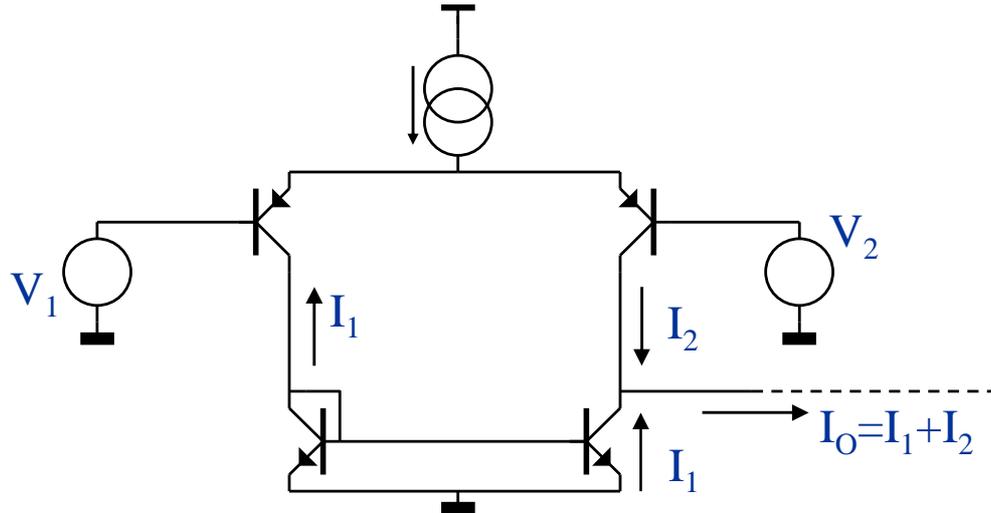
In definitiva:

$$\begin{aligned}
 I_O &= I_{O1} - I_{O2} \\
 &= \frac{g_m}{1 + 2g_m R_E} \left[V_1 + g_m R_E (V_1 - V_2) - V_2 - g_m R_E (V_2 - V_1) \right] \\
 &= \frac{g_m}{1 + 2g_m R_E} \left[(V_1 - V_2) + 2g_m R_E (V_1 - V_2) \right] \\
 &= \frac{g_m}{1 + 2g_m R_E} [1 + 2g_m R_E] (V_1 - V_2) \\
 &= g_m (V_1 - V_2)
 \end{aligned}$$

Ovviamente tutte le possibili asimmetrie conducono a dovere avere una dipendenza da R_E del segnale di uscita di modo comune. Pertanto è bene fare in modo che R_E sia comunque la più grande possibile, un generatore di corrente.

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale B (V)

Generalmente lo stadio differenziale è a canale p e lo specchio a canale n:



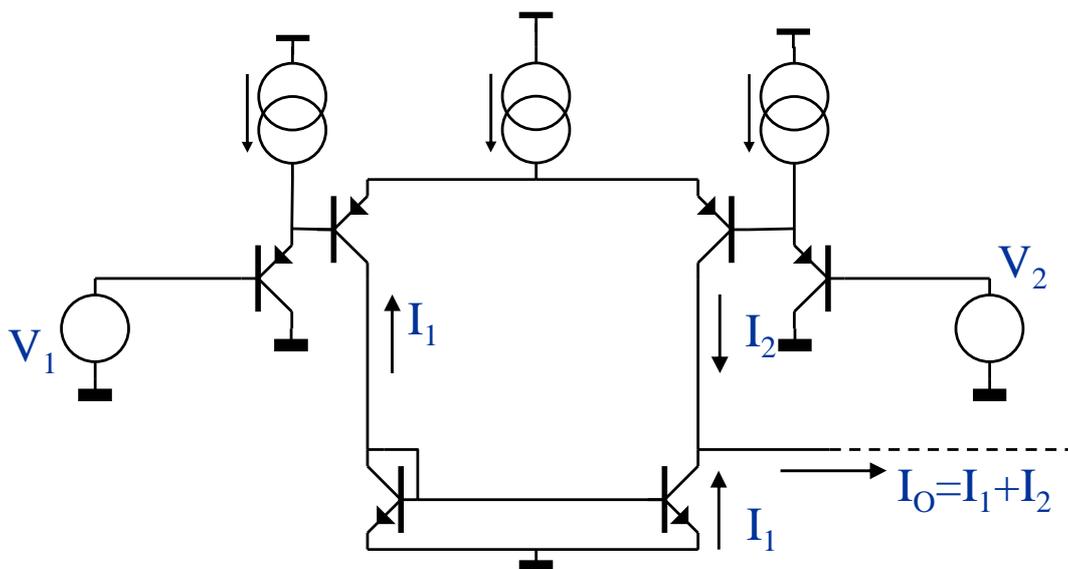
Questa soluzione ha dei vantaggi:

Consente di utilizzare lo stadio successivo di guadagno a canale n.

Soluzione utile perché i transistori a canale n sono sempre più veloci di quelli a canale p, per via della nota maggiore velocità degli elettroni nei rispetti delle lacune.

Gli ingressi sono “quasi” compatibili a massa (nel caso si usi una singola alimentazione). Quando gli ingressi sono a 0 V, il collettore dei pnp è a circa V_{BE} , al pari dell'E. Questo è verificato se lo stadio successivo ha l'ingresso a V_{BE} .

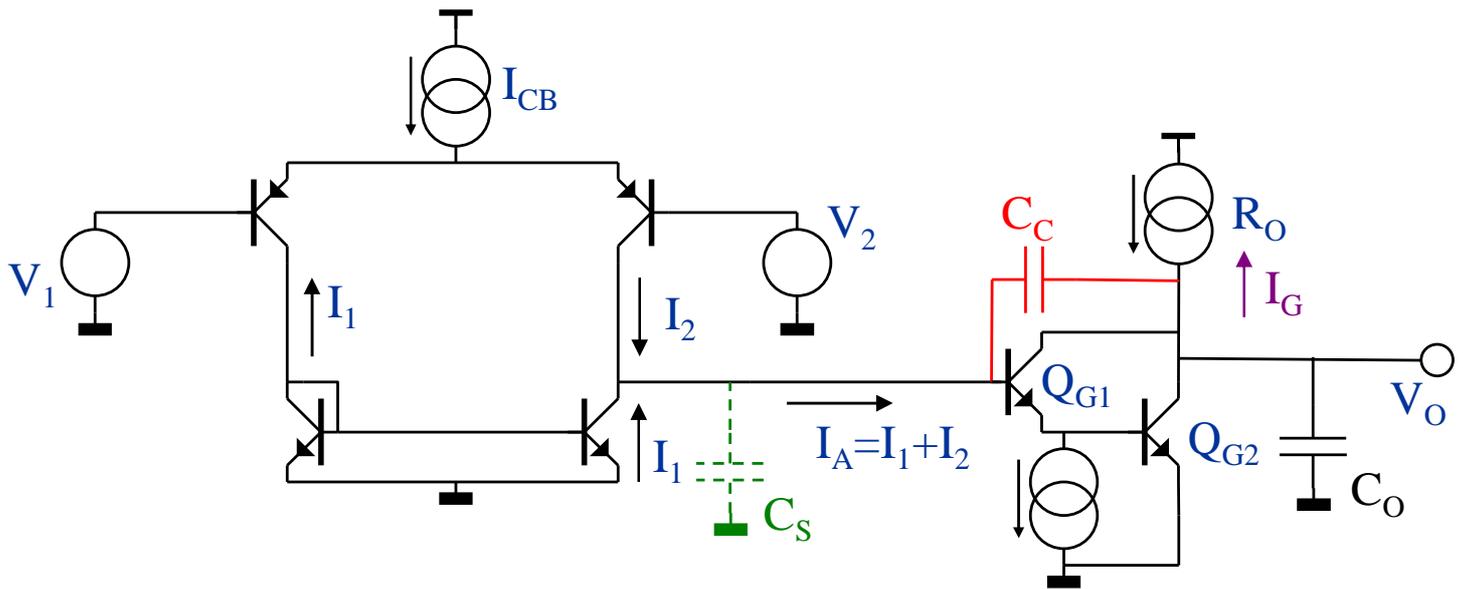
La compatibilità completa verso 0 V la si ha con l'ingresso a Darlington:



Come si può notare ora con gli ingressi a 0 V i C di Q_1 e Q_2 sono a V_{BE} , come la loro B, per cui operano a $V_{CB}=0$, lontani dalla saturazione.

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (I)

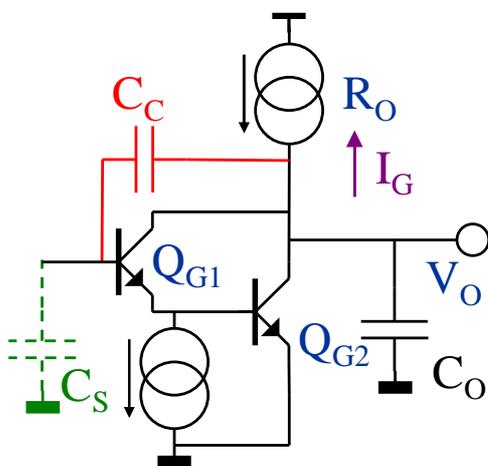
Negli AO a doppio stadio il secondo stadio di guadagno è realizzato in genere con una coppia di transistori in configurazione ad E comune.



I soggetti in gioco oltre ai 2 transistori sono la capacità di compensazione C_C e l'impedenza di uscita dello stadio di ingresso, C_S .

In DC si può ritenere che l'impedenza di ingresso di $Q_{G1} - Q_{G2}$ sia la più piccola rispetto all'impedenza di uscita della struttura differenziale, per cui, come abbiamo già dimostrato, la corrente di uscita dalla struttura $Q_{G1} - Q_{G2}$ è:

$$I_G \approx -h_{FE}^2 I_A = -h_{FE}^2 \frac{g_{md}}{2} (V_1 - V_2), \quad g_{md} = \frac{I_{CB}}{V_T}$$



Il modello viene di facile interpretazione se si può trascurare l'effetto della capacità C_{BC} di Q_{G2} , perché infatti in questo caso l'impedenza di ingresso di Q_{G2} non viene a dipendere dal carico.

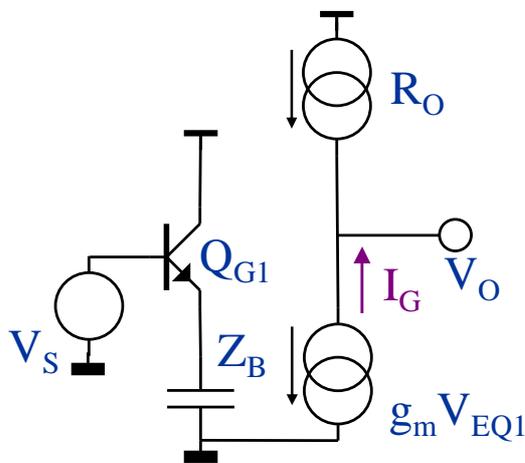
Secondo stadio di un amplificatore operazionale (II)

L'impedenza di ingresso di Q_1 , se è considerato $R_S=0$, diviene:

$$R_{if1} = Z_B + (1 + g_m Z_B) R_E \quad \underset{R_E=Z_B}{=} \quad (2 + g_m Z_B) Z_B$$

$$= \frac{1}{s^2 C_{BE}^2} (s^2 C_{BE} + g_m)$$

E' importante osservare che l'impedenza di ingresso di Q_{G1} è inversamente proporzionale al quadrato della frequenza, sino a frequenze elevate.



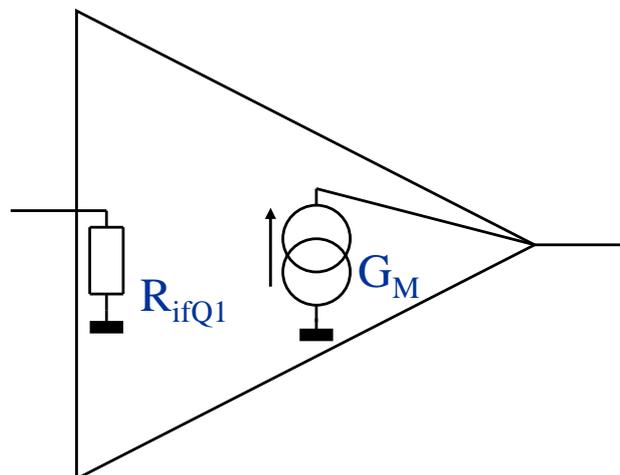
Ricordiamo inoltre che per $R_S=0$ vale:

$$V_E = \frac{(1 + g_m Z_B) R_E}{Z_B + (1 + g_m Z_B) R_E} V_S \quad \underset{R_E=Z_B}{=} \quad \frac{(1 + g_m Z_B)}{(2 + g_m Z_B)} V_S$$

Abbiamo che:

$$I_G = -g_m \frac{(1 + g_m Z_B)}{(2 + g_m Z_B)} V_S \quad \Rightarrow \quad G_M = -g_m \frac{(1 + g_m Z_B)}{(2 + g_m Z_B)}$$

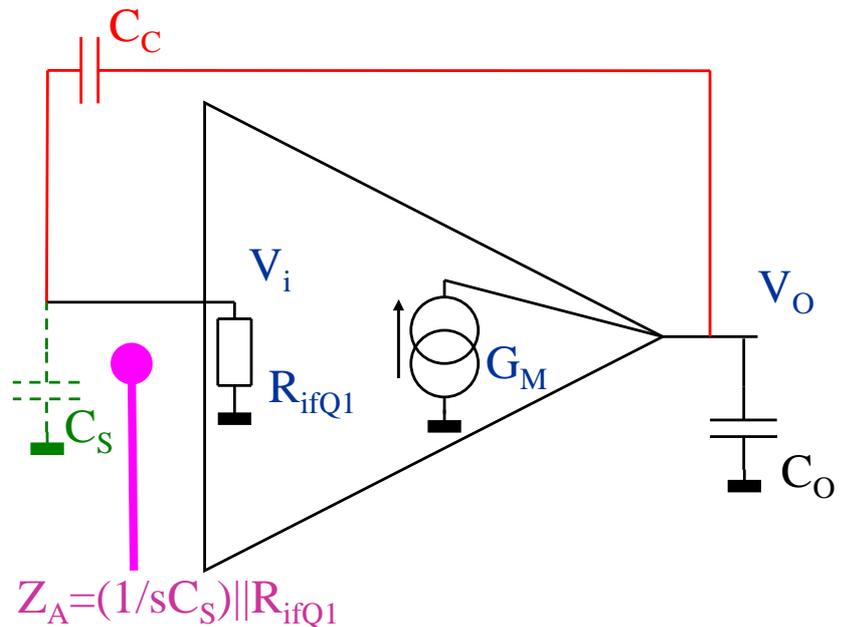
Quindi il modello è:



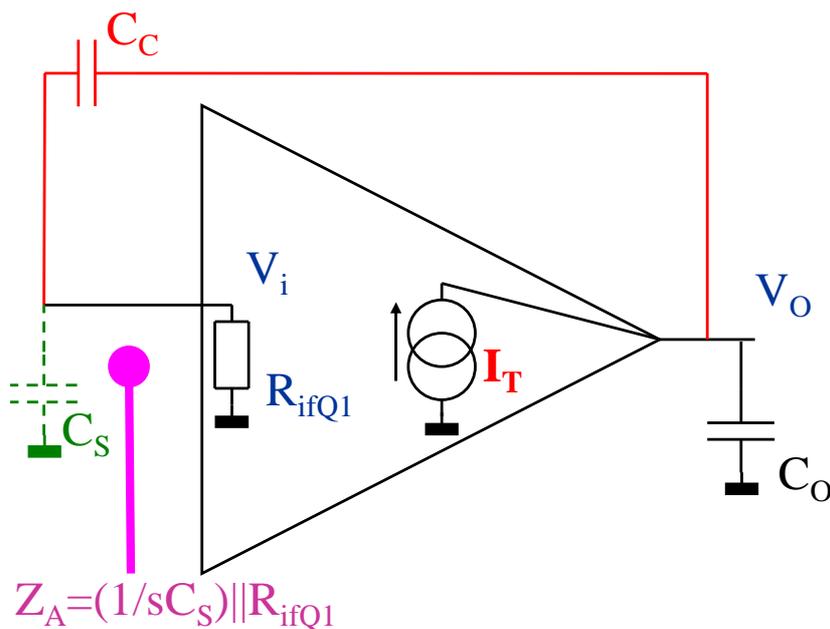
Secondo stadio di un amplificatore operazionale (III)

A questo punto possiamo prendere in considerazione anche gli elementi che stanno intorno:

La capacità C_C è la vera e propria capacità di compensazione che sfrutteremo nell'AO. La capacità C_S rappresenta la capacità di uscita dello stadio di ingresso differenziale mentre C_O sarà la capacità di ingresso dello stadio successivo, se ad alta impedenza.



Mentre C_S è spesso trascurabile, quando C_O rappresenta l'impedenza di ingresso di uno stadio di uscita può avere valori apprezzabili, piccoli ma con possibili effetti.



$$\begin{aligned}
 I_T &= V_o s C_O + V_o \left(\frac{1}{s C_C} + Z_A \right)^{-1} \\
 &= \left(s C_O + \frac{s C_C}{1 + s C_C Z_A} \right) V_o \\
 &= s \left(\frac{C_O (1 + s C_C Z_A) + C_C}{1 + s C_C Z_A} \right) V_o
 \end{aligned}$$

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (IV)

Da cui:

$$V_o = \frac{1}{s C_o (1 + s C_c Z_A) + C_c} I_T$$

Ma:

$$\begin{aligned} V_i &= \frac{Z_A}{Z_A + \frac{1}{s C_c}} V_o = \frac{1}{s C_o (1 + s C_c Z_A) + C_c} \frac{Z_A}{Z_A + \frac{1}{s C_c}} I_T \\ &= \frac{C_c Z_A}{C_o (1 + s C_c Z_A) + C_c} I_T \end{aligned}$$

E quindi:

$$\begin{aligned} T &= G_M \frac{C_c Z_A}{C_o (1 + s C_c Z_A) + C_c} \\ &\underset{C_s \approx 0}{\approx} G_M \frac{C_c R_{if1}}{C_o (1 + s C_c R_{if1}) + C_c} = G_M \frac{Z_o R_{if1}}{Z_c + R_{if1} + Z_o} \\ &= -g_m \frac{1 + g_m Z_B}{2 + g_m Z_B} \frac{Z_o (2 + g_m Z_B) Z_B}{(2 + g_m Z_B) Z_B + Z_o + Z_c} \\ &= -g_m \frac{Z_o Z_B (1 + g_m Z_B)}{(2 + g_m Z_B) Z_B + Z_o + Z_c} \\ &= -g_m \frac{1}{s C_o} \frac{1}{s^2 C_{BE}^2} \frac{(s C_{BE} + g_m)}{(s C_{BE} + g_m) \frac{1}{s^2 C_{BE}^2} + \frac{1}{s C_o} + \frac{1}{s C_c}} \\ &= -g_m \frac{1}{s} \frac{(s C_{BE} + g_m) C_c}{(s C_{BE} + g_m) C_o C_c + s C_c C_{BE}^2 + s C_o C_{BE}^2} \\ &= -\frac{1}{s C_o} \frac{(s C_{BE} + g_m)}{\frac{s}{g_m} \left[C_{BE} \left(2 + C_{BE} \left(\frac{C_o + C_c}{C_o C_c} \right) \right) \right] + 1} \xrightarrow{C_o \rightarrow 0} -\frac{g_m}{s^2 C_{BE}^2} (s C_{BE} + g_m) \end{aligned}$$

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (V)

Quando C_o è trascurabile abbiamo un comportamento critico di T, che è asintotico a s^2 :

$$T \approx -\frac{1}{sC_o} \frac{(sC_{BE} + g_m)}{s \left[\frac{C_{BE}}{g_m} \left(2 + \frac{C_{BE}}{C_o} \right) \right] + 1} \xrightarrow{C_o \rightarrow 0} -\frac{g_m}{s^2 C_{BE}^2} (sC_{BE} + g_m)$$

Da cui:

$$\begin{aligned} V_o &= -\frac{1}{sC_c} \frac{g_m R_{ifQ1}}{1 + g_m R_{ifQ1}} I_s = -\frac{1}{sC_c} \frac{g_m R_{ifQ1}}{1 + g_m R_{ifQ1}} I_s \\ &= -\frac{1}{sC_c} \frac{\frac{g_m^2}{s^2 C_{BE}^2} \left(\frac{sC_{BE}}{g_m} + 1 \right)}{1 + \frac{g_m^2}{s^2 C_{BE}^2} \left(\frac{sC_{BE}}{g_m} + 1 \right)} = -\frac{1}{sC_c} \frac{\left(\frac{sC_{BE}}{g_m} + 1 \right)}{\frac{s^2 C_{BE}^2}{g_m^2} + \frac{sC_{BE}}{g_m} + 1} \end{aligned}$$

Il denominatore della funzione risultante ha 2 poli cc con rapporto tra immaginario e reale pari a $\sqrt{3}$. Di per se questo porterebbe ad avere circa il 16 % di overshoot nella risposta al gradino.

La presenza dello zero che non si compensa, detto “doppietto”, introduce una derivata che aumenta l’overshoot al 30 % (vedi **Appendice A**).

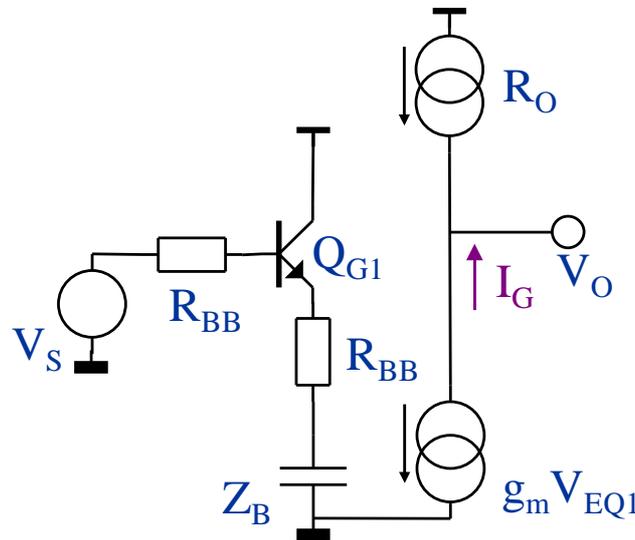
La presenza della capacità C_o di valore adeguato, o di una resistenza in serie alla base di Q_{G2} favorisce il miglioramento della risposta.

In genere questa è una regola: negli amplificatori con uscita in corrente la stabilità è un parametro molto critico che dipende fortemente dal valore dell’impedenza di carico.

Assumendo C_o diverso da zero una buona soluzione la si ottiene quando C_o e C_{BE} diventano confrontabili, ovvero quando lo zero viene a cancellarsi col polo a frequenza più elevata.

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (VI)

La situazione si riesce a stabilizzare se si introducono elementi che permettano in qualche modo di dissipare l'energia disponibile. Una soluzione adottata spesso è l'inserimento di una resistenza in serie all'E di Q_{G2} . In alternativa un paio di resistenze in serie alle basi di Q_{G1} e Q_{G2} . Normalmente la R_{BB} potrebbe già essere sufficiente a tamponare la distorsione:



Nel nostro T, consideriamo che in Z_B :

$$T \approx -g_m Z_B (1 + g_m Z_B)$$

Dobbiamo sostituire $Z_B \rightarrow R_{BB} + Z_B$

$$T \approx -\frac{g_m^2}{s^2 C_{BE}^2} (s C_{BE} R_{BB} + 1) \left[s \frac{C_{BE}}{g_m} (1 + g_m R_{BB}) + 1 \right]$$

Il numeratore di T viene ora modificato con l'aggiunta di uno zero che può meglio adattarsi alla compensazione dei 2 approssimati nell'origine.

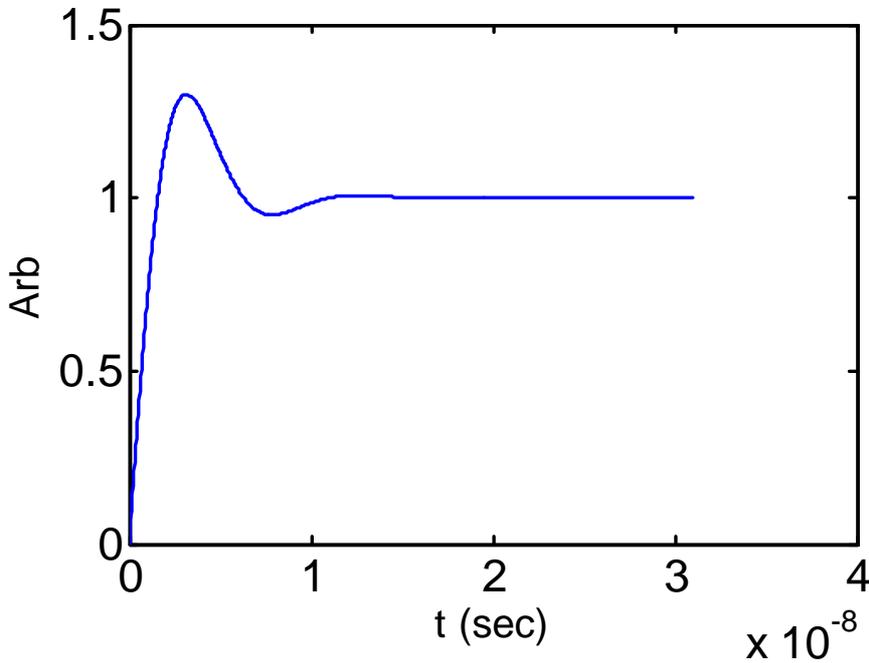
Qualche centinaio di Ω è spesso sufficiente allo scopo.

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (VII)

Come esempio consideriamo la risposta, normalizzata, al gradino del nostro stadio quando $C_S=C_O=0$ e $C_{BE}=1$ pF, $g_m=100 \mu A/V_T$ ($f_T \approx 16$ MHz)

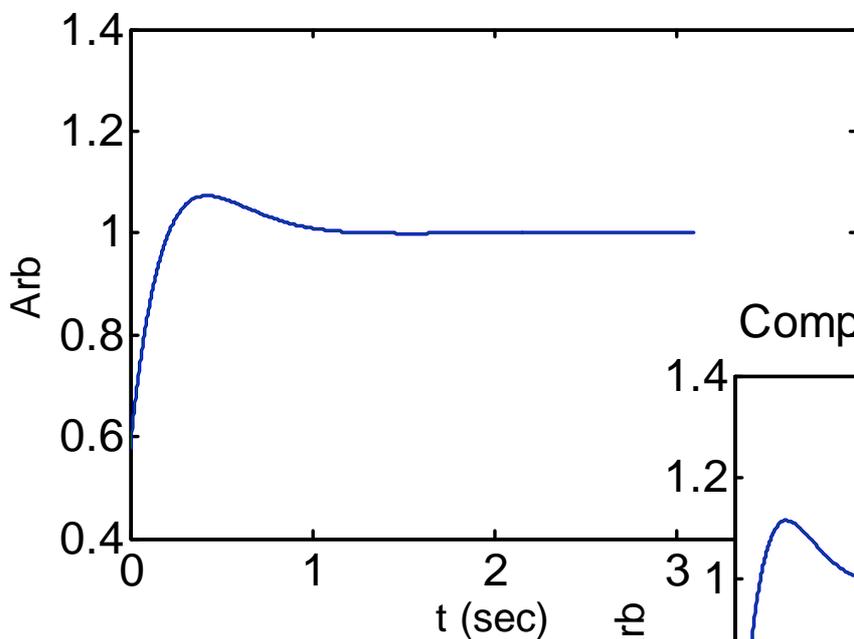
$R_{BB}=R_E=200 \Omega$ (R_E in questo caso è la R_{BB} di Q_{G2} della pagina precedente):

Senza compensazione: $R_{bb}=0$ e $R_e=0$

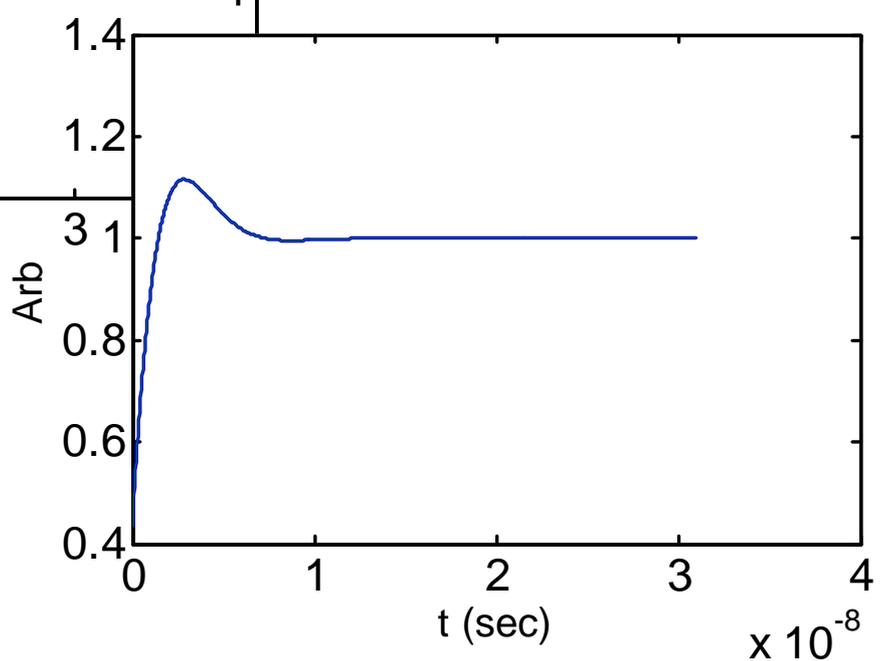


Il risultato è eloquente.

Compensato con $R_{bb}=200$ e $R_e=0$

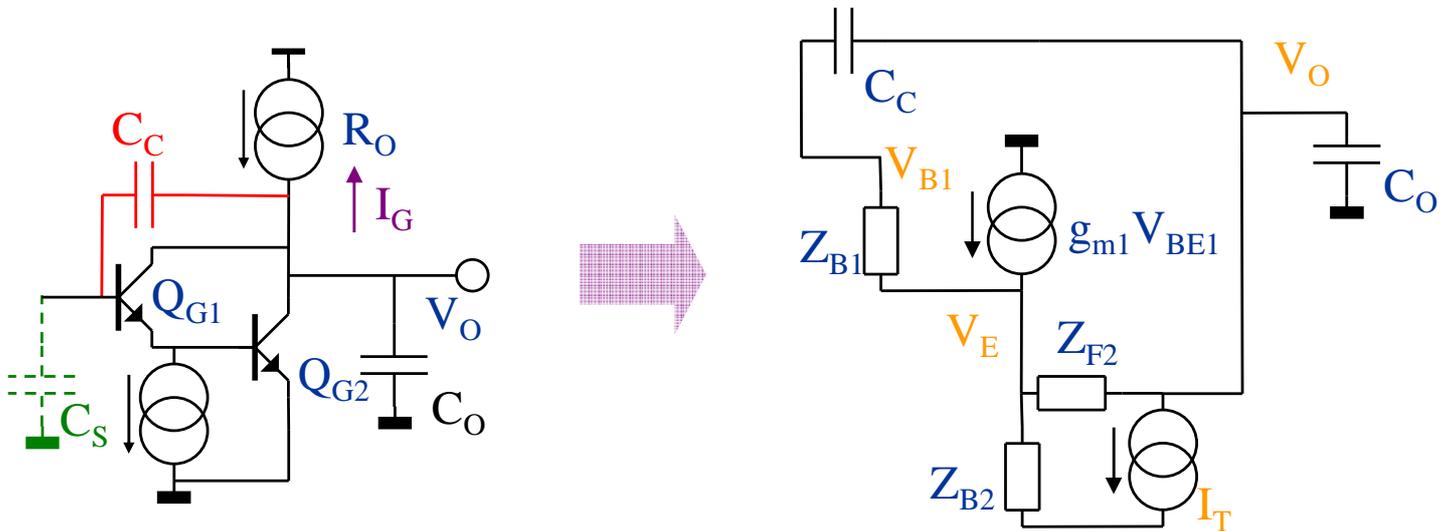


Compensato con $R_e=200$ e $R_{bb}=0$



Secondo stadio di un amplificatore operazionale (VIII)

E' possibile cercare di contemplare la presenza del condensatore di reazione C_{BC} del transistor Q_{G2} . In questo caso è meno immediato modellizzare un doppio stadio per via della vicendevole influenza dei 2 transistori e risulta più agevole pensare ad una soluzione esatta.



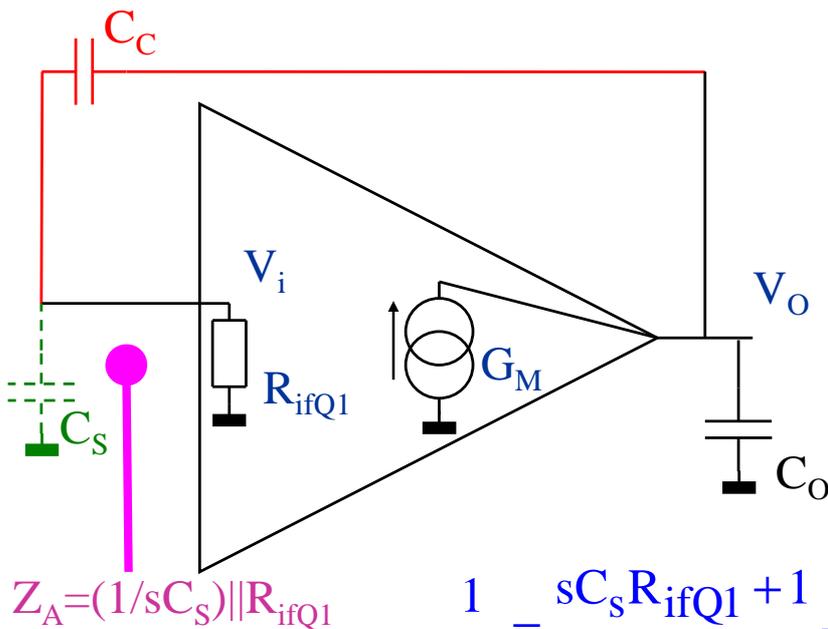
Il sistema da risolvere per il guadagno di anello è ($Z_{B1}=Z_{B2}$):

$$\begin{cases} I_T + \frac{V_o}{Z_o} + \frac{V_o - V_E}{Z_F} + \frac{V_o - V_E}{Z_B + Z_c} = 0 \\ \frac{g_m Z_B}{Z_B + Z_c} (V_o - V_E) + \frac{V_o - V_E}{Z_B + Z_c} = \frac{V_E}{Z_B} + \frac{V_E - V_o}{Z_F} \end{cases}$$

Quindi:

$$T = \frac{-g_m Z_B Z_o [(1 + g_m Z_B) Z_F + Z_B + Z_c]}{(1 + g_m Z_B) Z_B Z_F + (Z_B + Z_c)(Z_B + Z_F) + (Z_B + Z_c + Z_F) Z_o}$$

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (IX)



$$\frac{1}{Z_i} = \frac{sC_s R_{ifQ1} + 1}{R_{ifQ1}} + \frac{sC_c C_o}{C_c + C_o}$$

$$Z_i = \frac{R_{ifQ1} (C_c + C_o)}{sC_c C_o R_{ifQ1} + sC_s R_{ifQ1} (C_c + C_o) + C_c + C_o}$$

$$= \frac{R_{ifQ1} (C_c + C_o)}{s [C_c C_o + C_s (C_c + C_o)] R_{ifQ1} + C_c + C_o}$$

$$= \frac{R_{ifQ1}}{s \left[\frac{C_c C_o}{C_c + C_o} + C_s \right] R_{ifQ1} + 1}$$

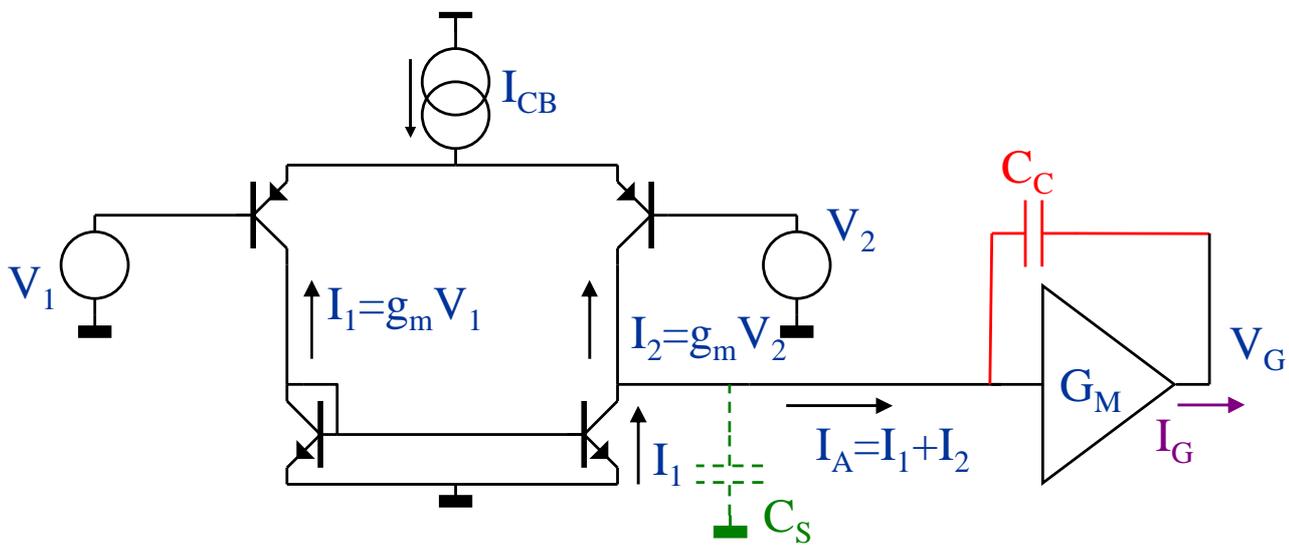
$$Z_{if} = \frac{R_{ifQ1}}{s \left[\frac{C_c C_o}{C_c + C_o} + C_s \right] R_{ifQ1} + 1} \frac{1}{1 - G_M \frac{C_c Z_A}{C_o (1 + sC_c Z_A) + C_c}}$$

$$\approx \frac{R_{ifQ1}}{s \left[\frac{C_c C_o}{C_c + C_o} + C_s \right] R_{ifQ1} + 1} \frac{1}{1 + g_m \frac{R_{ifQ1}}{s R_{ifQ1} C_o + 1}}$$

$$\approx \frac{R_{ifQ1}}{s R_{ifQ1} C_o + 1 + g_m R_{ifQ1}} \approx \frac{1}{g_m}$$

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (X)

Supposto di avere operato bene dovremmo avere costruito una struttura del genere:



A bassa frequenza avremo un'uscita dominata dalla corrente:

$$\begin{aligned}
 I_G &= G_M R_{if} g_m (V_1 - V_2) \\
 &= -g_m \frac{(1 + g_m Z_B)}{(2 + g_m Z_B)} (2 + g_m Z_B) Z_B g_m (V_1 - V_2) \\
 &= -g_m Z_B (1 + g_m Z_B) g_m (V_1 - V_2) \\
 &= -h_{FE} (1 + h_{FE}) g_m (V_1 - V_2) \approx -h_{FE}^2 g_m (V_1 - V_2)
 \end{aligned}$$

$$g_m = \frac{I_{CB}}{2V_T}$$

Ad alta frequenza invece abbiamo il limite a:

$$V_G = -\frac{g_m}{sC_c} (V_1 - V_2)$$

Per il segnale differenziale, $V_2 = -V_1$:

$$V_G = -\frac{g_m}{sC_c} 2V_1 = -\frac{I_{CB}}{2V_T s C_c} 2V_1 = -\frac{I_{CB}}{V_T s C_c} V_1$$

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XI)

Supposto che il polo dominante sia dato da C_c e considerato che lo stadio successivo è a guadagno unitario, si può subito determinare la frequenza a guadagno unitario dell'AO:

$$\frac{V_G}{V_1 - V_2} = 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{g_m}{\omega C_c} = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega_T = \frac{g_m}{C_c}$$

Normalmente i poli addizionali presenti sono posti a frequenze prossime a quelle limite dei transistori impiegati, g_m/C_{BE} .

Nei circuiti monolitici i transistori più lenti sono di gran lunga i pnp. Di conseguenza ω_T la si fissa ad una frequenza prossima a quella del transistore più lento.

Di fatto gli AO storici hanno tutti una banda limitata ad 1 MHz, la frequenza limite riscontrata nei primi decenni nei pnp monolitici.

Di fatto nelle applicazioni ad alta velocità si cerca di escludere l'uso di transistori pnp nel cammino del segnale.

Filosofia adottata nella scelta di C_c : il costo in termini di area occupata da un condensatore in un circuito monolitico è il più elevato.

Normalmente un limite superiore nella implementazione di condensatori è intorno a 20 pF – 30 pF.

Per ottenere la larghezza di banda di 1 MHz occorre allora ridurre la trasconduttanza della coppia differenziale di ingresso:

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_c} = \frac{I_{CB}}{V_T C_c} \quad \Rightarrow \quad I_{CB} = \omega_T V_T C_c = 2\pi f_T V_T C_c \approx 3.3 \mu A$$

Con $C_c = 20$ pF

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XIII)

Il fatto che lo stadio di ingresso sia forzato ad operare a bassa corrente pone notevoli limitazioni alle caratteristiche di rumore.

Infatti il rumore di ognuno dei 2 transistori della coppia è:

$$\overline{e_s^2} = 4K_B T \frac{2V_T}{2I_{CB}}$$

Ed il rumore serie totale:

$$\overline{e_{sT}^2} = 2 \times 4K_B T \frac{2V_T}{2I_{CB}} = 4 \times 4K_B T \frac{V_T}{2I_{CB}}$$

Per $I_{CB} = 3.5 \mu\text{A}$ otteniamo che $R_{\text{noise}} = 15 \text{ K}\Omega$ che fornisce un rumore di circa $16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$!

Un risultato migliore lo si ottiene se si usa un transistor di ingresso la cui trasconduttanza abbia una più debole dipendenza dalla corrente, per esempio un JFET/MOS.

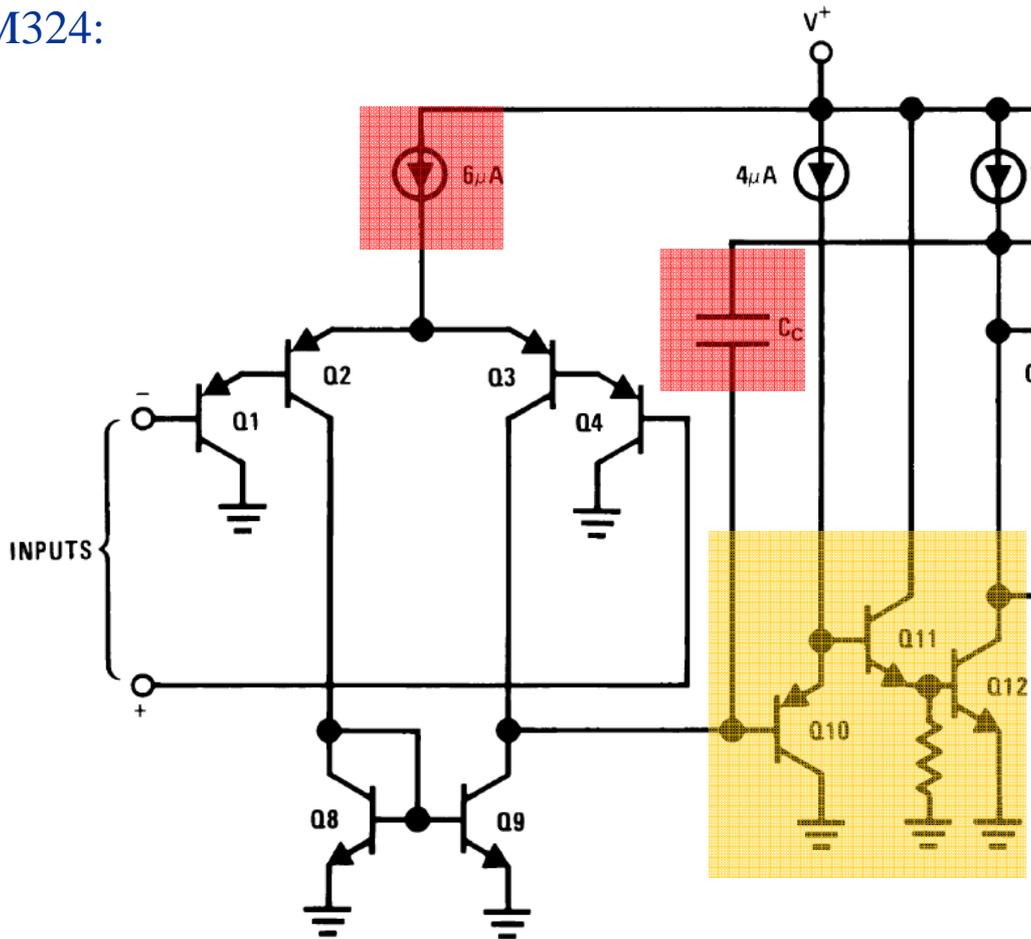
Sfortunatamente nei dispositivi monolitici il rumore di bassa frequenza dei JFET/MOS è più elevato che nei transistori bipolari. E comunque, essendo la trasconduttanza più piccola, non si ottiene un grosso beneficio in termini di rumore serie.

Compromessi comunque si trovano e recentemente sono apparsi sul mercato AO ad ingresso JFET con buone caratteristiche di rumore di bassa frequenza.

Però questo non è tutto. Vediamo con un caso pratico.

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XIV)

Qui abbiamo un esempio di un classico AO che usa il secondo stadio studiato LM324:



Si può notare il basso assorbimento della coppia differenziale di ingresso. In questo caso, considerando la larghezza di banda di 1 MHz, si ottiene che C_C ha un valore intorno a 40 pF.

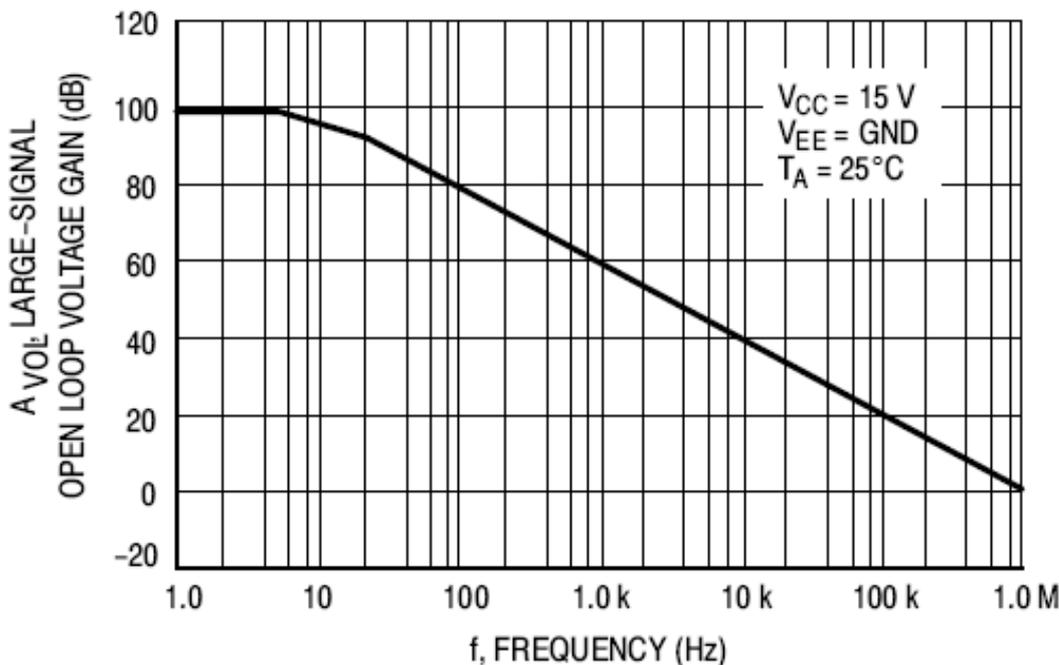
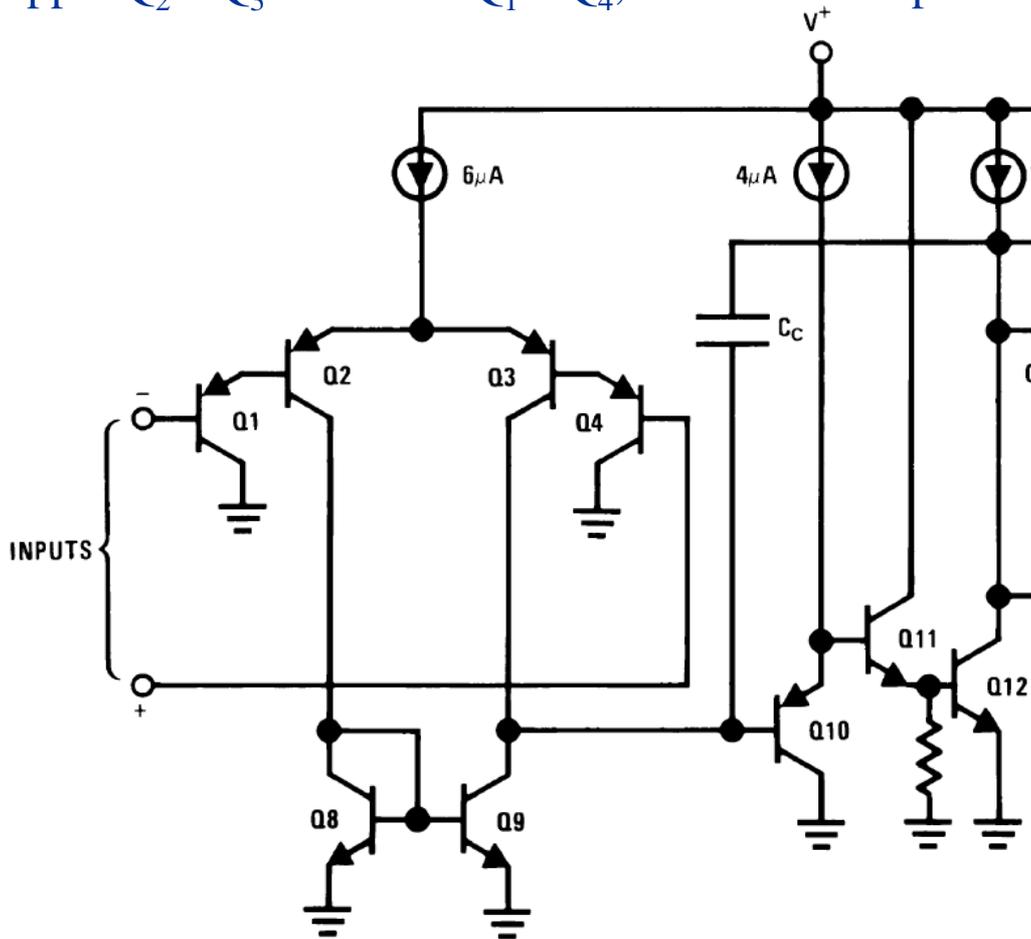


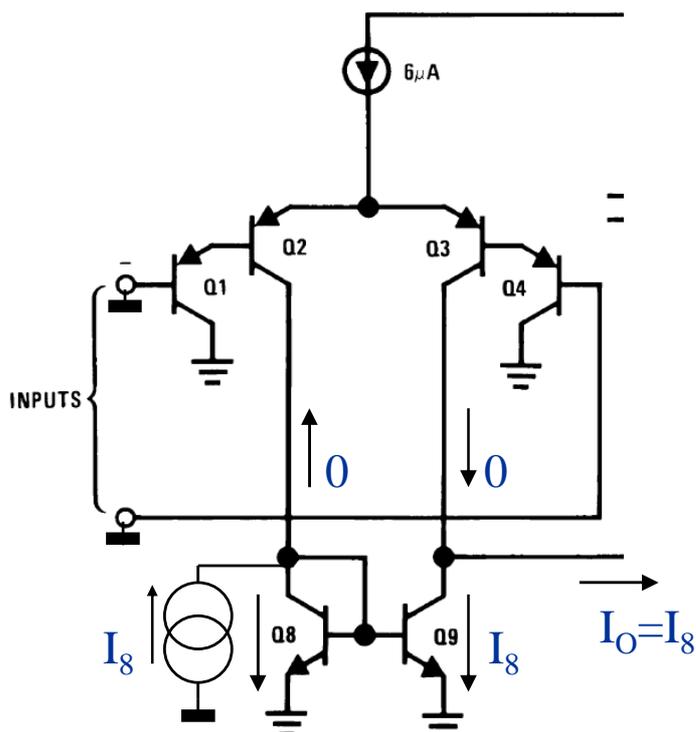
Figure 6. Open Loop Frequency

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XV)

In questa configurazione occorre fare attenzione al contributo di rumore non solo della coppia Q_2 e Q_3 ma anche Q_1 e Q_4 , nonché dello specchio Q_8 e Q_9 .



$Q_2 - Q_3$ e $Q_8 - Q_9$ operano tutti alla stessa corrente. Sappiamo quanto è il contributo di rumore serie fornito all'ingresso da Q_2 e Q_3 . Ci resta da valutare quello di Q_8 e Q_9 .



Se gli ingressi sono a potenziale nullo la corrente di prova I_8 è costretta a fluire in Q_8 , quindi specchiata in Q_9 . Per cui $I_O = I_8$.

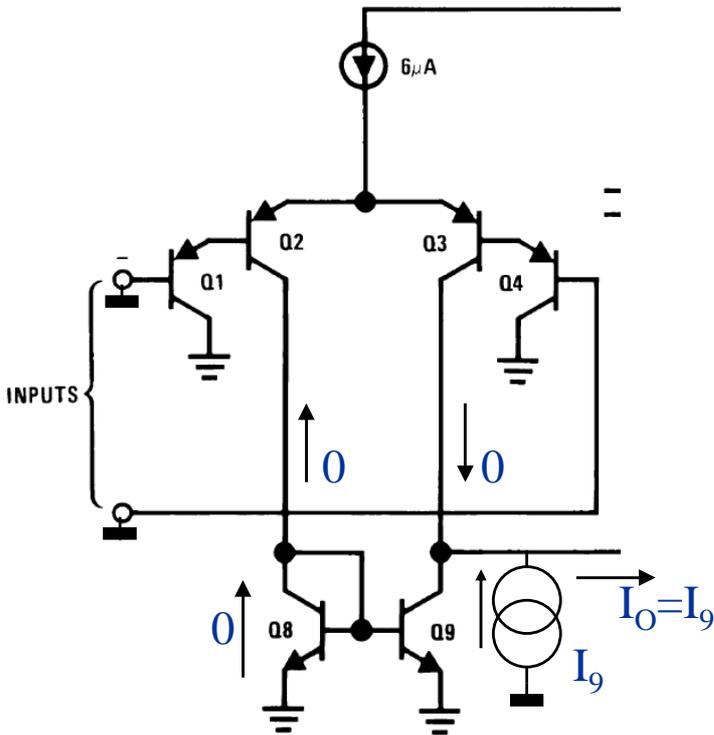
Applicando un segnale a Q_1 otteniamo una corrente di uscita pari a:

$$I_O = g_m V_-$$

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XVI)

Uguagliando:

$$g_m^2 \overline{V_-^2} = \overline{I_8^2} = 4K_B T \frac{g_m}{2} \quad \Rightarrow \quad \overline{V_-^2} = 4K_B T \frac{1}{2g_m}$$



Siccome la corrente in Q_8 è forzata ad essere nulla, la corrente I_9 è forzata ad uscire dallo stadio differenziale, per cui ancora abbiamo che $I_O = I_9$, e quindi:

$$I_O = g_m V_-$$

Di conseguenza avremo ancora:

$$g_m^2 \overline{V_-^2} = \overline{I_9^2} = 4K_B T \frac{g_m}{2}$$



$$\overline{V_-^2} = 4K_B T \frac{1}{2g_m}$$

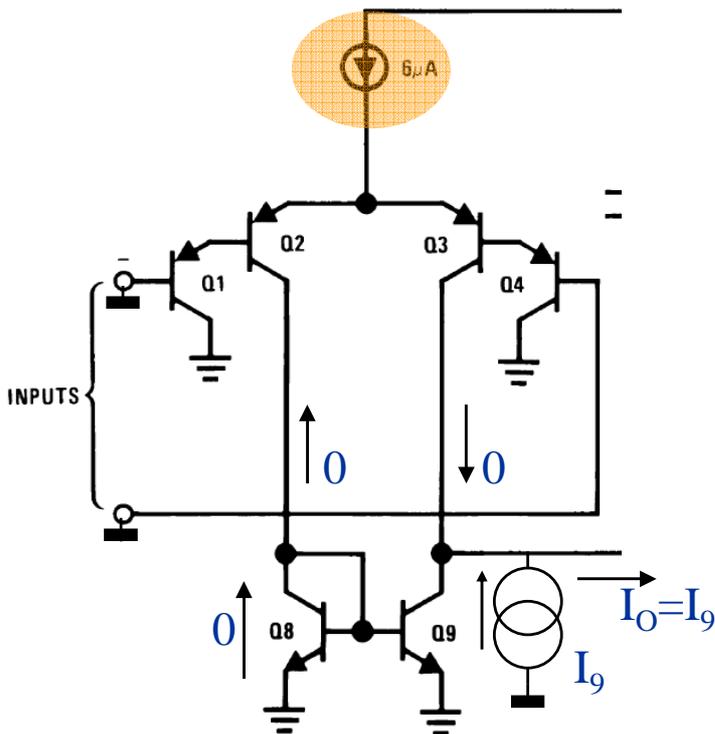
Perciò il contributo all'ingresso dello specchio di corrente è del tutto simile a quello della coppia differenziale. Lo specchio di corrente così come implementato, come carico dinamico, non è certamente adeguato alla realizzazione di strutture a basso rumore.

Un miglioramento viene ottenuto usando resistenze di degenerazione, o usando solo resistenze, nel carico dinamico.

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XVII)

Riassumendo ogni transistor considerato fornisce un contributo di rumore di:

$$\overline{e_{sT}^2} = 4K_B T \frac{2V_T}{2I_{CB}} = 4K_B T R_{EQ}, \quad R_{EQ} = 4300 \Omega \text{ per } I_{CB} = 6\mu A$$



La rete di transistori che operano alla stessa corrente comprende i 4 Q_2 , Q_3 , Q_8 e Q_9 , che contribuiscono con una resistenza di rumore di circa 17200Ω o $17 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Non sappiamo se Q_1 e Q_4 sono polarizzati con una corrente o operano con la corrente di base di Q_2 e Q_3 , rispettivamente.

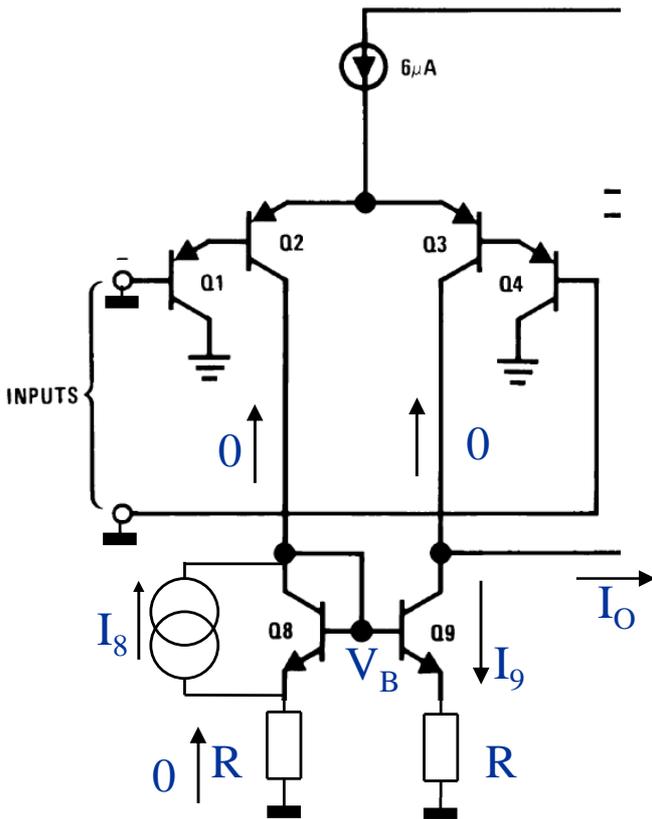
Il rumore serie quotato per questo A_o è $40 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

La sua corrente di ingresso è quotata a 20 nA . Assumendo $I_{C1} = I_{B2}$ e $I_{C2}/I_{B1} \approx (h_{FE})^2$ otteniamo $h_{FE} \approx 12$.

Da qui si estrapola che $I_{C1} \approx 240 \text{ nA}$, che dà come sua resistenza di ingresso di rumore: $54 \text{ K}\Omega$.

Considerando anche Q_4 si ottiene $108 \text{ K}\Omega$, che sommata alla resistenza di rumore degli altri 4 transistori fornisce circa $125 \text{ K}\Omega$ o $45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Non lontano da quanto dichiarato nel datasheet.

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XVIII)



Siccome in R non può scorrere corrente avremo che:

$$V_B = \frac{I_8}{g_m}$$

Di conseguenza avremo:

$$I_9 = \frac{g_m}{1 + g_m R} V_B = \frac{g_m}{1 + g_m R} \frac{I_8}{g_m} = \frac{I_8}{1 + g_m R}$$

Ovvero:

$$\overline{I_9^2} = \frac{1}{(1 + g_m R)^2} 4K_B T \frac{g_m}{2}$$

Ed infine:

$$g_m^2 \overline{V_-^2} = \overline{I_9^2} = \frac{1}{(1 + g_m R)^2} 4K_B T \frac{g_m}{2} \Rightarrow \overline{V_-^2} = \frac{4K_B T}{(1 + g_m R)^2} \frac{1}{2g_m}$$

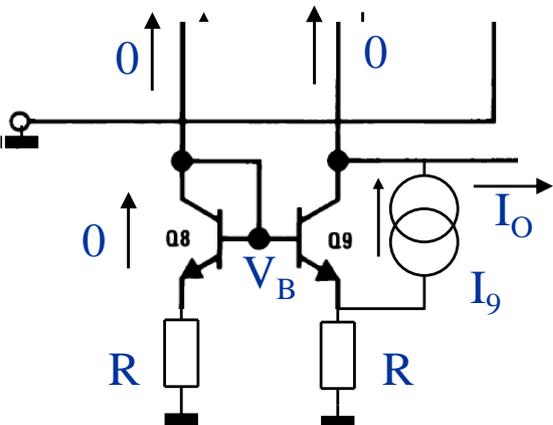
Un ragionamento analogo varrebbe per il rumore di Q₉.

Siccome in Q₈ ed R di sinistra non deve passare corrente sarà V_B=0 V. Di conseguenza:

$$-V_R g_m = \frac{V_R}{R} + I_9 \quad V_R = -\frac{R}{1 + g_m R} I_9$$

Ma:

$$I_O = -\frac{V_R}{R} = \frac{I_9}{1 + g_m R}$$



Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XIX)

E quindi:

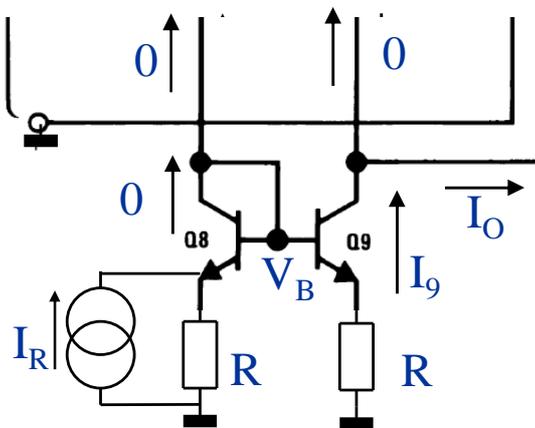
$$\overline{I_o^2} = \frac{1}{(1 + g_m R)^2} 4K_B T \frac{g_m}{2}$$

Ovvero:

$$g_m^2 \overline{V_-^2} = \overline{I_o^2} = \frac{1}{(1 + g_m R)^2} 4K_B T \frac{g_m}{2} \Rightarrow \overline{V_-^2} = \frac{4K_B T}{(1 + g_m R)^2} \frac{1}{2g_m}$$

Ovvero stesso risultato ottenuto per I_8 .

Però ora abbiamo anche da pensare al rumore delle resistenze R:



Siccome in Q_8 non può passare corrente otteniamo che:

$$V_B = I_R R \Rightarrow I_o = I_9 = \frac{g_m}{1 + g_m R} I_R R$$

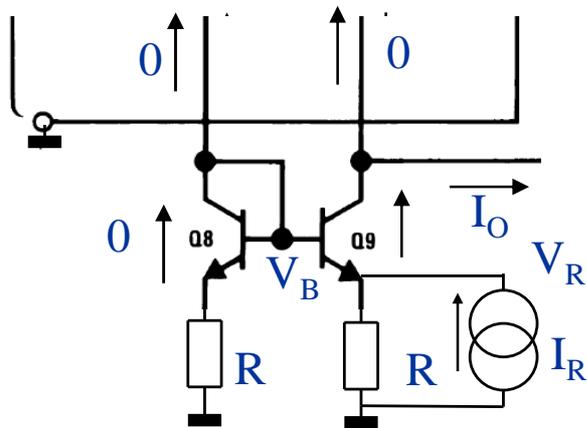
$$\overline{I_o^2} = \frac{(g_m R)^2}{(1 + g_m R)^2} 4K_B T \frac{1}{R} = \frac{g_m^2 4K_B T R}{(1 + g_m R)^2}$$

In definitiva:

$$g_m^2 \overline{V_-^2} = \overline{I_o^2} = \frac{g_m^2 4K_B T R}{(1 + g_m R)^2} \Rightarrow \overline{V_-^2} = \frac{4K_B T R}{(1 + g_m R)^2}$$

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XX)

L'altra resistenza:



Siccome in Q_8 non può passare corrente V_B sarà $=0$ V, quindi:

$$\begin{cases} I_R - g_m V_R = \frac{V_R}{R} \\ I_O = g_m V_R \end{cases}$$

Da cui:

$$V_R = \frac{R}{1 + g_m R} I_R \quad \Rightarrow \quad I_O = \frac{g_m R}{1 + g_m R} I_R$$

E quindi:

$$\overline{I_O^2} = \frac{(g_m R)^2}{(1 + g_m R)^2} 4K_B T \frac{1}{R} = \frac{g_m^2 4K_B T R}{(1 + g_m R)^2}$$

In definitiva:

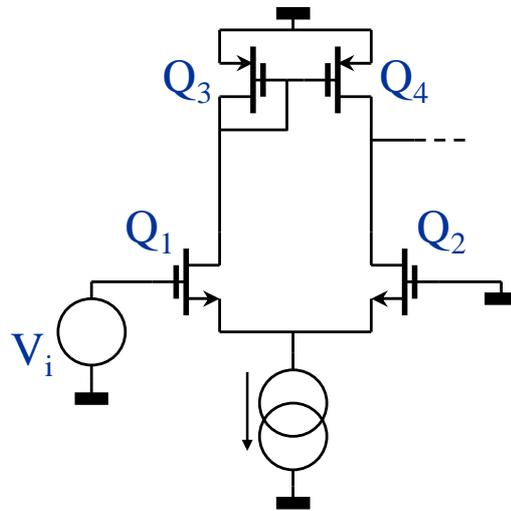
$$g_m^2 \overline{V_-^2} = \overline{I_O^2} = \frac{g_m^2 4K_B T R}{(1 + g_m R)^2} \quad \Rightarrow \quad \overline{V_-^2} = \frac{4K_B T R}{(1 + g_m R)^2}$$

Proprio come nel caso precedente. Il contributo di rumore dello spettro degenerato diviene quindi:

$$\begin{aligned} \overline{V_-^2} &= 2 \left\{ \frac{4K_B T}{(1 + g_m R)^2} \frac{1}{2g_m} + \frac{4K_B T R}{(1 + g_m R)^2} \right\} \\ &= 2 \frac{4K_B T}{(1 + g_m R)^2} \left\{ \frac{1}{2g_m} + R \right\} \end{aligned}$$

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XXI)

Con gli AO a MOS è possibile ridurre il contributo di rumore dello specchio agendo sulla lunghezza di gate:



Ricordando l'espressione della trasconduttanza del MOS in funzione della corrente di polarizzazione:

$$g_m = \sqrt{\frac{\mu W C_o}{L} I_D}$$

Otteniamo:

$$g_{m1}^2 \overline{V_-^2} = \overline{I_8^2} = 4K_B T g_{m3}$$



$$\overline{V_1^2} = 4K_B T \frac{g_{m3}}{g_{m1}^2} = 4K_B T \sqrt{\frac{\mu W_s C_o}{L_s} I_D} \frac{L_1}{\mu W_1 C_o I_D} = 4K_B T \sqrt{\frac{1}{\mu C_o I_D} \frac{W_s}{W_1^2} \frac{L_1^2}{L_s}}$$

Giocando sulla lunghezza e larghezza di gate è pertanto possibile riuscire ad ottenere una attenuazione del contributo di rumore all'ingresso da parte dello specchio di corrente.

Ovviamente si deve ricordare che i MOS mostrano grande rumore 1/f.

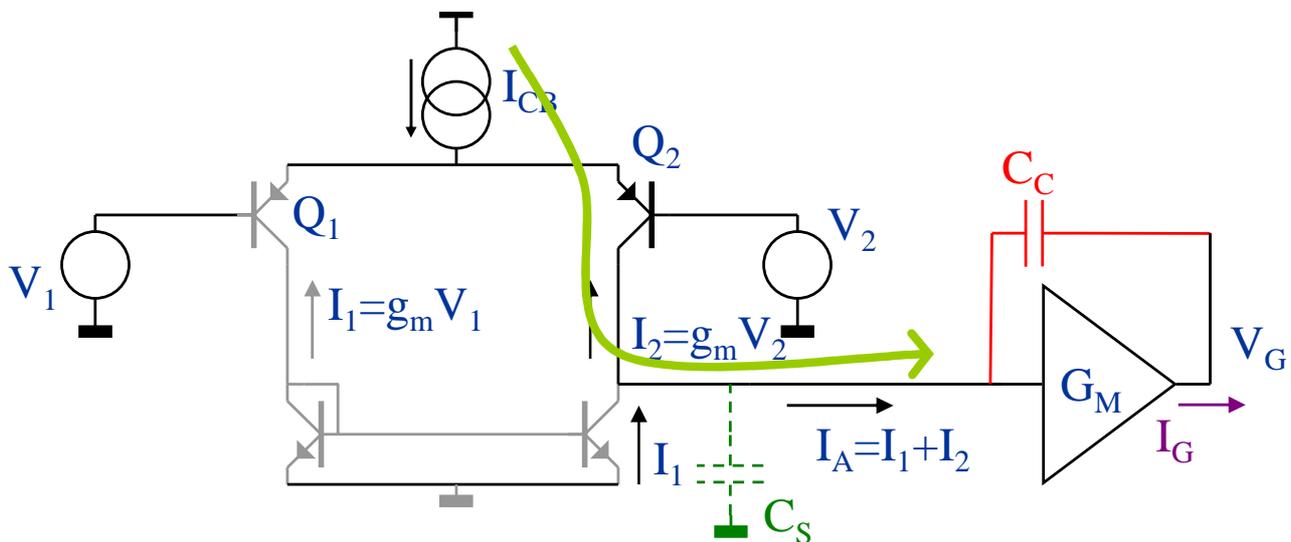
Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XXII)

Ritorniamo alla combinazione del primo stadio e dello stadio di guadagno con compensazione. Occorre fare qualche considerazione sulla velocità per grandi segnali.

Per piccoli segnali abbiamo visto che la compensazione si fa agire imponendo che:

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_c} = \frac{I_{CB}}{V_T C_c} \quad \Rightarrow \quad I_{CB} = \omega_T V_T C_c$$

Il caso limite si ha quando il segnale di ingresso ha ampiezza tale da interdire completamente uno dei 2 transistori del differenziale di ingresso, per esempio Q_1 . Tutta la corrente I_{CB} fluisce allora in Q_2 , andando a caricare C_c .



Se il segnale applicato è veloce, una $1(t)$ con tempo di transizione trascurabile, si può ritenere che la corrente che fluisce in Q_2 abbia una dipendenza temporale simile. Perciò:

$$V_G = \frac{I_{CB}}{s} \frac{1}{s C_c} = \frac{1}{s^2} \frac{I_{CB}}{C_c}$$

Ricordando che l'integrale della $1(t)$ è la rampa:

$$V_G = \frac{I_{CB}}{s} \frac{1}{s C_c} \quad \Rightarrow \quad V_G(t) = \frac{I_{CB}}{C_c} t 1(t)$$

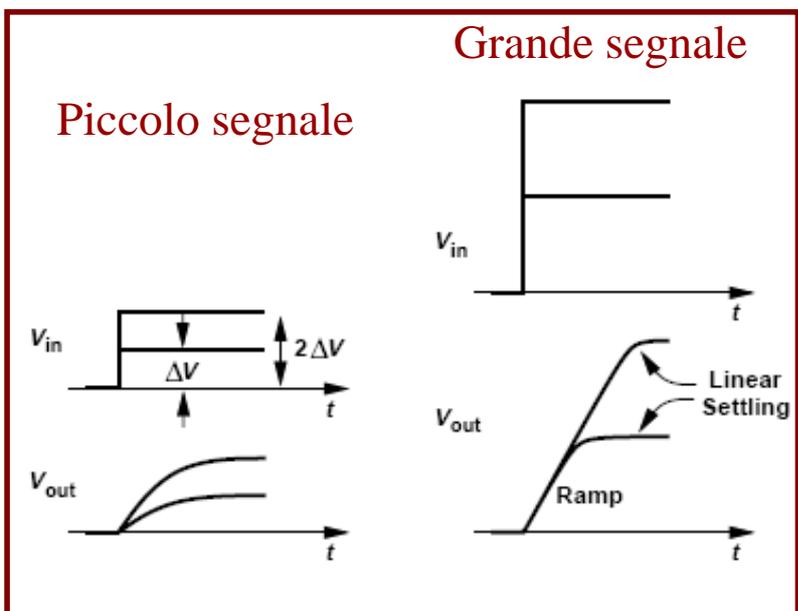
Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XXII)

In luogo della classica salita esponenziale si ha una salita lineare. Si dice che il segnale è soggetto ad una limitazione da slew-rate.

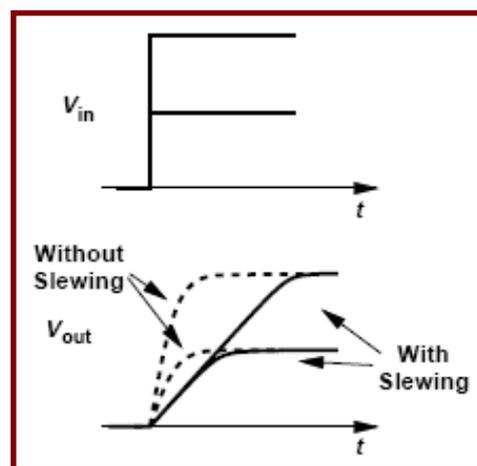
La pendenza è:

$$\left(\text{Da: } \omega_T = \frac{I_{CB}}{V_T C_c} \right) \quad \frac{I_{CB}}{C_c} = \omega_T V_T$$

Non adottando soluzioni particolari lo slew-rate risulta essere un limite tecnologico.



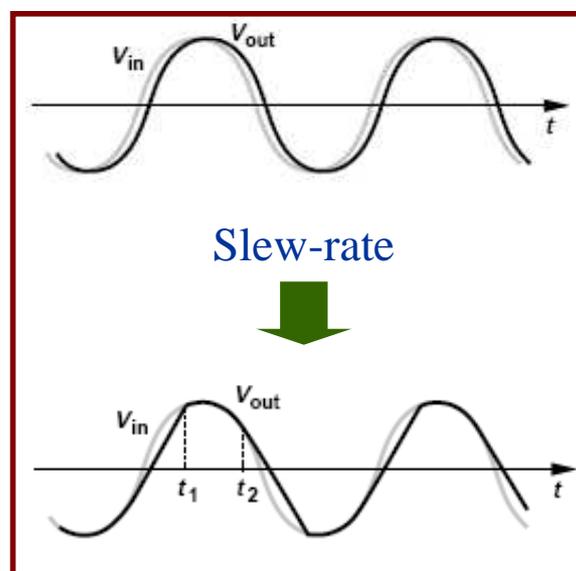
La risposta in frequenza cambia decisamente se si incorre nella limitazione di slew-rate



Ad esempio. Con $f_T=1$ MHz si ottiene uno slew rate di 0.15 V/ μ s.

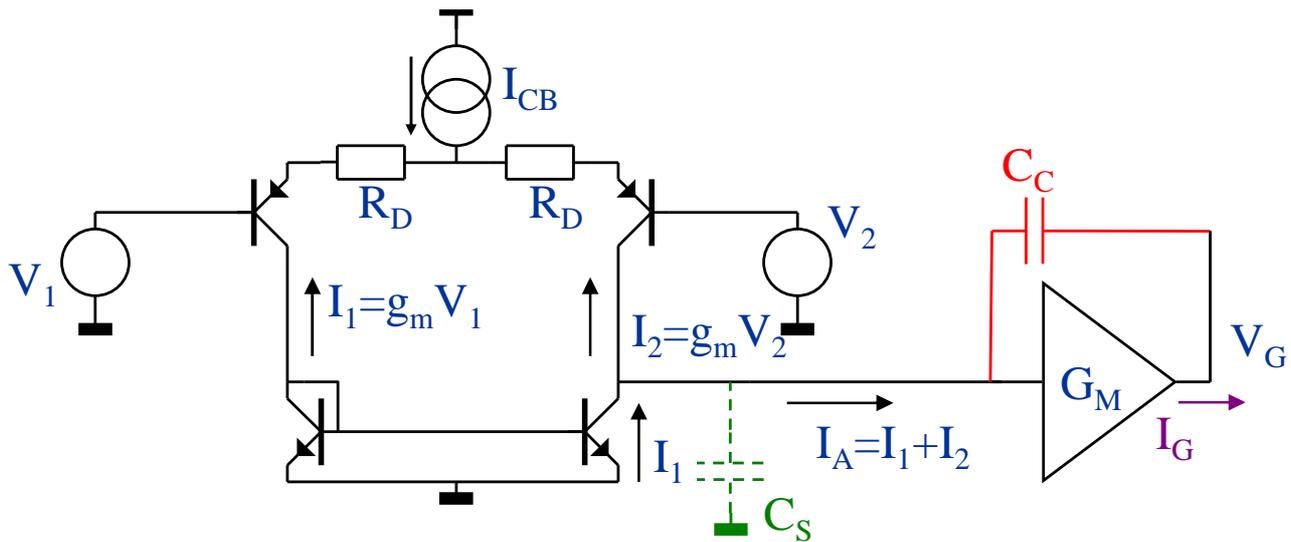
Inversamente. Per avere uno slew-rate di 1 V/ μ s occorre che la f_T sia di almeno 6 MHz.

Lo slew-rate può essere incrementato se la larghezza di banda è svincolata dalla corrente di lavoro della coppia differenziale.



Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XXIII)

La tecnica più immediata con i transistori bipolari consiste nel “degenerare” la trasconduttanza mediante l’inserimento di 2 resistori R_D :



In questo caso, se R_D ha valore adeguato, abbiamo che:

$$g_m \approx \frac{1}{R_D} \quad \omega_T \approx \frac{2}{R_D C_C}$$

I_{CB} ora non è più vincolata alla larghezza di banda. Si avrà:

$$\text{Slew - rate} = \frac{I_{CB}}{C_C} = \omega_T \frac{I_{CB} R_D}{2}$$

Il miglioramento nello slew-rate è nell’ordine di $I_{CB} R_D / V_T$.

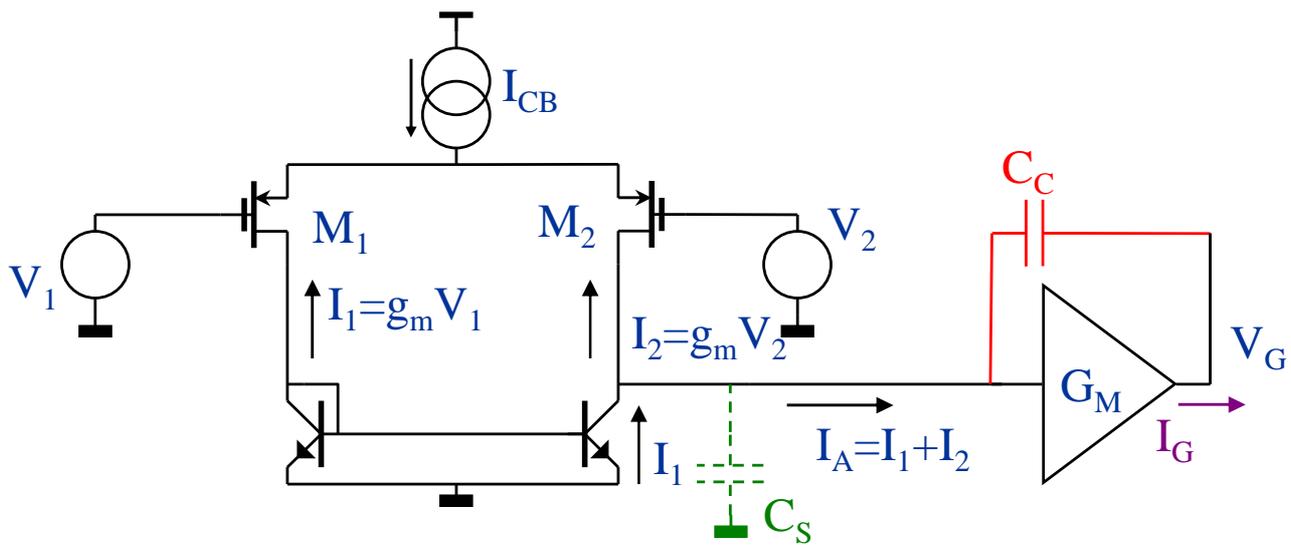
Al riguardo esistono sicuramente delle limitazioni.

Il rumore termico delle R_D incrementa il rumore totale di ingresso.

Le R_D non sono mai perfettamente uguali. La loro tolleranza si ripercuote nell’introduzione di un offset all’ingresso, proporzionale a $\Delta R_D I_{CB}$, e ad una dipendenza dal modo comune, per via della differente trasconduttanza generata.

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XXIV)

Lo stadio di ingresso a MOS o JFET consente di ottenere slew rate elevati



In funzione della corrente di polarizzazione, la trasconduttanza del MOS è:

$$g_m = \sqrt{\frac{\mu W C_o}{L} \frac{I_{CB}}{2}}$$

Quindi:

$$\omega_T \approx \frac{g_m}{C_C} = \frac{1}{C_C} \sqrt{\frac{\mu W C_o}{L} \frac{I_{CB}}{2}} \quad \Rightarrow \quad C_C \approx \frac{1}{\omega_T} \sqrt{\frac{\mu W C_o}{L} \frac{I_{CB}}{2}}$$

$$C_C \approx \frac{1}{V_{TH} \omega_T} \sqrt{I_{DM} \frac{I_{CB}}{2}}, \quad \text{dove } I_{DM} = I_D \quad @ \quad V_{GS} = 2V_{TH}$$

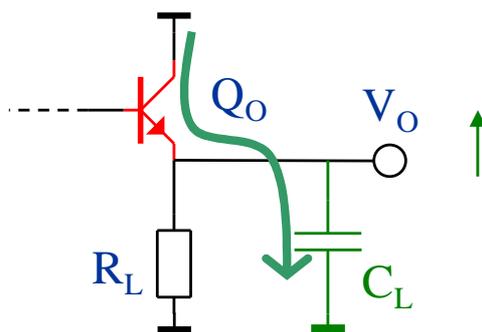
In definitiva:

$$\text{Slew - rate} = \frac{I_{CB}}{C_C} = I_{CB} \frac{V_{TH} \omega_T}{\sqrt{I_{DM} \frac{I_{CB}}{2}}} = \omega_T V_{TH} \sqrt{\frac{2 I_{CB}}{I_{DM}}}$$

Siccome V_{TH} è dell'ordine del V in un MOS abbiamo anche qui un grosso beneficio nello slew-rate.

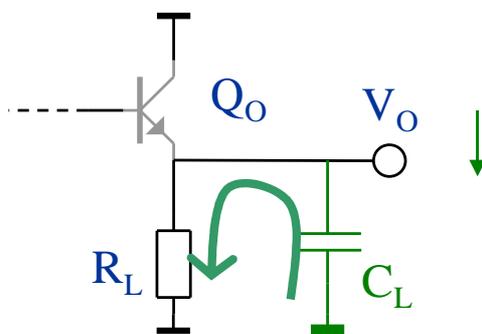
Stadio di uscita in classe AB di un AO (I)

Il modo più spontaneo di pensare ad uno stadio di uscita è il C comune:



La configurazione sopra è denominata classe A. E' molto efficiente a fornire corrente all'impedenza di carico connessa, nell'esempio la capacità C_L . Ovvero a generare tensioni di uscita crescenti. In questo caso stiamo considerando l'opportunità di segnali aventi estensione consistente, ai quali non sarebbe adeguato applicare il modello per piccoli segnali.

Il C comune è molto meno efficiente a generare tensioni di uscita decrescenti, in special modo se il carico è capacitivo.



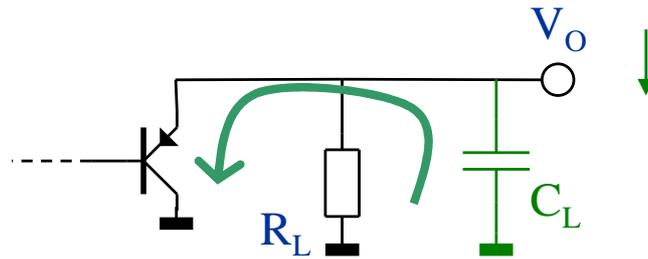
Infatti il transistor entra in "spegnimento" e C_L si scarica attraverso R_L .

Una soluzione è quella di fare in modo che in condizione di uscita stazionarie in R_L scorra la massima corrente prevista dall'applicazione.

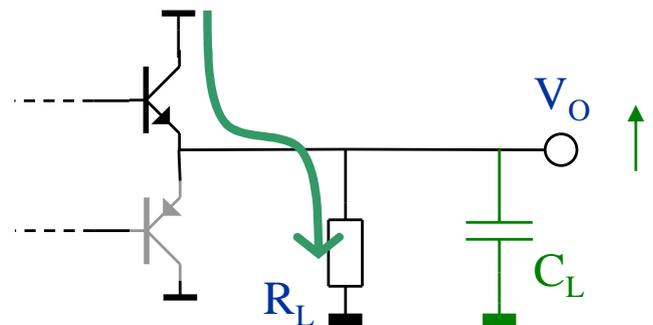
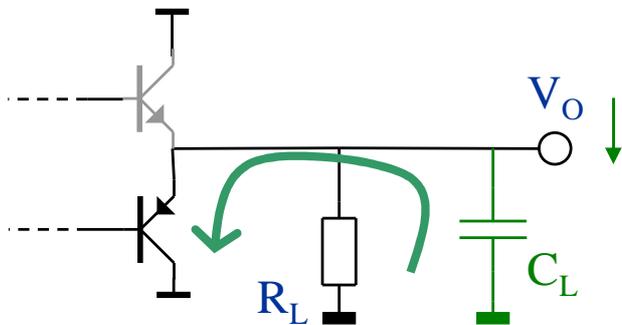
In questa situazione la corrente impiegata indurrebbe una grossa dissipazione di potenza a riposo intollerabile. Si pensi per esempi ad un amplificatore audio che debba pilotare qualche A di corrente.

Stadio di uscita in classe AB di un AO (II)

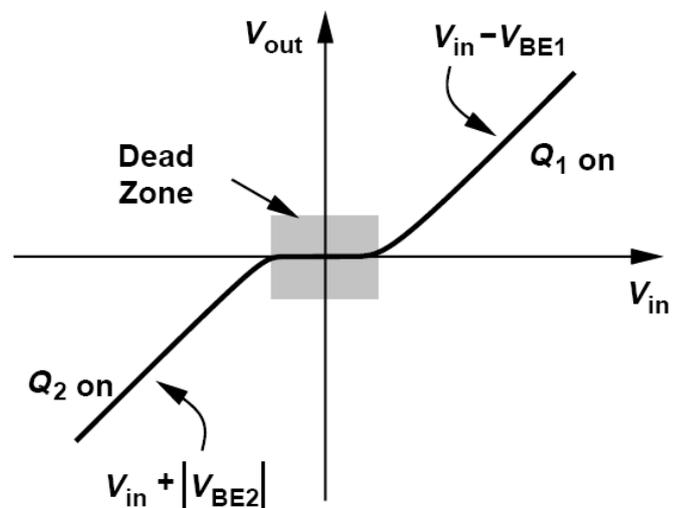
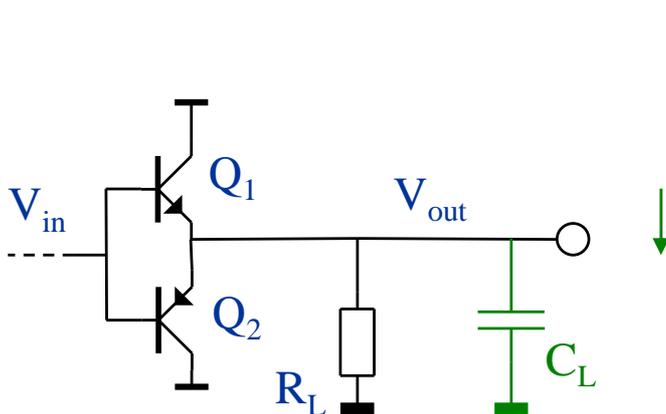
Il modo per ovviare all'inconveniente è di usare un inseguitore, ma realizzato con il transistor complementare all'nnp, il pnp:



Ovviamente se il pnp è efficiente a drenare corrente non lo è nel fornire corrente, l'opposto accade per l'nnp. Di conseguenza la cosa migliore da fare è combinare le 2 opportunità:



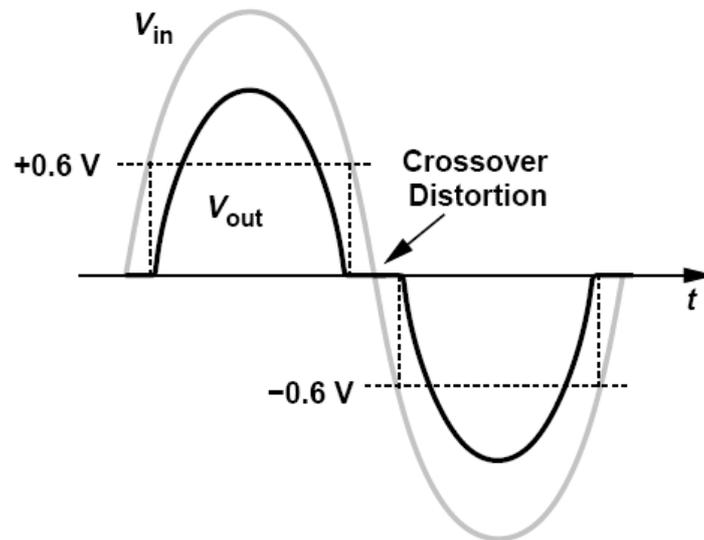
La soluzione più spontanea è questa:



Questa soluzione ha un problema fondamentale: la zona morta. Fino a che il segnale di ingresso non sale sopra V_{BE} o scende sotto $-V_{BE}$ non ci può essere conduzione di corrente.

Stadio di uscita in classe AB di un AO (III)

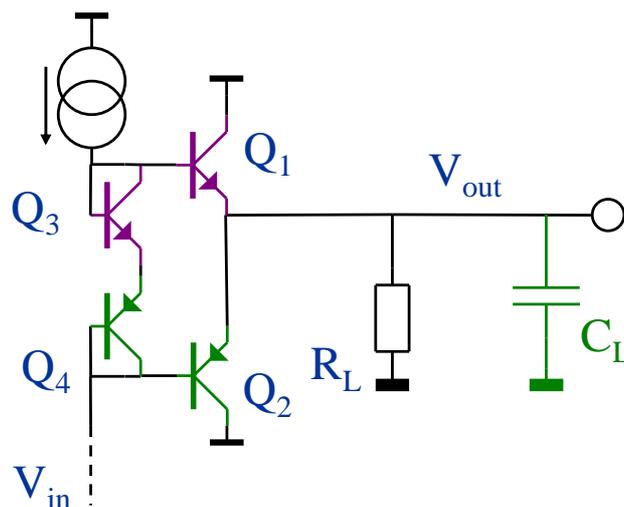
La cosa si traduce nel così detto problema della distorsione di crossover che si riesce a porre bene in evidenza con un segnale sinusoidale:



In campo audio o questo fenomeno crea effetti molto fastidiosi sul suono. Infatti la discontinuità introduce componenti ad alta frequenza indesiderate.

Per cancellare il problema occorre fare in modo che i 2 transistori siano polarizzati entrambi in condizioni di equilibrio. In funzione dell'ampiezza del segnale si dovrà quindi creare lo scompenso che consenta di pilotare il carico in modo adeguato.

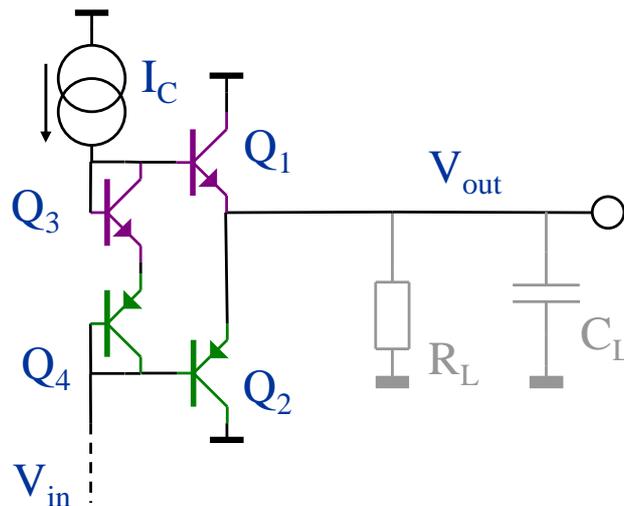
Esistono molte soluzioni al problema. Tutte basate sullo schema di principio che sta qui sotto:



Si aggiungono 2 transistor/diodi che mantengono polarizzati i transistori di uscita quando serve.

Stadio di uscita in classe AB di un AO (IV)

Per un attimo supponiamo che il carico non assorba corrente, così che noi si possa valutare le condizioni di equilibrio.



Si deve osservare che Q_4 fa coppia con Q_2 e Q_3 fa coppia con Q_1 . In questo modo nel ramo di destra e di sinistra le differenti caratteristiche si compensano. Ovviamente la posizione di Q_2 e Q_4 possono essere scambiate.

Possiamo valutare la maglia composta dai 4 transistori $Q_1 - Q_4$:

$$V_{B4} + V_{B3} = V_{B2} + V_{B1} \quad \text{Poniamo: } A_1 = A_2 \quad \text{e} \quad A_3 = A_4$$

$$V_T \ln \left(\frac{I_C}{A_4 I_{opnp}} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_C}{A_3 I_{onpn}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_2}{A_2 I_{opnp}} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_1}{A_1 I_{onpn}} \right)$$

$$\ln \left(\frac{I_C}{A_3 I_{opnp}} \right) - \ln \left(\frac{I_2}{A_1 I_{opnp}} \right) = \ln \left(\frac{I_1}{A_1 I_{onpn}} \right) - \ln \left(\frac{I_C}{A_3 I_{opnp}} \right)$$

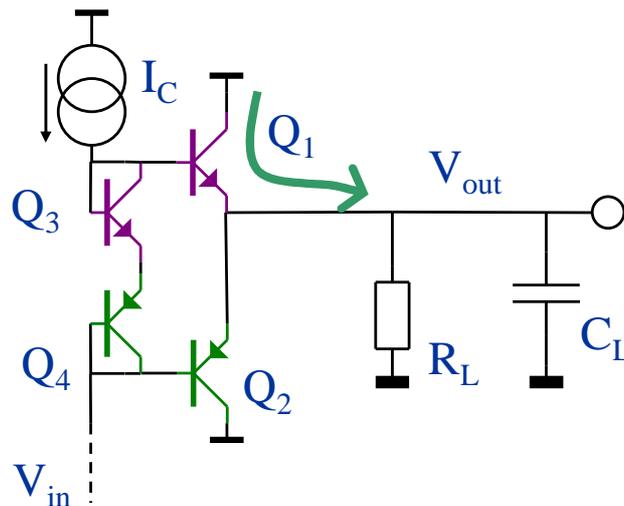
Ora, supposto $A_1 = A_2$ e $A_3 = A_4$ per semplicità:

$$\frac{I_C}{I_2} \frac{A_1}{A_3} = \frac{I_1}{I_C} \frac{A_3}{A_1} \quad \Rightarrow \quad I_1 I_2 = I_C^2 \left(\frac{A_1}{A_3} \right)^2$$

Il risultato fondamentale che abbiamo è che la corrente nei 2 transistori non si annulla mai completamente. Avendo trascurato la corrente di base di Q_1 e Q_2 la soluzione limite è che una delle 2 correnti possa essere di valore ∞ , in realtà sarà limitata da I_C per Q_1 , dalla corrente che può assorbire V_{in} per Q_2 come vedremo.

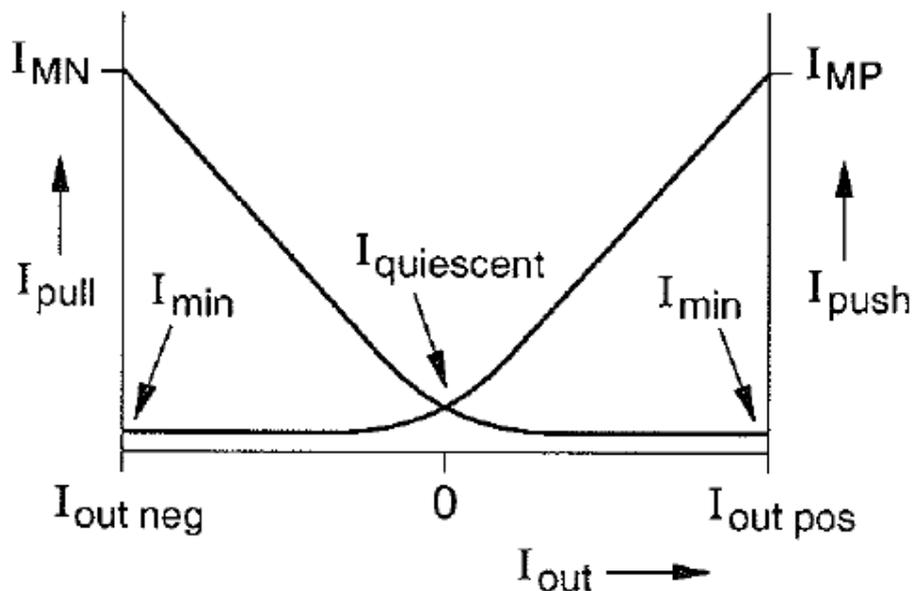
Stadio di uscita in classe AB di un AO (V)

Ora supponiamo di avere connessa un'impedenza di carico a cui debba essere applicato un segnale $V_{out} > 0$.



Avremo che I_1 sarà circa uguale a V_{out}/Z_L , e quindi:

$$I_2 \approx I_C^2 \left(\frac{A_1}{A_3} \right)^2 \frac{Z_L}{V_{out}}$$

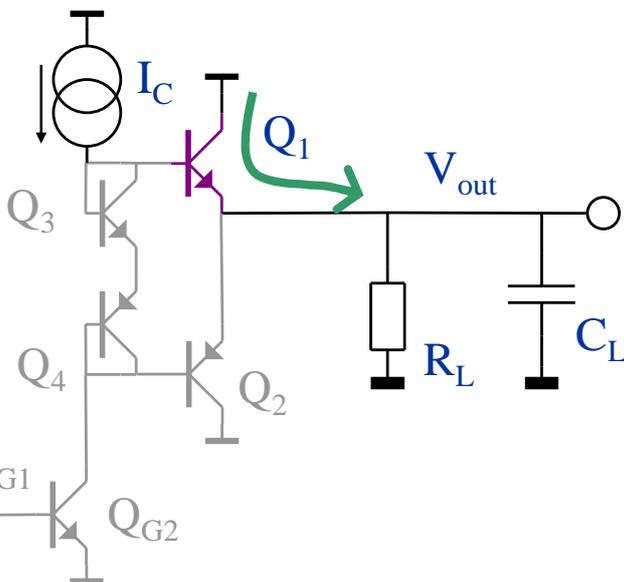


Più in genere il comportamento della corrente nei 2 transistori rispetto alla corrente assorbita dal carico mette in evidenza che a corrente assorbita nulla la corrente nei 2 transistori è finita: la distorsione da crossover è quindi fortemente soppressa.

Resta da valutare quale sia il limite alle alte correnti e l'aspetto dinamico.

Stadio di uscita in classe AB di un AO (VI)

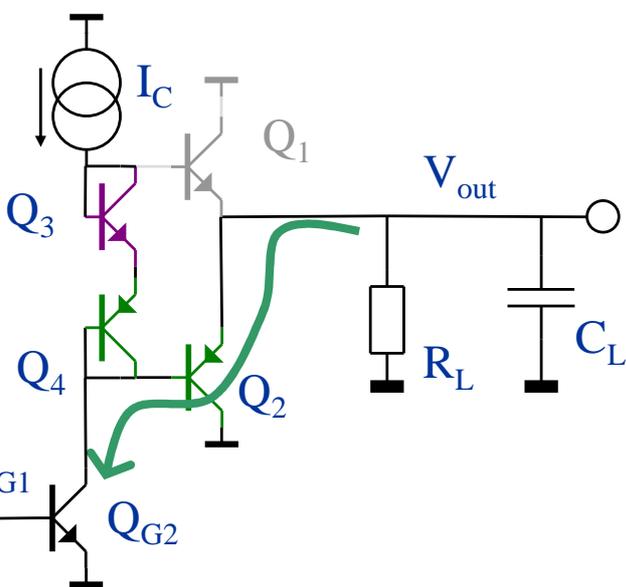
Ora supponiamo di avere connessa un'impedenza di carico a cui debba essere applicato un segnale $V_{out} > 0$.



Nella circostanza in cui la corrente assorbita del carico sia consistente la corrente di B di Q_1 non è più trascurabile.

In caso di forte carico, tutta I_C tenderà ad andare nella base di Q_1 . La corrente positiva massima di uscita è limitata a $h_{FE1} I_C$.

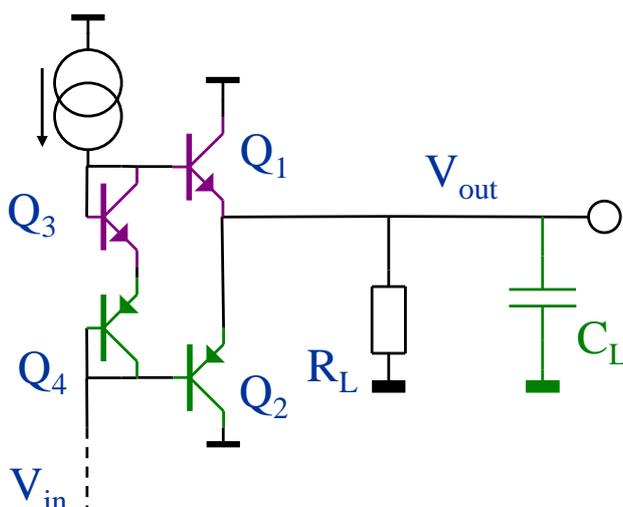
Ora supponiamo di avere connessa un'impedenza di carico a cui debba essere applicato un segnale $V_{out} < 0$.



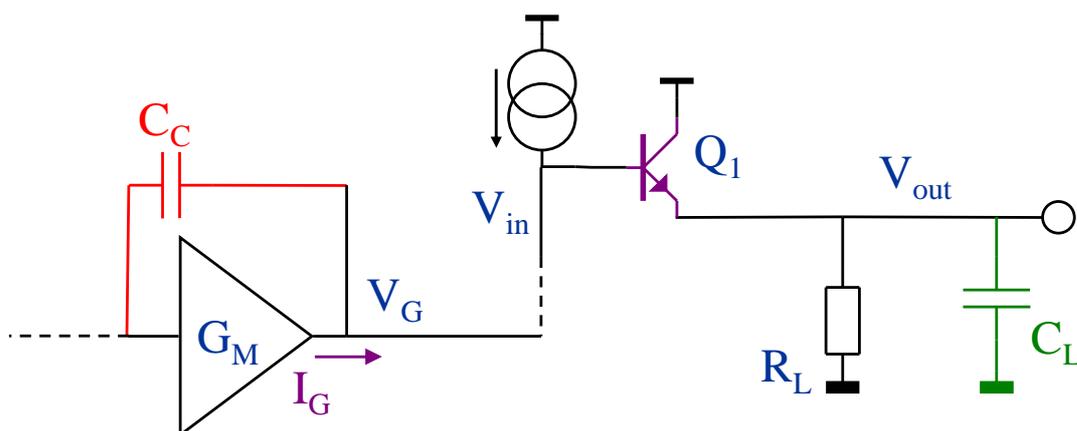
Qua notiamo una situazione di asimmetria rispetto al caso precedente: la corrente proveniente dal carico scorre in Q_2 , la cui corrente di base coincide con la corrente di C di Q_{G2} . Siamo nella condizione in cui la corrente che può essere assorbita dal carico è molto alta, anche se Q_{G2} avesse area piccola.

Stadio di uscita in classe AB di un AO (VII)

Occorre valutare anche il comportamento in frequenza dello stadio di uscita.
La struttura considerata:



A tutti gli effetti può essere considerata alla stregua di un inseguitore di E:



La sua risposta in frequenza è prossima alla ω_T del transistor, visto che opera a guadagno unitario. Tuttavia le sue impedenze di ingresso e di uscita possono aggiungere un comportamento fastidioso dipendente dalla impedenza di carico dell'AO.

$$Z_{if} = R_{BB} + Z_B + (1 + g_m Z_B) Z_L$$

Ad alta frequenza:

$$Z_{if} \approx R_{BB} + \frac{1}{s^2 C_{BE} C_L} [s(C_{BE} + C_L) + g_m]$$

$$\xrightarrow{C_L \gg C_{BE}} R_{BB} + \frac{1}{s C_{BE}}$$

Stadio di uscita in classe AB di un AO (VIII)

Perciò il secondo stadio del nostro amplificatore si trova come carico Z_B nella situazione estrema di grosso carico capacitivo. Se ricordiamo il guadagno di anello T dello stadio di amplificazione (con $Z_F = \infty$):

$$T = \frac{-g_m Z_B Z_O (1 + g_m Z_B)}{(1 + g_m Z_B) Z_B + Z_B + Z_C + Z_O}$$

Con Z_O essere l'impedenza di ingresso del buffer, dove $Z_O \approx Z_B$:

$$\begin{aligned} T &= \frac{-g_m Z_B^2 (1 + g_m Z_B)}{(3 + g_m Z_B) Z_B + Z_C} \\ &= \frac{-g_m C_C}{s C_{BE}} \frac{s C_{BE} + g_m}{s C_{BE} (C_{BE} + 3 C_C) + g_m C_C} \end{aligned}$$

La frequenza a -3 dB si riscontra a circa la frequenza del II polo a:

$$\omega_{45} = \frac{g_m C_C}{C_{BE} (C_{BE} + 3 C_C)} \approx \frac{g_m}{3 C_{BE}}$$

Per $Z_O = \infty$, ovvero per carichi capacitivi trascurabili:

$$T = -g_m Z_B (1 + g_m Z_B) = -\frac{g_m^2}{s^2 C_{BE}^2} (s C_{BE} / g_m + 1) = -\frac{1}{s^2 \tau^2} (s \tau + 1)$$

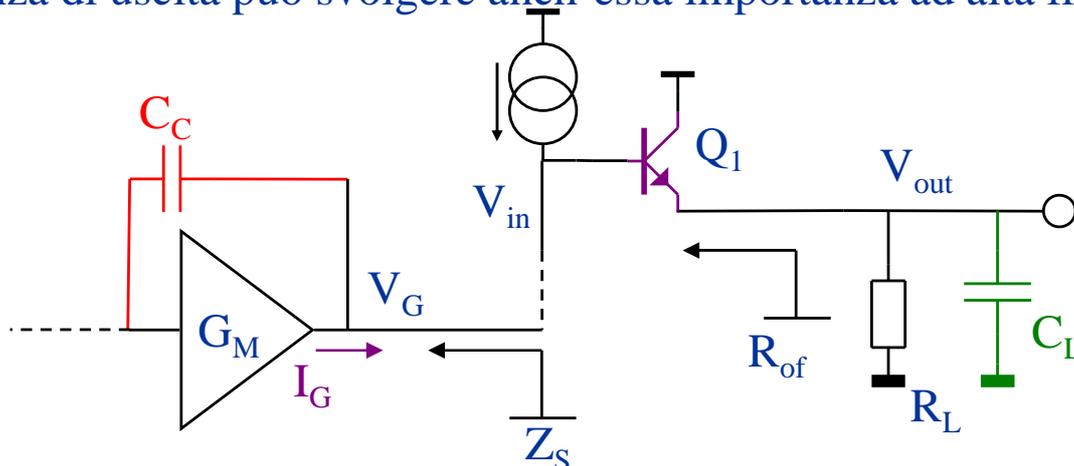
$$|T| = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega_{T1} = 1.27 \frac{g_m}{C_{BE}}, \text{ con } \Phi_M > 50^\circ$$

Quindi si riscontrano effetti sulla larghezza di banda.

Di fatto la risposta dell'AO in funzione della capacità di carico è un parametro sempre indicato nei datasheet.

Stadio di uscita in classe AB di un AO (IX)

L'impedenza di uscita può svolgere anch'essa importanza ad alta frequenza.



L'impedenza di uscita dell'inseguitore, escludendo il carico, è:

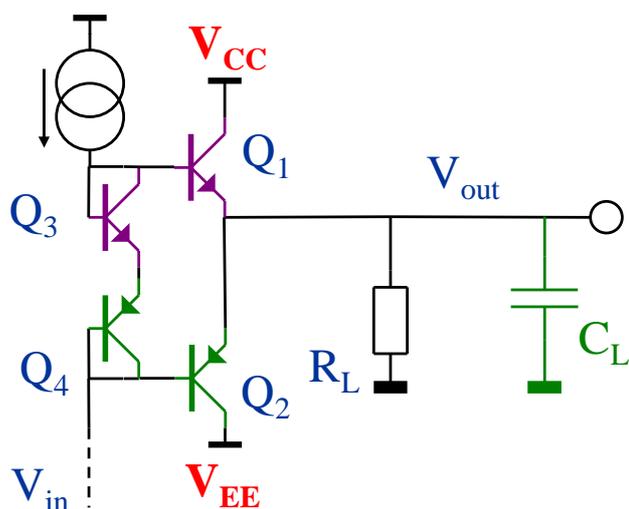
$$R_{of} = \frac{R_P}{1 + g_m R_P} = \frac{Z_B'}{1 + g_m Z_B'} = \frac{Z_B'}{1 + g_m Z_B}$$

$$= \frac{sC_{BE}Z_s + 1}{sC_{BE} + g_m}$$

Perciò l'impedenza di uscita può assumere valori non trascurabili ed anche mostrare una componente induttiva. Tutto questo dipendendo dall'impedenza di uscita dello stadio precedente.

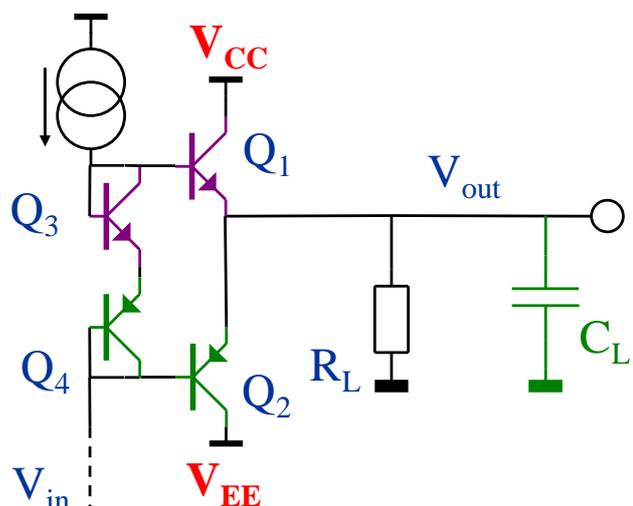
Volendo essere il più possibile immuni dal carico di ingresso/uscita dell'inseguitore il suggerimento più immediato è l'uso di una struttura Darlington.

Il Darlington si scontra con la riduzione della dinamica introdotta. A meno che non si introducano soluzioni adeguate.



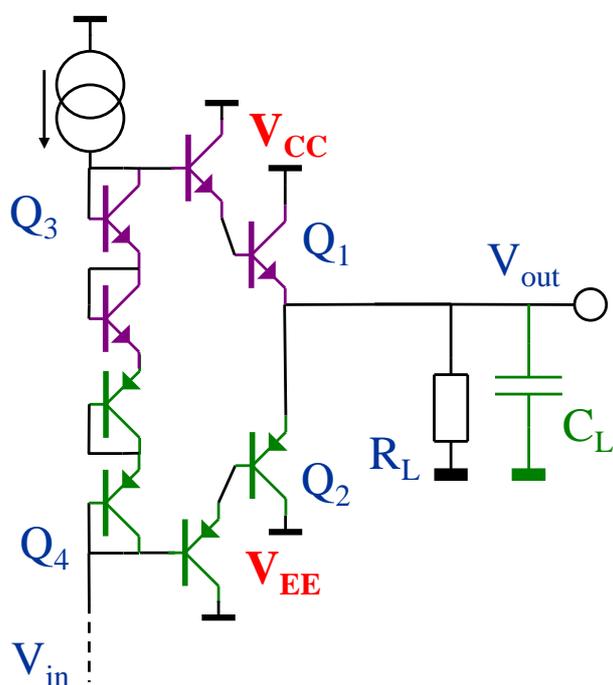
Ammettendo che non ne soffra il generatore di corrente, la massima escursione positiva del segnale si ottiene quando la B di Q1 è a V_{CC}, che implica che V_{out} assume il potenziale V_{CC}-V_{BE}, ovvero V_{CC}-0.7 V.

Stadio di uscita in classe AB di un AO (X)



Allo stesso modo, ammettendo che chi sviluppa il potenziale V_{in} non ne soffre, la minima escursione negativa è $V_{EE} + V_{BE}$, ovvero $V_{EE} + 0.7$ V.

All'atto pratico sia il generatore di corrente che chi genera V_{in} necessita spesso di almeno una V_{BE} per sopravvivere. Quindi, generalmente, l'escursione della tensione di uscita in queste condizioni si ha sino a circa $V_{CC} - 2V_{BE}$ e $V_{EE} + 2V_{BE}$.

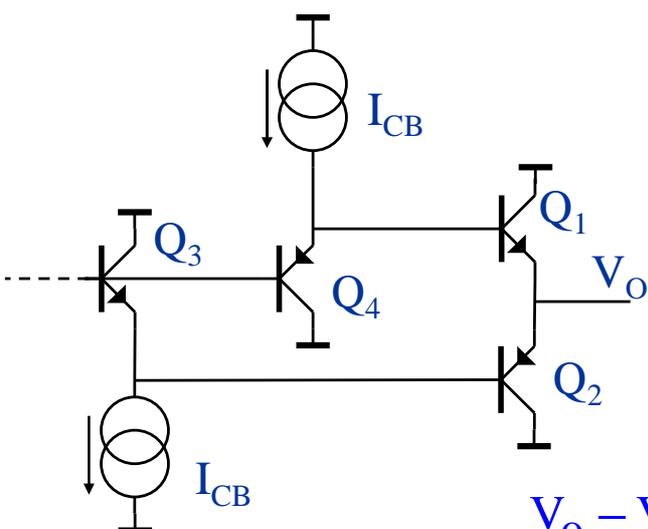


Qui abbiamo un Darlington, però purtroppo dobbiamo abbassare di una V_{BE} la dinamica dell'amplificatore.

Per cercare di non perdere in dinamica occorre allora sfruttare il Darlington composito npn – pnp.

Stadio di uscita in classe AB di un AO (XI)

Una delle strutture più eleganti nella realizzazione del buffer di uscita è questa:



Vale, come nel caso precedente, che:

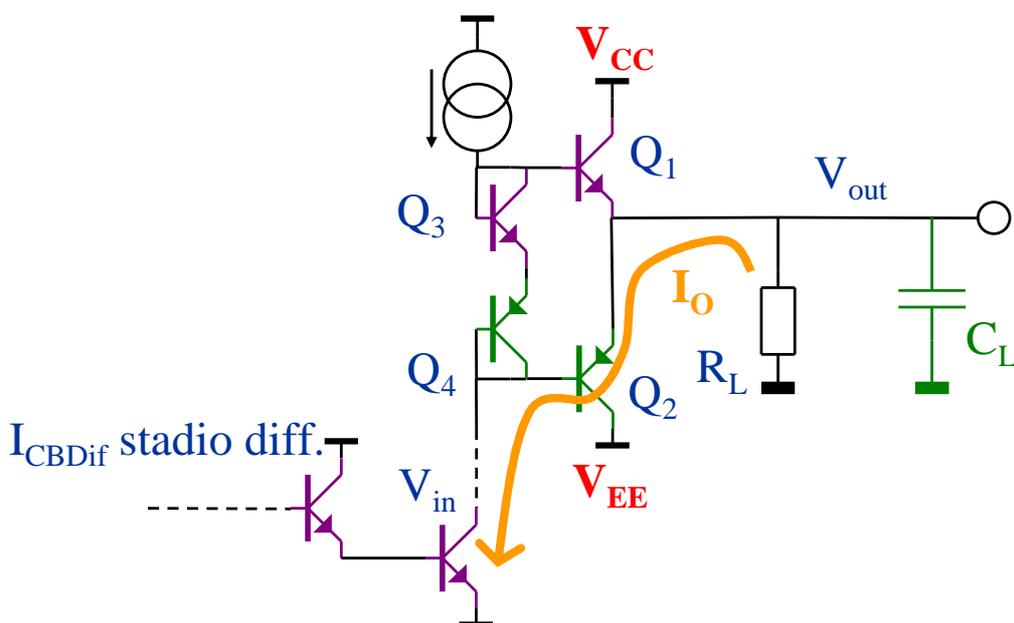
$$V_O - V_{BE2} + V_{BE3} + V_{BE4} - V_{BE1} = V_O$$

$$V_{BE4} - V_{BE2} = V_{BE1} - V_{BE3}$$

$$\frac{I_{CB}}{A_3} \frac{A_1}{I_2} = \frac{I_1}{A_1} \frac{A_3}{I_{CB}} \Rightarrow I_1 I_2 = I_{CB}^2 \left(\frac{A_1}{A_3} \right)^2$$

Consente di avere una dinamica di 1 o 2 V_{BE} verso le alimentazioni ed è simmetrica.

Presenta una limitazione naturale nella corrente di uscita a $\pm h_{FE} I_{CB}$. Questo è un vantaggio nei confronti nel controllo della corrente di Q_4 che nelle soluzioni classiche ha una limitazione a $(h_{FE})^2 I_{CB}$:



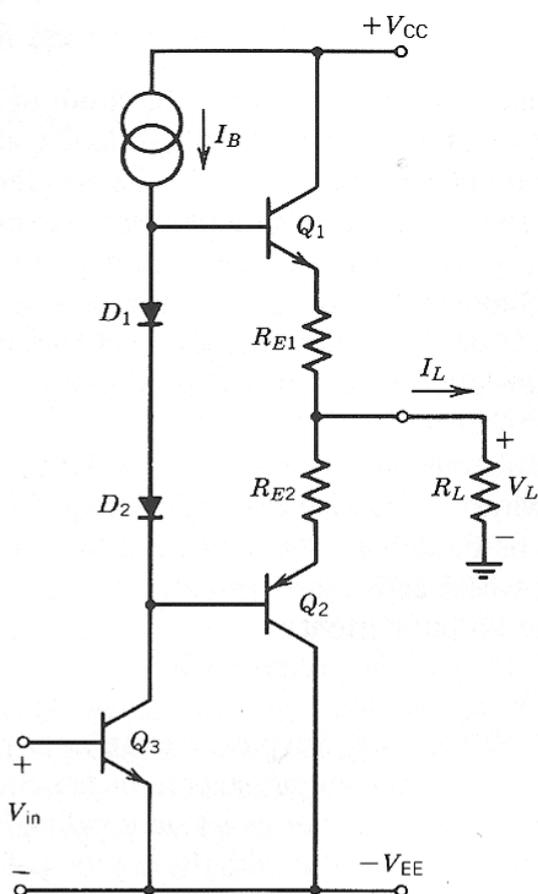
I_O limite assorbita:

$$I_{CB} \text{ dif } h_{FE}^3$$

Protezione di corrente negli stadi di uscita (I)

Un eccessivo assorbimento di corrente dell'amplificatore potrebbe essere letale. Tutti gli AO commerciali includono la protezione di corrente nello stadio di uscita.

Una resistenza viene inserita in serie al percorso della corrente. Se la ddp ai suoi capi supera un valore pre-impostato entra in gioco la limitazione che non consente di superare il valore stabilito di corrente di uscita. Inevitabilmente la protezione diminuisce la dinamica di uscita.



Questa è la limitazione più semplice ma meno accurata: la massima corrente che può essere erogata (assorbita) è:

$$I_{MAX} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + R_L}$$

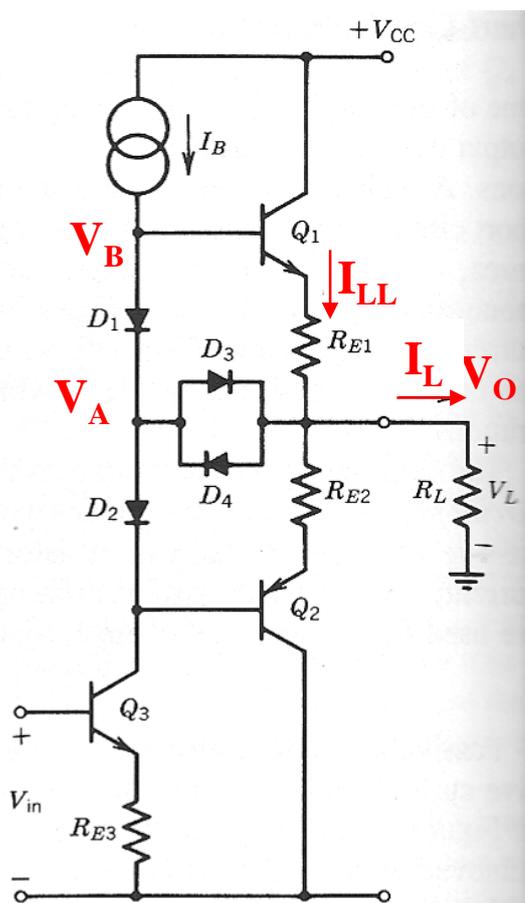
Nel caso di cortocircuito:

$$I_{MAX} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E}$$

Questa protezione, di tipo così detto passivo, è certamente la meno efficiente visto che può aumentare di molto l'impedenza di uscita.

Protezione di corrente negli stadi di uscita (II)

Una protezione passiva, ma più efficiente della precedente, è questa:



Guardando alla maglia O – A – B
abbiamo che:

$$V_{D3} + V_{D1} = V_{BE1} + I_{LL}R_{E1}$$

Sappiamo che Q_1 è attivo perché sta erogando corrente. Per cui se $I_{LL}R_{E1} < V_D$ si è sotto soglia e in D_3 non passa corrente, e $I_{LL} = I_L$.

Se ora il carico richiedesse una corrente che vorrebbe forzare $I_{LL}R_{E1} > V_D$ D_3 sarebbe forzato ad entrare in conduzione. Dovendosi soddisfare la maglia sopra otterremo che in R_{E1} può scorrere una corrente limitata e quindi:

$$I_L \leq \frac{V_{D3} + V_{D1} - V_{BE1}}{R_{E1}} + \left(I_B - \frac{V_D}{h_{FE}R_{E1}} \right) \approx I_B + \frac{V_D}{R_{E1}}$$

La conseguenza è che la reazione smette di funzionare ed il potenziale di uscita è limitato alla tensione $(V_D/R_{E1})R_{corto}$. Dove R_{corto} è il carico anomalo che è stato connesso. Ovviamente se $R_{corto} = 0 \Omega$ il potenziale di uscita andrà a 0 V.

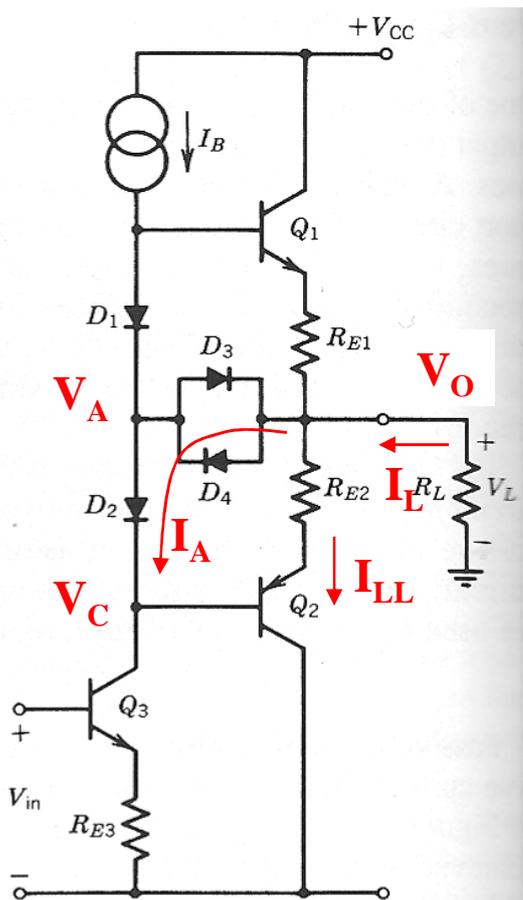
Quello che accade è che $D_1 - D_3$ drenano corrente da I_B in modo che la corrente di B di Q_1 sia limitata a:

$$I_{BQ1} = \frac{1}{h_{FE}} \frac{V_D}{R_{E1}}$$

Questa situazione è valida solo se la corrente I_B è limitata, come è il caso in questa circostanza. Se I_B non fosse limitata la corrente richiesta dal carico andrebbe a scorrere tutta in $D_1 - D_3$, in un percorso alternativo, ma sempre dannoso per il circuito.

Protezione di corrente negli stadi di uscita (III)

Un discorso quasi analogo vale per la protezione negativa:



Guardando alla maglia O – A – C
abbiamo che:

$$V_{D2} + V_{D4} = V_{BE2} + I_{LL}R_{E2}$$

Sappiamo che Q_2 è attivo perché sta drenando corrente. Per cui se $I_{LL}R_{E2} < V_D$ si è sotto soglia e in D_4 non passa corrente, e $I_{LL} = I_L$.

Se ora il carico richiedesse una corrente che vorrebbe forzare $I_{LL}R_{E2} > V_D$ D_4 sarebbe forzato ad entrare in conduzione. Dovendosi soddisfare la maglia sopra otterremo che in R_{E2} può scorrere una corrente limitata, quindi:

$$I_L \leq \frac{V_{D2} + V_{D4} - V_{BE2}}{R_{E2}} + I_A \approx \frac{V_D}{R_{E2}} + I_A$$

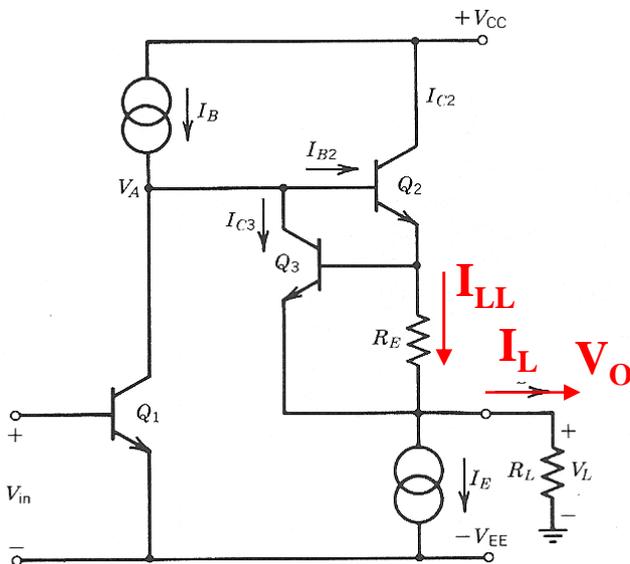
Ora però la situazione è più delicata. $D_2 - D_4$ drenano corrente verso il C di Q_3 che non ha di principio limitazioni di corrente a meno che R_{E3} sia opportunamente dimensionata. Infatti in questo caso mano a mano che in Q_3 aumenta la corrente diminuisce V_{CE3} , portandolo in saturazione, con il conseguente limite nella sua portata di corrente.

Quindi la protezione verso il basso e verso l'alto non sono simmetriche in questa configurazione.

Il vantaggio della protezione passiva è di non inserire anelli di guadagno che potrebbero oscillare. Per contro non ha una soglia di intervento di grande precisione.

Protezione di corrente negli stadi di uscita (IV)

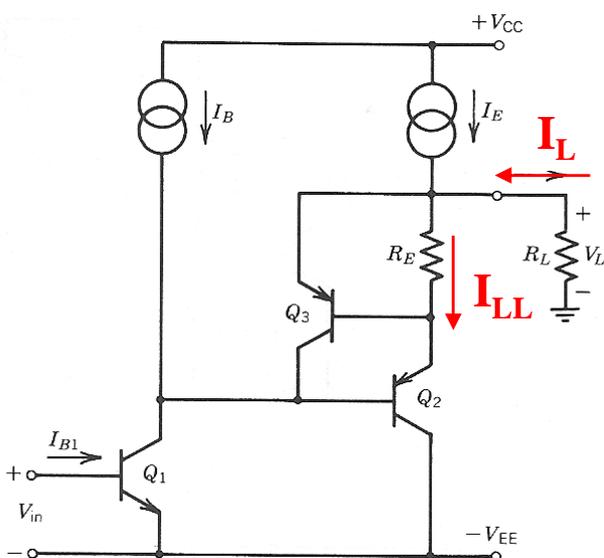
La protezione attiva ha una soglia di innesto più precisa. Una delle sue più semplici implementazioni è questa:



Se $I_{LL} R_E < V_{BE3}$ Q_3 non è in grado di funzionare ed è come se non ci fosse, e $I_{LL} = I_L$.

Nel momento in cui $I_{LL} R_E > V_{BE3}$ drenando corrente da I_B . Però in questo caso la corrente sottratta alla B di Q_2 rispetto alla variazione richiesta dal carico è h_{FE} volte maggiore che nel caso con i soli diodi, vale a dire che non viene fatto il confronto con il potenziale di innesto di più giunzioni:

$$I_L \leq \frac{V_{BE}}{R_E} + I_B - \frac{V_{BE}}{h_{FE} R_E}$$



Come nel caso precedente anche in questo caso la protezione negativa non è limitata, a meno che non si prendano ulteriori provvedimenti.

Quando $I_{LL} R_E > V_{BE3}$ la corrente di Q_3 scorre tutta in Q_1 che non ha freni nella soluzione a fianco.

Questa limitazione così come impostata non funziona.

Protezione di corrente negli stadi di uscita (V)

La protezione attiva ha una soglia di innesto più precisa. Una delle sue più semplici implementazione è questa:

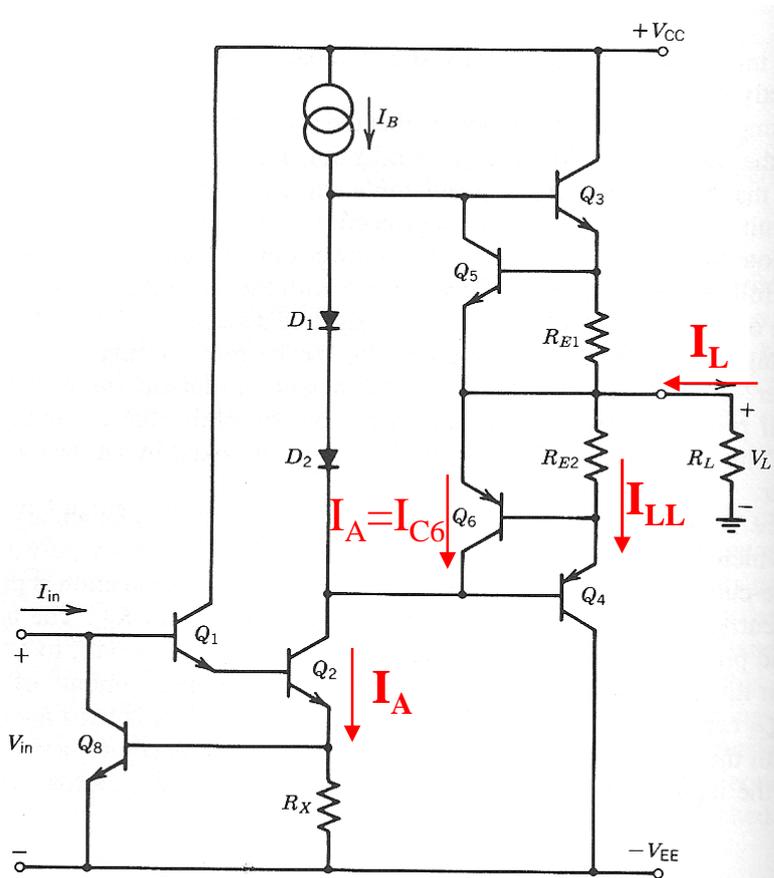


FIGURE 5.38. Complementary output stage with active short-circuit protection.

Per operare in modo corretto si deve in qualche modo limitare anche la corrente di Q_2 . Abbiamo che:

$$I_A = I_{C6} + \frac{V_{BE6}}{h_{FE} R_{E2}} \approx I_{C6}$$

$$I_L \leq I_A + \frac{V_{BE6}}{R_{E2}}$$

Ma:

$$I_A = \frac{V_{BE8}}{R_X}$$

E quindi:

$$I_L \leq \frac{V_{BE8}}{R_X} + \frac{V_{BE6}}{R_{E2}}$$

La corrente I_{in} di Q_8 è la corrente di uscita del differenziale di ingresso, quindi limitata a qualche μA .

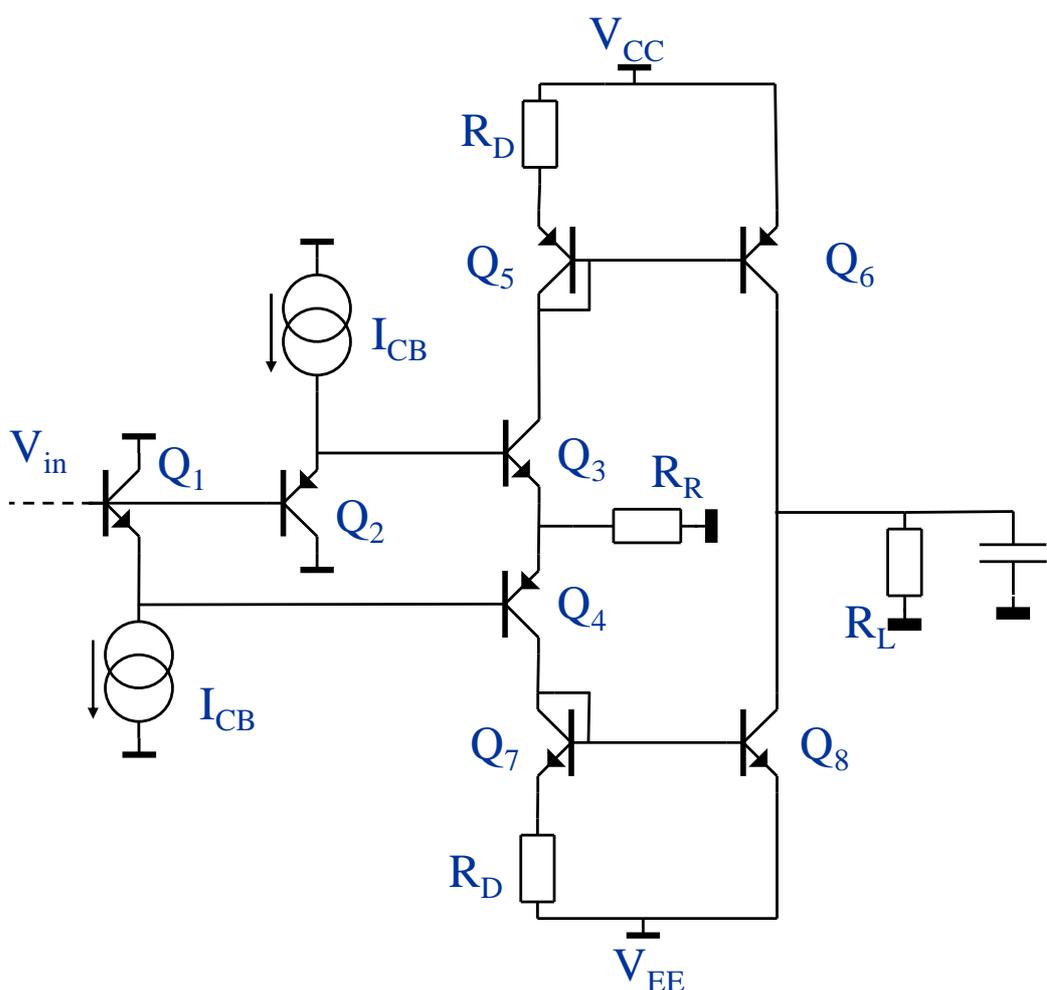
Pertanto la limitazione negativa ha richiesto l'inserimento di 2 protezioni per potere essere attiva in modo consistente.

Stadio di uscita rail-to-rail (1)

Lo stadio di uscita che abbiamo analizzato fino ad ora ha la limitazione dell'escursione della tensione di uscita, che nella migliore delle ipotesi può arrivare ad una V_{BE} dalle 2 alimentazioni, o rails.

E' possibile implementare una soluzione detta rail-to-rail, capace di escursioni prossime alle alimentazioni.

La forma più intuitiva di realizzazione di una tale soluzione è:



Invece di uscire agli E di Q_3 e Q_4 si genera una corrente che viene specchiata. Quindi si esce ai C di Q_6 e Q_8 .

La corrente generata è:

$$\frac{V_{in}}{R_R}$$

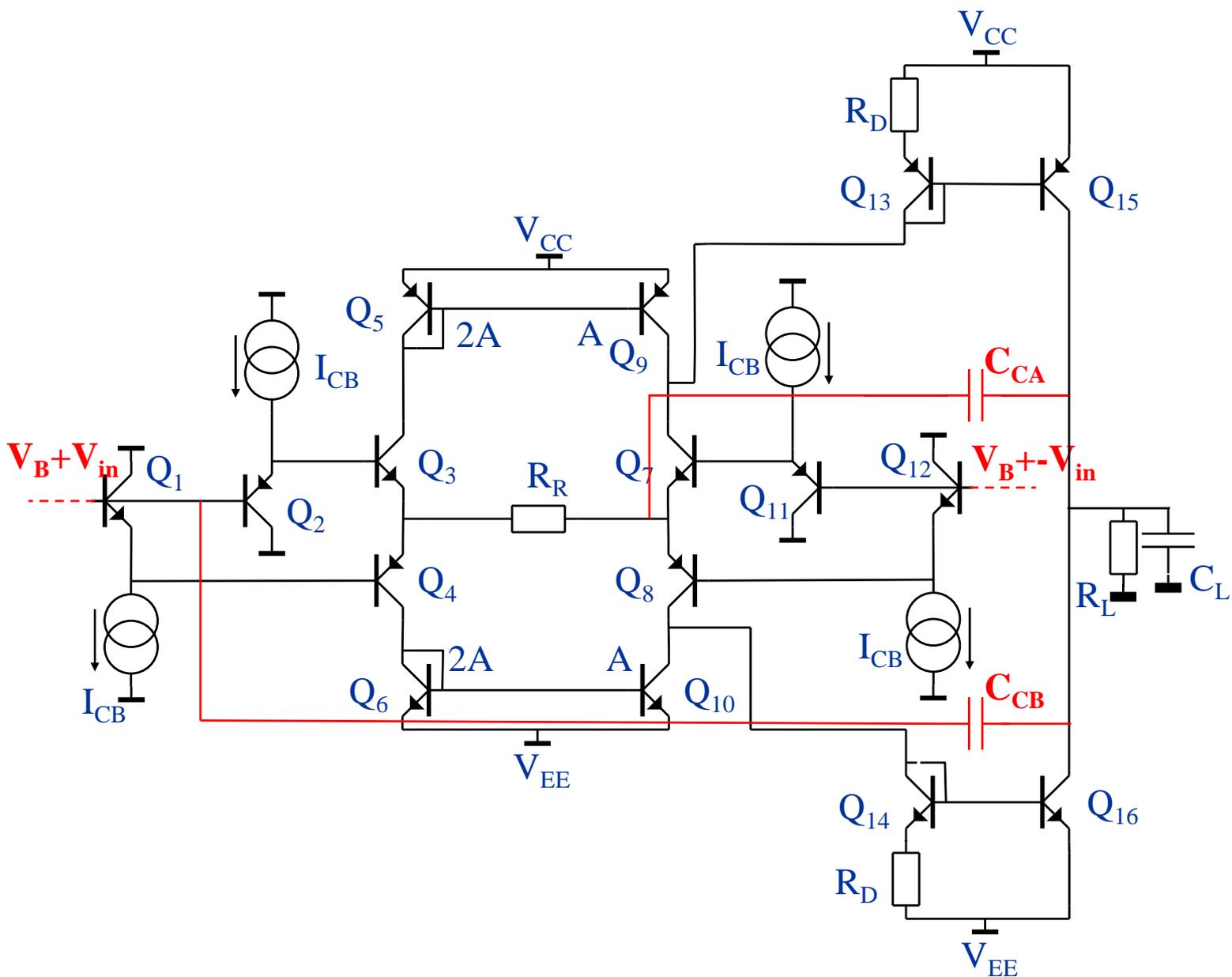
Le resistenze R_D aumentano il guadagno di corrente alle alte correnti, in modo che la corrente di uscita possa essere sempre più grande di quella di ingresso.

Esistono molte soluzioni al riguardo. Tutte però basate più o meno sul principio indicato.

Questo stadio di uscita presenta sempre una certa criticità perché il suo guadagno non è unitario e dipende dal carico.

Stadio di uscita rail-to-rail (2)

Esiste anche una forma più simmetrica di questa soluzione, detta a ponte:



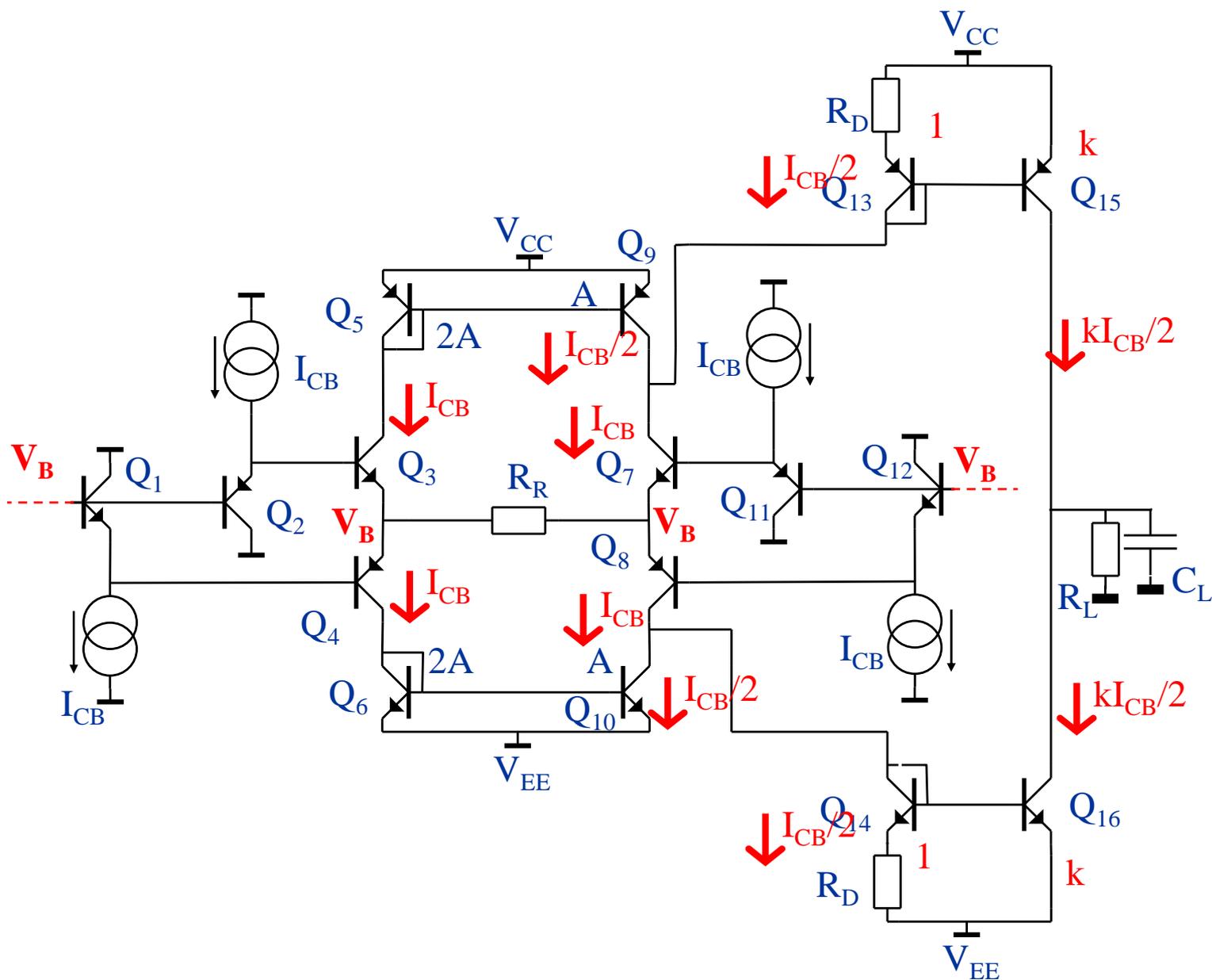
In questo caso la resistenza R_R non è riferita a massa, ai suoi capi vi sarà una ddp nulla in condizioni di equilibrio. Questo richiede che staticamente V_{in} e $-V_{in}$ sia nullo.

Importante: non occorre introdurre la protezione da cortocircuito negli stadi con uscita di C perché mostrano alta impedenza ad anello aperto.

In genere si fa in modo che lo stadio di pilotaggio dello stadio di uscita abbia una limitazione opportuna. Nello schema sopra la corrente limite è la più piccola tra $h_{FE}I_{CB}$ e $(V_{CC}-V_{EE})/R_R$.

Stadio di uscita rail-to-rail (3)

Condizioni di equilibrio statico:

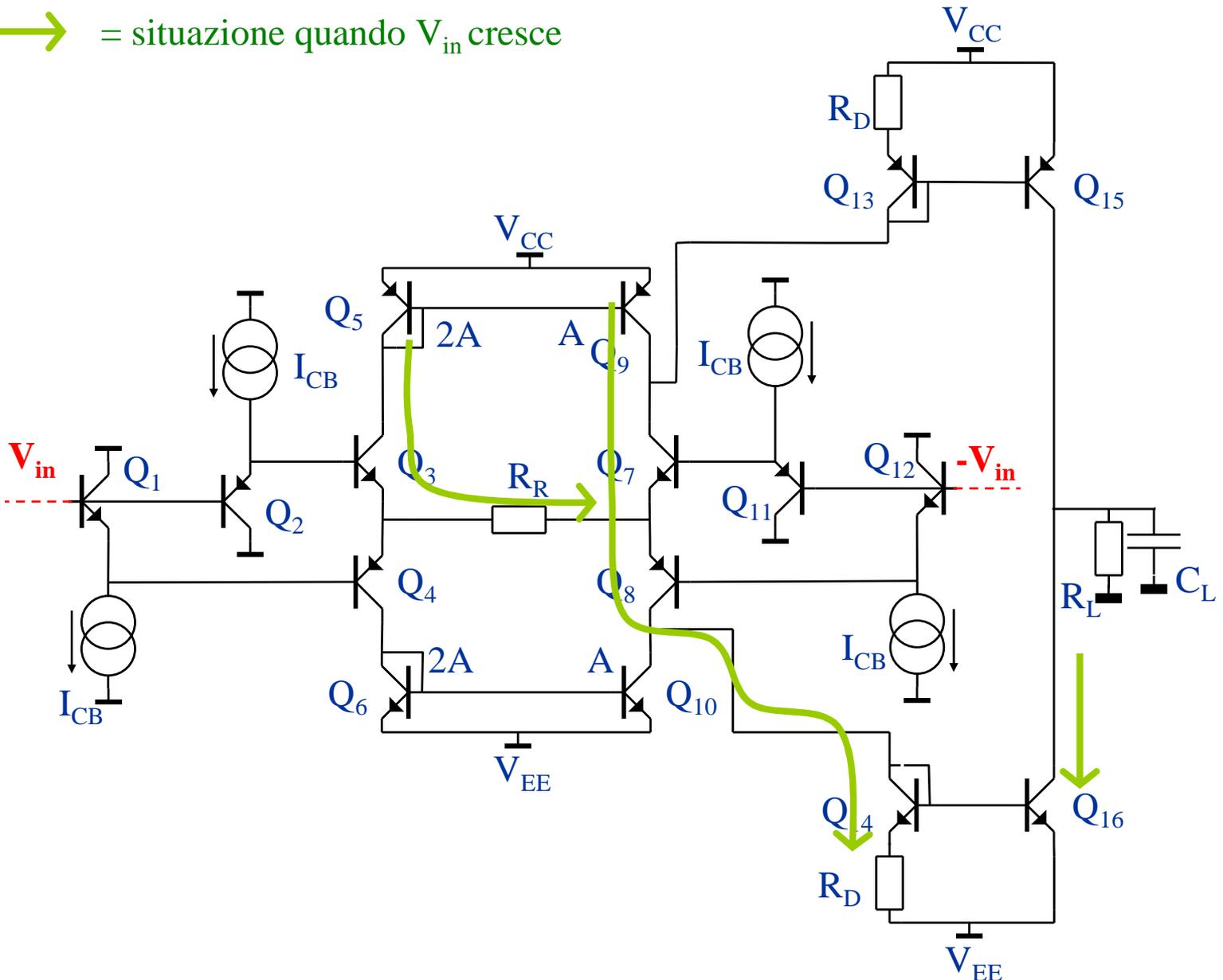


Quindi il rapporto 2 a 1 di area tra Q_5 e Q_9 e tra Q_6 e Q_{10} è necessario per potere avere un corrente di polarizzazione stabilita nello specchio di uscita.

Stadio di uscita rail-to-rail (4)

Guadagno dinamico:

→ = situazione quando V_{in} cresce



Supponiamo che V_{in+} cresca e quindi che V_{in-} decresca dello stesso ammontare. In Q_3 scorrerà (trascuriamo la corrente di Q_4):

$$I_3 = \frac{2V_{in}}{R_R}$$

In Q_8 :

$$I_8 = I_3 + \frac{I_3}{2}$$

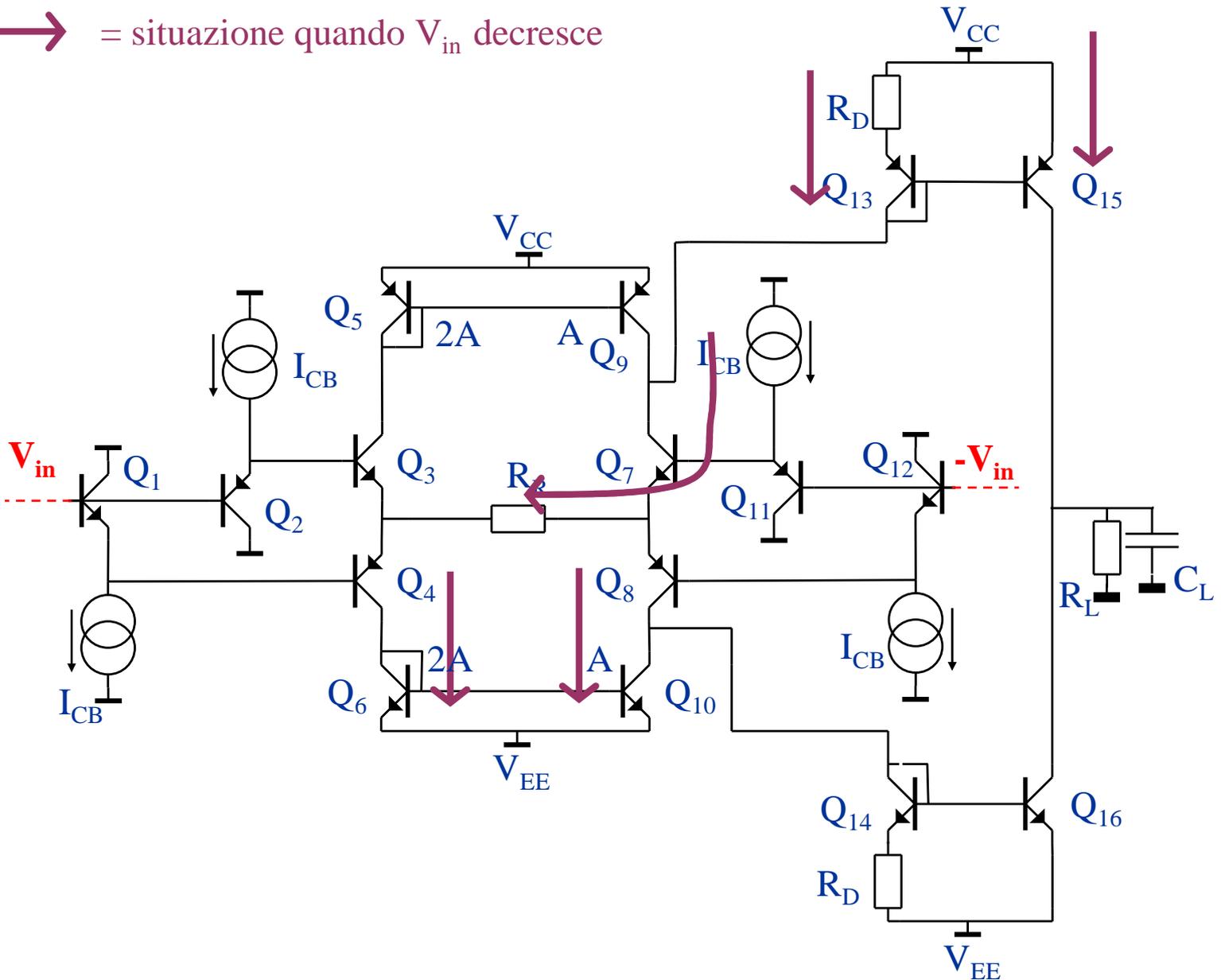
E quindi in Q_4 , che verrà amplificata in Q_{16} dal rapporto delle aree e per mezzo della resistenza di degenerazione R_D :

$$I_4 = \frac{3}{2} \frac{2V_{in}}{R_R} = \frac{3V_{in}}{R_R}$$

Stadio di uscita rail-to-rail (5)

Guadagno dinamico:

→ = situazione quando V_{in} decresce



Supponiamo ora che V_{in-} cresca e quindi che V_{in+} decresca dello stesso ammontare. In Q_7 scorrerà (trascuriamo la corrente di Q_3):

$$I_7 = -\frac{2V_{in}}{R_R} + I_{10}$$

In Q_4 e di conseguenza in Q_{10} :

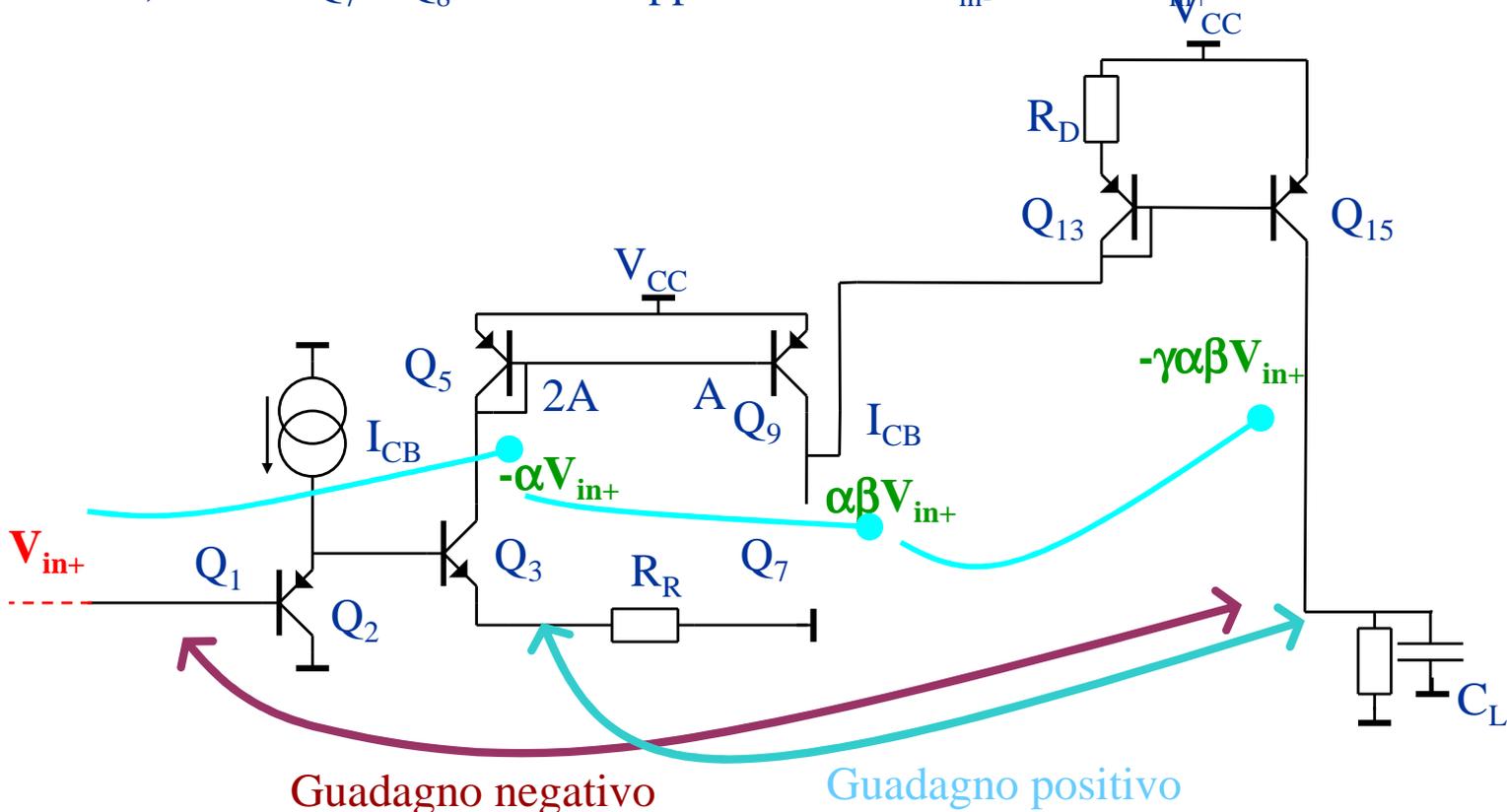
$$I_4 = -\frac{2V_{in}}{R_R} \Rightarrow I_{10} = \frac{I_4}{2} = -\frac{V_{in}}{R_R}$$

E quindi in Q_{13} , che verrà amplificata in Q_{15} dal rapporto delle aree e per mezzo della resistenza di degenerazione R_D :

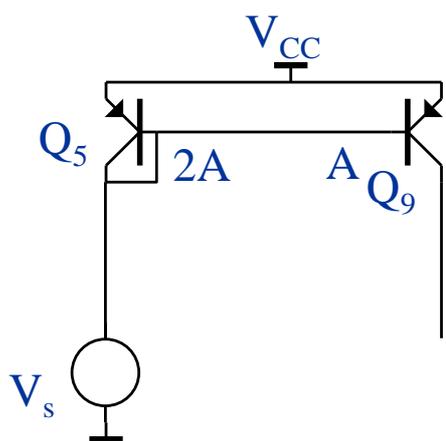
$$I_{13} = I_7 = -\frac{2V_{in}}{R_R} - \frac{V_{in}}{R_R} = -\frac{3V_{in}}{R_R}$$

Stadio di uscita rail-to-rail (6)

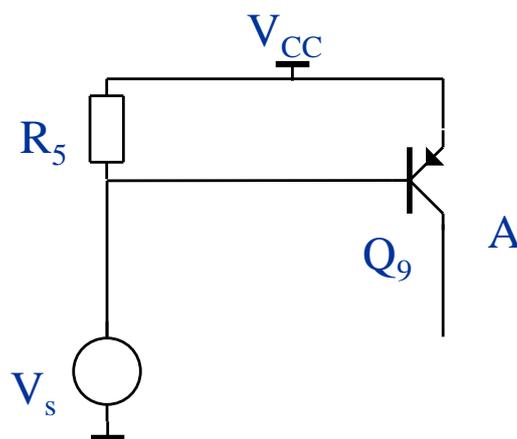
Vediamo il segno del guadagno dei 2 rami. La rete non si presenta perfettamente simmetrica. Infatti Q_3 e Q_4 hanno come carico 2 specchi in cascata, mentre Q_7 e Q_8 solo 1. Supponiamo che V_{in-} sia 0 e V_{in+} aumenti:



Si ricorda che nello specchio, dal punto di vista del segno del segnale vale che:



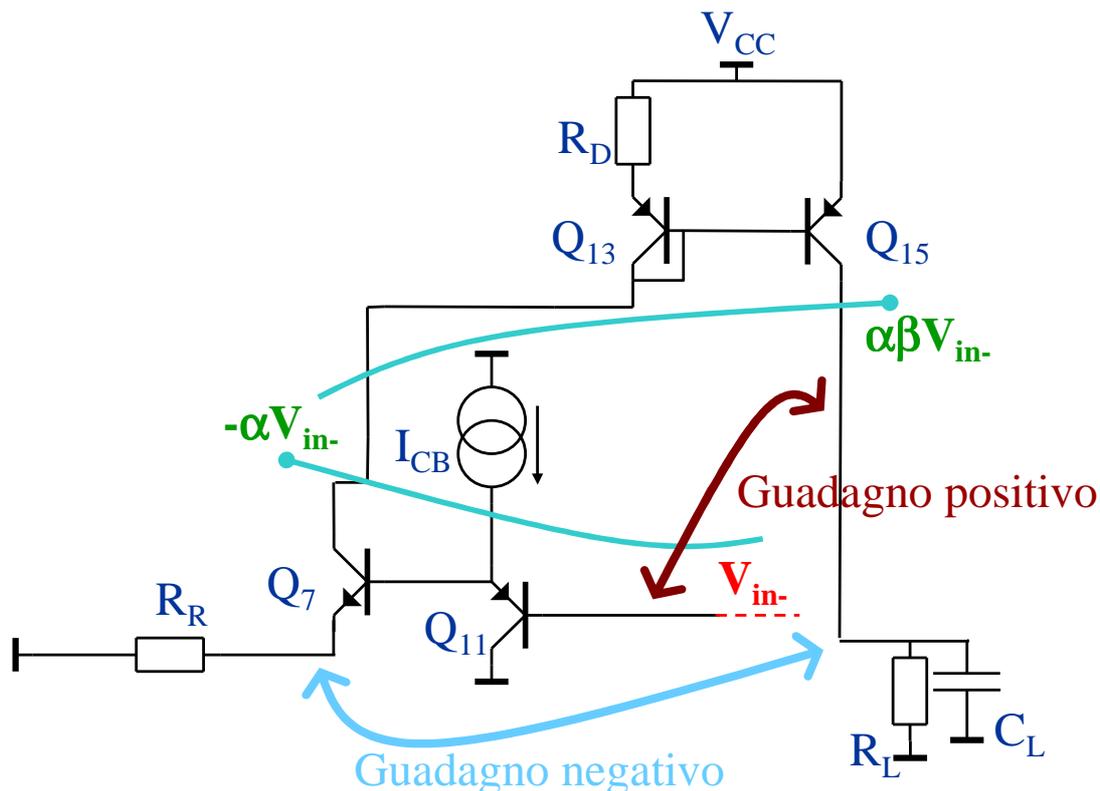
È equivalente a:



Quindi V_s subisce un'inversione da Q_9 .

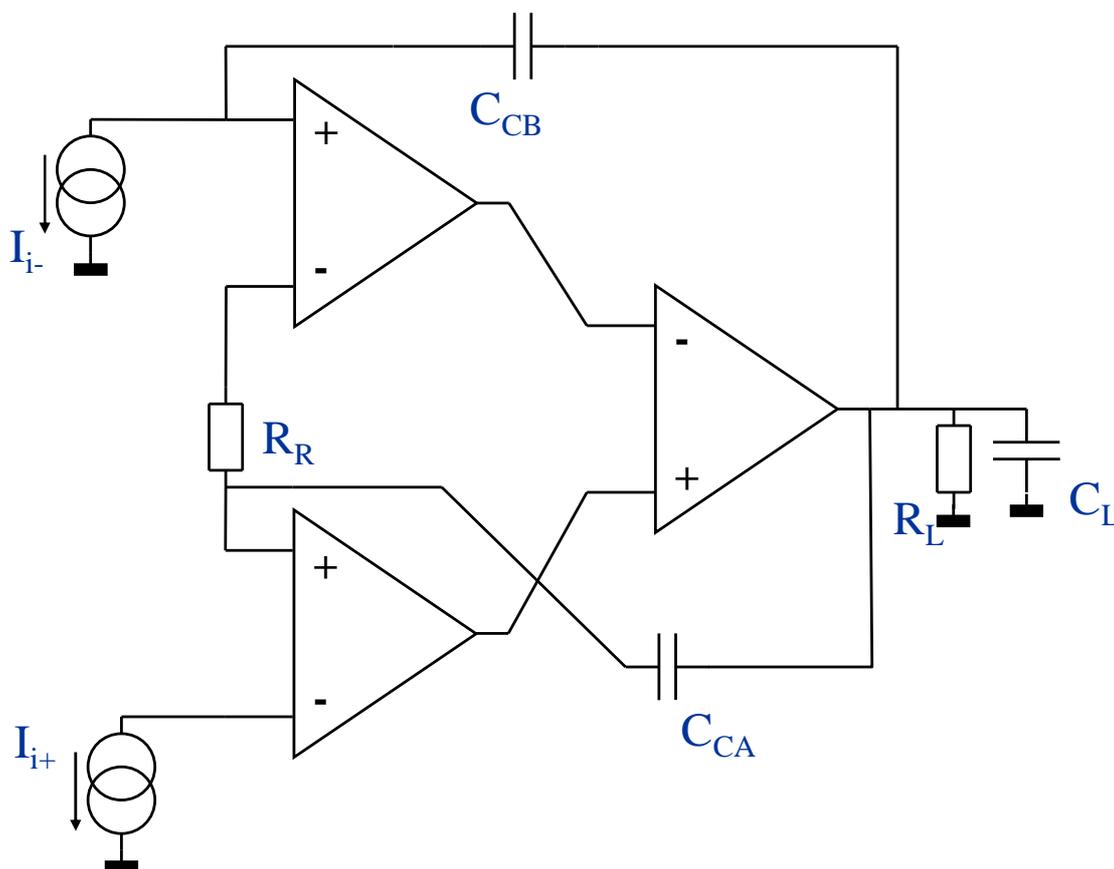
Stadio di uscita rail-to-rail (7)

Supponiamo ora che V_{in+} sia 0 e V_{in-} aumenti:



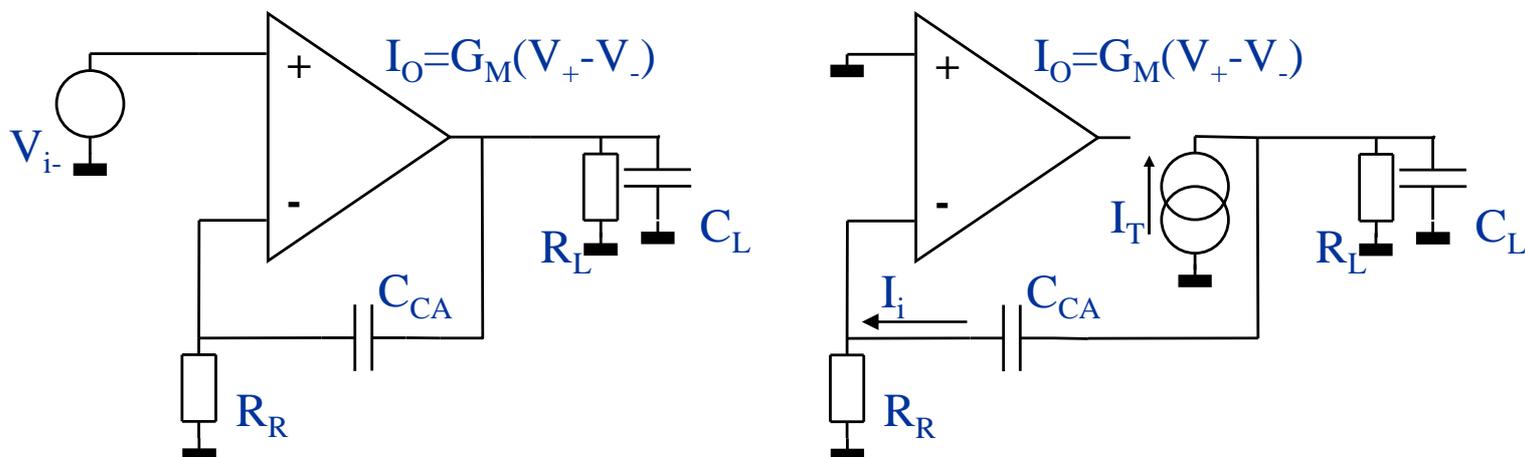
Ecco allora spiegata la ragione per cui le 2 compensazioni utilizzate si chiudono in 2 nodi differenti: ad un emettitore, C_{CA} , ed ad una base, C_{CB} .

Possiamo pensare al seguente modello della struttura:



Stadio di uscita rail-to-rail (8)

Possiamo cercare di dare una stima del comportamento in frequenza dello stadio di uscita R-t-R. Modellizziamo così la compensazione di C_{CA} , valutata nel caso in cui $V_{i+}=0$ per semplicità, per esempio:



$$\begin{aligned}
 I_i &= \frac{1 + sR_R C_{CA}}{sC_{CA}} \frac{1}{\frac{1 + sR_R C_{CA}}{sC_{CA}} + \frac{R_L}{1 + sC_L R_L}} I_T \\
 &= \frac{1 + sR_R C_{CA}}{(1 + sR_R C_{CA})(1 + sC_L R_L) + sC_{CA} R_L} I_T \\
 V_- &= \frac{R_R}{1 + sC_{CA} R_R} \frac{1 + sR_R C_{CA}}{(1 + sR_R C_{CA})(1 + sC_L R_L) + sC_{CA} R_L} I_T \\
 &= \frac{R_R}{(1 + sR_R C_{CA})(1 + sC_L R_L) + sC_{CA} R_L} I_T
 \end{aligned}$$

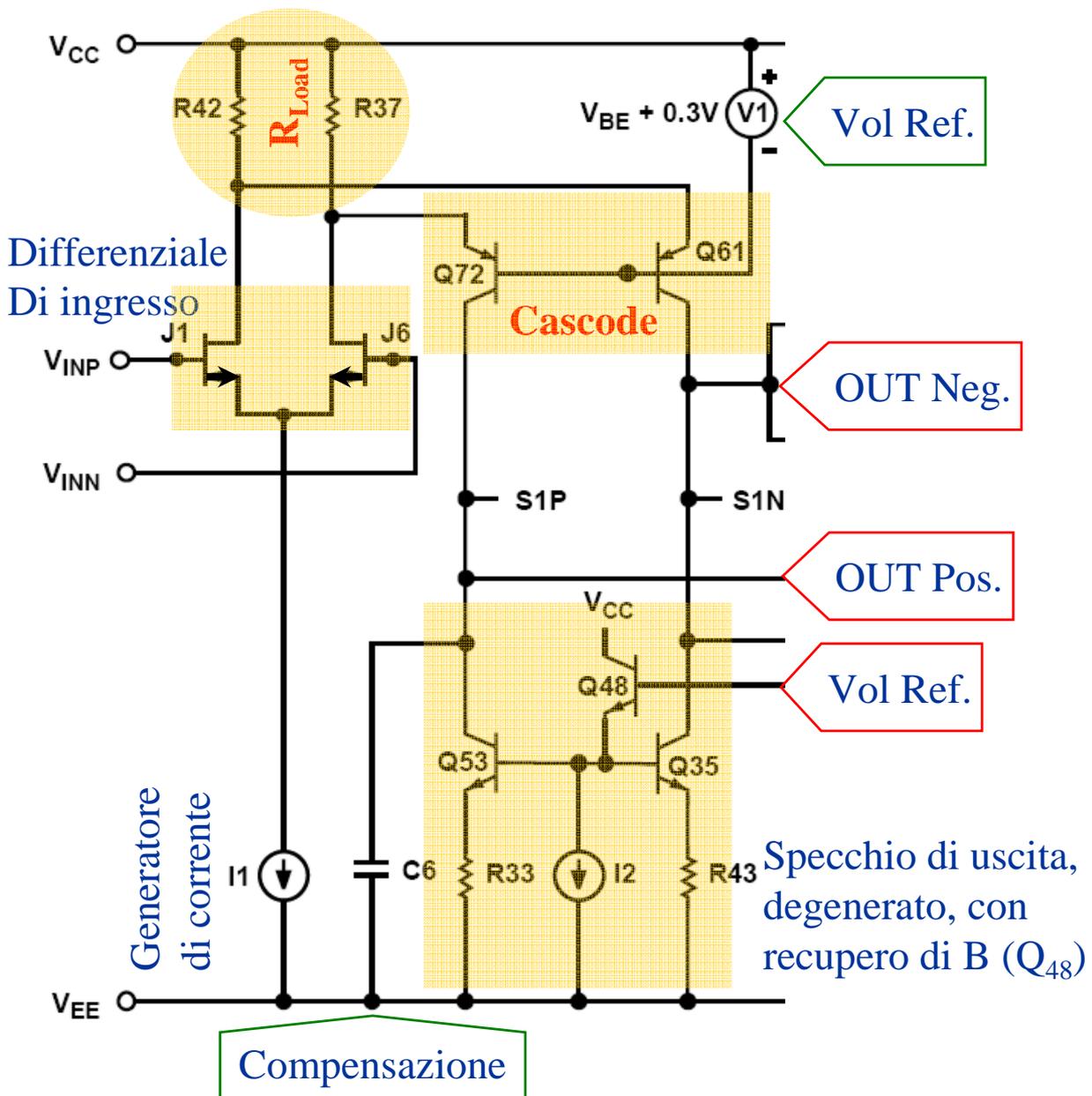
Perciò il guadagno di anello risulta avere 2 poli, se C_L non può essere trascurata:

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{G_M R_R}{(1 + sR_R C_{CA})(1 + sC_L R_L) + sC_{CA} R_L} \\
 &= \frac{G_M R_R}{s^2 C_L C_{CA} R_L R_R + s\{C_{CA}(R_R + R_L) + C_L R_L\} + 1} \\
 &\approx_{C_L \approx 0} \frac{G_M R_R}{sC_{CA}(R_R + R_L) + 1}
 \end{aligned}$$

Stadio di uscita rail-to-rail (9)

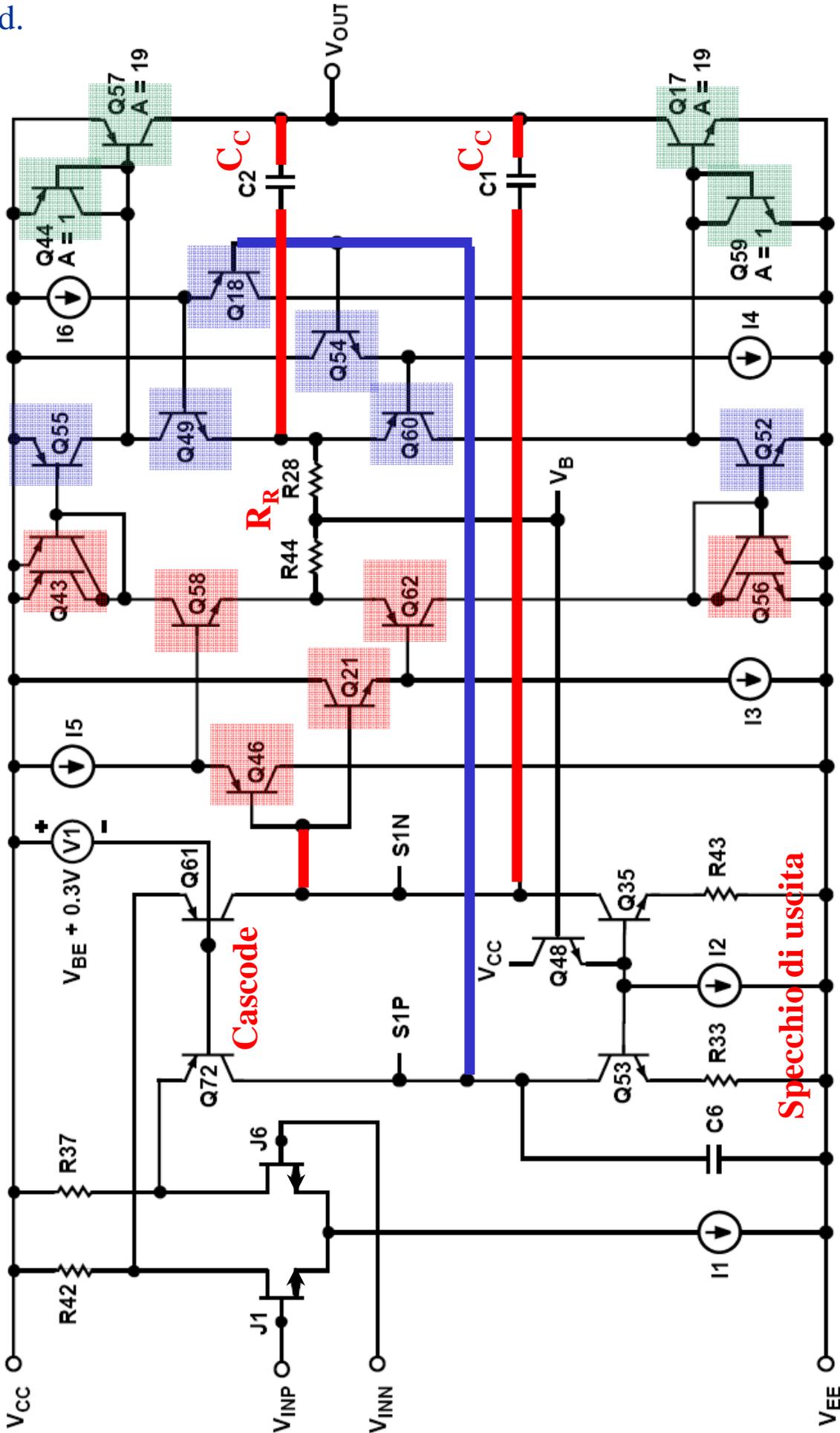
Un esempio di realizzazione dello stadio della pagina precedente è dato dall'AO AD823. Che comunque conviene studiare in modo completo, per una migliore comprensione.

Cominciamo dallo stadio di ingresso nel quale il passaggio dal differenziale di ingresso allo specchio avviene attraverso una connessione a cascode.

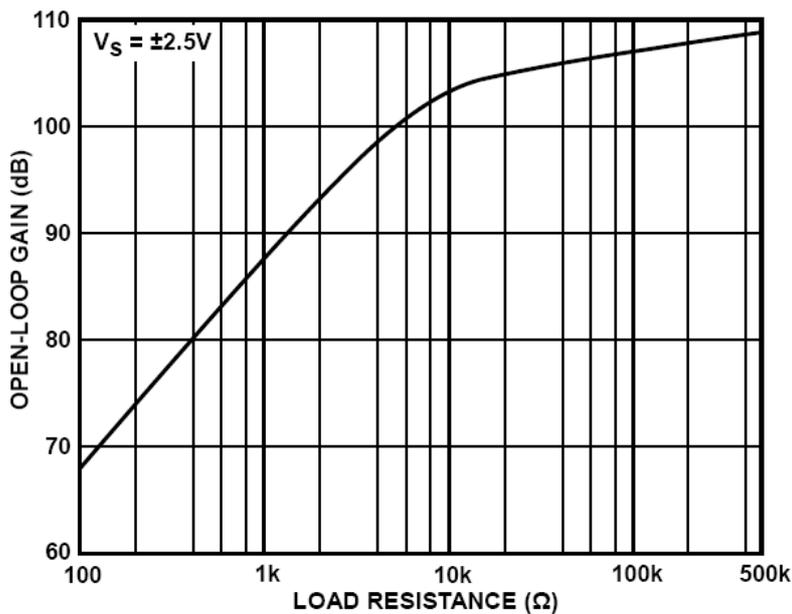


Stadio di uscita rail-to-rail (10)

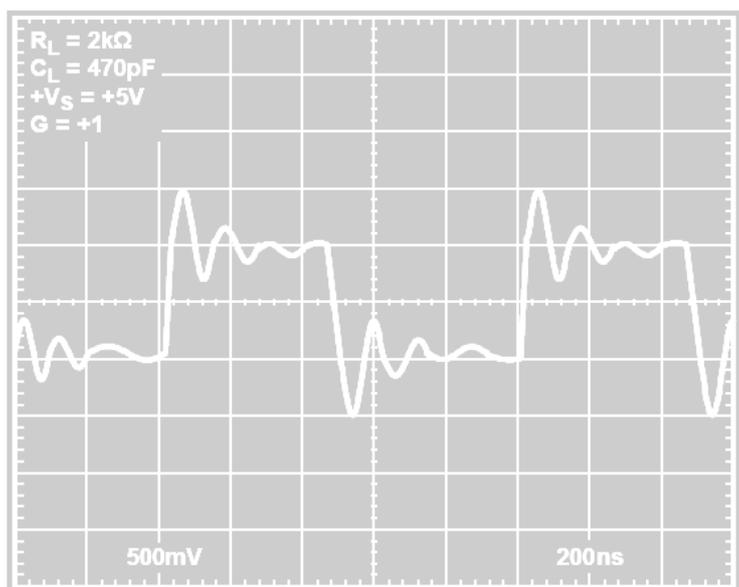
AD823: 16 MHz, 22 V/ μ s slew-rate, 16 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 10 KHz, fino a 500 pF di load.



Stadio di uscita rail-to-rail (11)



Si può notare come il guadagno dipenda fortemente dal valore dell'impedenza di carico.



Si può notare come la risposta con carico capacitivo di 470 pF e guadagno unitario sia comunque molto critica

Figure 34. Pulse Response, $+V_S = +5\text{ V}$, $G = +1$, $C_L = 470\text{ pF}$

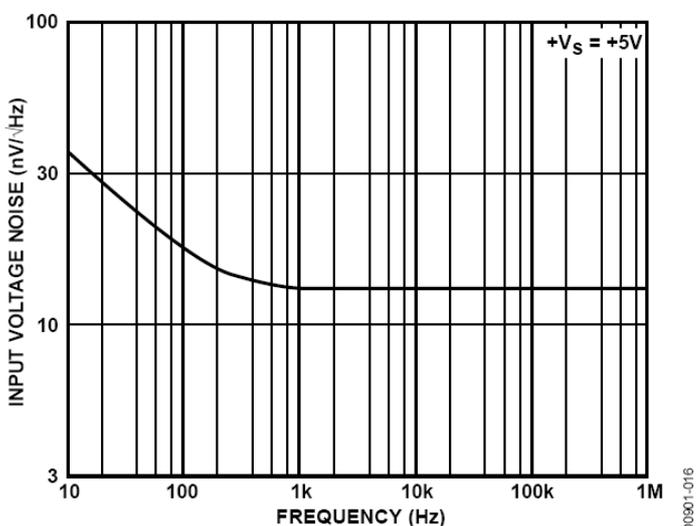


Figure 16. Input Voltage Noise vs. Frequency

Il rumore di bassa frequenza è spesso presente nei dispositivi monolitici non progettati ad hoc.

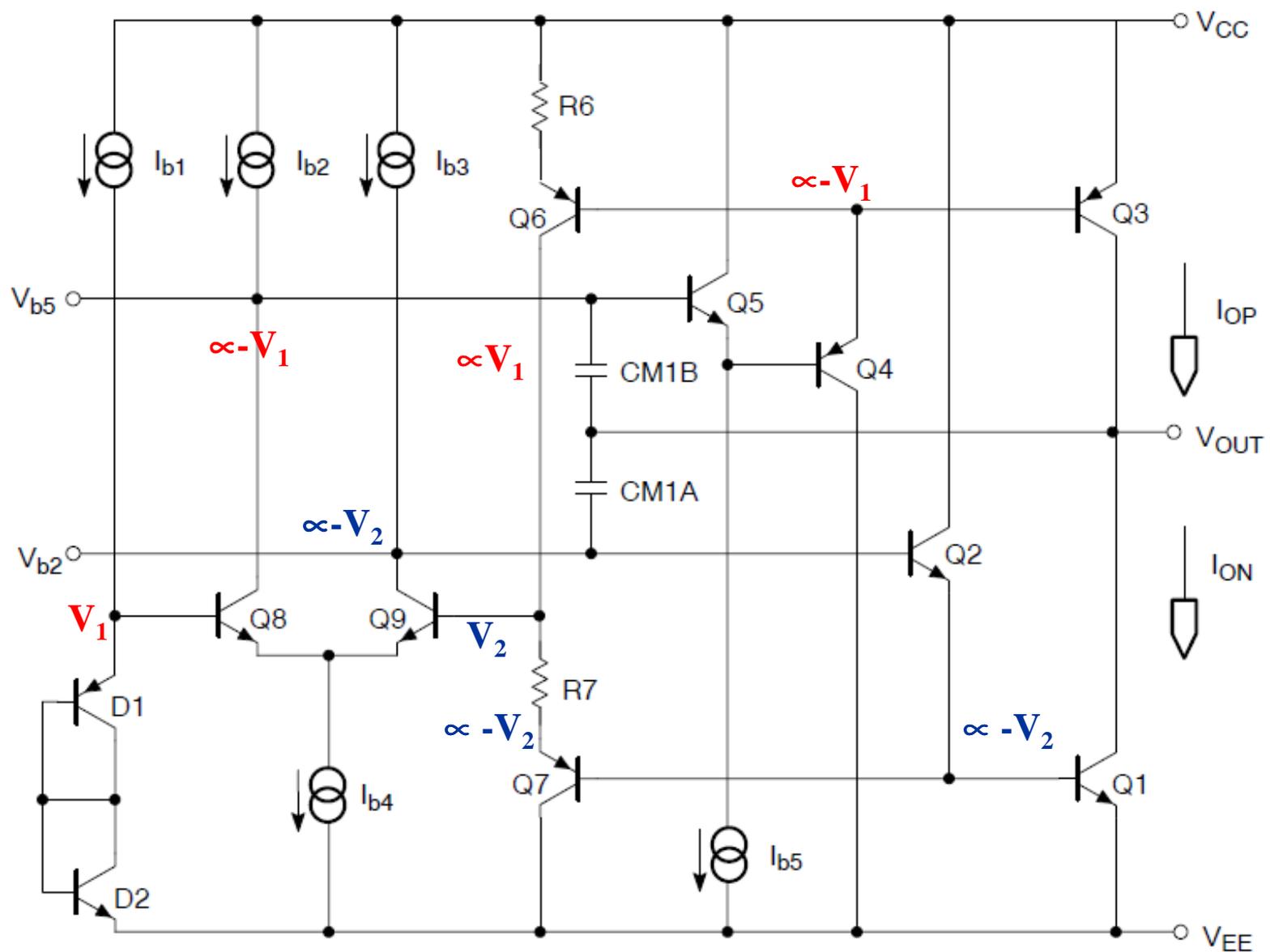
Stadio di uscita rail-to-rail (12)

In questa soluzione, NE5230, si è introdotta una struttura reazionata per mantenere in equilibrio il sistema in assenza di assorbimento di corrente da parte del sistema.

Q_1 e Q_2 sono sostanzialmente spettatori dell'anello e subiscono le imposizioni da parte del resto della rete.

Q_8 e Q_9 è la coppia differenziale di ingresso. Un doppio anello di reazione si chiude alla B di Q_9 . Il segnale alla B di Q_8 subisce un'inversione al suo C. Viene poi bufferizzato all'E di Q_4 ed invertito al C di Q_6 , chiudendo l'anello alla B di Q_9 .

Il segnale alla B di Q_9 è invertito al suo C, quindi bufferizzato da Q_2 e Q_7 , richiuso alla sua B con segno opposto.



Stadio di uscita rail-to-rail (13)

Assumendo quindi che la struttura abbia un guadagno molto elevato avremo che le B di Q₈ e Q₉ dovranno essere equipotenziali.

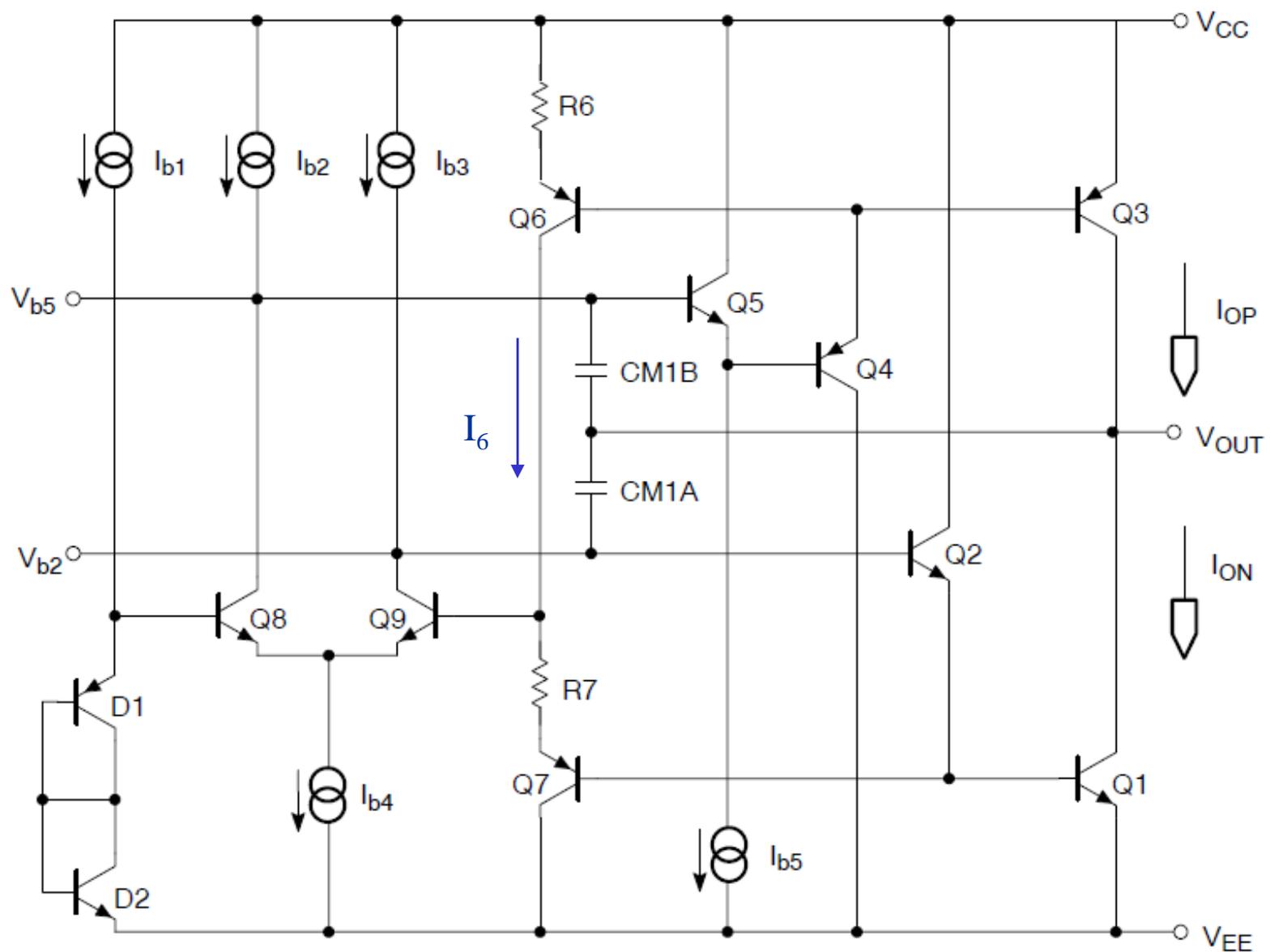
La corrente in Q₆, R₇ e Q₇ è la stessa e:

$$V_{BE3} = V_{BE6} + R_6 I_6 \quad \Rightarrow \quad I_6 = \frac{V_{BE3}}{R_6} - \frac{V_{BE6}}{R_6}$$

Quindi:

$$V_{B9} = R_7 I_6 + V_{BE7} + V_{BE1}$$

$$V_{B9} = R_7 \frac{V_{BE3}}{R_6} - R_7 \frac{V_{BE6}}{R_6} + V_{BE7} + V_{BE1}$$



Stadio di uscita rail-to-rail (14)

Ponendo $R_6=R_7$:

$$V_{B9} = V_{BE3} - V_{BE6} + V_{BE7} + V_{BE1}$$

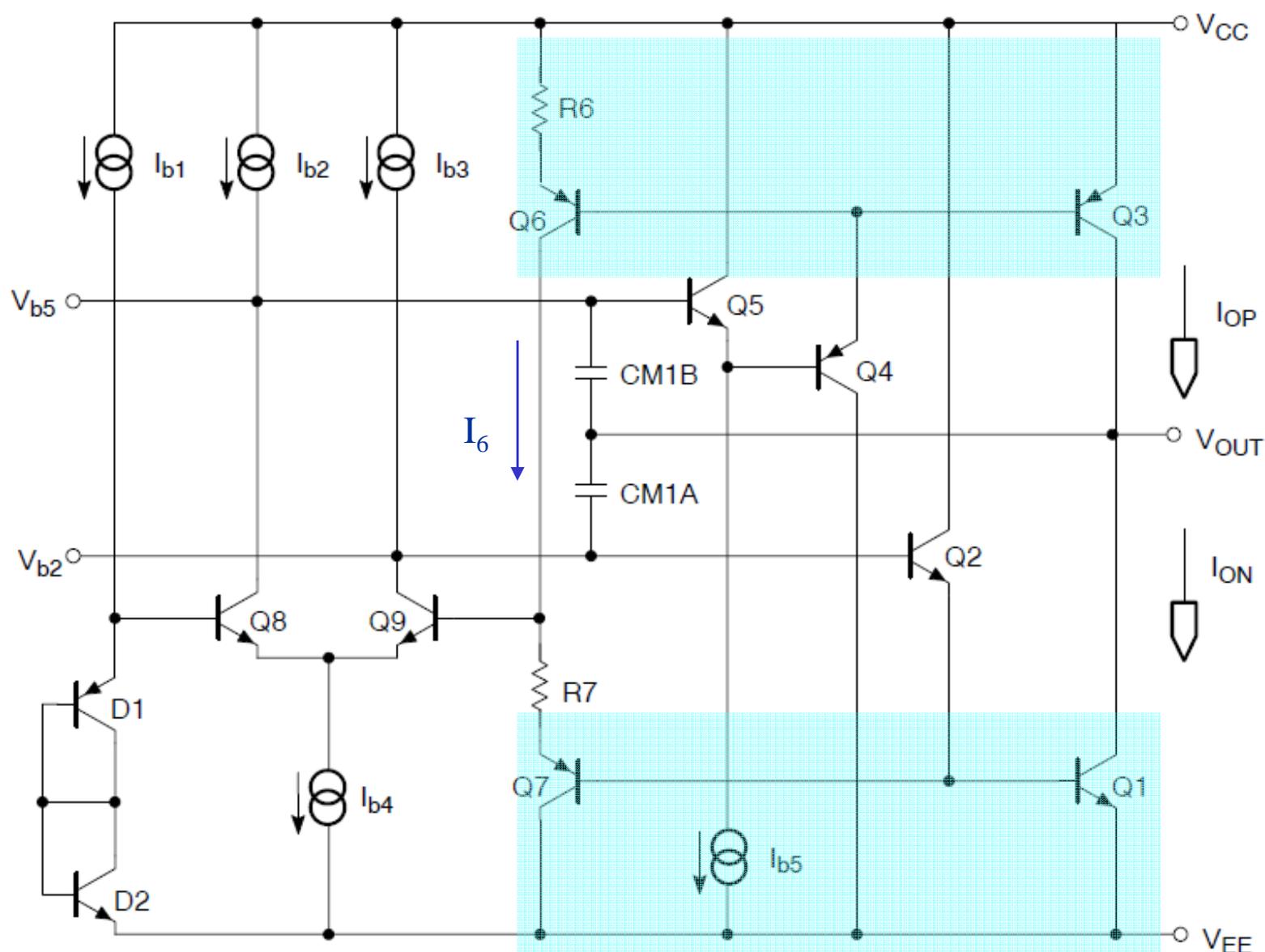
$$V_{B9} = V_{BE3} + V_{BE1} (= V_{B8})$$

Quindi:

$$V_{D1} + V_{D2} = V_{BE3} + V_{BE1}$$

Ed al solito:

$$I_{OP}I_{ON} = I_{B1}^2 \left(\frac{A_1}{A_{D1}} \right)^2$$



Stadio di uscita rail-to-rail (15)

Iniettando una corrente al nodo V_{b5} o al nodo V_{b2} , o ad entrambi i nodi contemporaneamente si cerca di creare uno squilibrio che la rete cerca di compensare, come in una qualsiasi reazione.

La corrente iniettata non può allora che propagare verso l'uscita, non prima di essere amplificata per il guadagno di corrente dei transistori che si trova ad attraversare.

Differentemente che dai casi precedenti in questo caso il guadagno di corrente è il quadrato del guadagno di corrente h_{FE} di Q_2 e Q_1 ed il cubo di h_{FE} di Q_5 , Q_4 e Q_3 .

