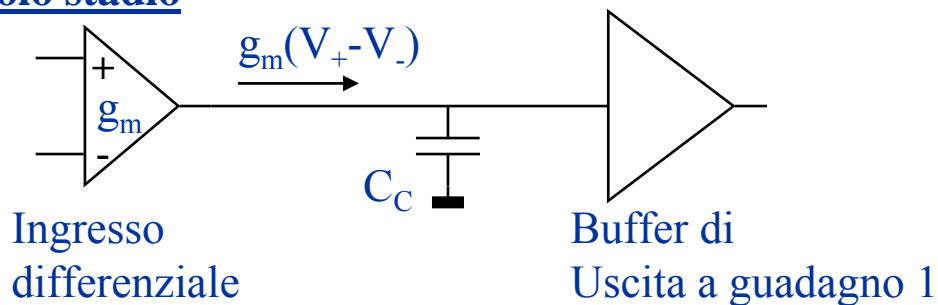


Come prima applicazione on i transistori vediamo come costruire un amplificatore operazionale. Che è la forma più generale di realizzazione di un amplificatore.

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 transistorore è composto di più capacità, è naturale pesare che la compensazione sia necessaria, anche se lo stadio di uscita, operando a guadagno unitario, dovrebbe mostrare una larga banda.

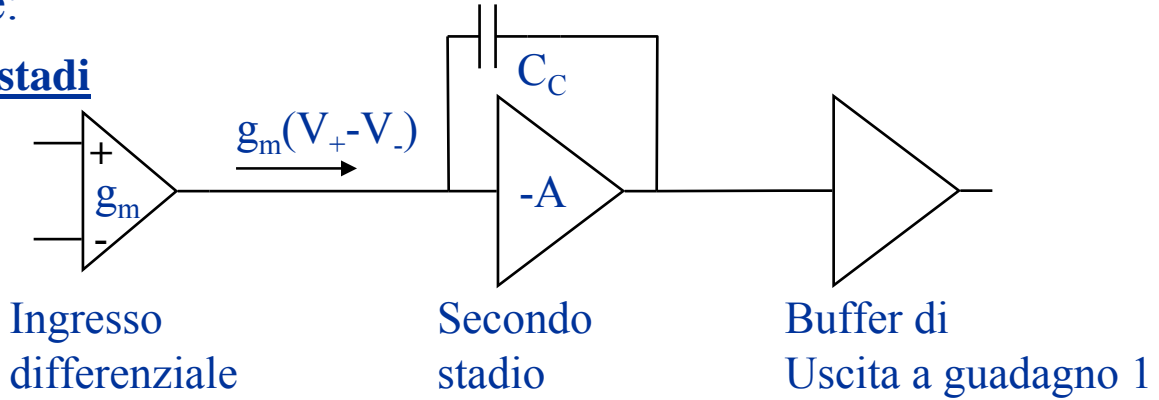
In realtà lo stadio di uscita è costretto a dovere essere in grado di pilotare carichi sia capacitivi che resistivi, di varie entità. Questo determina che la sua larghezza di banda è spesso messa a dura prova.

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.

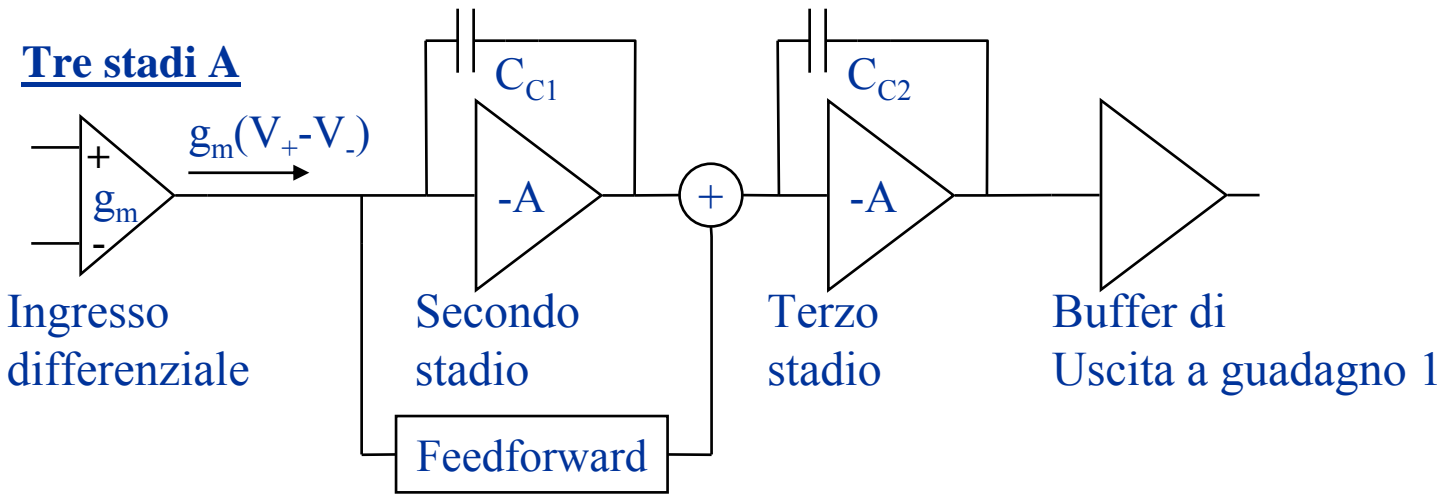
L'amplificatore a 2 stadi è di gran lunga il più sfruttato. Consente di mostrare guadagno adeguato a larghezza di banda adeguata per molte applicazioni così dette consumer. la sua compensazione è implementata intorno al secondo stadio di guadagno, che per questa ragione è sempre invertente:

Due stadi

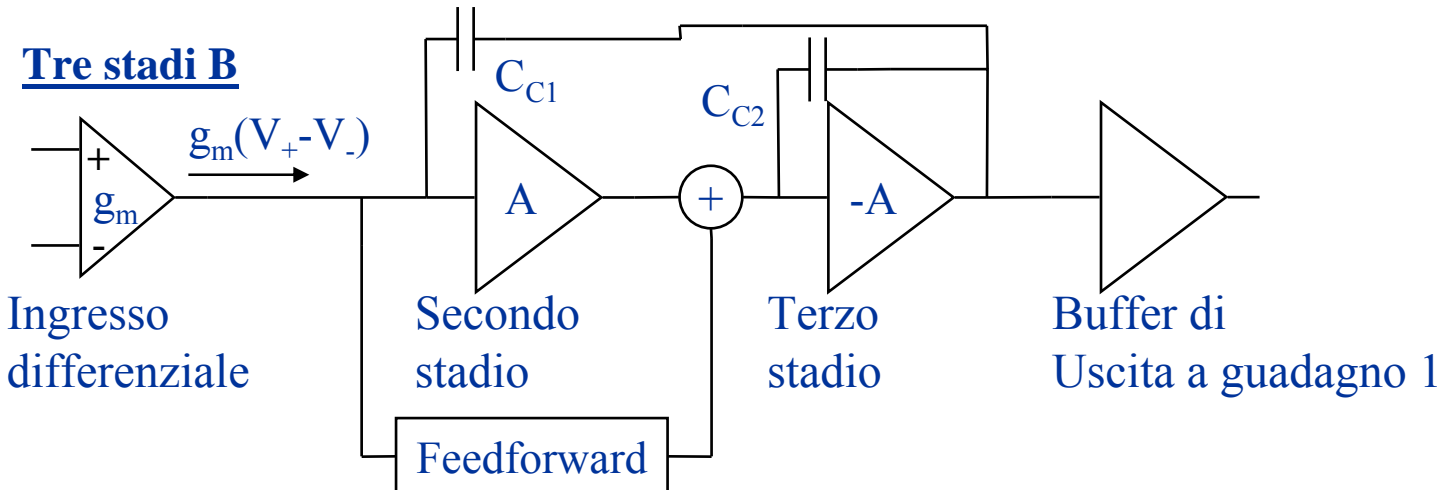


L'amplificatore a 3 stadi è generalmente usato nelle applicazioni dove il guadagno ad anello chiuso necessario è elevato. Mostra sempre la presenza di 2 poli dominanti e sono usate tecniche di compensazione/feedforward:

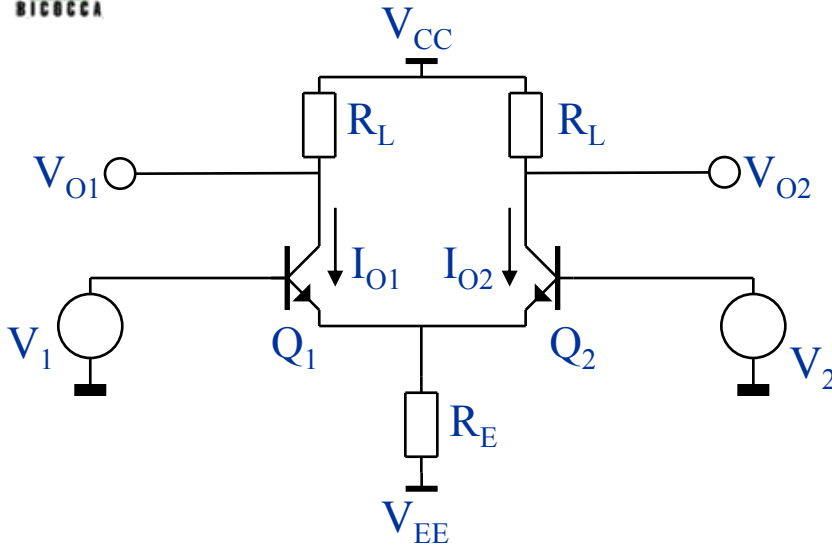
Tre stadi A



Tre stadi B

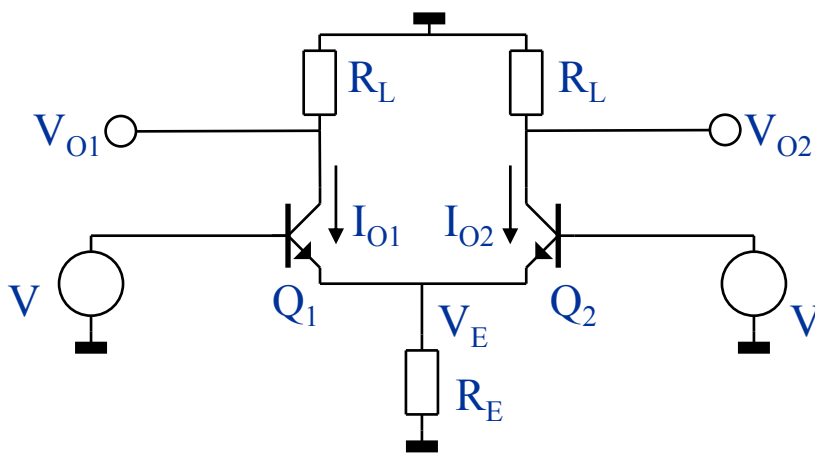


Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (1)



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)

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

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

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

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

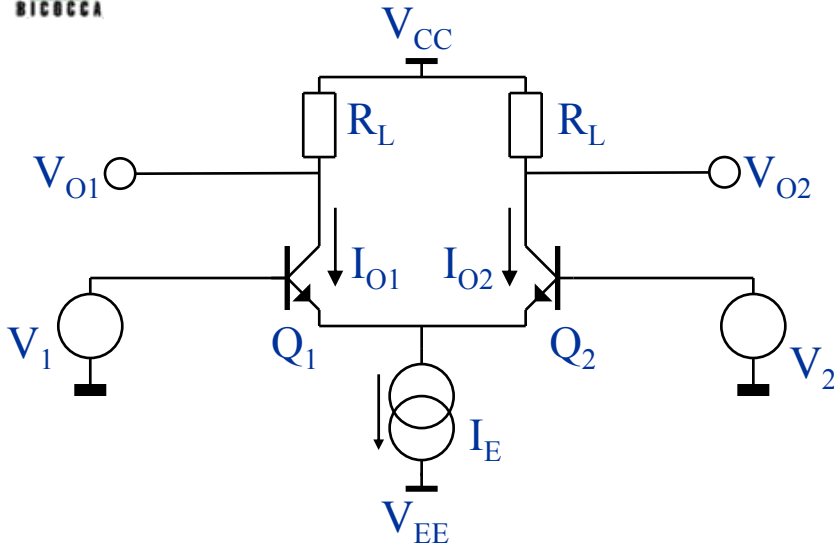
$$V_E = \frac{(g_{m1} + g_{m2}) R_E}{(g_{m1} + g_{m2}) R_E + 1} V$$

In definitiva:

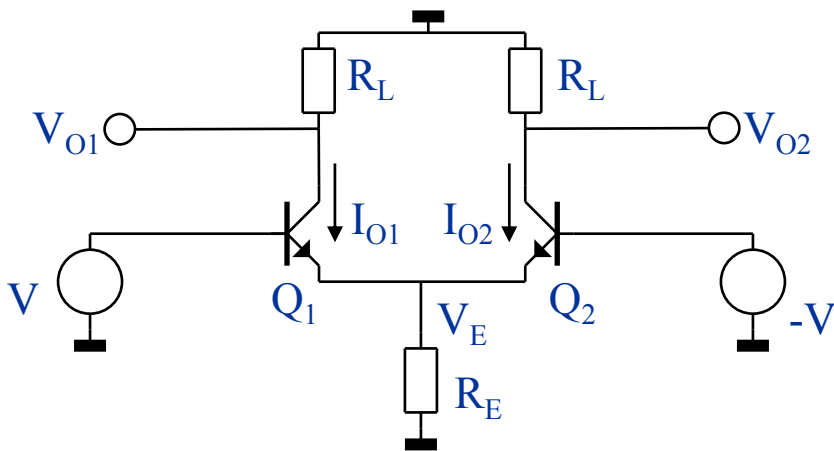
$$V_{O1} = -R_L I_{O1} = -\frac{R_L}{2R_E} V \xrightarrow{R_E \rightarrow \infty} 0$$

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 ∞ .

Radio 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.



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

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

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

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

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

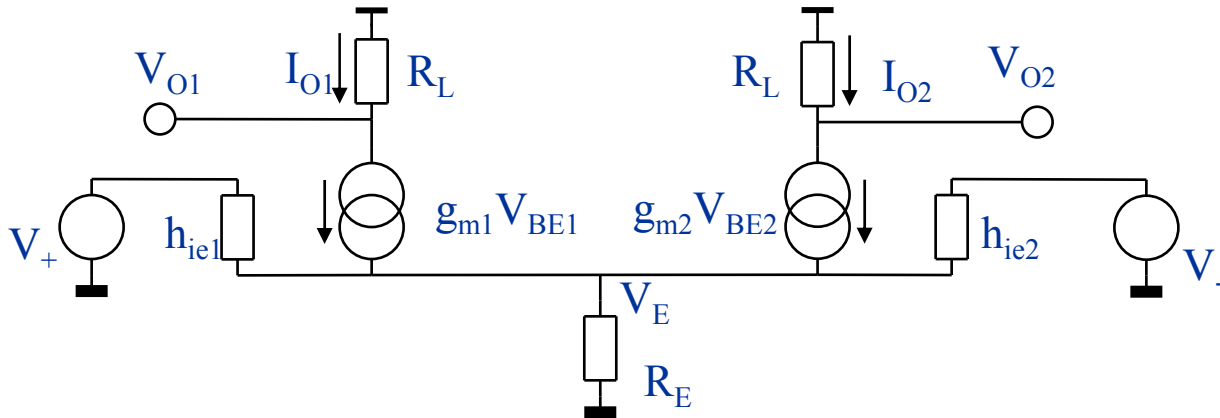
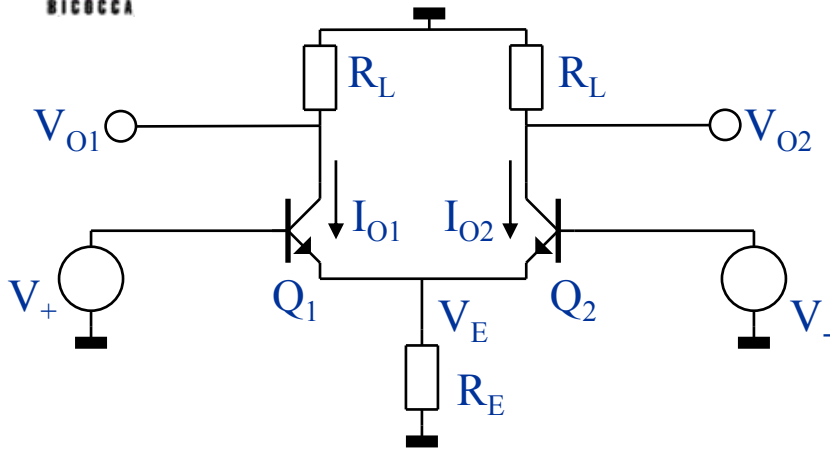
$$V_E = \frac{(g_{m1} - g_{m2})R_E}{(g_{m1} + g_{m2})R_E + 1} V \approx 0$$

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 $h_{ie1} \sim h_{ie2} = h_{ie}$:

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

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

Da cui:

$$\begin{aligned} V_+ - V_E &= \frac{h_{ie} + 2(1 + 2g_m h_{ie}) R_E - (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ - \\ &\quad - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- \\ &= \frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_- - V_E &= \frac{h_{ie} + 2(1 + 2g_m h_{ie}) R_E - (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- - \\ &\quad - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ \\ &= \frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ \end{aligned}$$

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:

$$\begin{aligned} I_{o1} - I_{o2} &= g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- \right] - \\ &\quad - g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_- - \frac{(1 + g_m h_{ie}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + g_m h_{ie}) R_E} V_+ \right] \\ &= g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + h_{FE}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_+ - \frac{(1 + h_{FE}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_- \right] - \\ &\quad - g_m \left[\frac{h_{ie} + (1 + h_{FE}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_- - \frac{(1 + h_{FE}) R_E}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_+ \right] \\ &\equiv g_m (V_+ - V_-) \end{aligned}$$

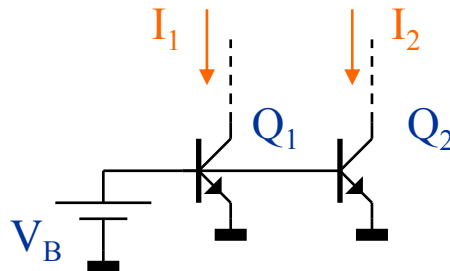
La differenza tra I_{O1} ed I_{O2} dipende solo dalla differenza tra V_+ e V_- .

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:

$$I_{o1} = I_{o2} = \frac{h_{FE}}{h_{ie} + 2(1 + h_{FE}) R_E} V_+$$

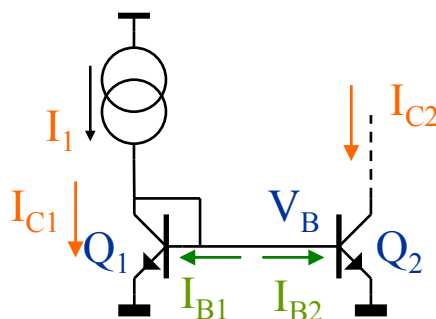
Nella progettazione monolitica un mattone fondamentale è lo specchio di corrente, utilizzato sia per la polarizzazione che nella generazione di segnale negli amplificatori differenziali.



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} :



$$I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}$$

$$I_{B2} = \alpha I_{B1}$$

$$I_1 = \left[I_{C1} + \frac{(1 + \alpha)}{h_{FE}} I_{C1} \right]$$

$$I_{C1} = \frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1 + \alpha}$$

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 = corrente di saturazione inversa

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’aver 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:

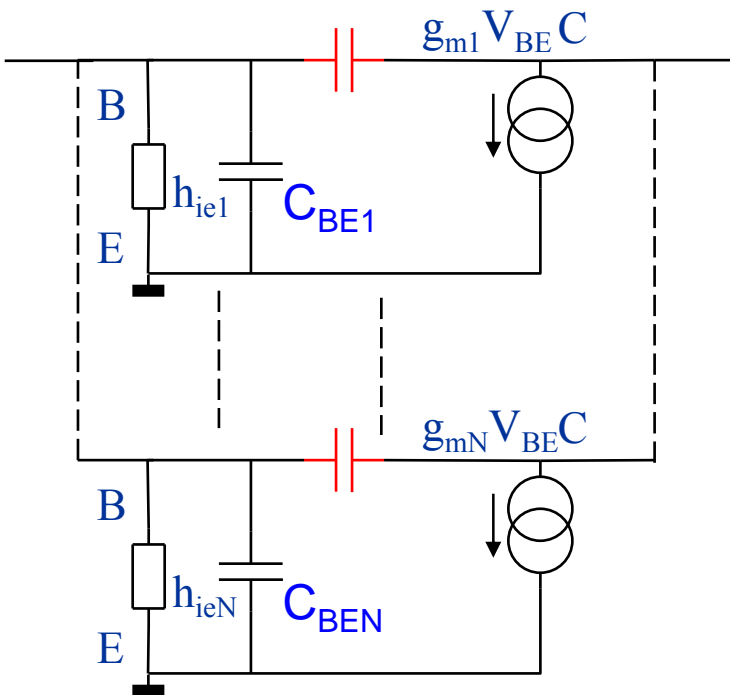
$$I_{C2} = \frac{A_2}{A_1} I_{C1} = \frac{A_2}{A_1} \left(\frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1 + \alpha} \right) I_1 = \frac{A_2}{A_1} \left(\frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1 + \frac{A_2}{A_1}} \right) I_1$$

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.

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:

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

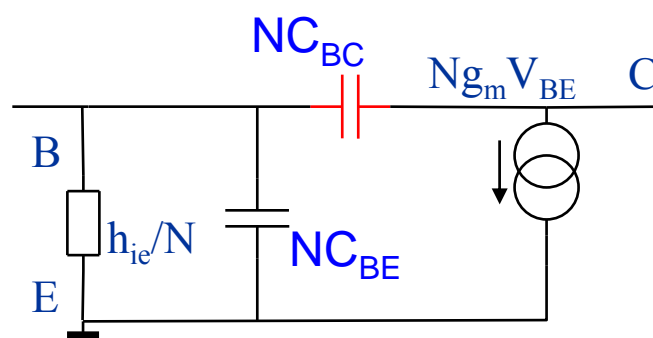
$$h_{iek} = \frac{h_{FE}}{g_{mk}}$$

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

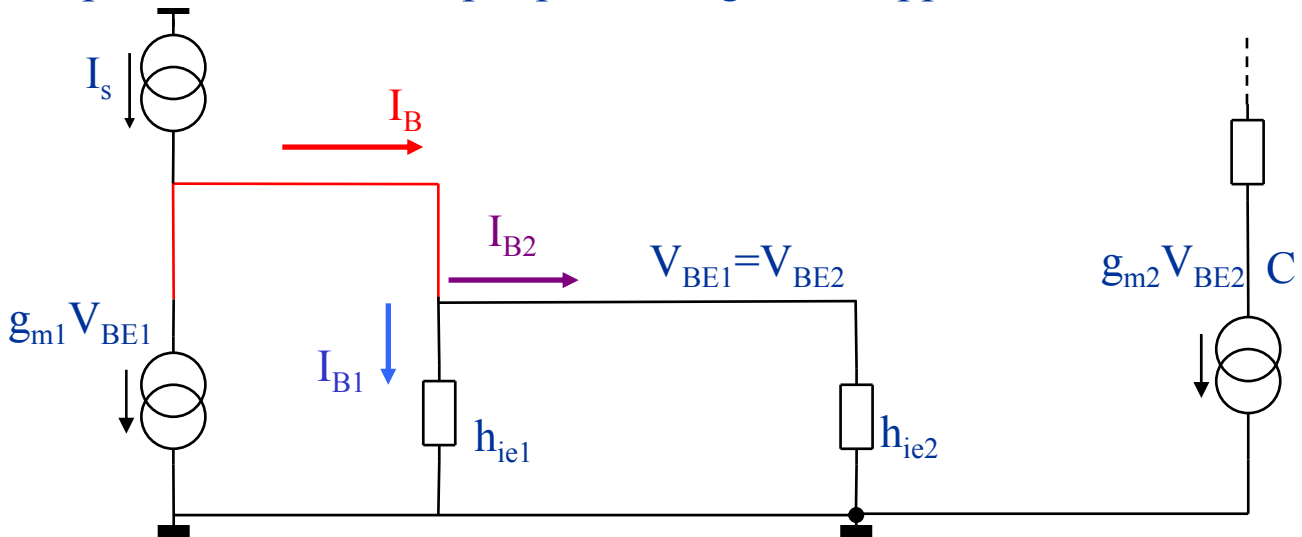
$$g_m = \sum_k g_{mk} = \frac{N I_C}{V_T}$$

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

Con che il transistor equivalente risultante ha caratteristiche:



Lo specchio di corrente per piccoli segnali è rappresentabile così:



RisolviAMO staticamente:

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

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

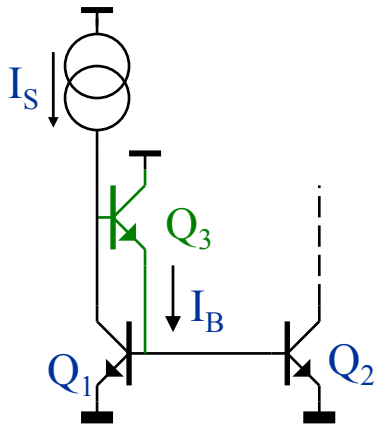
$$= \frac{Ng_{m1} \frac{h_{ie1}^2}{N}}{\frac{h_{ie1}}{N} + g_{m1} \frac{h_{ie1}^2}{N} + h_{ie1}} I_s$$

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

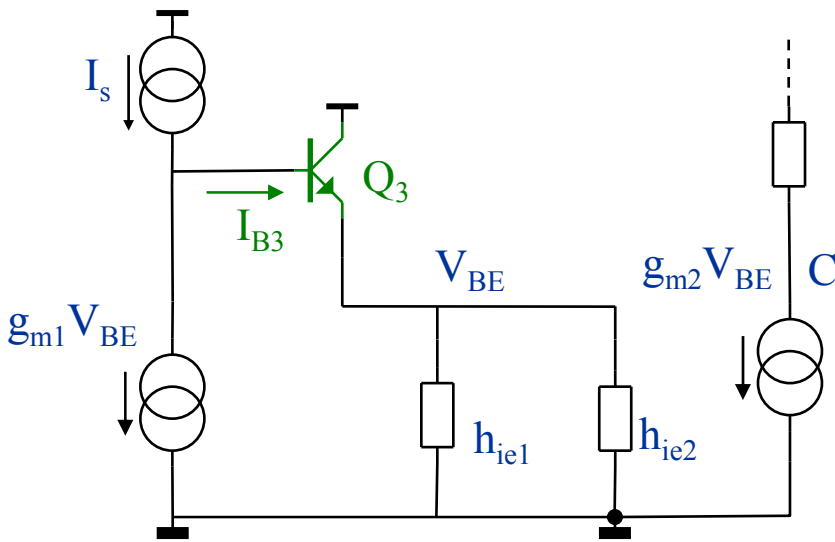
Il risultato ci dice che la corrente di uscita è N volte la corrente di ingresso a meno dell'errore legato ad h_{FE} ed N . Tanto più N è grande tanto minore è la precisione ottenibile. La rete si comporta come se vi sia in gioco un h_{FE} ridotto del fattore $N+1$. L'errore è imputabile alla corrente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



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

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

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

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

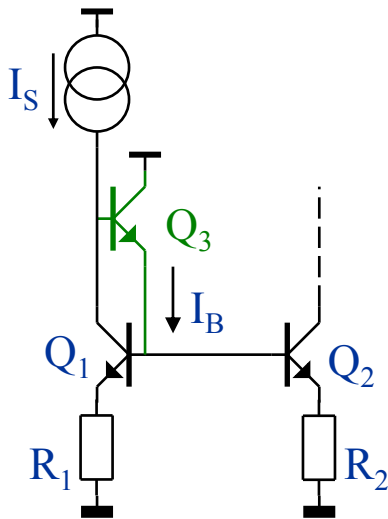


$$\begin{aligned} I_o &= \frac{g_{m2} h_{FE} h_{ie1}}{g_{m1} h_{FE} h_{ie1} + 1 + N} I_s \\ &= N \frac{1}{1 + \frac{1 + N}{h_{FE1} h_{FE}}} I_s \end{aligned}$$

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

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 degenero:



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 aeree siano uguali):

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

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

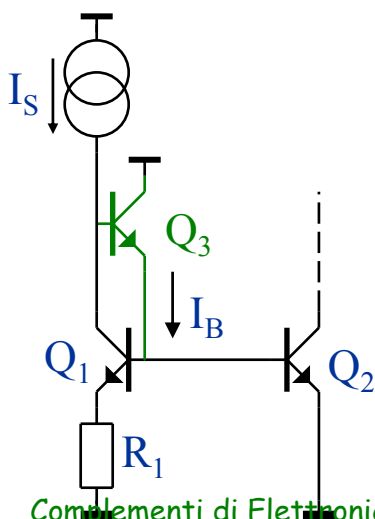
$$I_{C2} = \frac{R_1}{R_2} I_{C1} + \frac{V_T}{R_2} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right)$$

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:



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

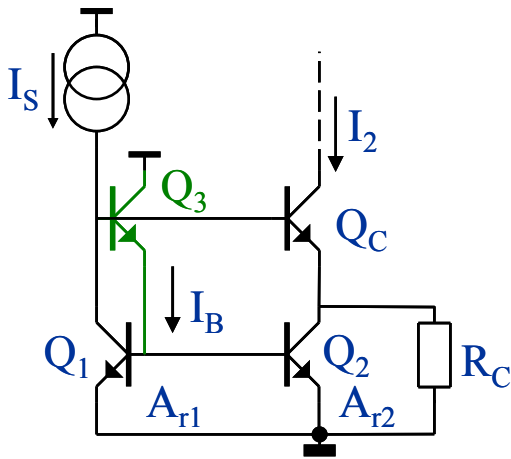
$$I_S R_1 = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_S} \right)$$

Ovvero:

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

Per lo studio del comportamento in frequenza degli specchi di corrente ci si deve riferire alla versione completa di queste slide.

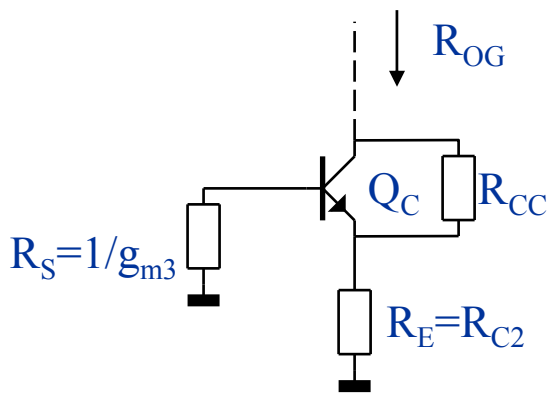
Si menziona qui che lo specchio senza recupero di corrente non mostra nessun tipo di instabilità. Mentre per lo specchio con recupero di corrente qualche instabilità si potrebbe osservare in situazioni particolari che si cura agevolmente con un piccola compensazione.



$Q_2 - Q_C$ 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:

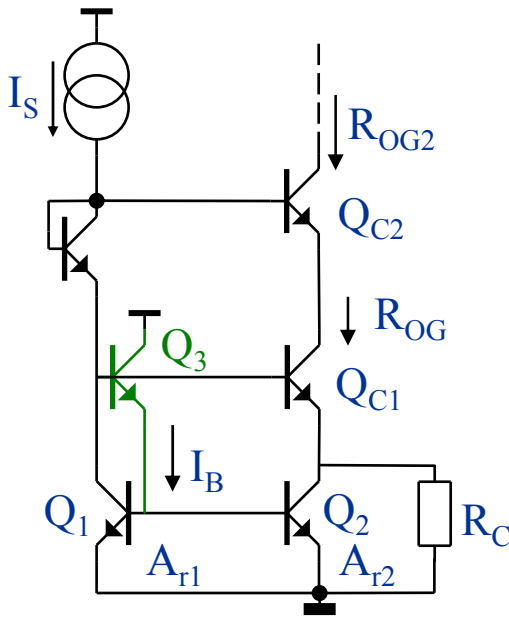
$$R_P = \frac{R_{C2} h_{ieC}}{R_{C2} + h_{ieC}} \approx h_{ieC}$$

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} .

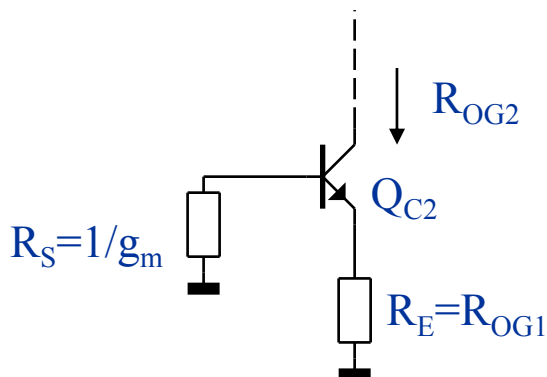
Ora però la ddp minima che possiamo avere in uscita si ottiene quando $V_{CBc} = 0$ V. Ma ora abbiamo che $V_{Ec} = 0.7$ V, per cui $V_{CCmin} = 1.4$ V!



Curiosità.

Supponiamo di aumentare di un'unità il bootstrap.

Avremo che per Qc2 varrà il modello:



Ma ancora:

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

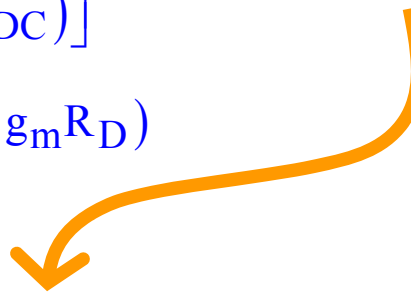
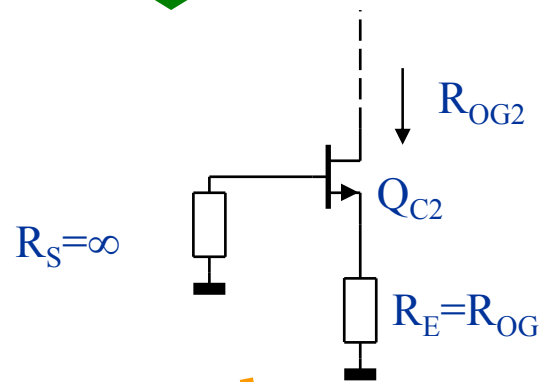
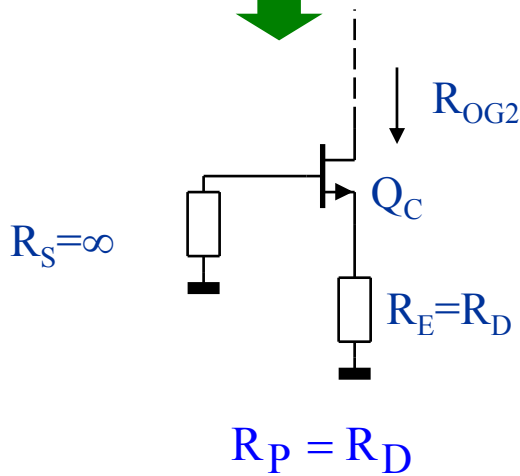
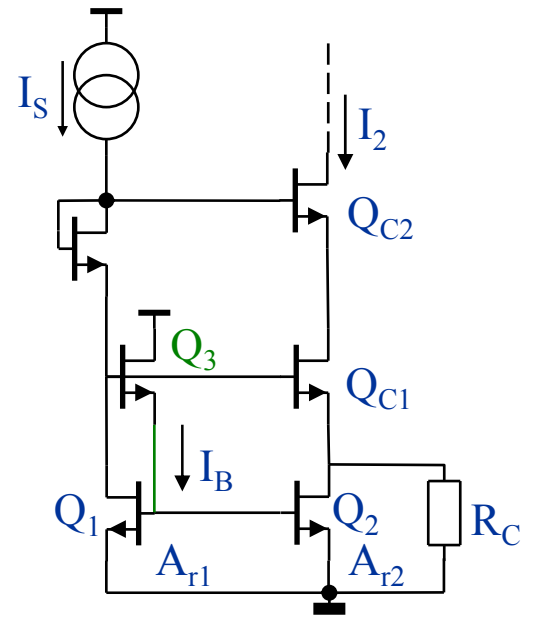
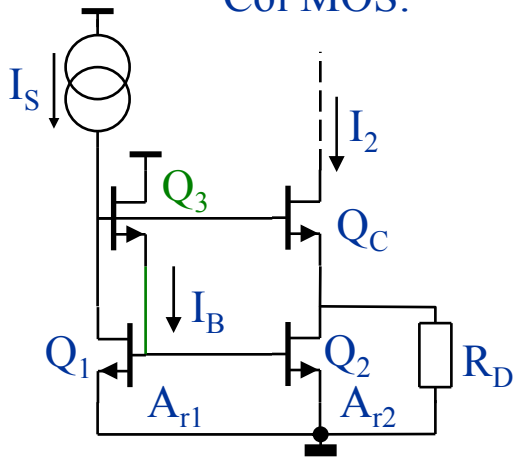
E quindi:

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

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.

Coi MOS:



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

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

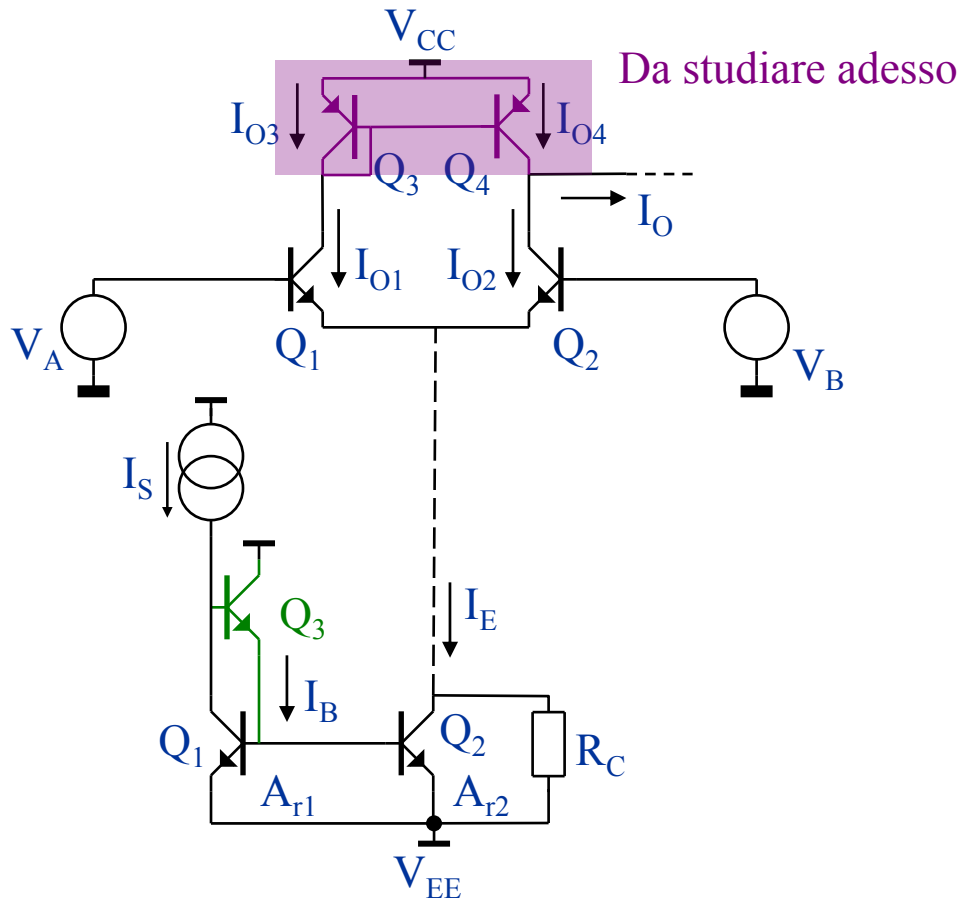
$$R_{OG} = (R_{OG} + R_{DC2}) [1 + g_m (R_{OG} \parallel R_{DC2})]$$

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

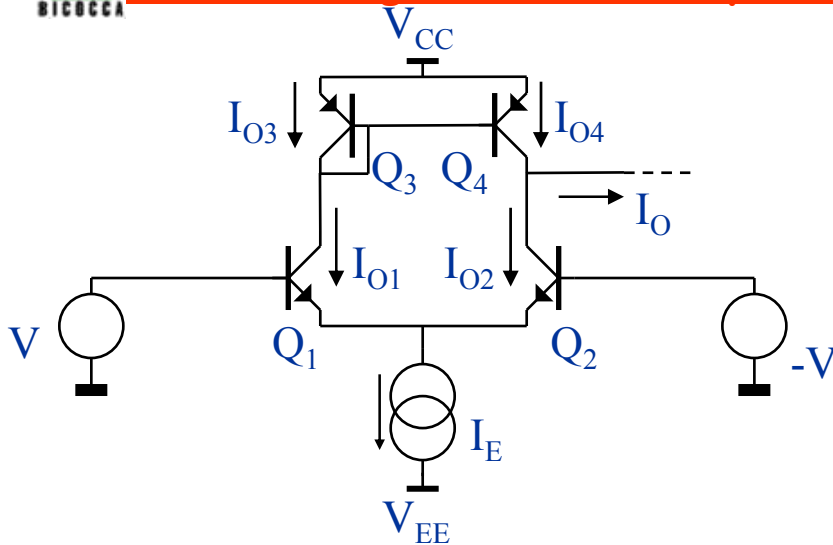
$$\approx (3 + g_m R_D) R_D [1 + g_m R_D] \approx (g_m R_D)^2 R_D$$

Stadio di ingresso di un amplificatore operazionale A (1)

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:

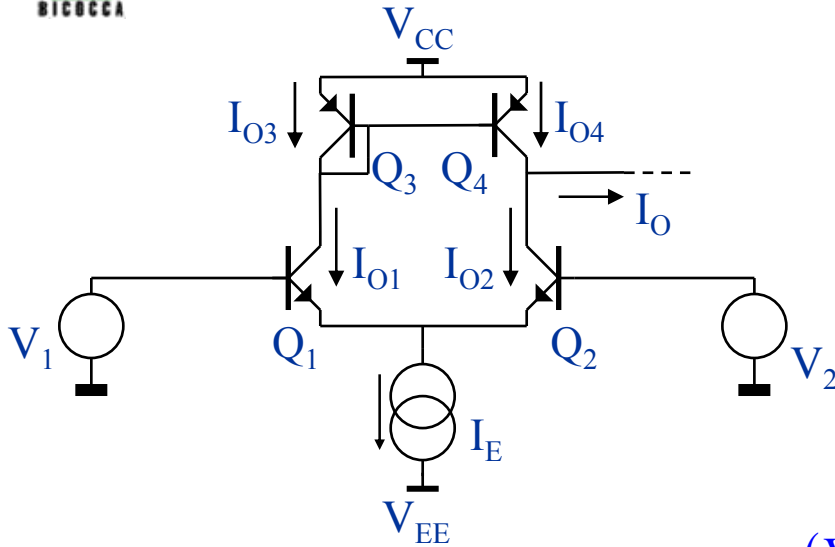
$$\begin{aligned}
 I_{O4} &= I_O + I_{O2} \\
 I_O &= I_{O4} - I_{O2} \\
 &= I_{O1} - I_{O2} \\
 &= g_{m1} V - (-g_{m2} V) \\
 &= (g_{m1} + g_{m2}) V \approx 2g_{m1} V
 \end{aligned}$$

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)

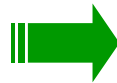


L'efficacia della configurazione differenziale con lo specchio di corrente è ancora più evidente quando le 2 sorgenti di ingresso sono generiche.

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

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

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



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

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

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

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

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

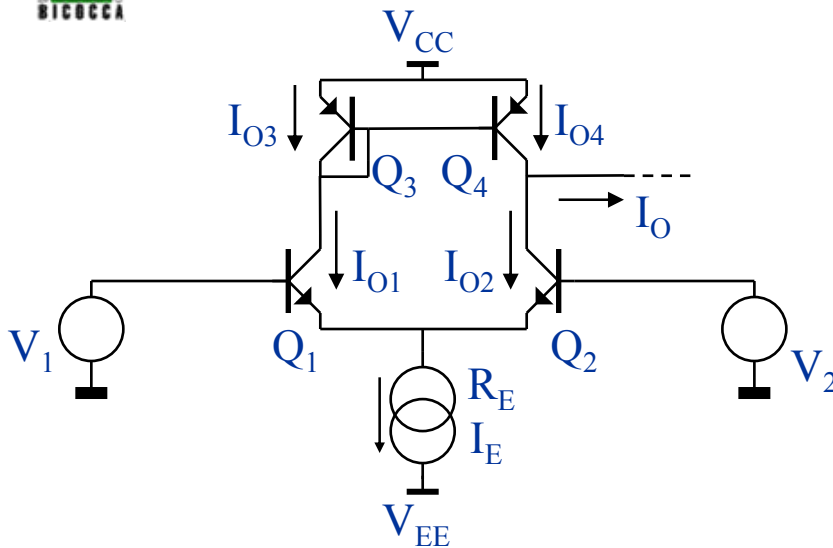
$$= g_m \left(\frac{V_1 + g_m R_E (V_1 - V_2)}{1 + 2g_m R_E} \right)$$

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

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

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

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.



Ora abbiamo che:

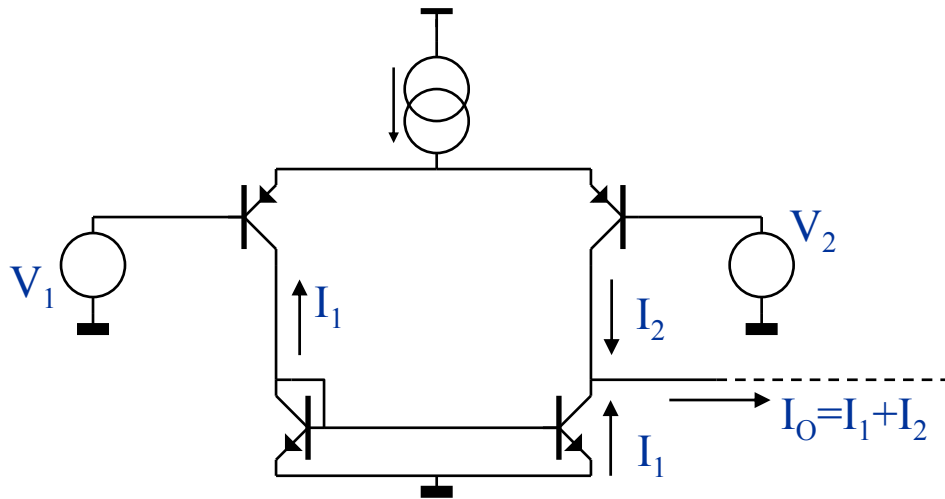
In definitiva:

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

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:



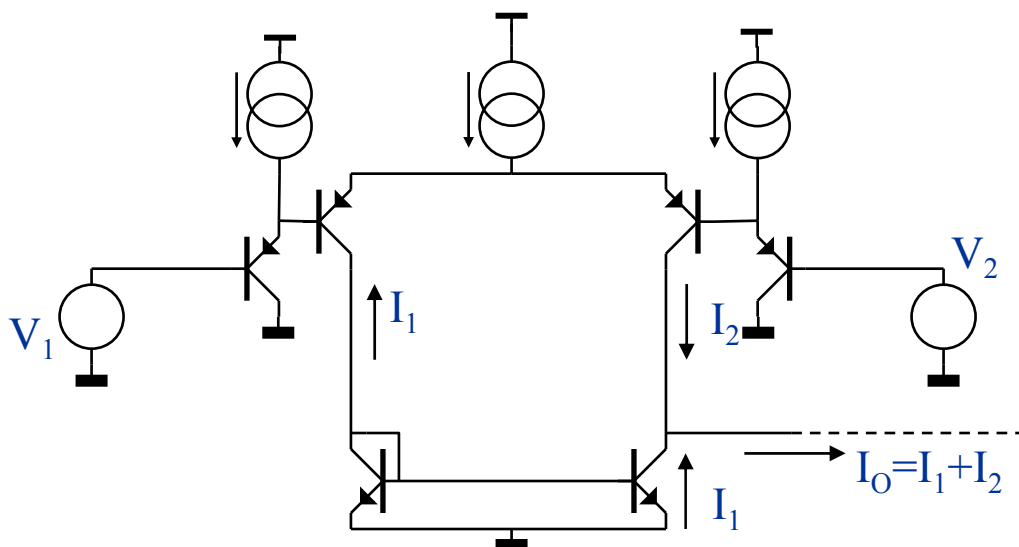
Questa soluzione ha dei vantaggi:

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} .

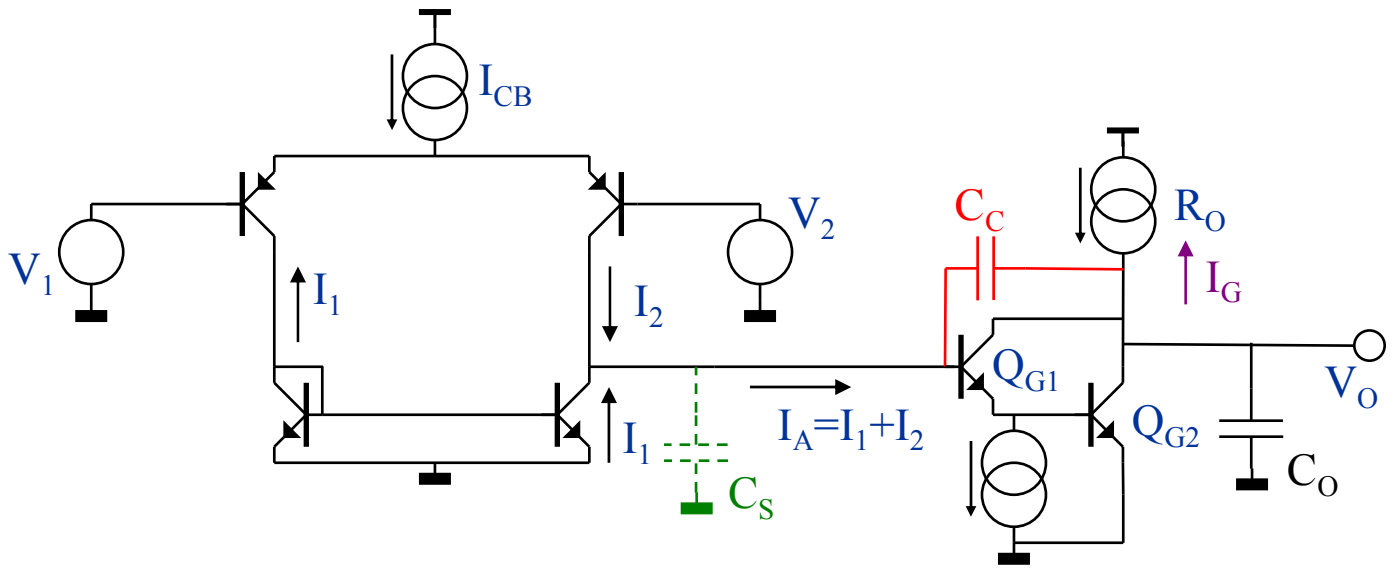
La compatibilità completa verso 0 V la si ha con l'ingresso a Darlington:



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)

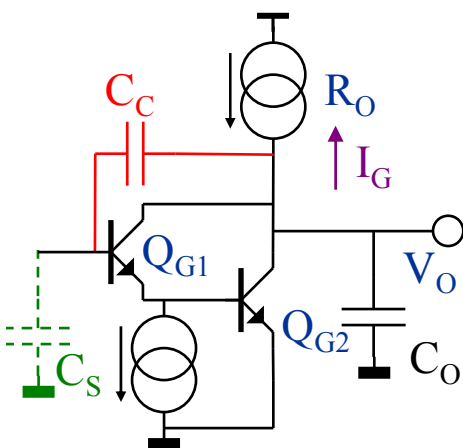
Negli AO a doppio stadio il secondo stadio di guadagno è realizzato in genere con una coppia di transistori in configurazione ad E comune.



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:

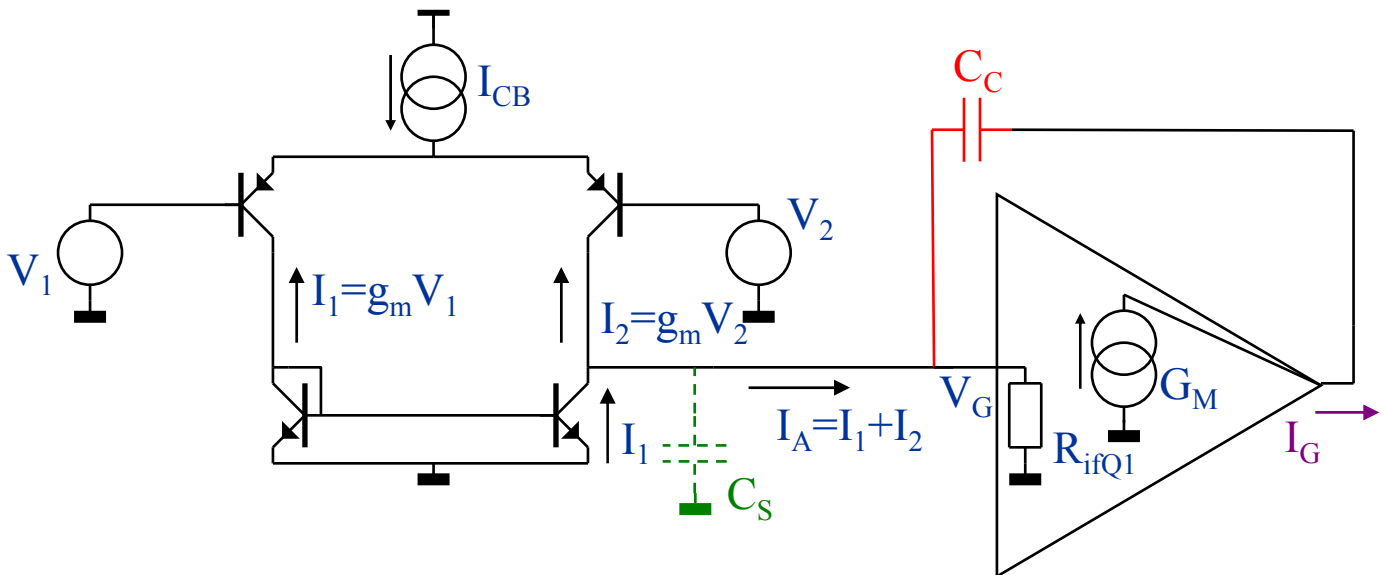
$$I_G \approx -h_{FE}^2 I_A = -h_{FE}^2 \frac{g_{md}}{2} (V_1 - V_2), \quad g_{md} = \frac{I_{CB}}{V_T}$$



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 (X)

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



A bassa frequenza avremo un'uscita dominata dalla corrente:

$$\begin{aligned}
 I_G &= G_M R_{ifQ1} g_m (V_1 - V_2) \\
 &= -g_m \frac{(1 + g_m Z_B)}{(2 + g_m Z_B)} (2 + g_m Z_B) Z_B g_m (V_1 - V_2) \\
 &= -g_m Z_B (1 + g_m Z_B) g_m (V_1 - V_2) \\
 &= -h_{FE} (1 + h_{FE}) g_m (V_1 - V_2) \approx -h_{FE}^2 g_m (V_1 - V_2)
 \end{aligned}$$

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

Ad alta frequenza invece abbiamo il limite a:

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

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

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

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

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

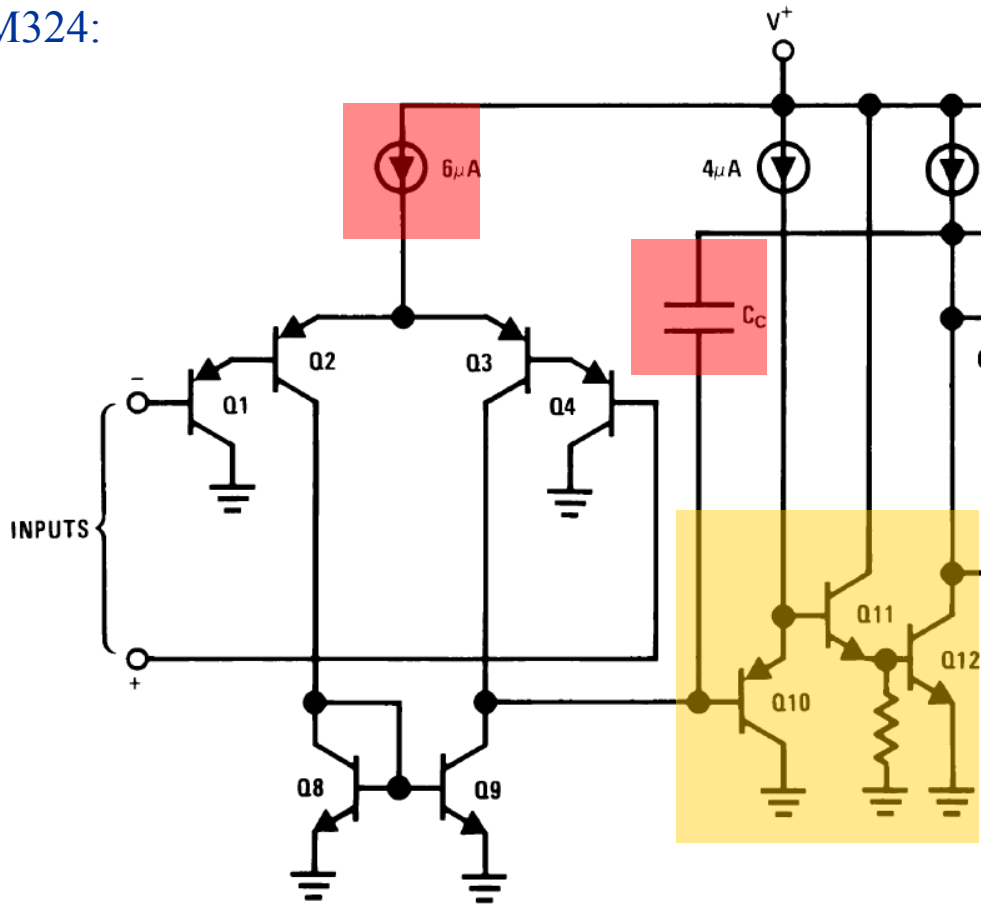
Sfortunatamente nei dispositivi monolitici il rumore di bassa frequenza dei JFET/MOS è più elevato che nei transistori bipolari. E comunque, essendo la trasconduttanza più piccola, non si ottiene un grosso beneficio in termini di rumore serie.

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.

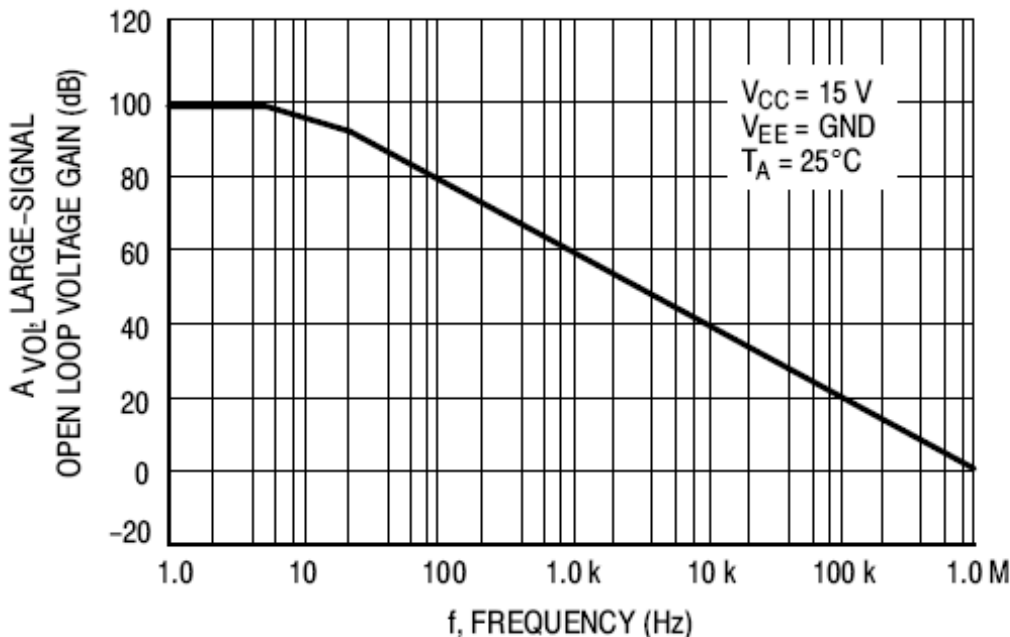
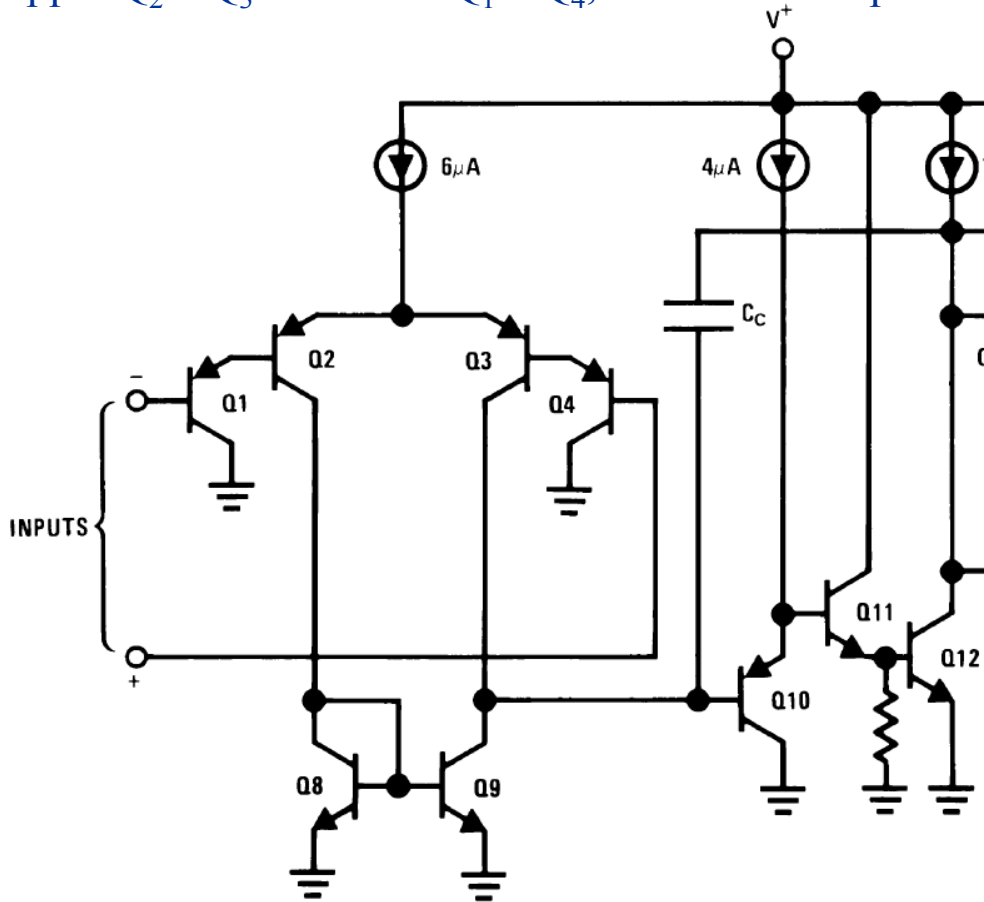


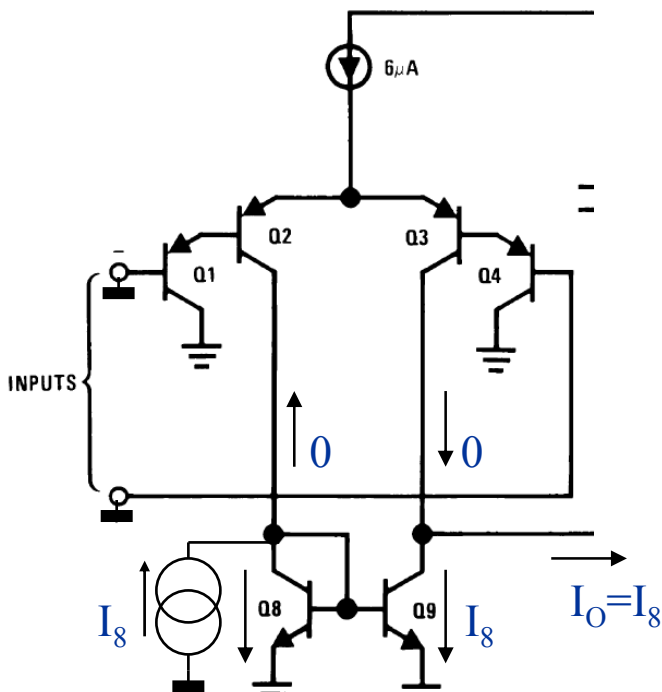
Figure 6. Open Loop Frequency

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 $I_0 = I_8$.

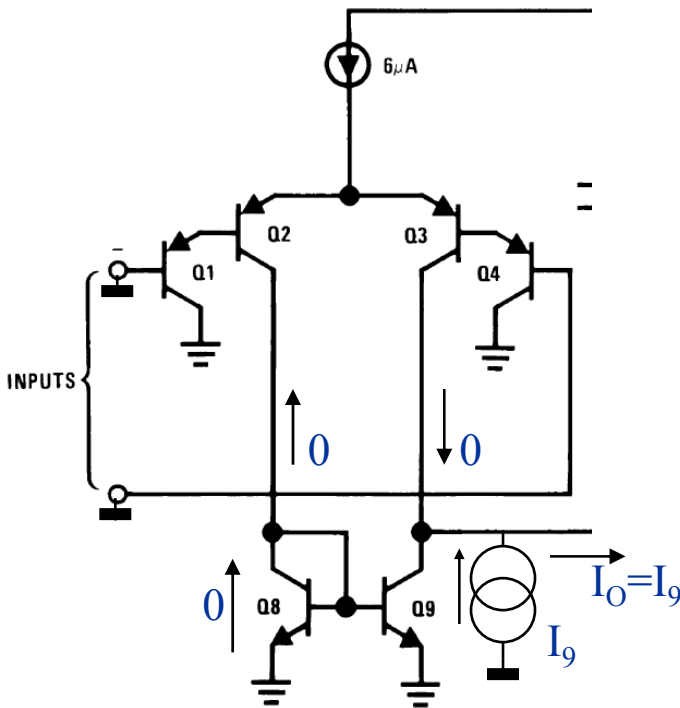
Applicando un segnale a Q_1 otteniamo una corrente di uscita pari a:

$$I_0 = g_m V_-$$

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.

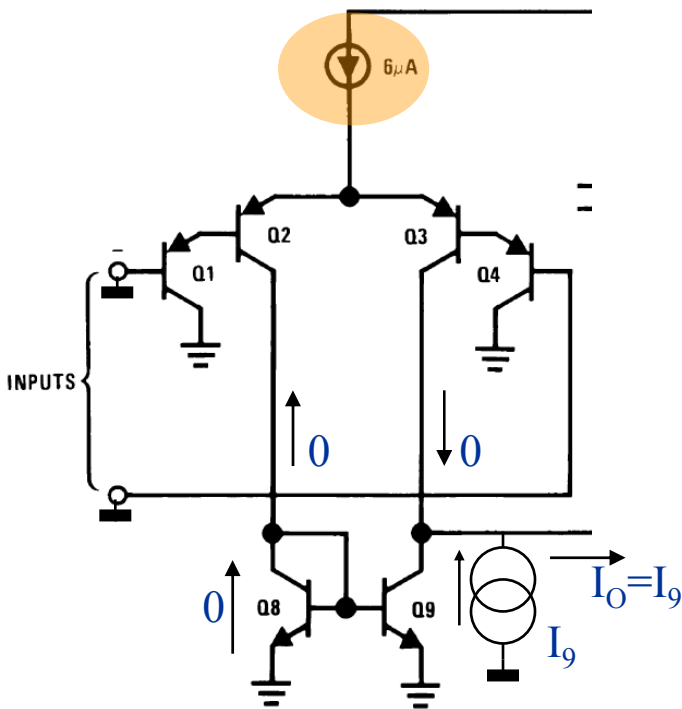
Un miglioramento viene ottenuto usando resistenze di degenerazione, o usando solo resistenze, nel carico dinamico.

Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XVII)

Riassumendo ogni transistor considerato fornisce un contributo di rumore di:

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

$$R_{EQ} = 4300 \Omega \text{ per } I_{CB} = 6 \mu A$$



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.

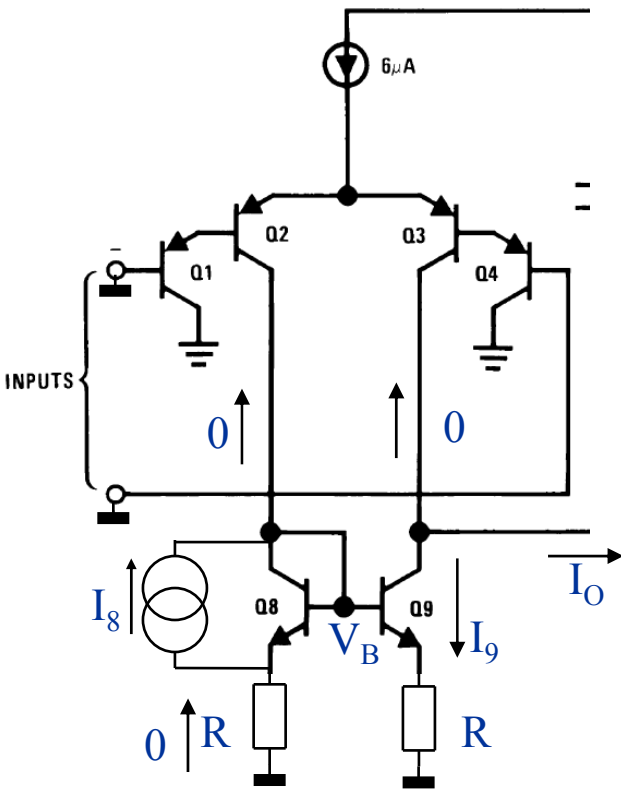
Il rumore serie quotato per questo A_o è $40 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

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:

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

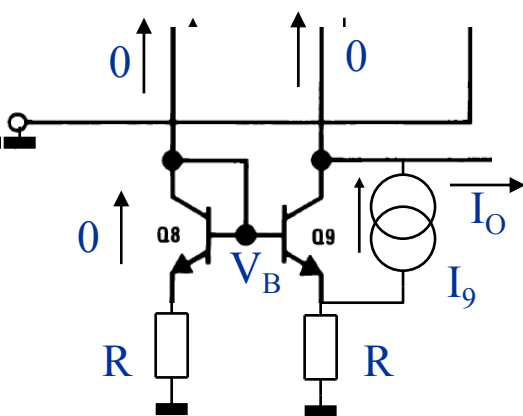
Un ragionamento analogo varrebbe per il rumore di Q₉.

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:

$$I_0 = -\frac{V_R}{R} = \frac{I_9}{1 + g_m R}$$



Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XIX)

E quindi:

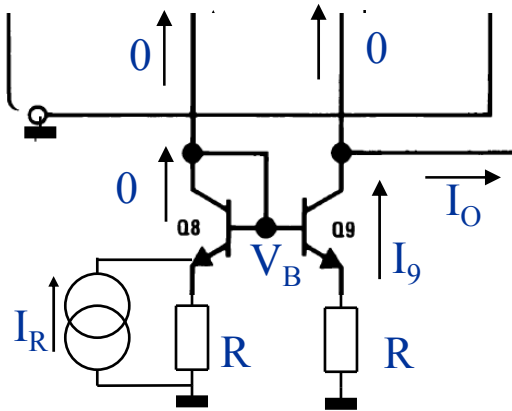
$$\overline{I_o^2} = \frac{1}{(1 + g_m R)^2} 4K_B T \frac{g_m}{2}$$

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:

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

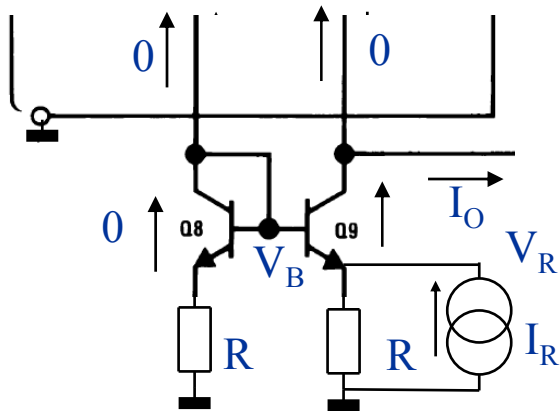
$$\overline{I_o^2} = \frac{(g_m R)^2}{(1 + g_m R)^2} 4K_B T \frac{1}{R} = \frac{g_m^2 4K_B T R}{(1 + g_m R)^2}$$

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:

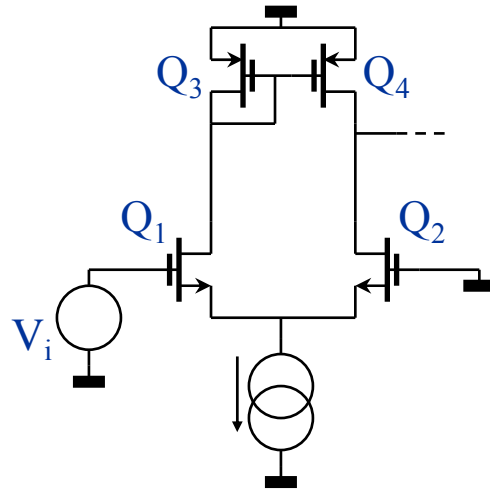
$$g_m^2 \overline{V_-^2} = \overline{I_O^2} = \frac{g_m^2 4K_B T R}{(1 + g_m R)^2} \quad \Rightarrow \quad \overline{V_-^2} = \frac{4K_B T R}{(1 + g_m R)^2}$$

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 di corrente 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:

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



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

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.

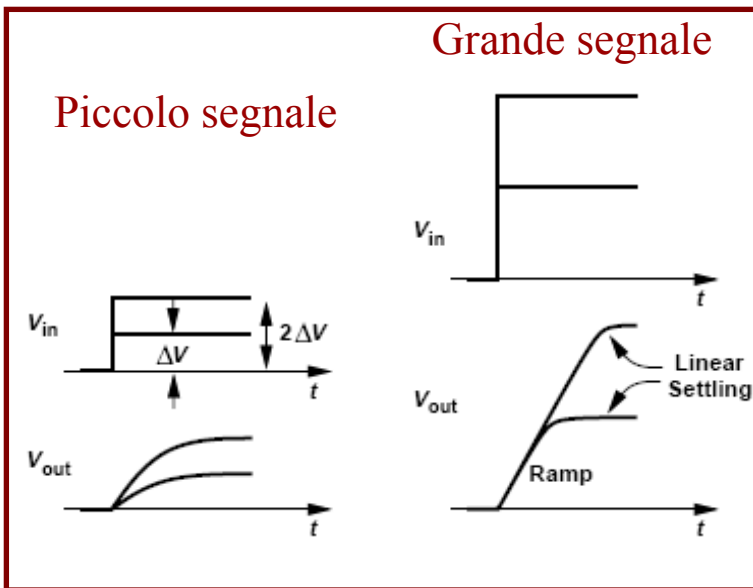
Secondo stadio di un amplificatore operazionale (XXII)

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

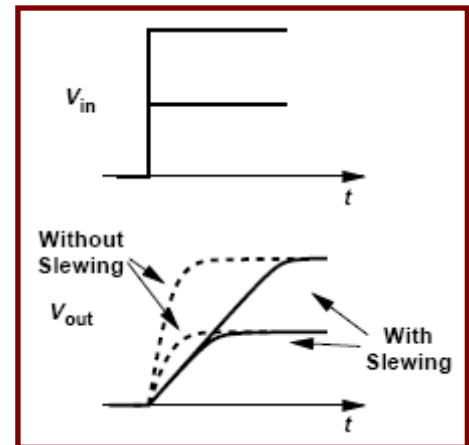
La pendenza è:

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

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



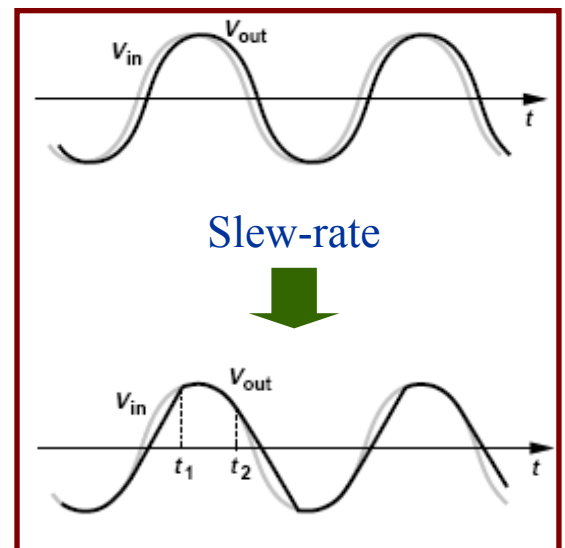
La risposta in frequenza cambia decisamente se si incorre nella limitazione di slew-rate



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

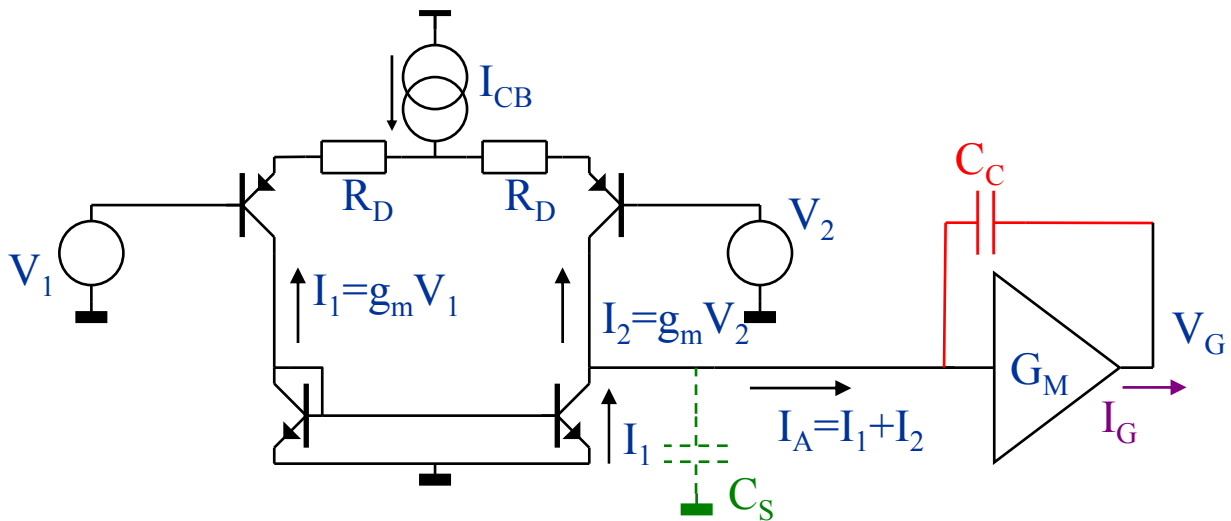
Inversamente. Per avere uno slew-rate di 1 V/ μ s occorre che la f_T sia di almeno 6 MHz.

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 $I_{CB} R_D / V_T$.

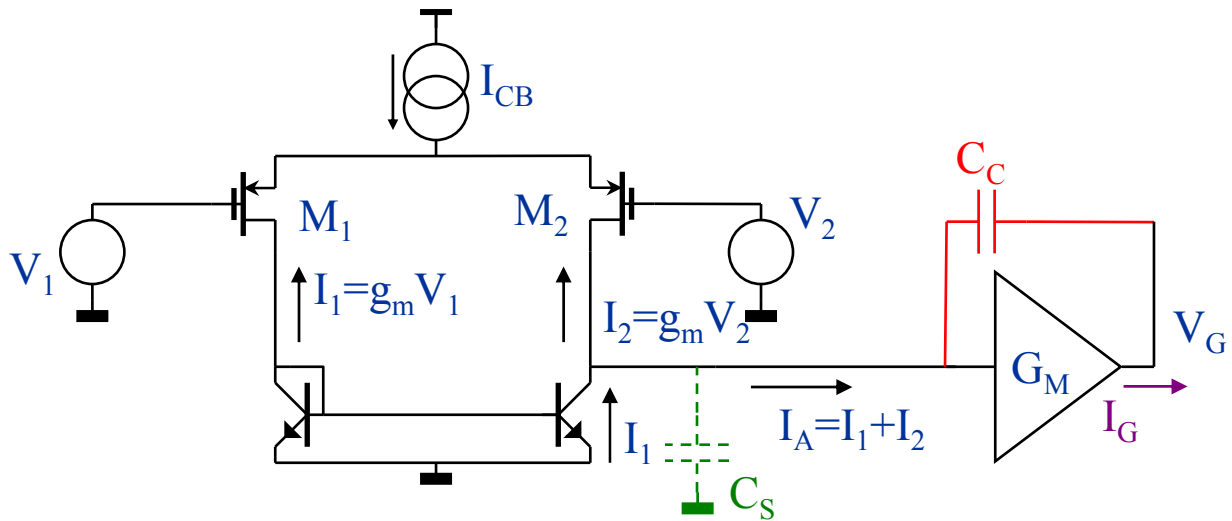
Al riguardo esistono sicuramente delle limitazioni.

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:

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

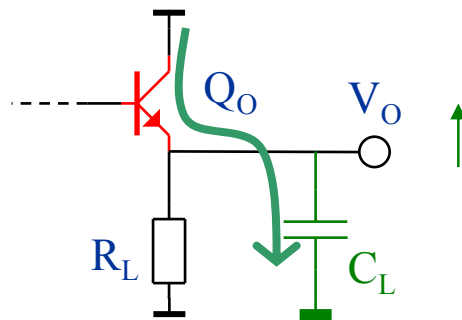
$$C_C \approx \frac{1}{V_{TH} \omega_T} \sqrt{I_{DM} \frac{I_{CB}}{2}}, \quad \text{dove } I_{DM} = I_D \quad @ \quad V_{GS} = 2V_{TH}$$

In definitiva:

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

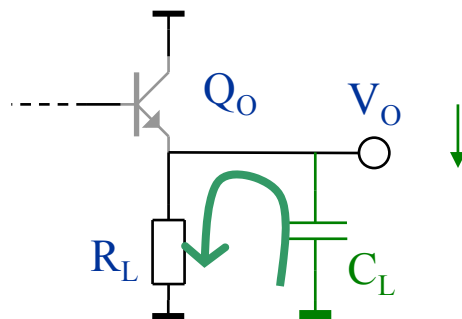
Siccome V_{TH} è dell'ordine del V in un MOS abbiamo anche qui un grosso beneficio nello slew-rate.

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.



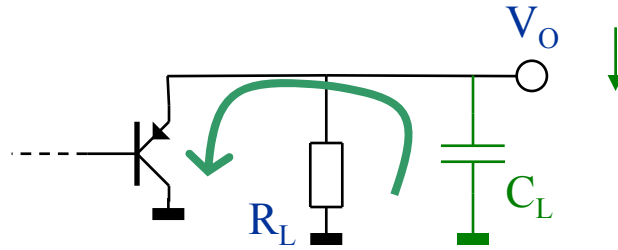
Infatti il transistor entra in “spegnimento” e C_L si scarica attraverso R_L .

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

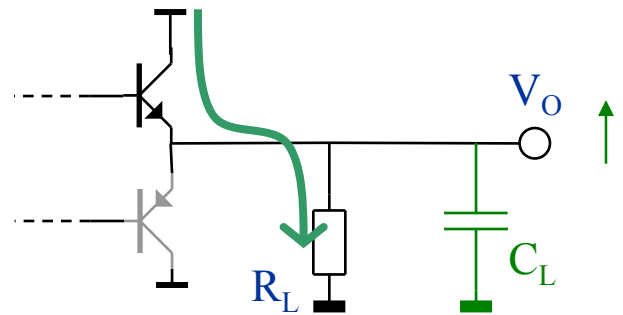
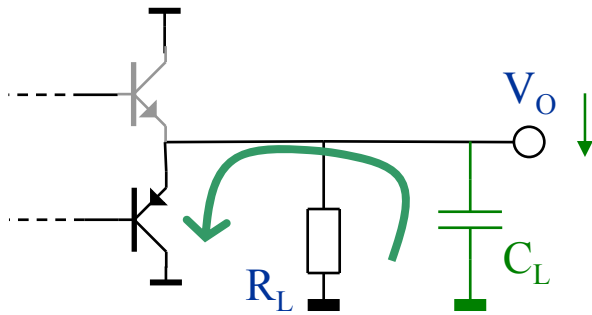
In questa situazione la corrente impiegata indurrebbe una grossa dissipazione di potenza a riposo intollerabile. Si pensi per esempi ad un amplificatore audio che debba pilotare qualche A di corrente.

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

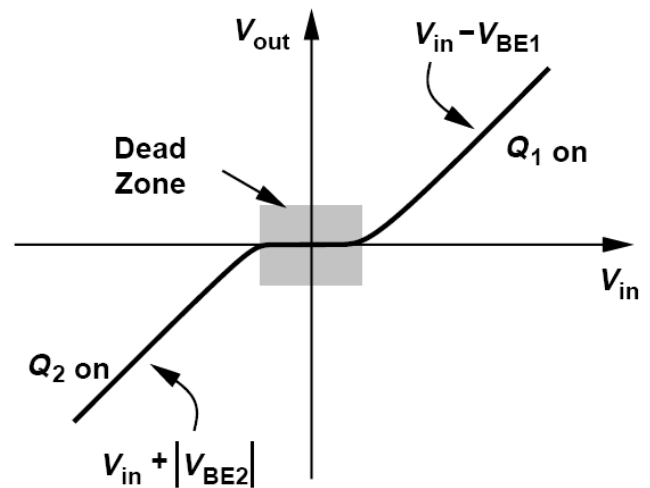
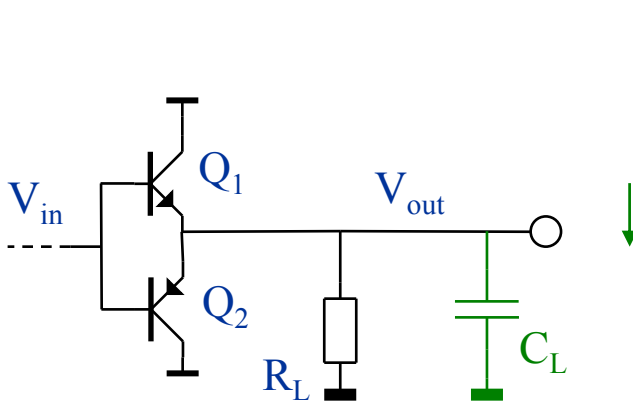
Il modo per ovviare all'inconveniente è di usare un inseguitore, ma realizzato con il transistor complementare all'npn, il pnp:



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



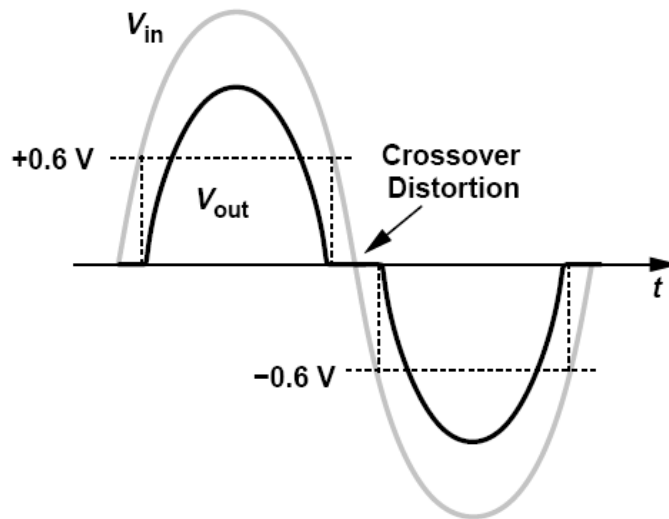
La soluzione più spontanea è questa:



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)

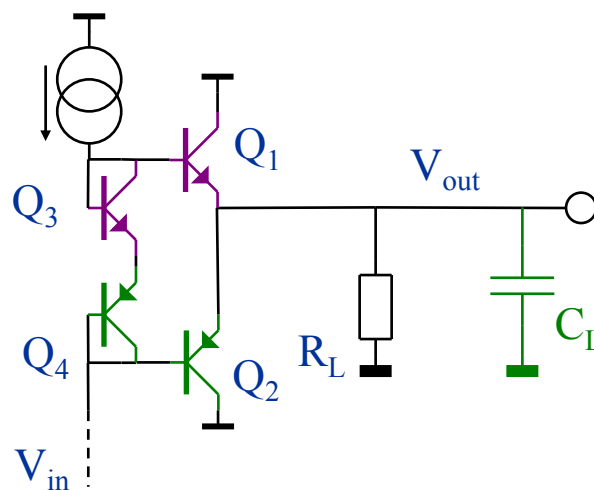
La cosa si traduce nel così detto problema della distorsione di crossover che si riesce a porre bene in evidenza con un segnale sinusoidale:



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

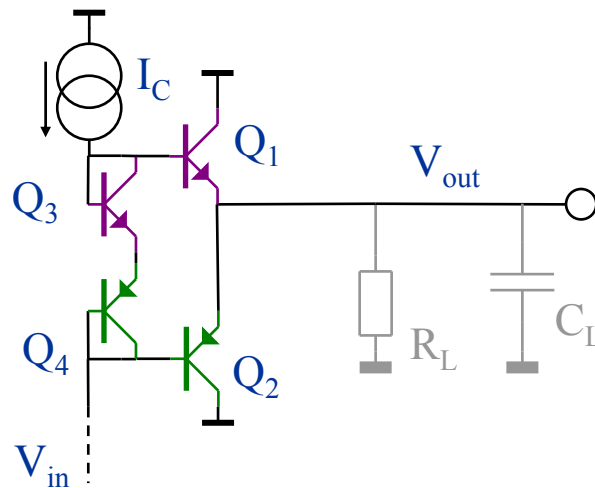
Per cancellare il problema occorre fare in modo che i 2 transistori siano polarizzati entrambi in condizioni di equilibrio. In funzione dell'ampiezza del segnale si dovrà quindi creare lo scompenso che consenta di pilotare il carico in modo adeguato.

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.

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 $Q_1 - Q_4$:

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

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

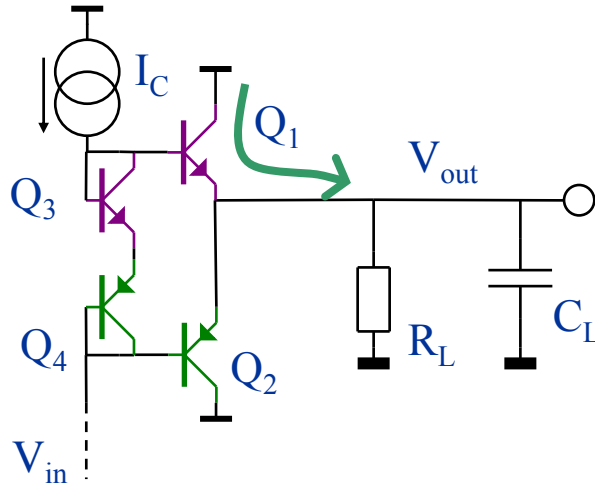
$$\ln \left(\frac{I_C}{A_3 I_{opnp}} \right) - \ln \left(\frac{I_2}{A_1 I_{opnp}} \right) = \ln \left(\frac{I_1}{A_1 I_{onpn}} \right) - \ln \left(\frac{I_C}{A_3 I_{opnp}} \right)$$

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

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

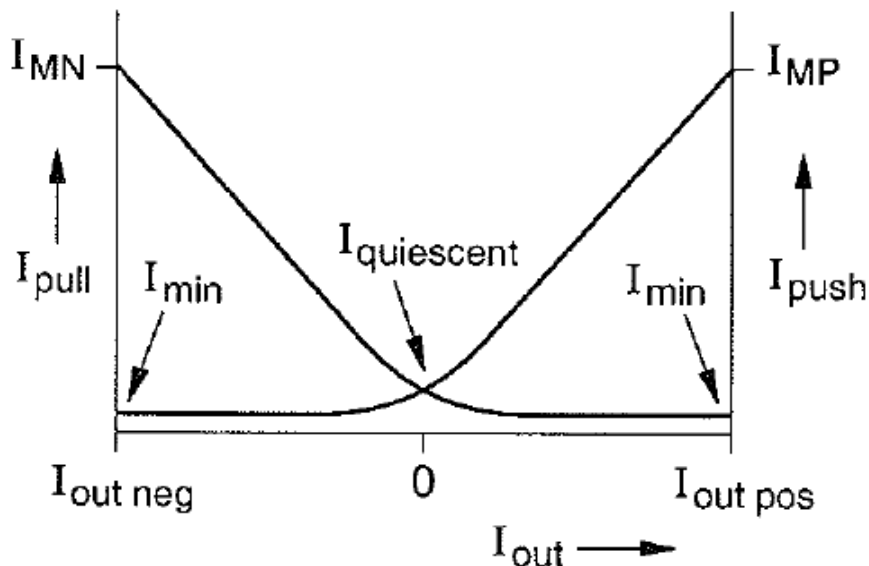
Il risultato fondamentale che abbiamo è che la corrente nei 2 transistori non si annulla mai completamente. Avendo trascurato la corrente di base di Q_1 e Q_2 la soluzione limite è che una delle 2 correnti possa essere di valore ∞ , in realtà sarà limitata da I_C per Q_1 , dalla corrente che può assorbire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

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:

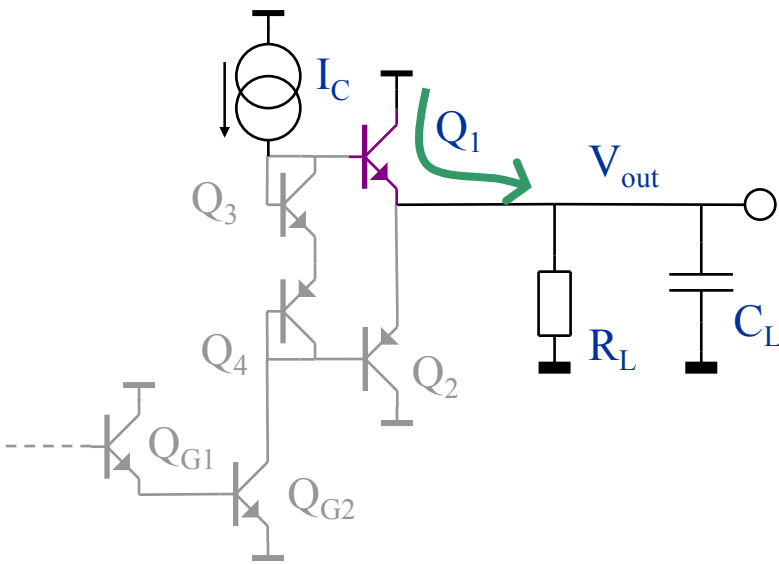
$$I_2 \approx I_C^2 \left(\frac{A_1}{A_3} \right)^2 \frac{Z_L}{V_{out}}$$



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.

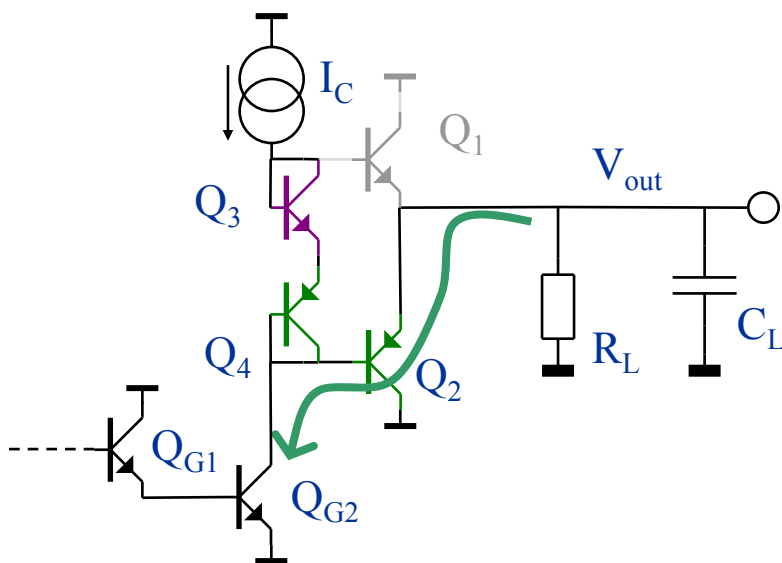
Ora supponiamo di avere connessa un'impedenza di carico a cui debba essere applicato un segnale $V_{out} > 0$.



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 $h_{FE1} I_C$.

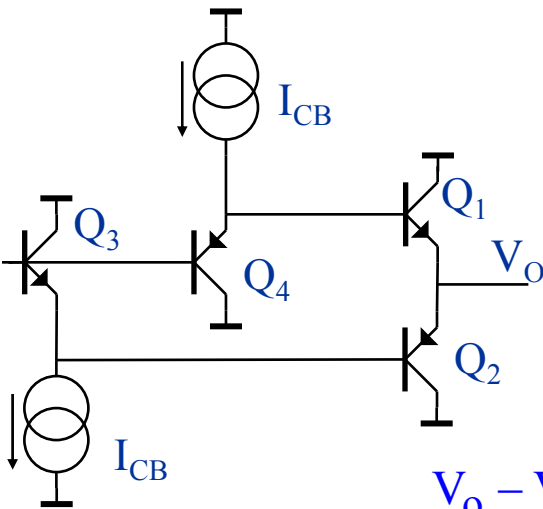
Ora supponiamo di avere connessa un'impedenza di carico a cui debba essere applicato un segnale $V_{out} < 0$.



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 (XI)

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



Vale, come nel caso precedente, che:

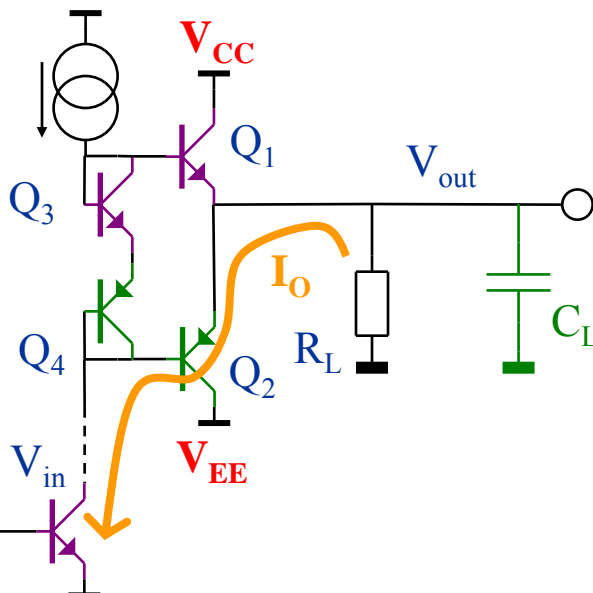
$$V_o - V_{BE2} + V_{BE3} + V_{BE4} - V_{BE1} = V_o$$

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

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

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 $(h_{FE})^2 I_{CB}$:



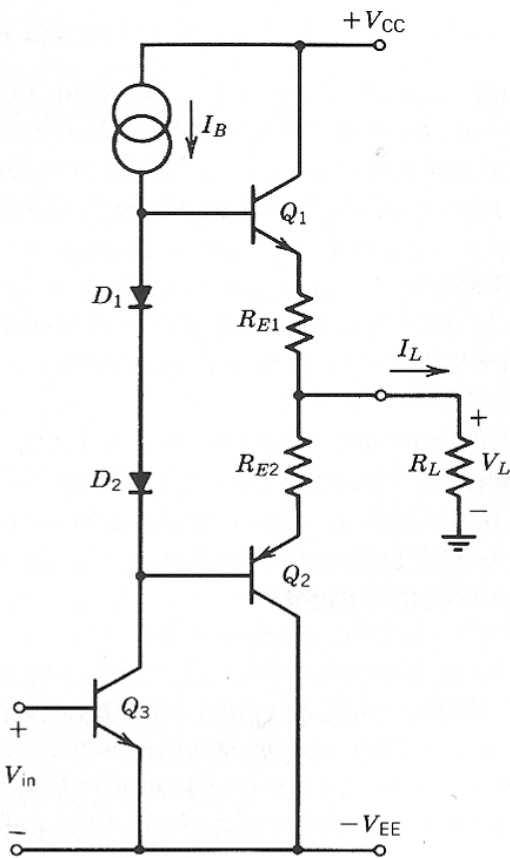
I_o limite assorbita:

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

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:

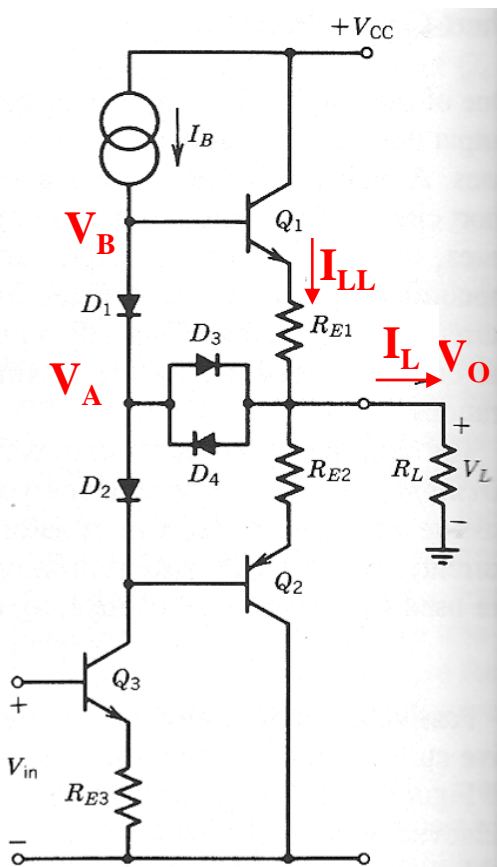
$$I_{MAX} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + R_L}$$

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.

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:

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

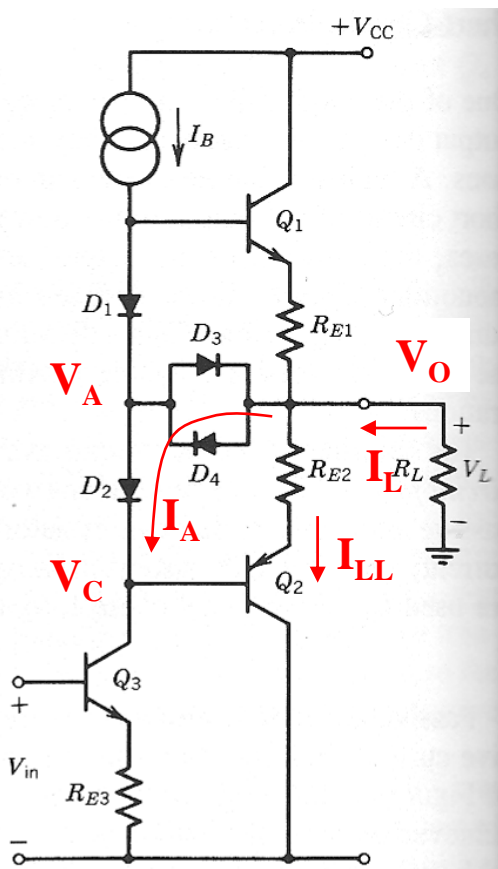
La conseguenza è che la reazione smette di funzionare ed il potenziale di uscita è limitato alla tensione $(V_D/R_{E1})R_{corto}$. Dove R_{corto} è il carico anomalo che è stato connesso. Ovviamente se $R_{corto} = 0 \Omega$ il potenziale di uscita andrà a 0 V.

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.

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:

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

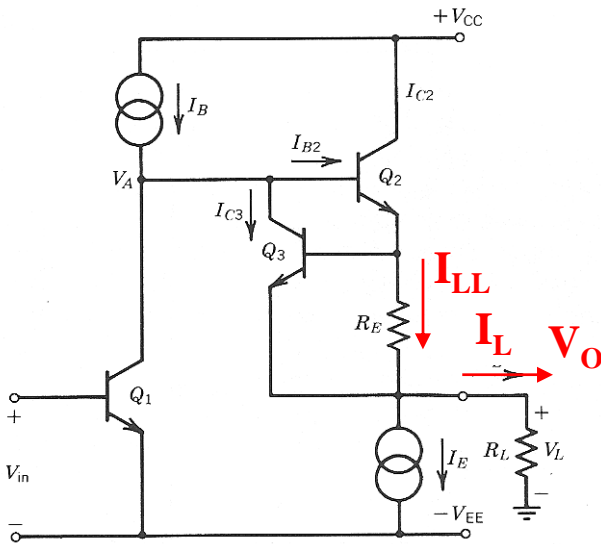
Ora però la situazione è più delicata. $D_2 - D_4$ drenano corrente verso il C di Q_3 che non ha di principio limitazioni di corrente a meno che R_{E3} sia opportunamente dimensionata. Infatti in questo caso mano a mano che in Q_3 aumenta la corrente diminuisce V_{CE3} , portandolo in saturazione, con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

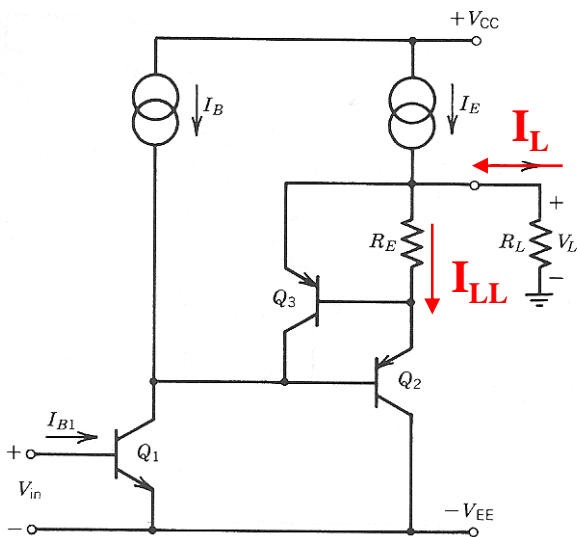
La protezione attiva ha una soglia di innesto più precisa. Una delle sue più semplici implementazioni è questa:



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 implementazioni è questa:

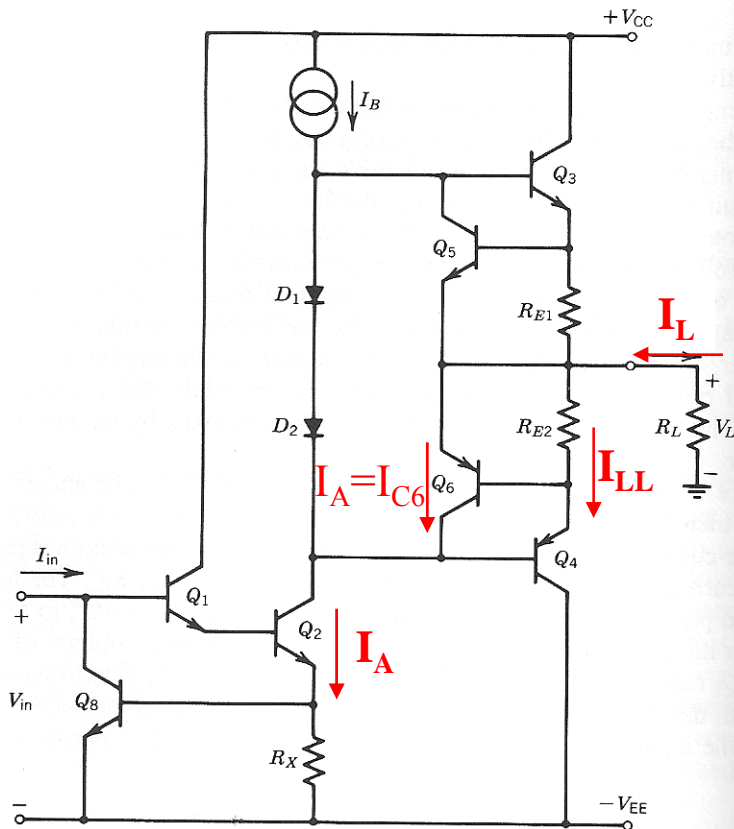


FIGURE 5.38. Complementary output stage with active short-circuit protection.

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 .

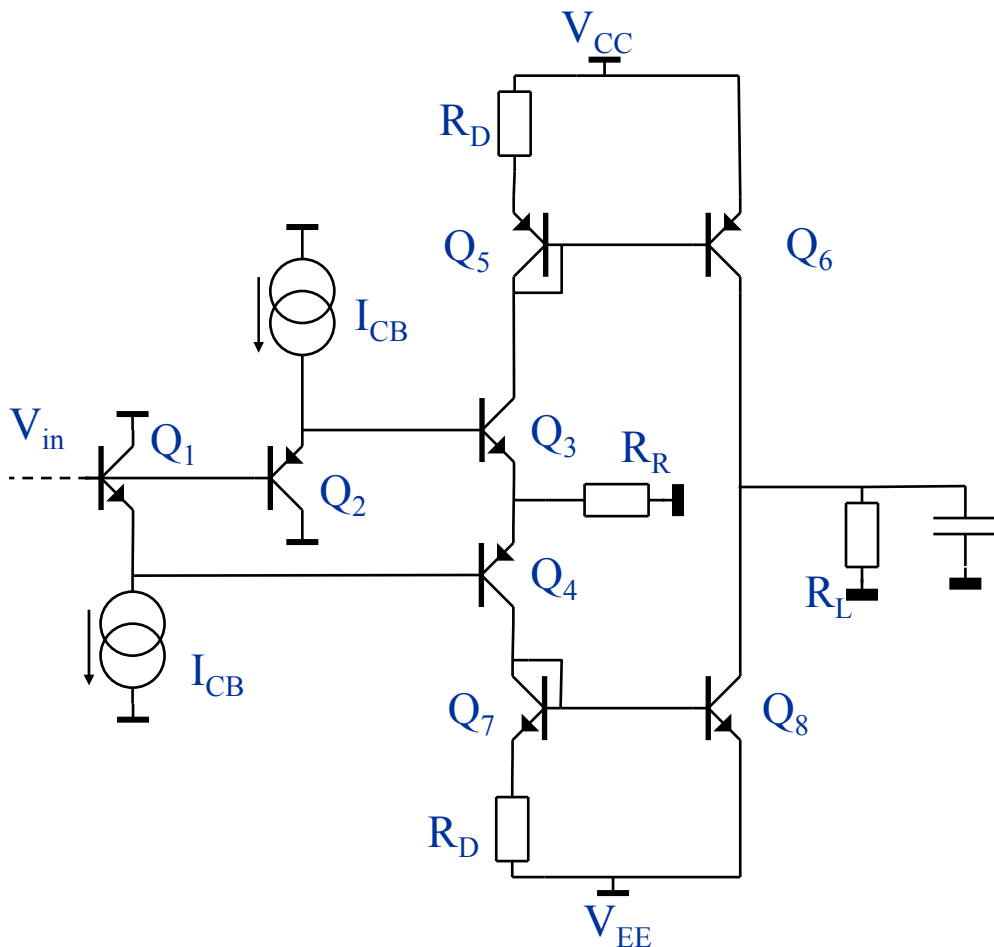
Pertanto la limitazione negativa ha richiesto l'inserimento di 2 protezioni per potere essere attiva in modo consistente.

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:

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

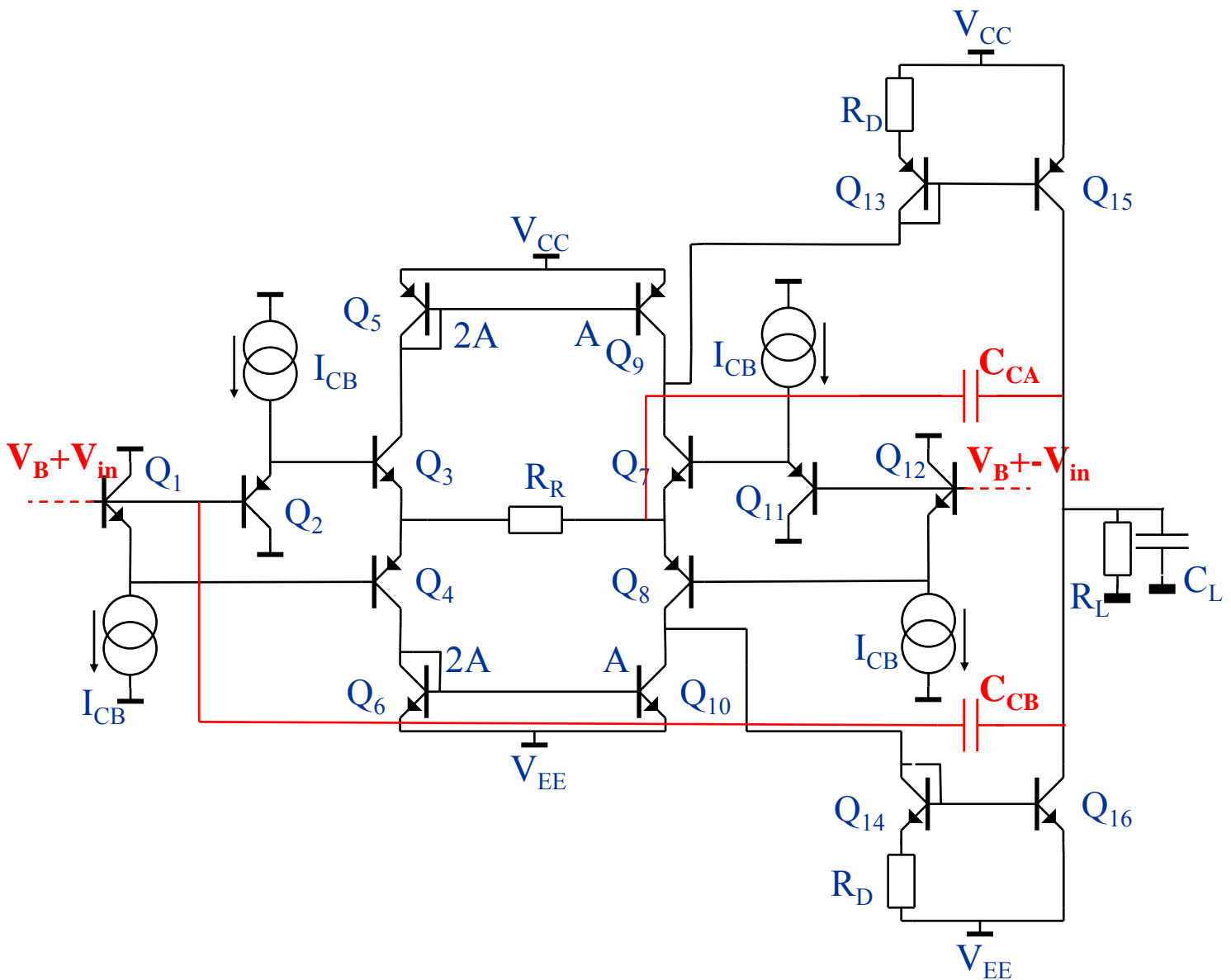
Le resistenze R_D aumentano il guadagno di corrente alle alte correnti, in modo che la corrente di uscita possa essere sempre più grande di quella di ingresso.

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 $(V_{CC}-V_{EE})/R_R$.