

In molte applicazioni è necessario generare tensioni o correnti molto stabili in temperatura. Queste devono essere costruite a partire da giunzioni pn e/o resistenze che nel campo monolitico non sono certo stabili in temperatura.

Guardiamo per esempio alla dipendenza in temperatura della tensione di un diodo polarizzato in corrente:

$$V_D = V_T \ln \left(\frac{LI_B}{Aq n_i^2 D} \right)$$

Considerando che:

$$\frac{d}{dT} \left[\ln \left(\frac{LI_B}{Aq n_i^2 D} \right) \right] = -\frac{1}{n_i^2} \frac{dn_i^2}{dT} - \frac{1}{D} \frac{dD}{dT}$$

Abbiamo:

$$\frac{\Delta V_D}{\Delta T} = \frac{1}{V_T} \frac{dV_T}{dT} V_D - V_T \left(\frac{1}{n_i^2} \frac{dn_i^2}{dT} + \frac{1}{D} \frac{dD}{dT} \right)$$

Ora:

$$D = \frac{KT\mu}{q} = V_T \mu \quad \text{Con la mobilità } \mu \text{ essere del tipo (a T amb): } \mu = \frac{\alpha}{T^{2.2}}$$

Quindi:

$$\frac{1}{D} \frac{dD}{dT} = \frac{1}{D} \left(\frac{1}{T} \frac{KT\mu}{q} - \frac{2.2}{T} \frac{\alpha}{T^{2.2}} \frac{KT}{q} \right) = \frac{1}{D} \left(\frac{1}{T} D - \frac{2.2}{T} D \right) = -\frac{1.1}{T}$$

Invece da:

$$n_i^2 = \eta T^3 \exp\left(-\frac{E_G}{V_T}\right)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{n_i^2} \frac{dn_i^2}{dT} &= \frac{1}{n_i^2} \left\{ \frac{3}{T} \eta T^3 \exp\left(-\frac{E_G}{V_T}\right) + \frac{E_G}{V_T^2} \frac{dV_T}{dT} \eta T^3 \exp\left(-\frac{E_G}{V_T}\right) \right\} \\ &= \frac{3}{T} - \frac{E_G}{V_T} \frac{1}{T} = \frac{1}{T} \left\{ 3 + \frac{E_G}{V_T} \right\} \end{aligned}$$

Quindi:

$$\frac{1}{n_i^2} \frac{dn_i^2}{dT} + \frac{1}{D} \frac{dD}{dT} = \frac{1}{T} \left\{ 3 + \frac{E_G}{V_T} \right\} - \frac{1.1}{T} \approx \frac{1}{T} \frac{E_G}{V_T}$$

Abbiamo:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_D}{\Delta T} &= \frac{1}{V_T} \frac{dV_T}{dT} V_D - V_T \left(\frac{1}{n_i^2} \frac{dn_i^2}{dT} + \frac{1}{D} \frac{dD}{dT} \right) \\ &\approx \frac{V_D}{T} - \frac{E_G}{T} \approx \frac{E_G}{2T} - \frac{E_G}{T} = -\frac{E_G}{2T} = -\frac{1.16}{2 \times 300} = -1.93 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} \end{aligned}$$

Riassumendo:

$$\frac{\Delta V_D}{\Delta T} \approx -2 \text{ mV}/^\circ\text{C} \text{ ovvero:}$$

$$\frac{1}{V_D} \frac{\Delta V_D}{\Delta T} \approx \frac{-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{0.65 \text{ V}} \approx -\frac{E_G/2T}{E_G/2} = -\frac{1}{T} = -0,00333/^\circ\text{C} \approx -3300 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

Mentre invece se consideriamo la derivata di V_T :

$$\frac{\Delta V_T}{\Delta T} = \frac{K_B}{q} = \frac{1}{T} V_T \approx \frac{26 \text{ mV}}{300 \text{ K}} = 87 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \text{ ovvero:}$$

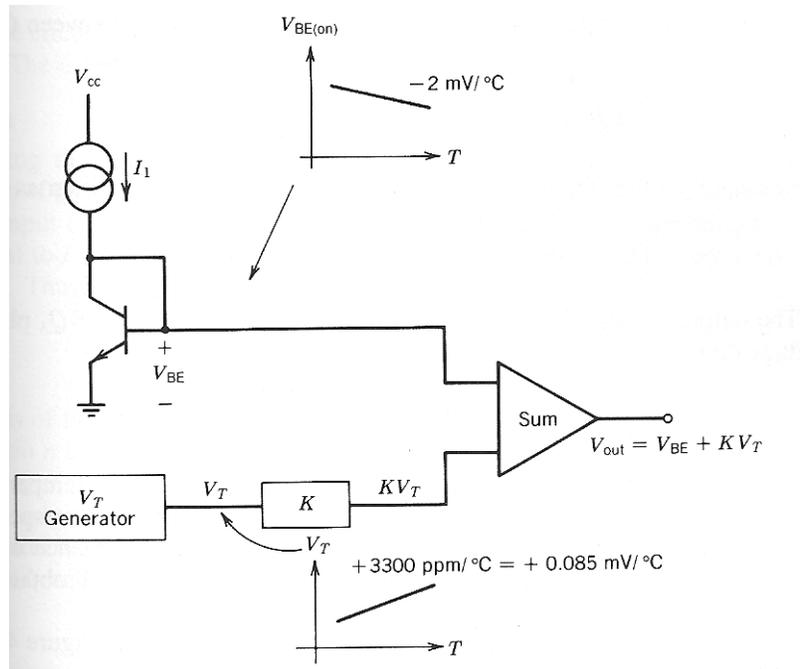
$$\frac{1}{V_T} \frac{\Delta V_T}{\Delta T} = \frac{1}{T} \approx \frac{87 \mu\text{V}/^\circ\text{C}}{26 \text{ mV}} = 0,00333/^\circ\text{C} \approx 3300 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

I band-gap reference (III)

Risultato importante: il segno della dipendenza in T di V_D e V_T è opposto e:

$$\frac{\Delta V_D / \Delta T}{\Delta V_T / \Delta T} \approx \frac{-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{87 \text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}} \approx -23 = -K$$

Perciò è possibile realizzare un circuito capace di avere in uscita una tensione con deriva nulla. Basta che sia impostato che:



Ovvero:

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_D + KV_T \approx 0.65 + 23 \times 26 \text{ mV} \\ &\approx 1,248 \text{ V} \approx 2V_D \approx E_{GSi} \end{aligned}$$

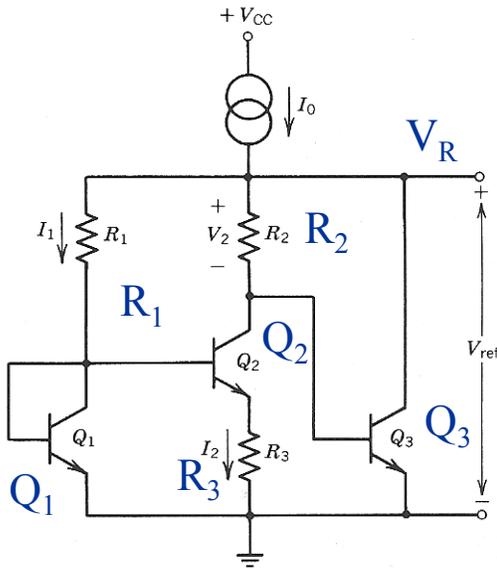
Ecco la ragione da cui deriva il nome del circuito sopra: il suo potenziale di uscita è circa uguale al gap energetico, espresso in eV, tra la banda di conduzione e la banda di valenza del Si.

Esistono molte soluzioni circuitali pensate per realizzare la rete sopra.

11 band-gap reference (IV)

Assumiamo che i transistori sotto abbiano la medesima area:

Band-gap di Widlar



Impostando $I_0 > I_1 + I_2 + I_3$:

$$\begin{cases} V_{B1} = V_{B2} + I_2 R_3 \\ I_1 R_1 + V_{B1} = I_2 R_2 + V_{B3} \end{cases}$$

Imponendo che $I_1 = I_3$:

$$V_{B1} = V_{B3}$$

Risulta che:

$$I_1 \approx \frac{R_2}{R_1} I_2$$

Sostituendo nella prima eq del sistema:

$$I_2 = \frac{V_T}{R_3} \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = \frac{V_T}{R_3} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

Quindi:

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 R_3} V_T \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

E V_R vale:

$$V_R = V_{B1} + I_1 R_1 = V_{B1} + V_T \left[\frac{R_2}{R_3} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \right]$$

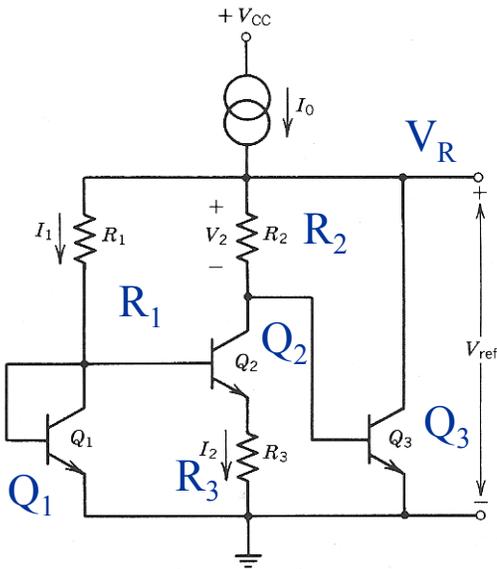
11 band-gap reference (V)

Perciò imponendo che:

$$K = \frac{R_2}{R_3} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

Si ottiene che:

$$V_R \approx E_G \quad e \quad \frac{dV_R}{dT} \approx 0 \text{ V}/^\circ\text{C}$$



Ultimo particolare, dovendo essere $I_1=I_3$ occorre fare in modo che:

$$I_0 = 2I_1 + I_2$$

Esempio:

Impostando: $R_2=40 \text{ K}\Omega$, $R_1=20 \text{ K}\Omega$
Si ottiene:

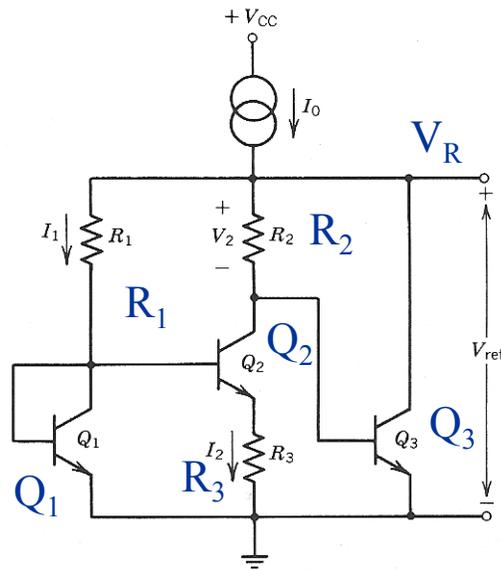
$$R_3 = \frac{R_2}{K} \ln(2) = 1.205 \text{ K}\Omega$$

Ovviamente la deriva reale di V_R nella rete analizzata non è del tutto nulla. Non abbiamo considerato l'effetto delle correnti di base ed il fatto che il rapporto I_1/I_2 non si mantenga stabile in temperatura: V_{BE3} varia.

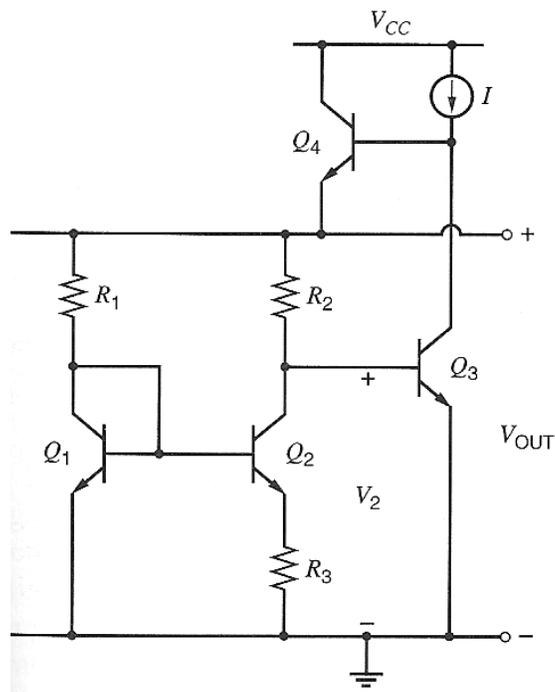
In pratica però derive dell'ordine di 20 – 50 ppm/°C sono facilmente raggiungibili. Si noti che 30 ppm/°C sono comunque 2 ordini di grandezza più piccoli che la deriva di partenza.

Esistono soluzioni più complesse, ma basate sullo stesso principio, che consentono precisioni più elevate.

IMPORTANTE: se si assorbe corrente dalla linea V_R occorre aggiungere un buffer, altrimenti la corrente in Q_3 potrebbe essere quella non attesa.

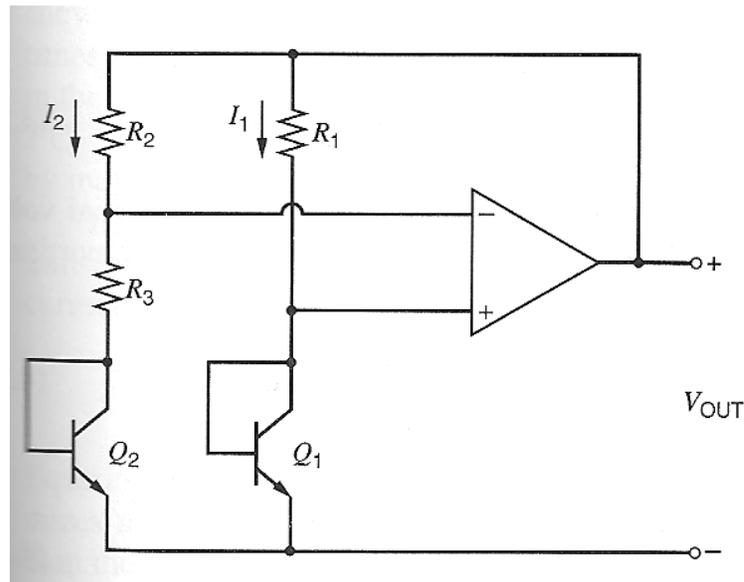


Una forma che consente di pilotare carichi con corrente addizionale, molto elegante, è quella con l'aggiunta del transistor Q_4 :



Ovviamente I deve essere di valore tale da essere simile a I_{Q1} .

Questa soluzione tuttavia non riesce ad avere precisioni elevate.



In questa soluzione tutto è auto-polarizzato, quindi la corrente si adatta con la temperatura e gli errori si riducono. Si riesce agevolmente a scendere sotto i 10 ppm/°C.

L'approccio è molto scaltro: nella soluzione precedente la corrente di polarizzazione è ricavata da una sorgente non stabile, visto che stiamo cercando di crearla. In questo caso la corrente di polarizzazione è creata a partire dalla tensione stabile che si vuole creare.

La struttura è reazionata negativamente. Quindi possiamo dire che vale $V_{-} \approx V_{+} = V_{B1}$:

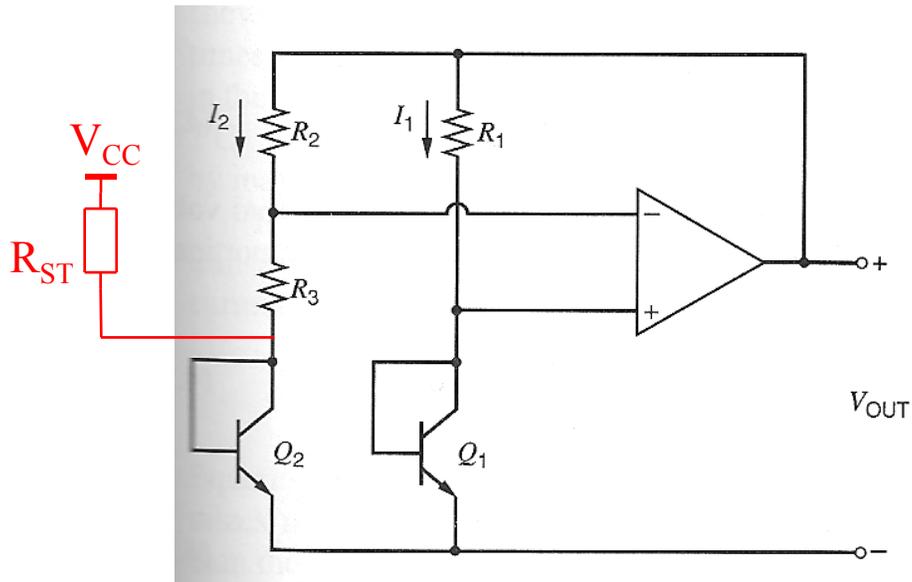
$$\begin{cases} V_{\text{out}} - V_{B1} = I_2 R_2 \\ V_{\text{out}} - V_{B1} = I_1 R_1 \end{cases} \Rightarrow \frac{I_2 R_2}{I_1 R_1} = 1 \quad I_1 = \frac{R_2}{R_1} I_2$$

Inoltre:

$$V_{B2} + I_2 R_3 = V_{B1} \quad \Rightarrow \quad I_2 = \frac{V_T}{R_3} \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = \frac{V_T}{R_3} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

Ed infine:

$$V_{\text{out}} = V_{B1} + I_2 R_2 = V_{B1} + \frac{R_2}{R_3} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) V_T$$



Le soluzioni auto-polarizzate come questa soffrono tutte di un problema comune: quello di avere 2 stati stabili di lavoro.

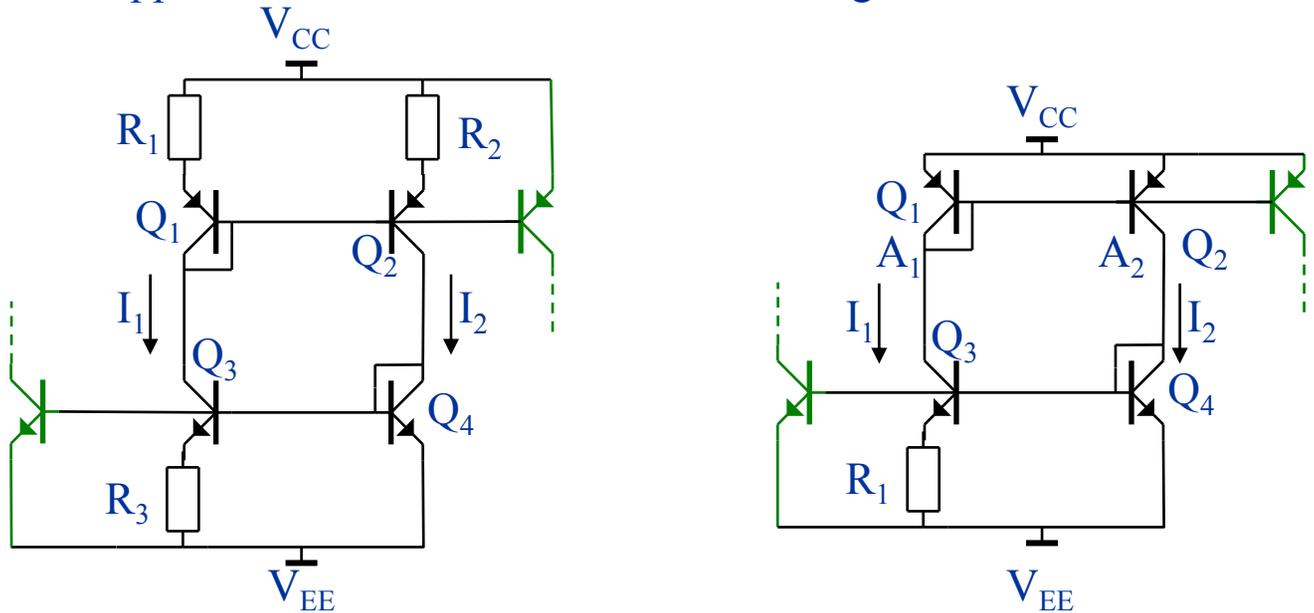
Uno dei 2 stati è quello che abbiamo calcolato.

L'altro è più triviale: la condizione in cui le correnti, quindi le V_{BE} dei transistori siano completamente nulle. Nella rete sopra la condizione in cui $V_{out}=0$ e $V_{B1}=V_{B2}=0$ V è anche uno stato ammesso. Per garantire che all'accensione lo stato di lavoro sia quello desiderato occorre aggiungere un circuito così detto di start-up.

La soluzione più semplice è l'introduzione di una resistenza di grosso valore, R_{ST} , verso l'alimentazione positiva. Questa introduce una piccola corrente che forza il transistore fuori dalla condizione di lavoro non voluta. È ovvio che la corrente introdotta genera errore che si traduce in perdita di precisione.

Esiste tutto un mondo di soluzioni che cercano di annullare l'effetto di R_{ST} dopo l'accensione.

PTAT sta per: Proportional to Absolute Temperature. Si tratta di riferimenti di corrente il cui valore ha un coefficiente positivo. Hanno la caratteristica di generare correnti indipendenti dalla tensione di alimentazione. Esistono diverse rappresentazioni tutte riconducibili alle seguenti:



Come si nota dalla presenza dei transistori verdi i PTAT sono molto usati come riferimenti di correnti per i generatori di corrente degli AO.

Dallo schema di sinistra, supposte uguali tutte le aree:

$$\begin{cases} V_{BE4} = I_1 R_3 + V_{BE3} \\ I_1 R_1 + V_{BE1} = I_2 R_2 + V_{BE2} \end{cases}$$

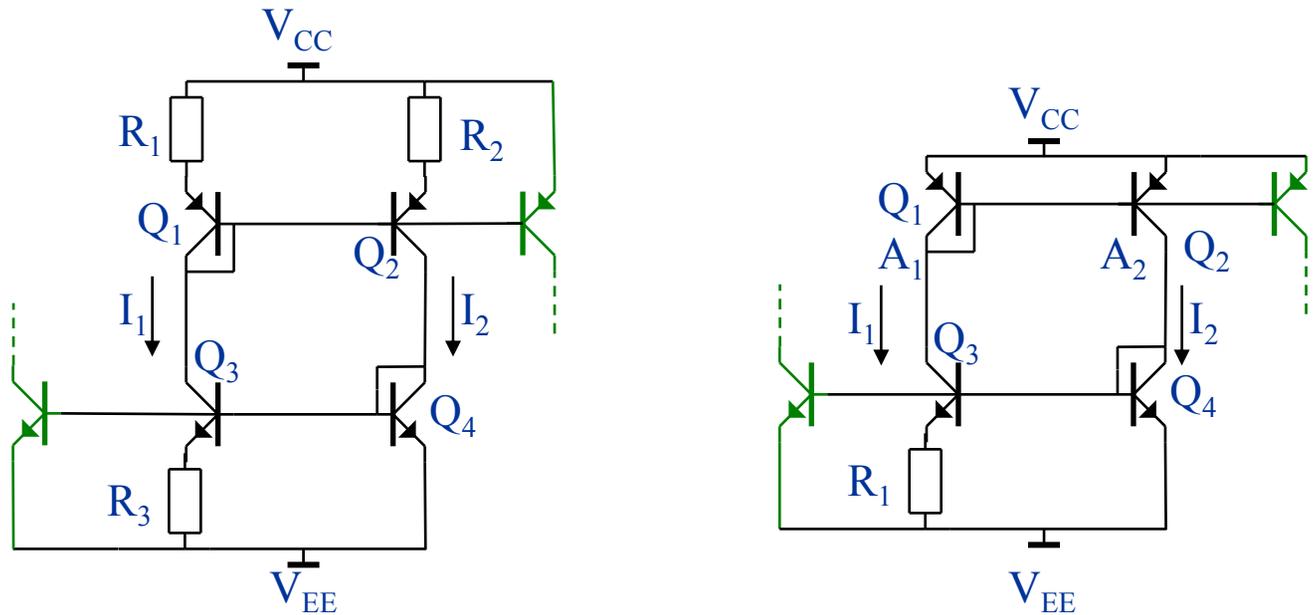
$$\begin{cases} I_1 R_3 = V_T \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \\ I_1 R_1 - I_2 R_2 = V_T \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \end{cases} \Rightarrow I_1 R_3 - I_1 R_1 + I_2 R_2 = 0$$

Quindi:

$$I_2 = \frac{R_1 - R_3}{R_2} I_1 \quad (R_1 > R_3)$$

$$I_1 = \frac{V_T}{R_3} \ln\left(\frac{R_1 - R_3}{R_2}\right)$$

PTAT sta per: Proportional to Absolute Temperature. Si tratta di riferimenti di corrente il cui valore ha un coefficiente positivo. Hanno la caratteristica di generare correnti indipendenti dalla tensione di alimentazione. Esistono diverse rappresentazioni tutte riconducibili alle seguenti:



Dallo schema di destra, supposte uguali le aree di Q_3 e Q_4 :

$$\begin{cases} V_{BE4} = I_1 R_3 + V_{BE3} \\ I_2 = \frac{A_2}{A_1} I_1 \quad (A_2 > A_1) \end{cases}$$

$$I_1 R_3 = V_T \ln \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \quad \Rightarrow \quad I_1 = \frac{V_T}{R_3} \ln \left(\frac{A_2}{A_1} \right)$$

In entrambi i casi abbiamo che le correnti generate sono della forma:

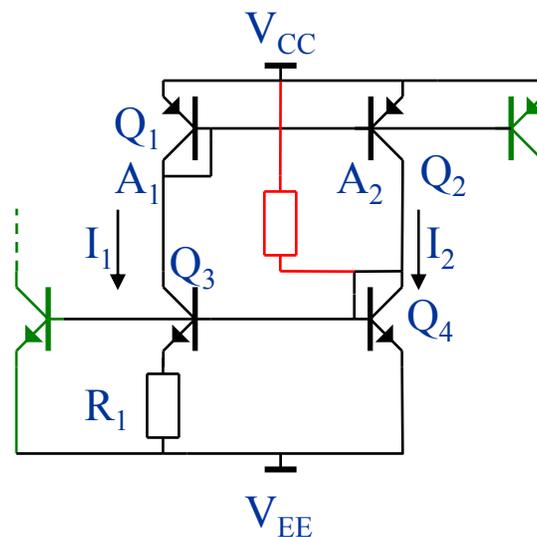
$$I_1 = \gamma \frac{V_T}{R_3}$$

$$I_1 = \gamma \frac{V_T}{R_3}$$

La dipendenza dalla temperatura è:

$$\frac{1}{I_1} \frac{\Delta I_1}{\Delta T} = \frac{1}{V_T} \frac{\Delta V_T}{\Delta T} - \frac{1}{R_3} \frac{\Delta R_3}{\Delta T} (> 0)$$

Quindi abbiamo trovato un metodo per ottenere una corrente con coefficiente termico positivo. La corrente è generata in modo indipendente dall'alimentazione. Al solito, essendo un circuito auto-polarizzato, necessita di start-up, giacché una condizione stabile è quella in cui tutte le giunzioni sono spente.:



Questo porta ad un'interessante considerazione sui circuiti di riferimento per le correnti di polarizzazione.

Ricordiamo che la larghezza di banda dell'AO è:

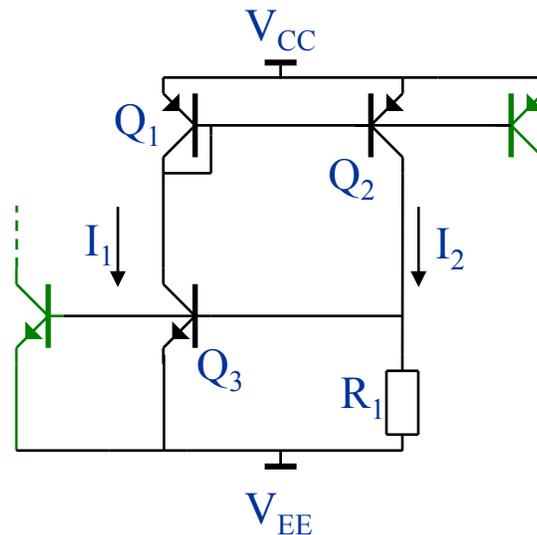
$$\omega_T = \frac{g_m}{C_C}$$

E che:

$$g_m = \frac{I_{CB}}{V_T}, \quad \frac{1}{g_m} \frac{\Delta g_m}{\Delta T} = \frac{1}{I_{CB}} \frac{\Delta I_{CB}}{\Delta T} - \frac{1}{V_T} \frac{\Delta V_T}{\Delta T}$$

La capacità C_C non presenta una forte deriva termica. Per mantenere stabile il comportamento in frequenza è perciò importante che la trasconduttanza non cambia apprezzabilmente.

Una tecnica di produrre riferimenti di corrente è anche:



Che da:

$$I_1 = I_2 = \frac{V_{BE}}{R_1}$$

Adoperando per I_{CB} una frazione di questa corrente avremo che:

$$g_m = \frac{I_{CB}}{V_T} = \frac{\alpha}{V_T} \frac{V_{BE}}{R_1},$$

$$\frac{1}{g_m} \frac{\Delta g_m}{\Delta T} = \frac{1}{V_{BE}} \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} - \frac{1}{V_T} \frac{\Delta V_T}{\Delta T} - \frac{1}{R_1} \frac{\Delta R_1}{\Delta T}$$

$$\frac{1}{g_m} \frac{\Delta g_m}{\Delta T} \approx (-3300 - 3300 - 2000) \frac{\text{ppm}}{^\circ\text{C}} = -8600 \frac{\text{ppm}}{^\circ\text{C}}$$

Ciò significa che:

$$\frac{1}{g_m} \frac{\Delta g_m}{\Delta T} \approx -0.86 \frac{\%}{^\circ\text{C}}$$

Una variazione di temperatura di circa 30 °C implica una variazione della trasconduttanza di circa il 26 %.

Prendendo come riferimento una frazione della corrente del PTAT otteniamo invece che:

$$g_m = \frac{I_{CB}}{V_T} = \frac{\rho}{V_T} \gamma \frac{V_T}{R_3} = \frac{\rho \gamma}{R_3}$$

$$\frac{1}{g_m} \frac{\Delta g_m}{\Delta T} = -\frac{1}{R_1} \frac{\Delta R_1}{\Delta T} \approx -2000 \frac{\text{ppm}}{^\circ\text{C}}$$

$$\frac{1}{g_m} \frac{\Delta g_m}{\Delta T} \approx -0.2 \frac{\%}{^\circ\text{C}}$$

In questo caso per una tipica escursione di 30 °C abbiamo una variazione di solo il 6 %.

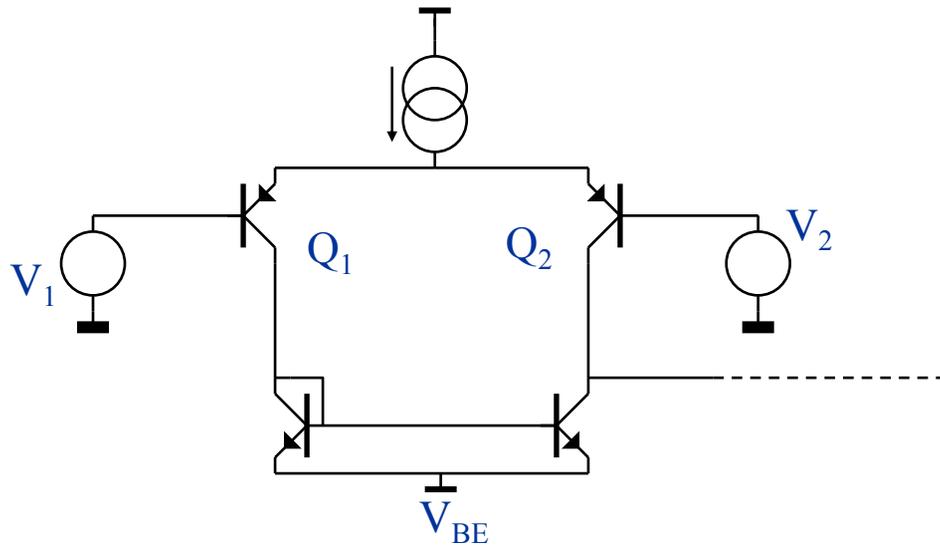
Un risultato ancora migliore lo si può ottenere se fossimo in grado di realizzare la resistenza R_1 con una dipendenza termica più contenuta.

Per correnti di lavoro di 5 μA $1/g_m$ corrisponde a circa 5000 Ω . Con $\gamma = \ln(2) = 0.7$ R_1 diviene di 3500 Ω .

Questi valori di resistenza si riescono ad ottenere con substrato metallico a bassa resistività presente nei processi monolitici.

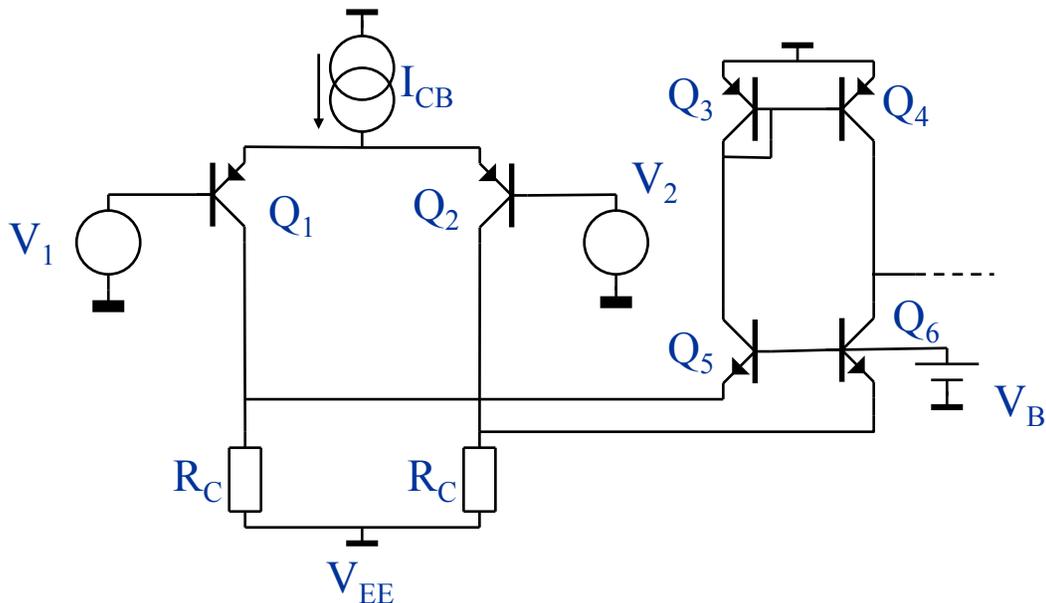
In quei casi la dipendenza termica si riesce ad ottenere anche di solo qualche centinaio di ppm/°C. In tale modo la stabilità in frequenza dell'AO diventa molto stabile in temperatura.

Nella configurazione senza ingressi a Darlington non si ha completa compatibilità verso l'alimentazione negativa:



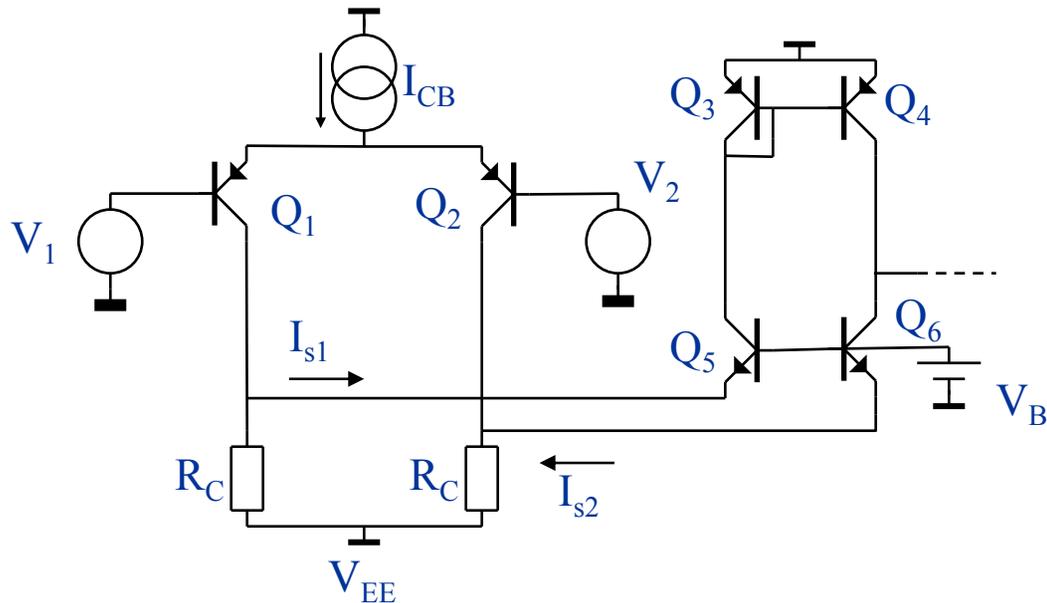
Per la presenza dello specchio i C di Q_1 e Q_2 non possono mai scendere sotto circa $V_{EE} + V_{BE}$.

Tuttavia basterebbe potere disporre di una dinamica di solo 0.1 – 0.2 V sotto il valore indicato per potere evitare la saturazione di Q_1 e Q_2 . Questo si può realizzare introducendo un cascode:



V_B viene scelta in modo che gli E di Q_5 e Q_6 stiano solo qualche centinaio di mV sopra V_{EE} . In questo modo se V_1 e V_2 sono a V_{EE} la V_{CE} di Q_1 e Q_2 viene ad avere qualche centinaio di mV, garantendo ai 2 transistori di sentirsi fuori dalla zona di saturazione.

Compatibilità alle alimentazioni degli ingressi (II)



Dal punto di vista statico deve essere soddisfatto che la corrente in $Q_3 - Q_6$ sia adeguata. Perciò deve valere che:

$$I_{C5} (= I_{C6}) = \frac{V_B - V_{BE}}{R_C} - \frac{I_{CB}}{2} (> 0)$$

Occorre pertanto scegliere in modo adeguato il valore di V_B ed R_C in funzione di I_{CB} in modo che la relazione sopra sia soddisfatta a tutte le temperature previste di operazione.

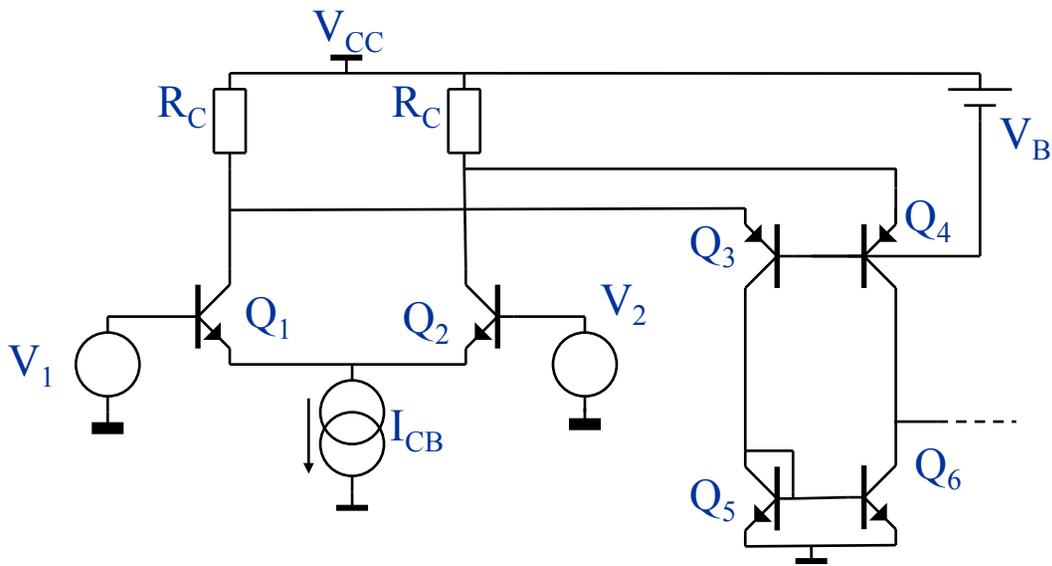
Per il segnale vale quanto visto nel caso classico: la corrente di segnale tende a fluire in Q_5 e Q_6 , essendo i loro E mantenuti a potenziale fissato da V_B . La corrente in Q_5 viene poi specchiata in Q_4 e sommata a quella di Q_6 per scorrere verso l'uscita dove troveremo il secondo stadio.

Questa soluzione circuitale è interessante anche dal punto di vista del comportamento in frequenza. Essendo i C di Q_1 e Q_2 a potenziale costante viene cancellato l'effetto Miller al loro ingresso.

In questo modo si evita l'introduzione di un polo all'ingresso quando le resistenze di sorgente non sono di valore trascurabile.

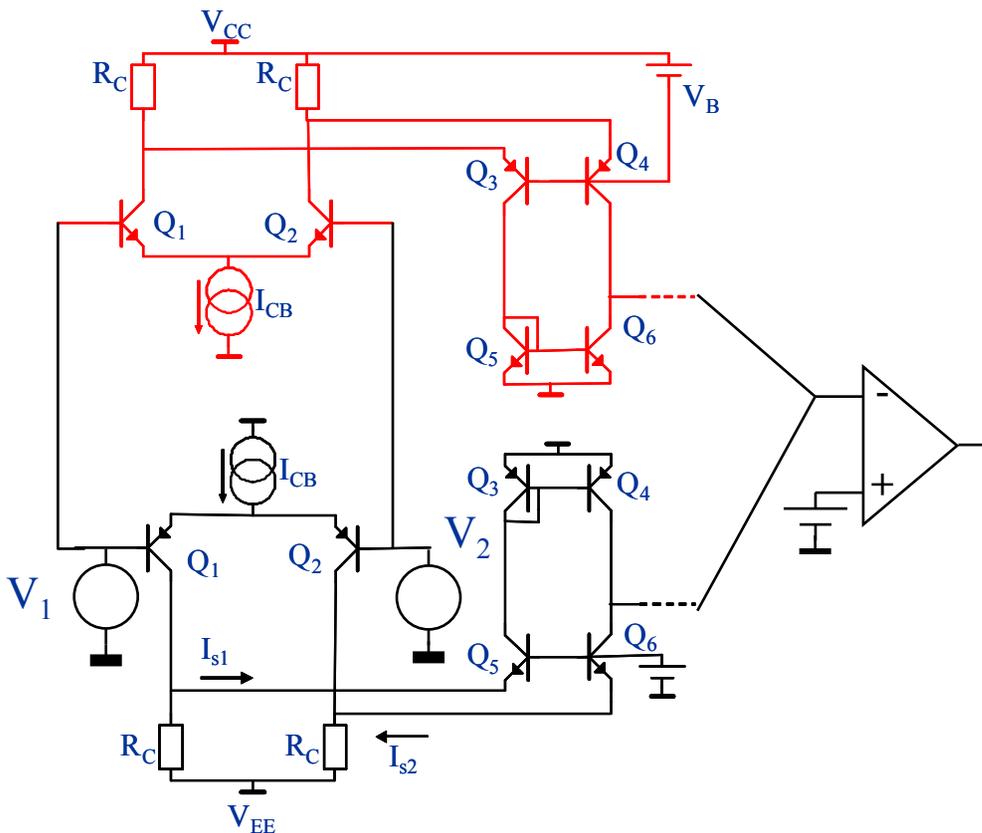
Compatibilità alle alimentazioni degli ingressi (III)

Per simmetria si può anche realizzare uno stadio compatibile all'alimentazione positiva scambiando i transistori a canale p con quelli a canale n:



Vale esattamente lo stesso discorso duale che nella configurazione con ingressi a massa. La compatibilità risulta ora verso l'alimentazione positiva.

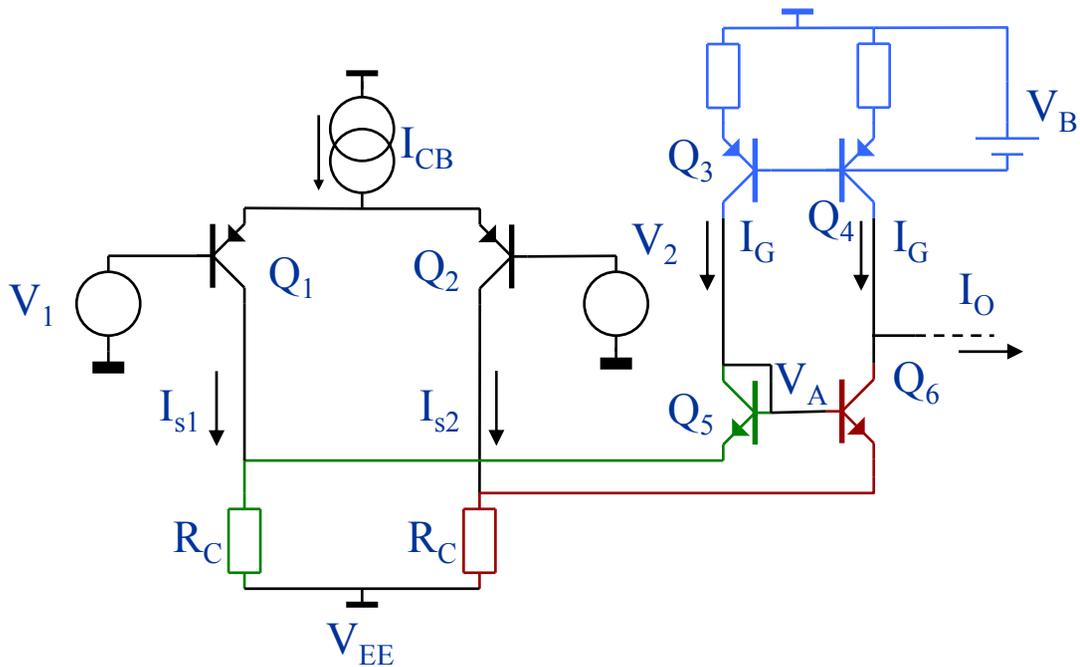
Le 2 soluzioni appena viste consentono ognuna una compatibilità verso solo una alimentazione. Per avere compatibilità verso entrambe le alimentazioni l'unica soluzione che si prospetta è quella di usare un doppio stadio di ingresso. Una a canale n, l'altro a canale p:



Questo è il modo più intuitivo per implementare la somma dei segnali provenienti dai 2 differenziali. In realtà esiste un metodo più elegante che consente di risparmiare il numero di transistori usati.

Compatibilità alle alimentazioni degli ingressi (IV)

Ritorniamo al differenziale a canale p e cerchiamo di riformulare lo stadio di uscita a specchio:



Il transistore Q_5 ha come carico il generatore di corrente Q_3 , mentre Q_6 il generatore di corrente Q_4 e la rete di guadagno che legge la corrente I_{O1} .

Applichiamo il principio di sovrapposizione.

Assumiamo dapprima presente solo I_{S1} .

La prima conseguenza è che la V_{BE5} di Q_5 non può cambiare per cui avremo che:

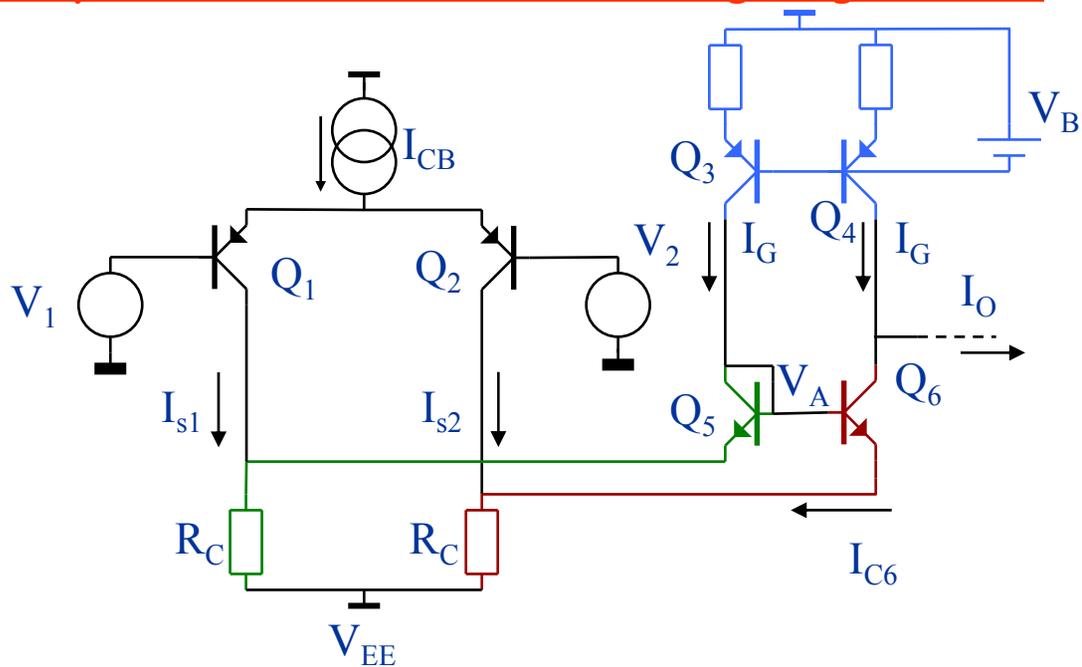
$$V_A = R_C I_{S1}$$

Per Q_6 , assumendo che la sua impedenza tra E e C sia ∞ :

$$V_{E6} = \frac{g_m R_C}{1 + g_m R_C} V_A \quad V_A - V_{E6} = \frac{1}{1 + g_m R_C} V_A$$

$$I_{C6} = g_m (V_A - V_{E6}) = \frac{g_m}{1 + g_m R_C} V_A = \frac{g_m R_C}{1 + g_m R_C} I_{S1} = -I_{O1}$$

Compatibilità alle alimentazioni degli ingressi (V)



Ora assumiamo che sia presente solo I_{S2} . In Q_5 passa una corrente costante. Perciò non può che risultare che $V_A = 0$ V.

Quindi:

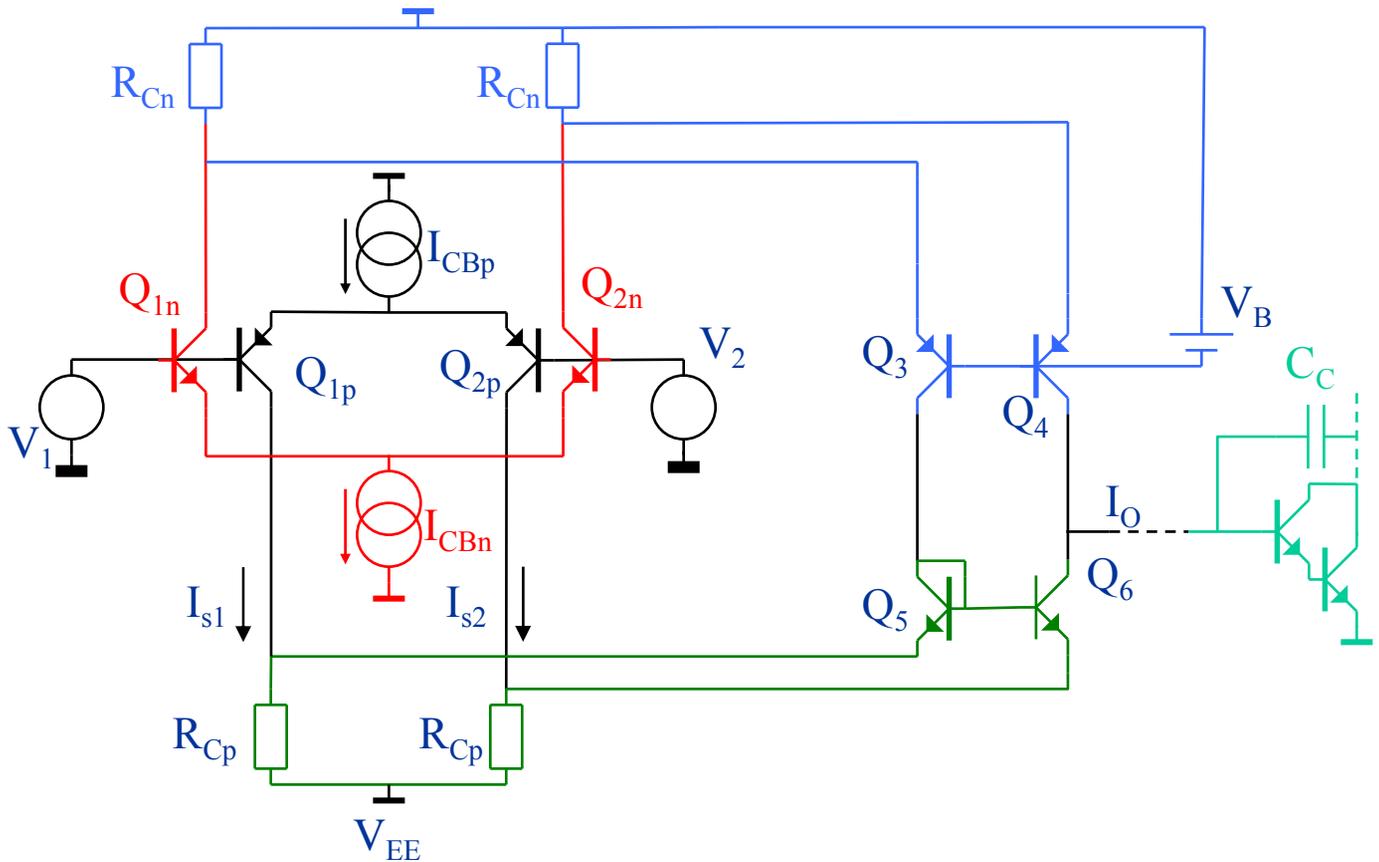
$$I_{C6} = -\frac{R_C}{R_C + \frac{1}{g_m}} I_{S2} = -\frac{g_m R_C}{g_m R_C + 1} I_{S2} = -I_{O2}$$

Quindi:

$$\begin{aligned} I_O &= I_{O1} + I_{O2} = -\frac{g_m R_C}{1 + g_m R_C} I_{S1} + \frac{g_m R_C}{g_m R_C + 1} I_{S2} \\ &= \frac{g_m R_C}{g_m R_C + 1} (I_{S2} - I_{S1}) \approx I_{S2} - I_{S1} \end{aligned}$$

Compatibilità alle alimentazioni degli ingressi (VI)

Per cui possiamo combinare i due stadi complementari così:



Ora però va considerata una caratteristica. Nella regione in cui entrambe le coppie funzionano vale che:

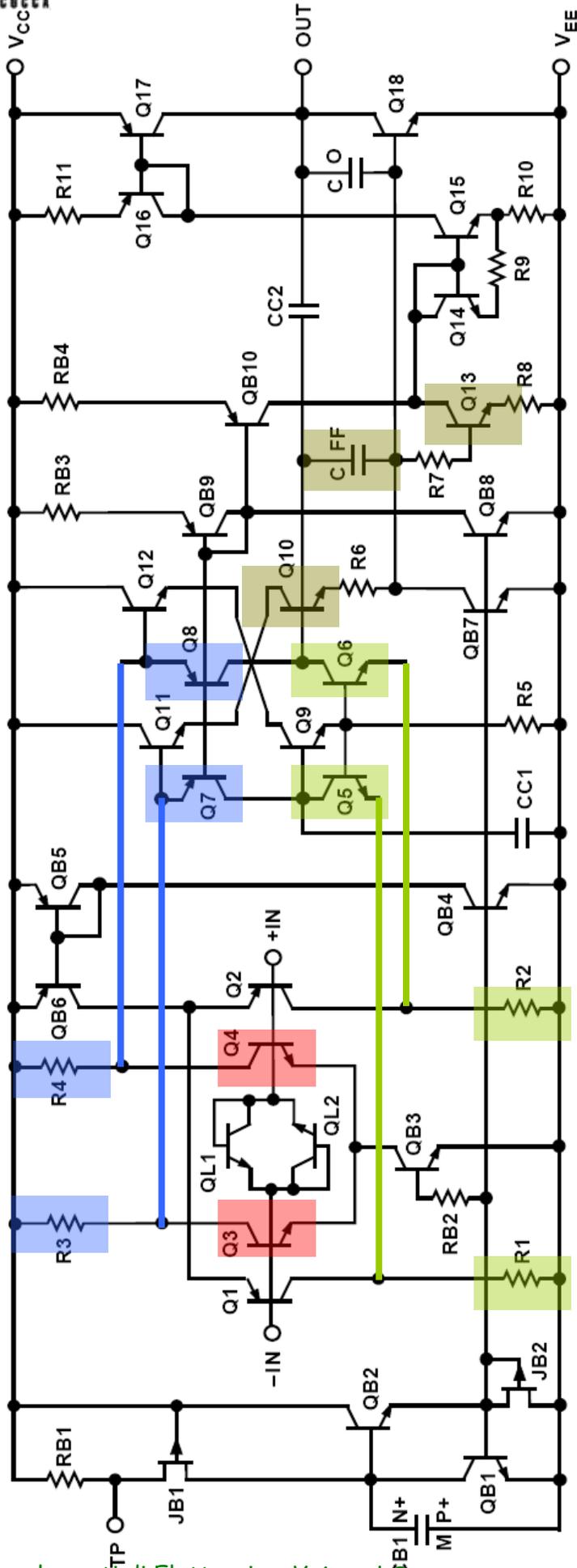
$$\omega_T = 2 \frac{g_m}{sC_C}$$

Mentre quando solo una delle 2 coppie funziona vale che:

$$\omega_T = \frac{g_m}{sC_C}$$

Perciò la larghezza di banda cambia di un fattore 2 in funzione dei regimi di funzionamento.

Occorre allora stare molto attenti. Di fatto esistono soluzioni in cui nei 2 casi la larghezza di banda si modifica e soluzioni in cui si cerca di ovviare all'inconveniente, per garantire un'uniformità di comportamento.



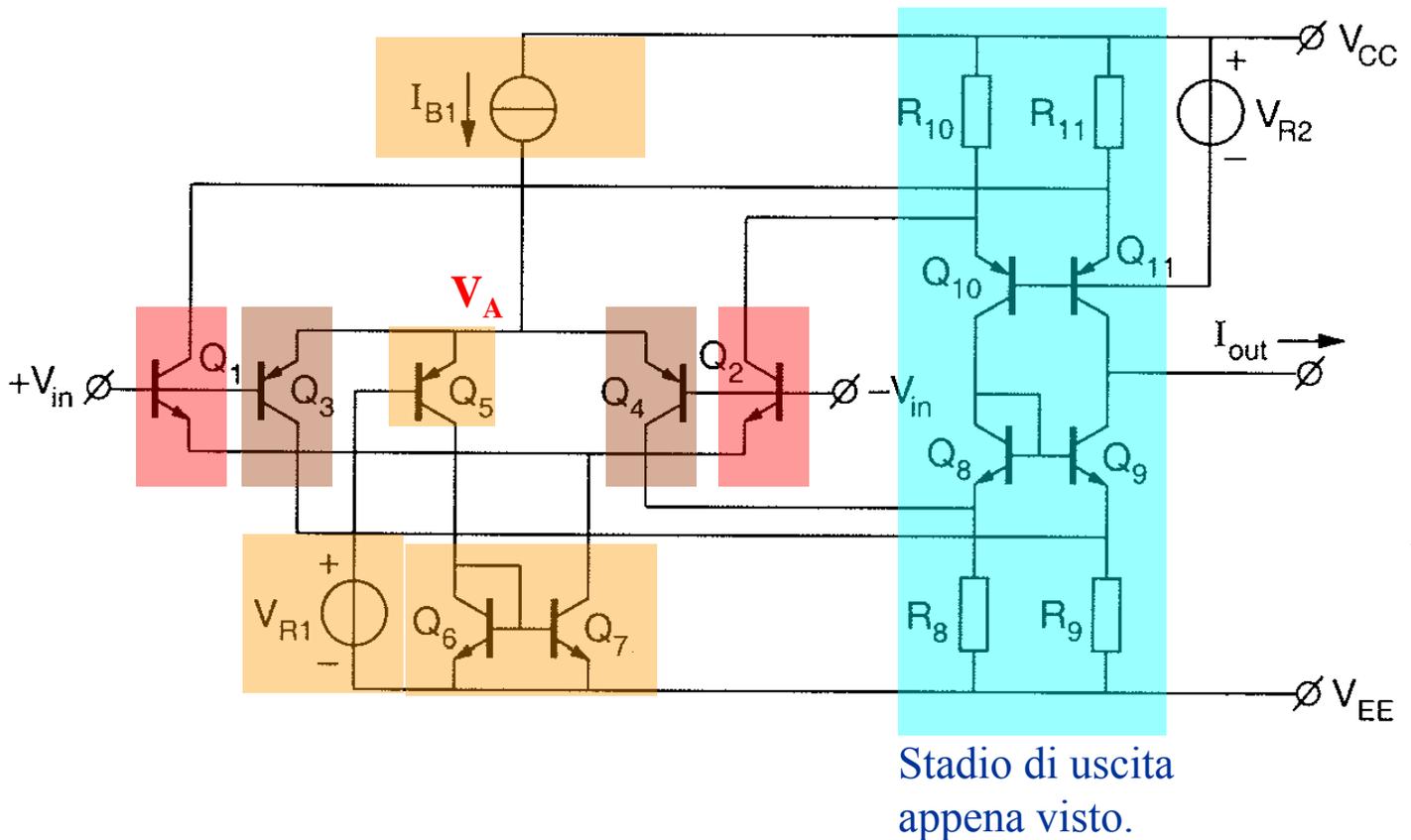
Esempio di R-t-R I/O: OP184.

In questo caso non si riscontra compensazione della banda di frequenza quando una delle 2 coppie smette di funzionare.

Compatibilità alle alimentazioni degli ingressi (VIII)

Per cercare di mantenere le caratteristiche dinamiche invariabili si agisce in 2 modi. Si fa in modo che una delle 2 coppie operi solo in un ristretto intervallo di ingressi, così da minimizzare comunque la regione di disomogeneità residua. Si fa anche in modo che la somma delle correnti di polarizzazione delle 2 coppie sia costante, così che la banda di frequenza del segnale, proporzionale alla somma delle 2 trasconduttanze, rimanga costante.

Un esempio di questo è lo stadio di ingresso dell'NE5230:

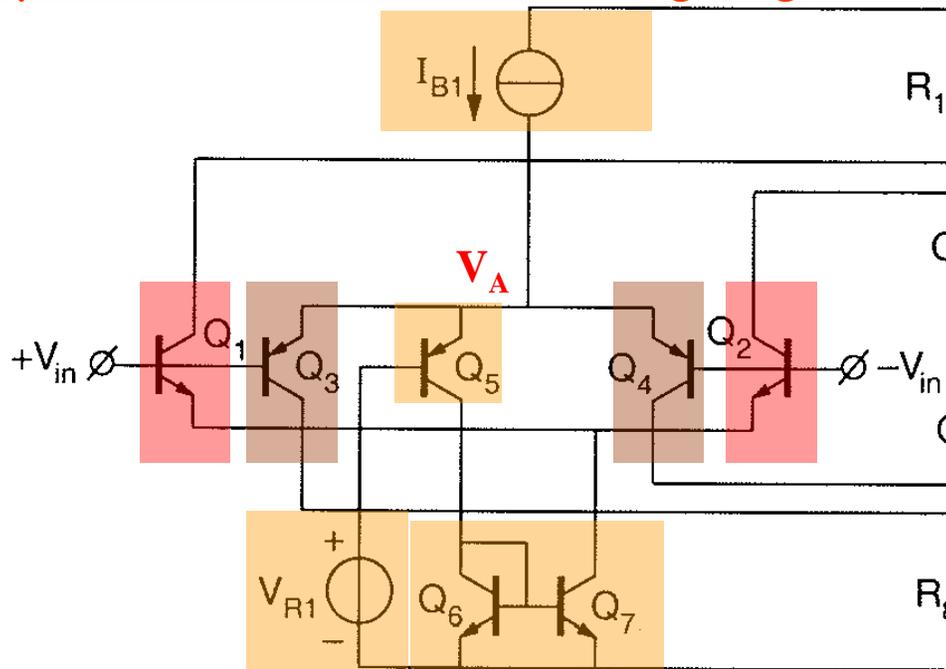


Tutto parte dalla corrente dei differenziali, generata a partire da I_{B1} e distribuita secondo il gioco dello specchio Q_6 e Q_7 in combinazione con V_{R1} e Q_5 .

Supponiamo ora che Q_5 sia operativo. Deve valere che:

$$V_A = V_{R1} + V_{EB5}$$

Compatibilità alle alimentazioni degli ingressi (IX)

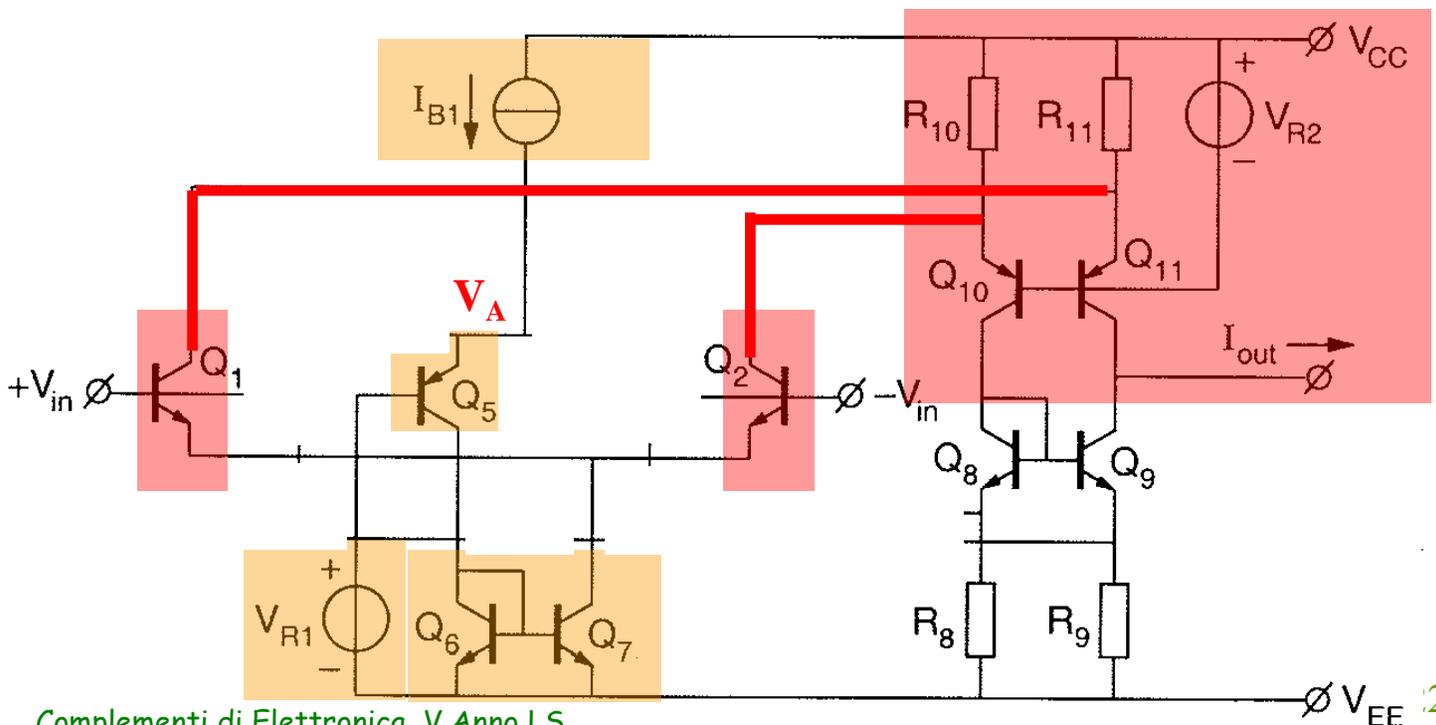


Se il valore comune dei potenziali di ingresso, V_{CM} , sale sopra:

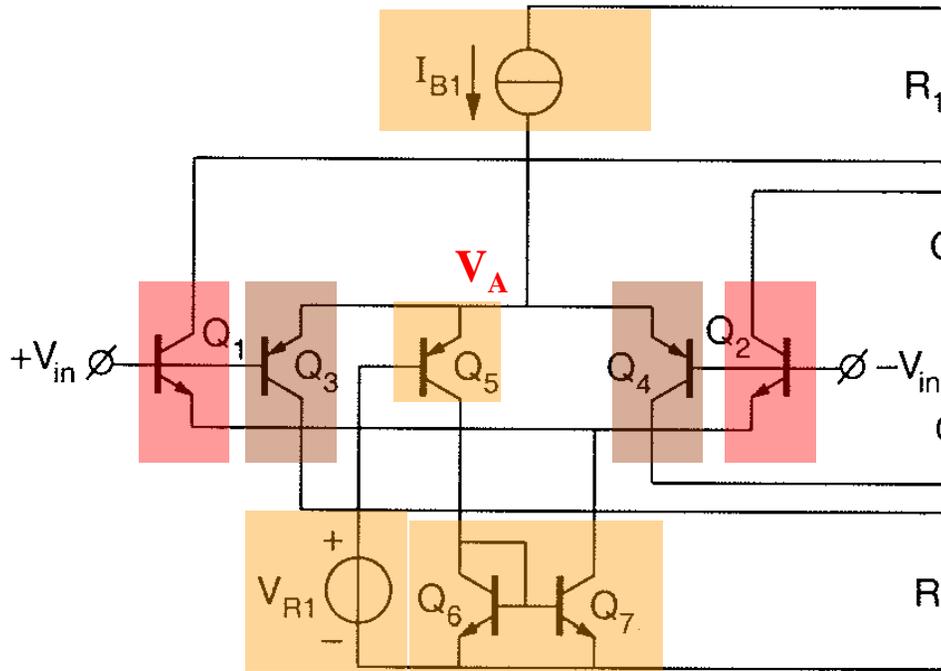
$$V_{CM} > V_A - V_{EB3} = V_{R1} + V_{EB5} - V_{EB3} \approx V_{R1}$$

Q_5 è attivo e non lo devono essere Q_3 e Q_4 ed affinché questo avvenga V_{CM} deve avere valore opportuno. V_{R1} è scelto di 1 o 2 V_{BE} .

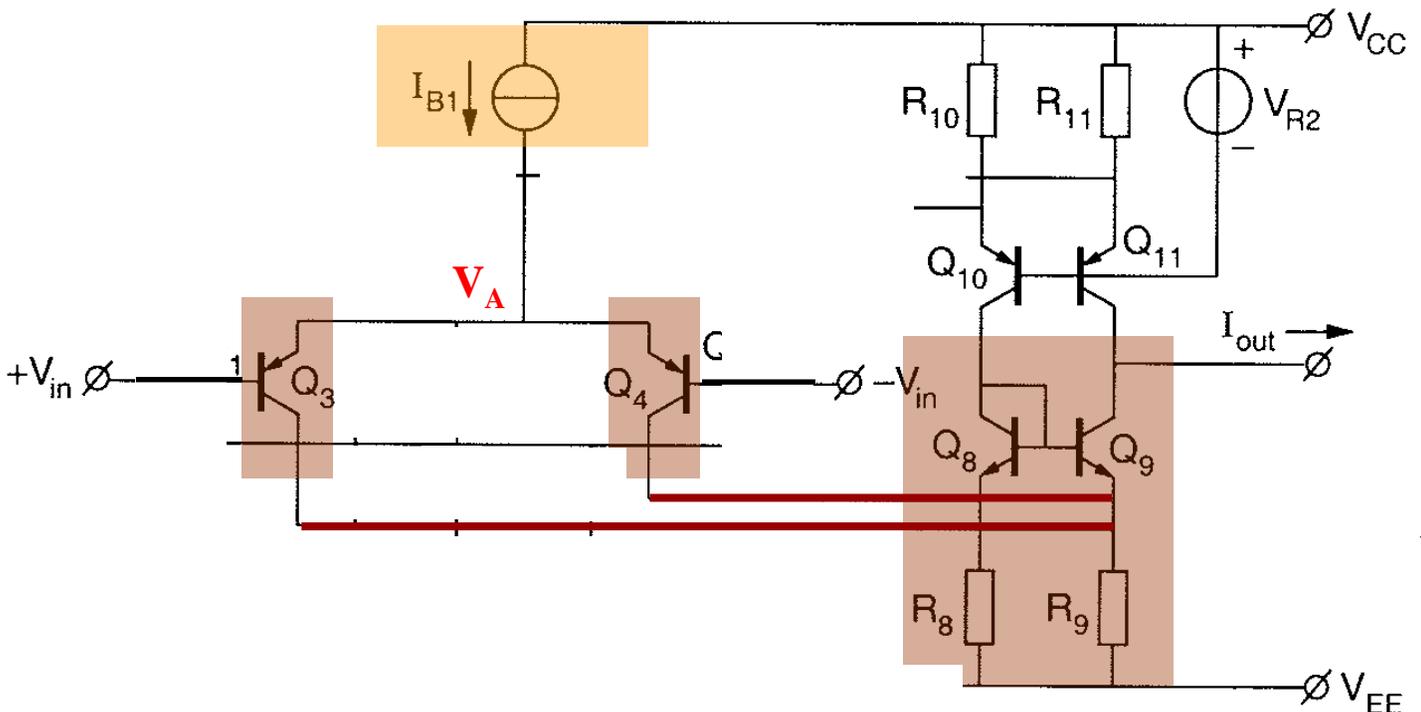
In questa situazione I_{B1} scorre tutta in Q_5 , va a finire in Q_6 da dove viene specchiata in Q_7 per diventare il generatore di corrente di coda della coppia npn Q_1 e Q_2 . Il circuito diventa:



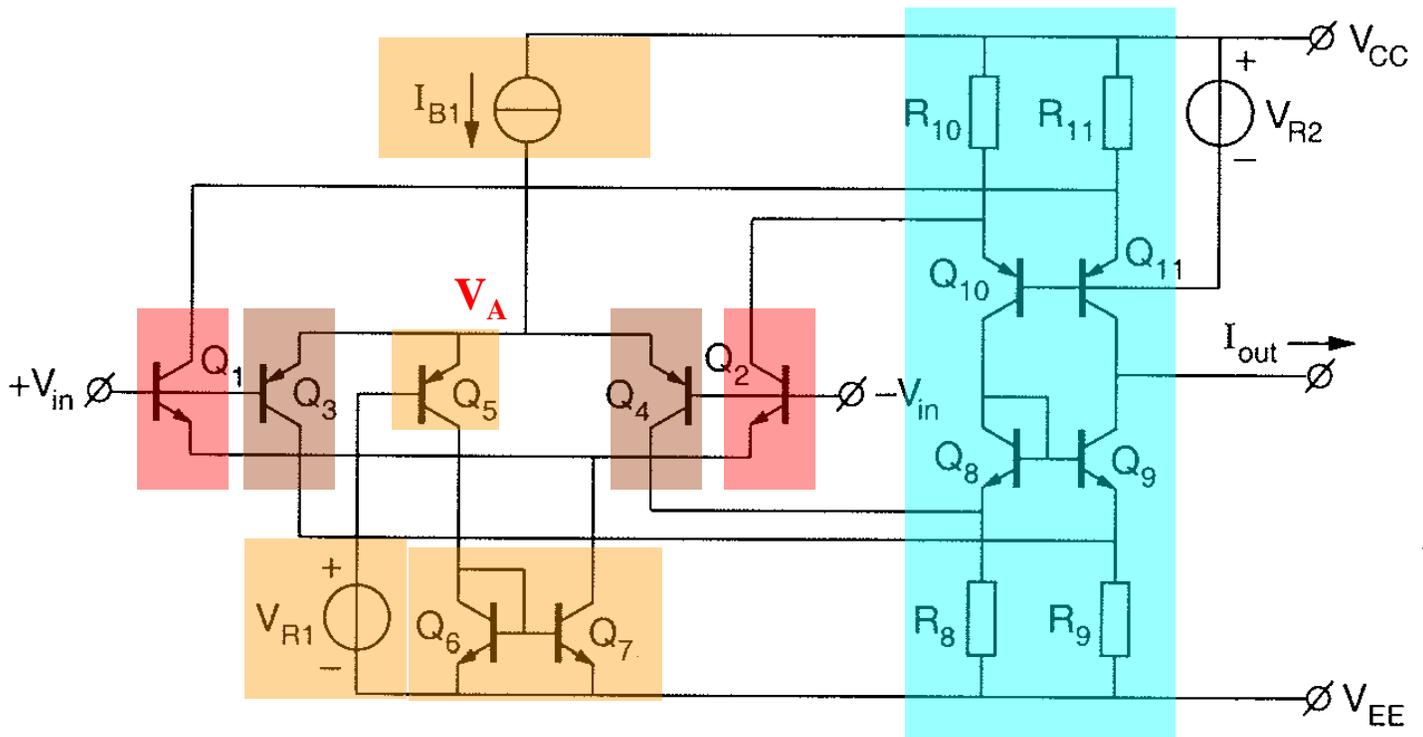
Compatibilità alle alimentazioni degli ingressi (X)



Se invece ora V_{CM} scende sotto V_{R1} Q_3 e Q_4 entrano in funzione, per forza di cose spegnendo Q_5 . In questa situazione la corrente I_{B1} scorre tutta in Q_3 e Q_4 . Q_1 e Q_2 si trovano senza avere più corrente di polarizzazione e non possono che spegnersi. Ci riduciamo a:



Compatibilità alle alimentazioni degli ingressi (XI)

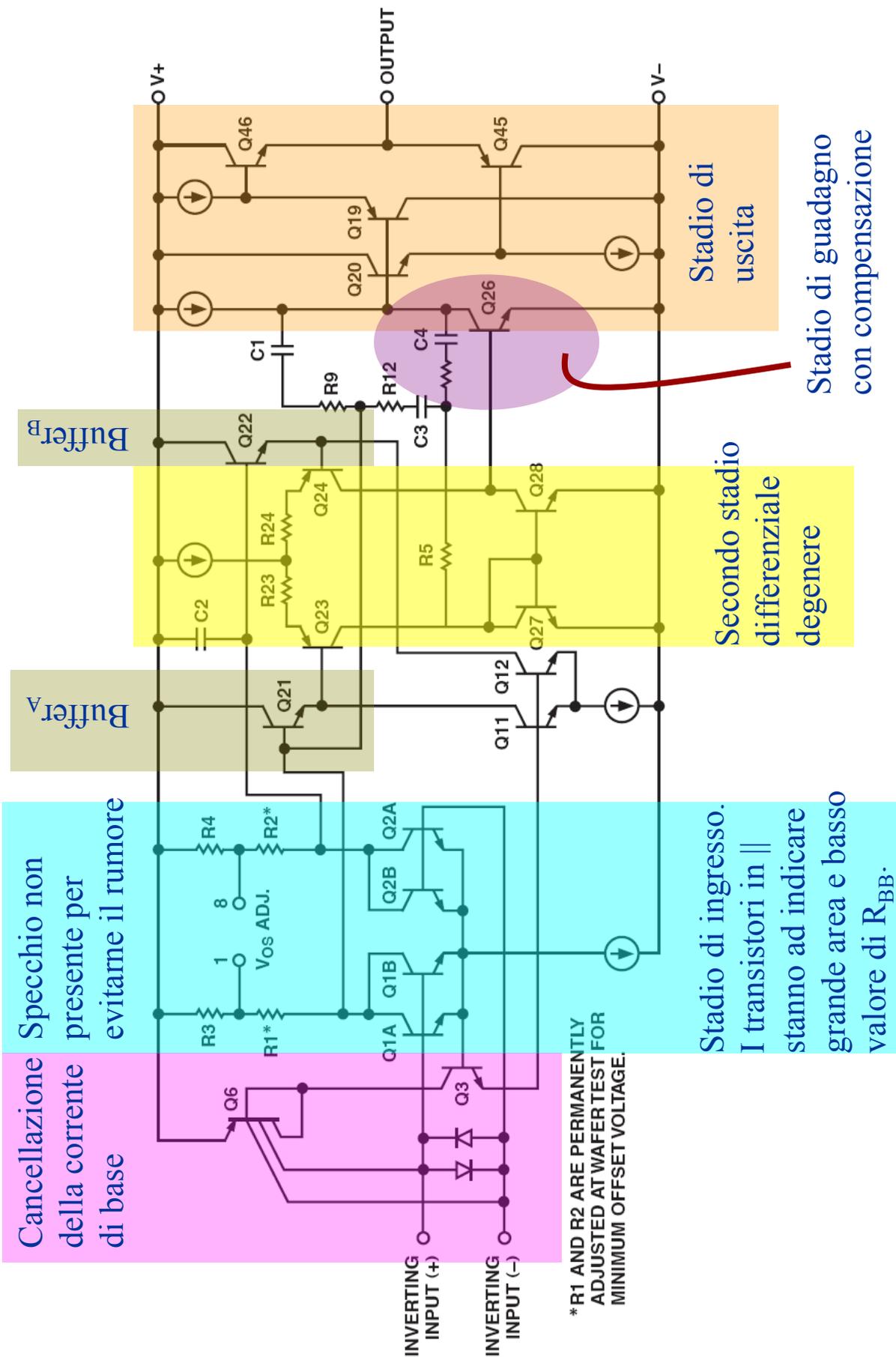


La ulteriore particolarità di questa struttura è che la somma della corrente che scorre in Q_5 (quindi Q_1 e Q_2) e Q_3 e Q_4 è costante ed uguale a I_{B1} .

Questo significa che il passaggio del funzionamento dalla coppia npn alla coppia pnp avviene con il guadagno dello stadio di ingresso che non cambia.

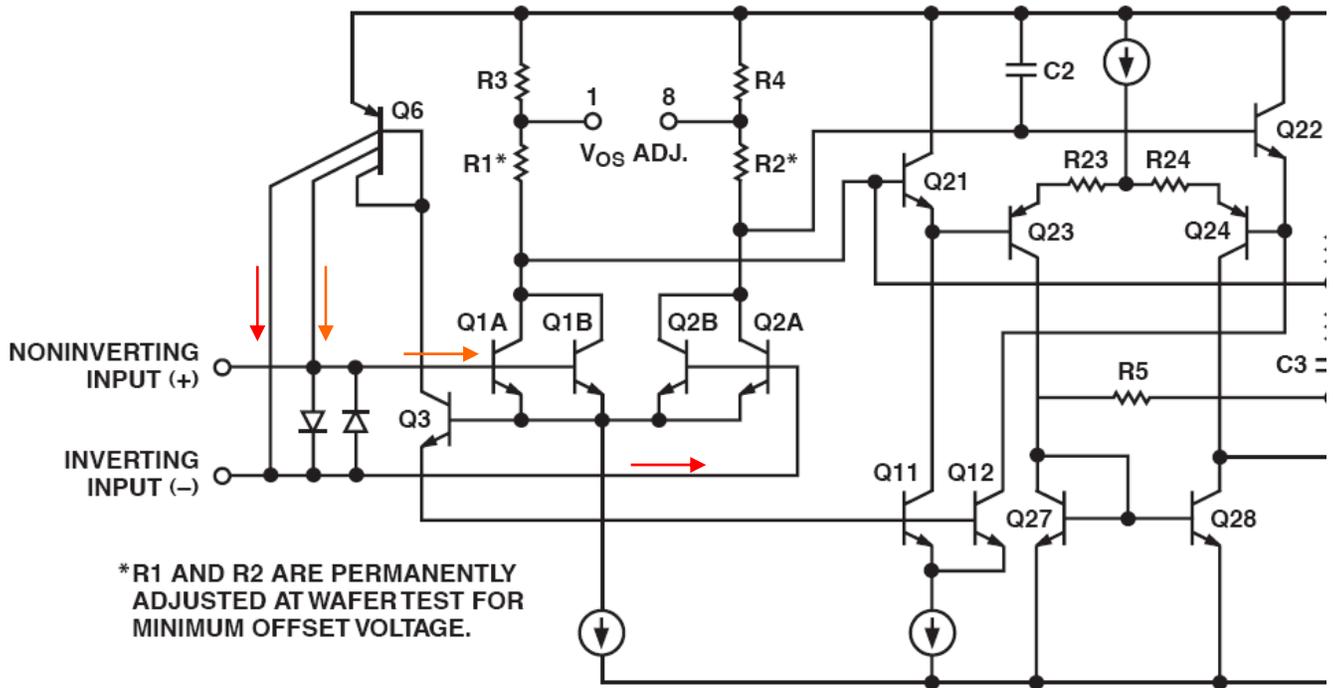
Infatti:

$$\begin{aligned}
 I_{out} &= (g_{mn} + g_{mp}) 2V_{in} \\
 &= \left(\frac{I_{C5}}{V_T} + \frac{I_{B1} - I_{C5}}{V_T} \right) 2V_{in} = \frac{I_{B1}}{V_T} 2V_{in}
 \end{aligned}$$

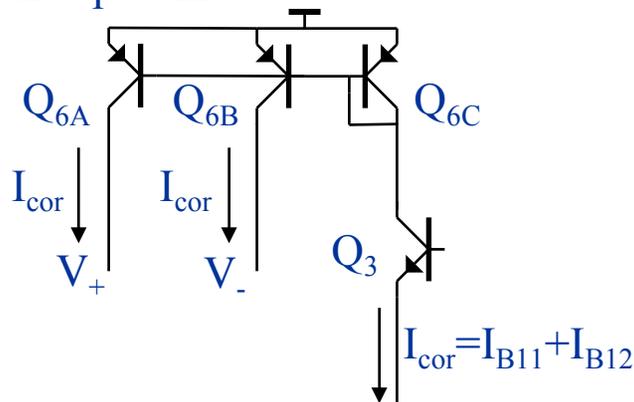


*R1 AND R2 ARE PERMANENTLY ADJUSTED AT WAFER TEST FOR MINIMUM OFFSET VOLTAGE.

Una cosa particolare dell'OP27 è la cancellazione della corrente di base, per minimizzare la presenza di offset con impedenze di ingresso di valore non trascurabile



La corrente di C di Q_3 è uguale alla somma delle correnti di B dei generatori di corrente Q_{11} e Q_{12} che alimentano i 2 inseguitori Q_{21} e Q_{22} . La B di Q_3 è agli E dei transistori di ingresso, ad inseguire. Il transistorore Q_6 è equivalente ad uno specchio:



Agendo opportunamente sul rapporto delle aree si può fare in modo che $|I_{cor}| = |I_{B1}| = |I_{B2}|$. Considerato ora che le correnti di base dei transistori di ingresso sono entranti si può avere una buona compensazione. Per esempio nell'OP27 la corrente di B di ingresso residua è di 10 nA, contro i quasi 2 μ A naturali.

ATTENZIONE: il rumore parallelo non viene certo compensato, ma aumenta di un fattore 2, ovvero è come se avessimo 4 correnti di B presenti.

AO ad ingresso a JFET (I)

Esempio di un AO ad ingresso a JFET molto semplice: OP249. Quasi tutti gli AO ad ingresso a JFET hanno il JFET a canale p, perché risulta tecnologicamente più semplice da realizzare ed isolare.

Stadio di ingresso a JFET-p
degenerato

Stadio di uscita
in classe AB

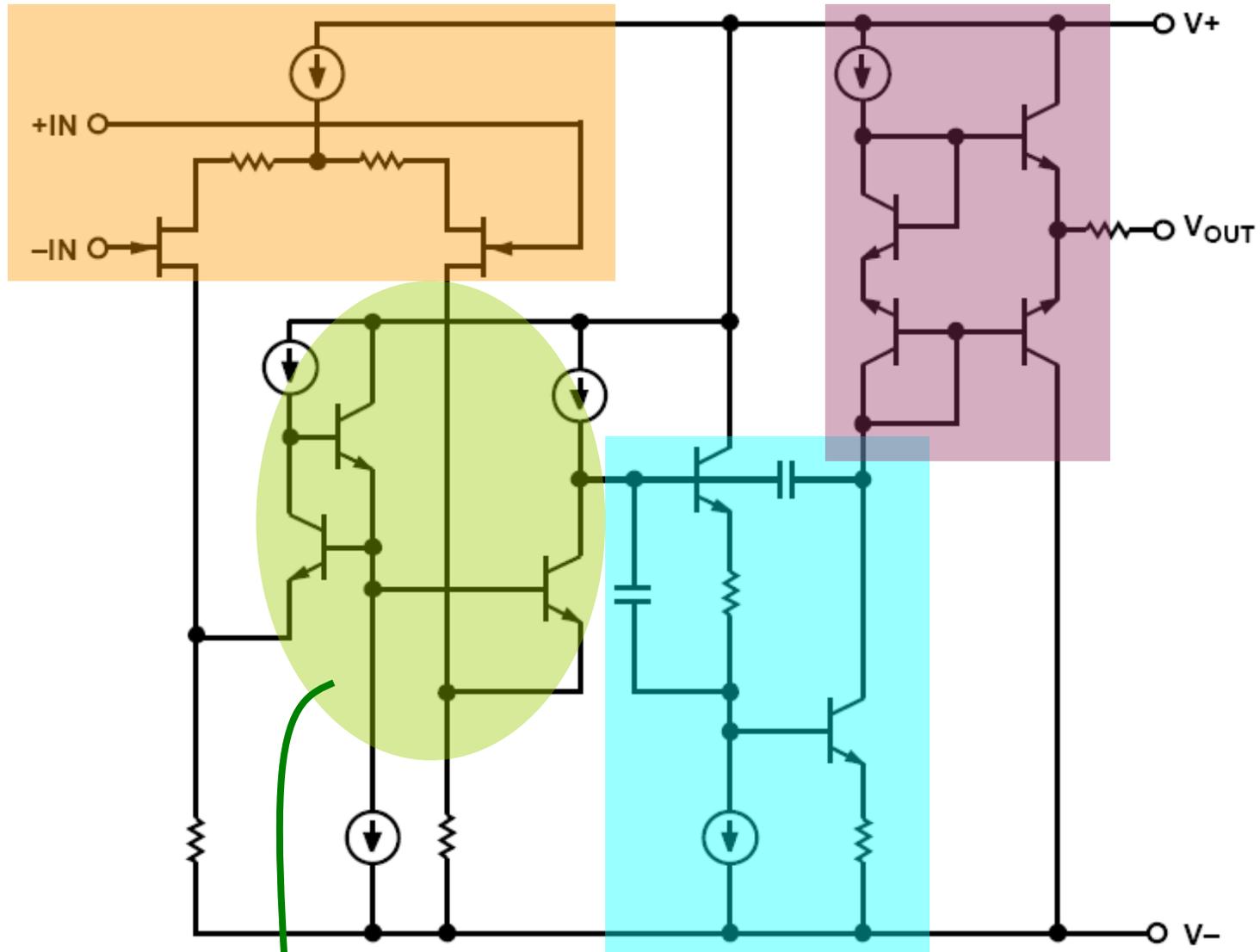


Figure 39. Simplified Schematic (1/2 OP249)

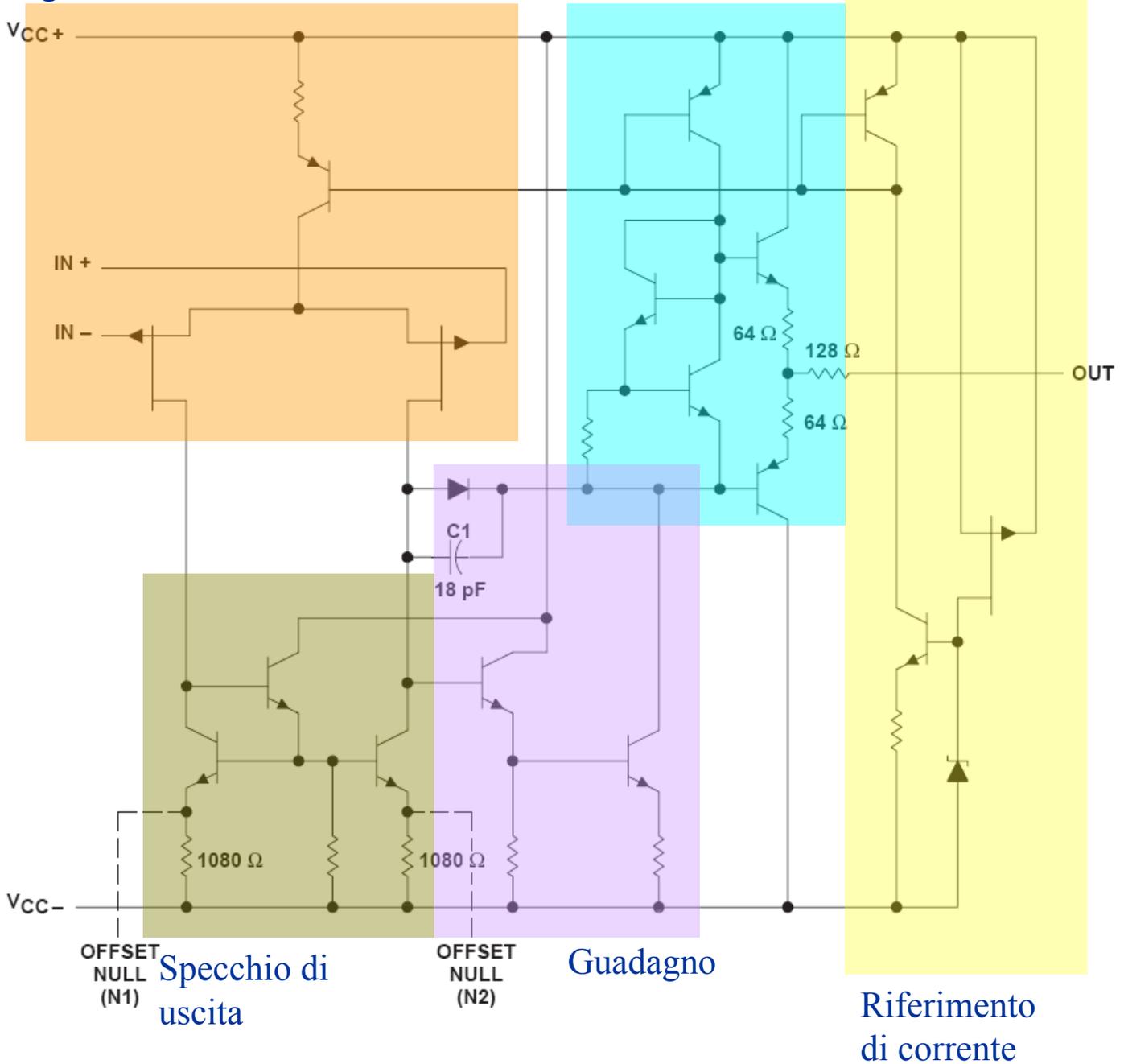
Stadio di guadagno
con compensazione

Specchio di uscita

Classico e storico AO a JFET-p: il TL071

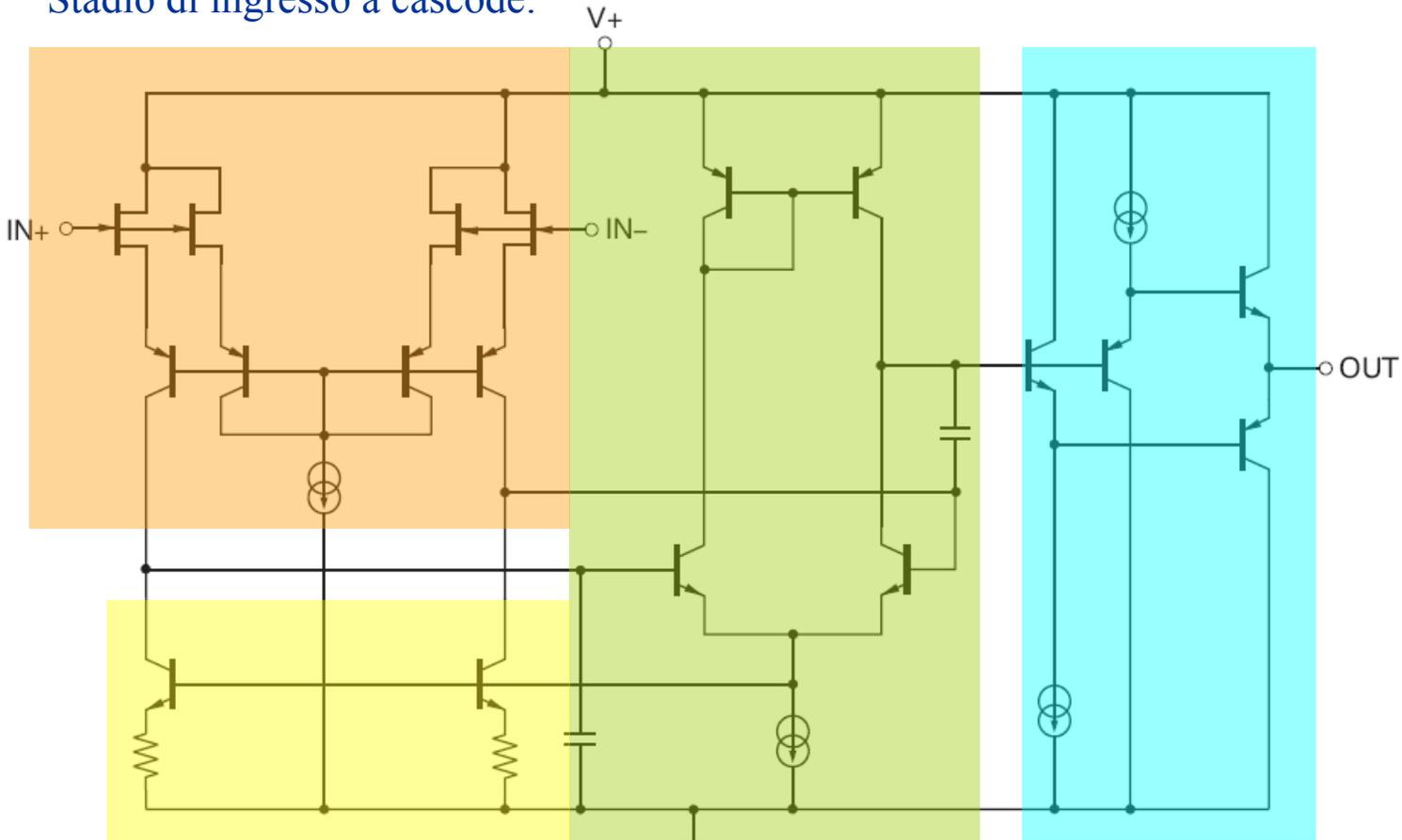
JFET-p di ingresso con generatore di corrente

Uscita in AB



Nuova generazione: basso rumore, JFET-n: OPA827

Stadio di ingresso a cascode:

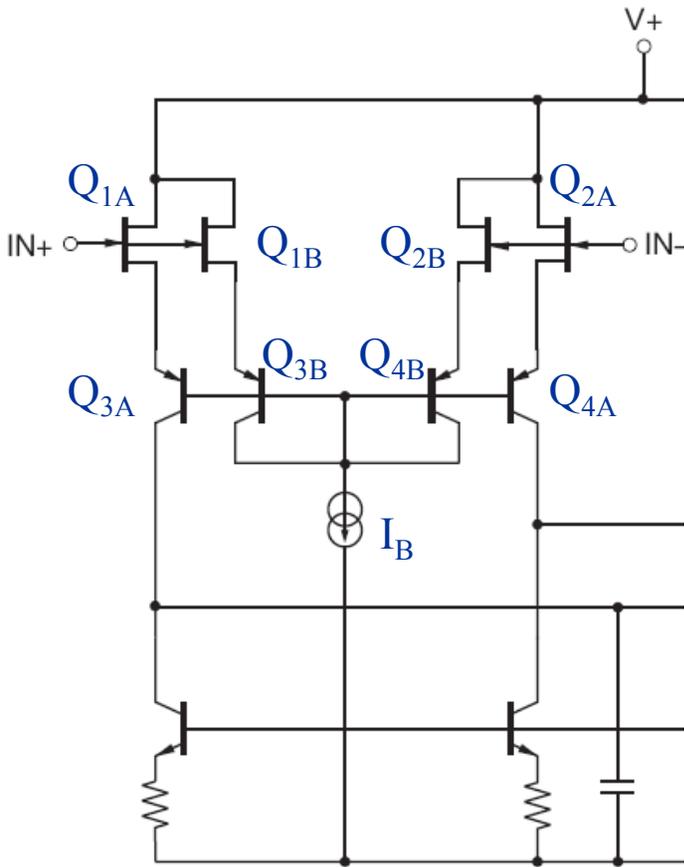


Carico dell'ingresso con generatori di corrente per non aggiungere rumore.

Il Stadio di guadagno differenziale

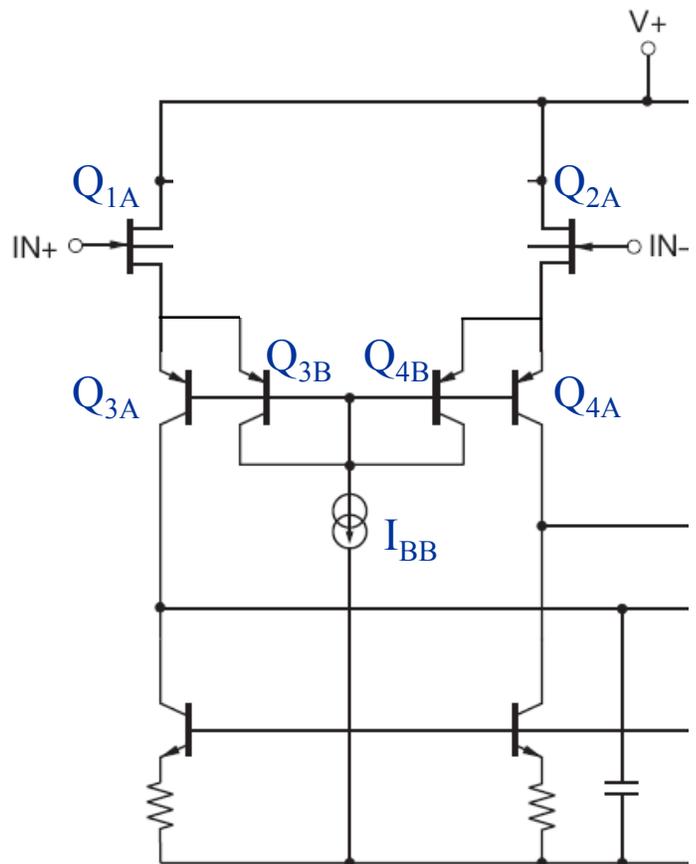
Stadio di uscita

Supponiamo di essere in equilibrio. In Q_{3B} e Q_{4B} passerà la stessa corrente, uguale a $I_B/2$. Se i transistori $Q_{1A} - Q_{3A}$ e $Q_{2A} - Q_{4A}$ sono proporzionali in area ai corrispettivi transistori "B". Perciò nei transistori "A" passerà una corrente multipla che nei transistori "B".



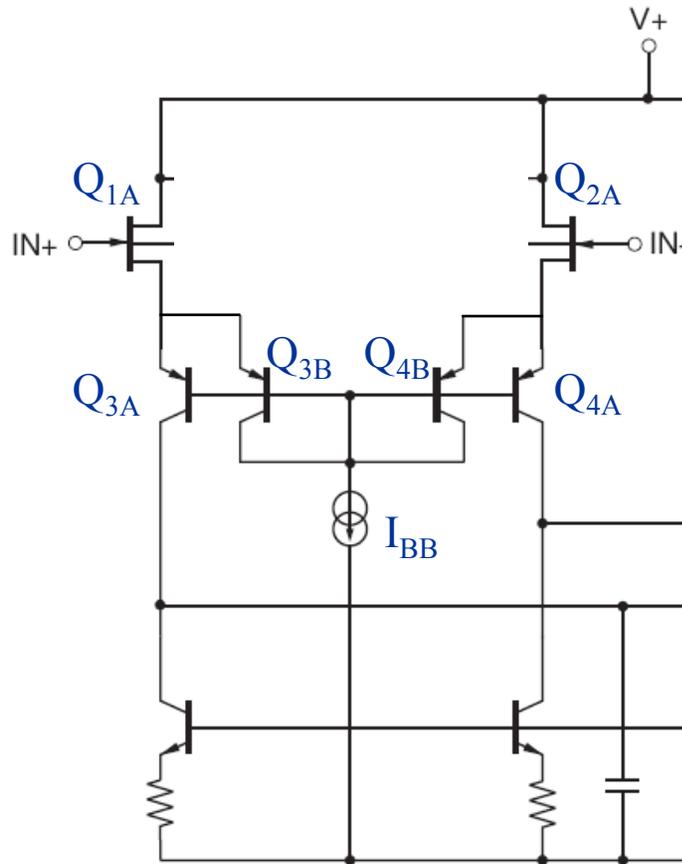
La parte "B" dei JFET si occupa di pilotare le impedenze parassite, garantendo alla parte "A" un'impedenza più "pulita".

Per le nostre necessità possiamo ridurre quindi a questa rete semplificata.



AO da ingresso a JFET (V)

Quando i segnali di ingresso si variano dobbiamo risolvere la maglia con i 4 transistori:



Quindi:

$$\begin{cases} V_+ - V_{GS1} - V_{EB3} + V_{EB4} + V_{GS2} = V_- \\ I_3 + I_4 = 0 \quad (\text{supposto } I_{BB} \text{ con } R=\infty) \end{cases}$$

$$V_+ - V_- = V_{GS1} + V_{EB3} - V_{EB4} - V_{GS2}$$

$$V_+ - V_- = \frac{2I_3}{g_{m1}} + \frac{I_3}{g_{m3}} - \frac{I_4}{g_{m4}} - \frac{2I_4}{g_{m2}}$$

$$V_+ - V_- \approx \frac{2}{g_{m1}}(I_3 - I_4) + \frac{1}{g_{m3}}(I_3 - I_4)$$

$$= \frac{g_{m1} + 2g_{m3}}{g_{m1}g_{m3}}(I_3 - I_4) \approx \frac{2}{g_{m1}}(I_3 - I_4) = \frac{4I_3}{g_{m1}}$$

Ovvero:

$$I_3 = \frac{g_{m1}}{4}(V_+ - V_-)$$

Le caratteristiche dell'OPA827 son effettivamente accattivanti:

www.ti.com

SBOS378F–NOVEMBER 2006–REVISED MARCH 2009

Low-Noise, High-Precision, JFET-Input OPERATIONAL AMPLIFIER

FEATURES

- INPUT VOLTAGE NOISE DENSITY: $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1kHz
- INPUT VOLTAGE NOISE: 0.1Hz to 10Hz: 250nV_{PP}
- INPUT BIAS CURRENT: 15pA
- INPUT OFFSET VOLTAGE: $150\mu\text{V}$ (max)
- INPUT OFFSET DRIFT: $1.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- GAIN BANDWIDTH: 22MHz
- SLEW RATE: $28\text{V}/\mu\text{s}$
- QUIESCENT CURRENT: $4.8\text{mA}/\text{Ch}$
- WIDE SUPPLY RANGE: $\pm 4\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$
- PACKAGES: SO-8 and MSOP-8

DESCRIPTION

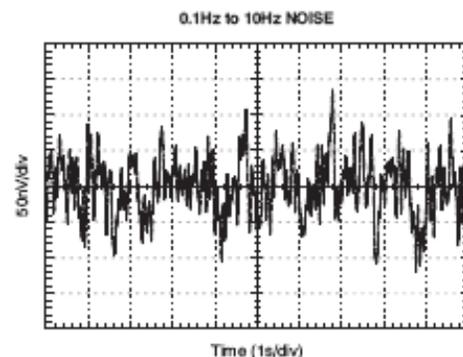
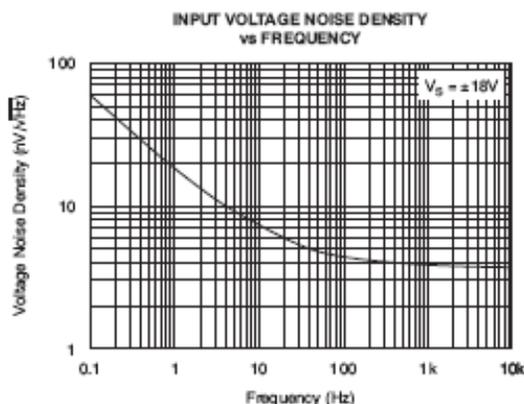
The OPA827 series of JFET operational amplifiers combine outstanding dc precision with excellent ac performance. These amplifiers offer low offset voltage ($150\mu\text{V}$, max), very low drift over temperature ($1.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, typ), low bias current (15pA , typ), and very low 0.1Hz to 10Hz noise (250nV_{PP} , typ). The device operates over a wide supply voltage range, $\pm 4\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$ on a low supply current ($4.8\text{mA}/\text{Ch}$, typ).

Excellent ac characteristics, such as a 22MHz gain bandwidth product (GBW), a slew rate of $28\text{V}/\mu\text{s}$, and precision dc characteristics make the OPA827 series well-suited for a wide range of applications including 16-bit to 18-bit mixed signal systems, transimpedance (I/V-conversion) amplifiers, filters, precision $\pm 10\text{V}$ front ends, and professional audio applications.

The OPA827 is available in both SO-8 and MSOP-8 surface-mount packages, and is specified from -40°C to $+125^\circ\text{C}$.

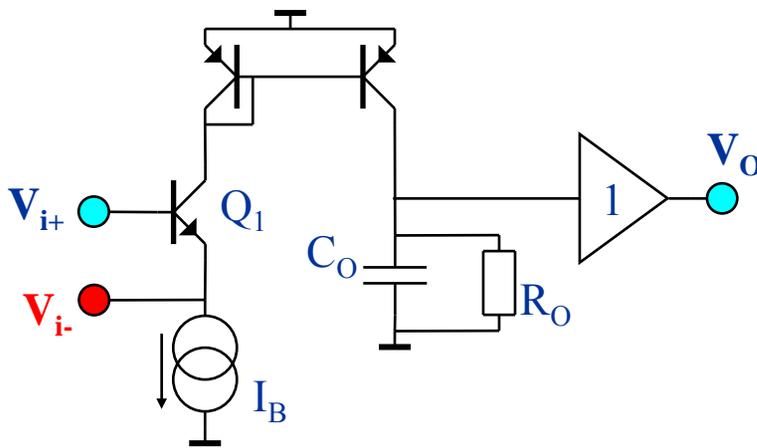
APPLICATIONS

- ADC DRIVERS
- DAC OUTPUT BUFFERS
- TEST EQUIPMENT
- MEDICAL EQUIPMENT
- PLL FILTERS
- SEISMIC APPLICATIONS
- TRANSIMPEDANCE AMPLIFIERS
- INTEGRATORS
- ACTIVE FILTERS



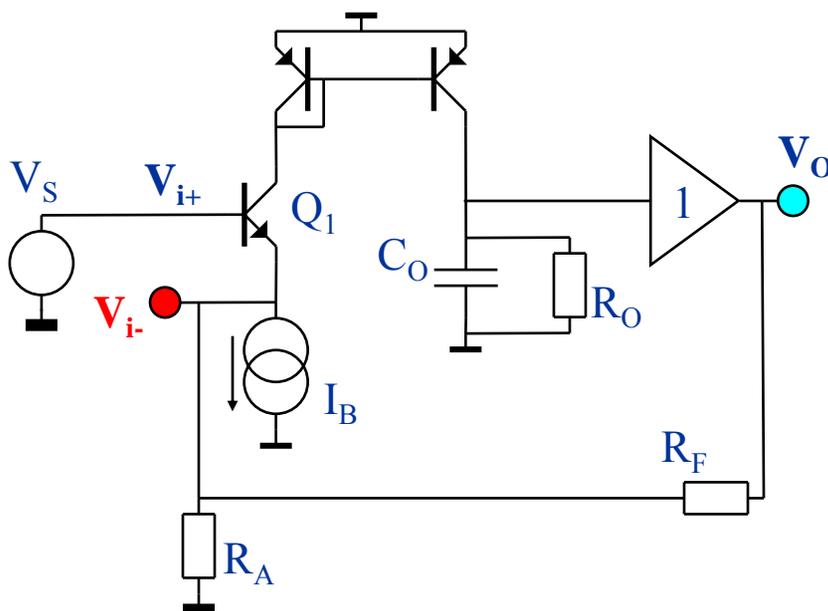
AMPLIFICATORE A TRANSCONDUTTANZA, OTA (1)

Esiste una classe di amplificatori che va sotto il nome di **OTA Amplifier**, **Operational Transconductance Amplifier**. Sono caratterizzati dall'aver una larghezza di banda estremamente elevata, quasi indipendente dal valore della reazione, e da alto slew-rate, sempreché siano soddisfatte certe condizioni sul valore assoluto dei componenti usati. Differentemente che con i classici Amplificatori Operazionali, il loro ingresso differenziale non è simmetrico.



Lo schema di principio di base dell'OTA prevede che il terminale non-invertente sia l'ingresso ad alta impedenza, mentre l'ingresso a bassa impedenza, dove si chiuderà la reazione, sia il terminale invertente.

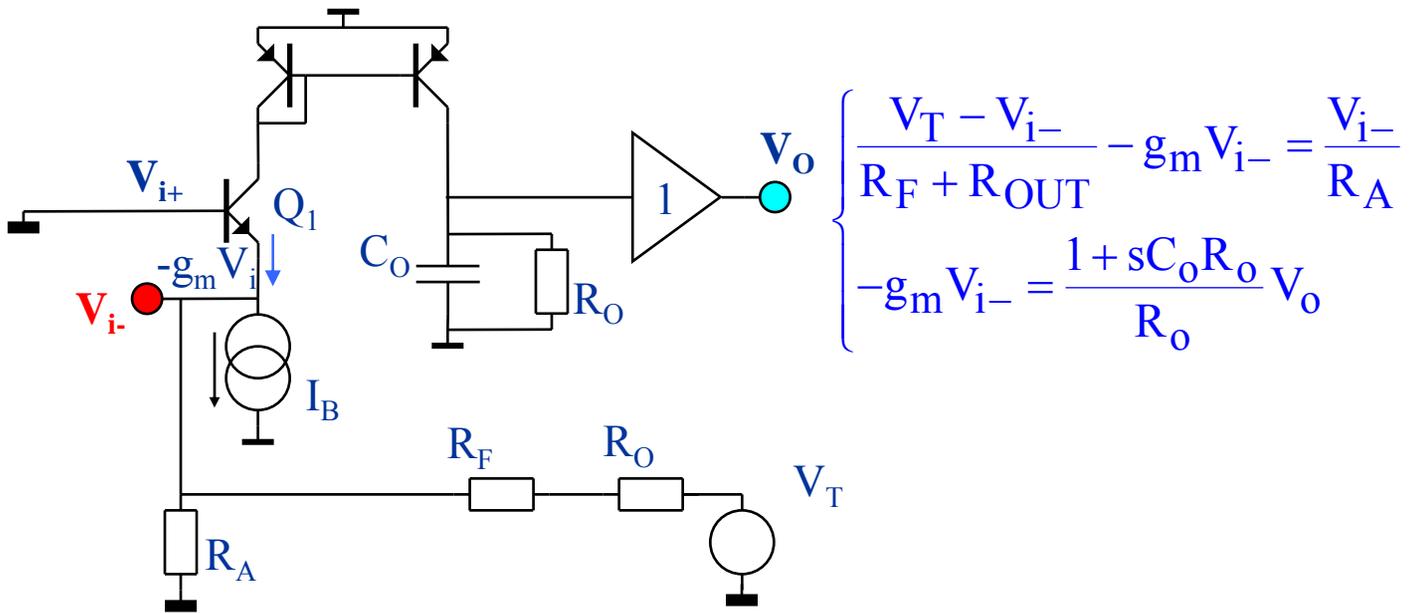
Sostanzialmente l'ingresso invertente riflette il comportamento di un base comune, se il terminale non-invertente è pilotato da una bassa impedenza. Lo specchio serve per invertire la fase in modo da potere fare assumere ai 2 ingressi i compiti desiderati. L'uso dello specchio per implementare l'inversione è opportuno perché impone un carico a bassa impedenza a Q_1 e limita l'aggiunta di sfasamenti addizionali.



La configurazione della reazione normalmente utilizzata è quella ad amplificatore non-invertente (invertente) con l'ingresso non-invertente connesso a GND od a una sorgente di tensione a bassa impedenza.

AMPLIFICATORE A TRANSCONDUTTANZA, OTA (2)

Studiamo il guadagno di anello. È ovvio quello che accade ad anello chiuso. Chiamiamo R_{OUT} l'impedenza di uscita del buffer. Abbiamo che:



$$\begin{cases} \frac{V_T - V_{i-}}{R_F + R_{OUT}} - g_m V_{i-} = \frac{V_{i-}}{R_A} \\ -g_m V_{i-} = \frac{1 + sC_o R_o}{R_o} V_o \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{V_T}{R_F + R_{OUT}} = \left(\frac{1}{R_A} + g_m + \frac{1}{R_F + R_{OUT}} \right) V_{i-} \\ V_o = -\frac{g_m R_o}{1 + sC_o R_o} V_{i-} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{V_T}{R_F + R_{OUT}} = \left(\frac{R_A + R_F + R_{OUT} + g_m R_A (R_F + R_{OUT})}{(R_F + R_{OUT}) R_A} \right) V_{i-} \\ V_o = -\frac{g_m R_o}{1 + sC_o R_o} V_{i-} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{i-} = \frac{R_A}{R_A + R_F + R_{OUT} + g_m R_A (R_F + R_{OUT})} V_T \\ V_o = -\frac{g_m R_o}{1 + sC_o R_o} V_{i-} \end{cases}$$

$$T = -\frac{g_m R_o}{1 + sC_o R_o} \frac{R_A}{R_A + R_F + R_{OUT} + g_m R_A (R_F + R_{OUT})}$$

Elaboriamo a partire da quanto ottenuto nella pagina precedente:

$$\begin{aligned}
 T &= - \frac{g_m R_o}{1 + sC_o R_o} \frac{R_A}{R_A + R_F + R_{OUT} + g_m R_A (R_F + R_{OUT})} \\
 &= - \frac{g_m R_o}{1 + sC_o R_o} \frac{1}{1 + (R_F + R_{OUT}) \left(\frac{1}{R_A} + g_m \right)} \\
 &\approx - \frac{g_m R_o}{1 + sC_o R_o} \frac{1}{(R_F + R_{OUT}) \left(\frac{1}{R_A} + g_m \right)} \\
 &= - \frac{R_o}{1 + sC_o R_o} \frac{1}{R_F + R_{OUT}} \frac{1}{\left(\frac{1}{g_m R_A} + 1 \right)} \\
 &\approx \frac{R_o}{g_m R_A} \frac{1}{1 + sC_o R_o} \frac{1}{R_F + R_{OUT}}
 \end{aligned}$$

Abbiamo ottenuto la proprietà saliente: il guadagno di anello non dipende dal guadagno ad anello chiuso, purché la resistenza di reazione R_F abbia valore stabilito. Siccome il guadagno ad anello chiuso, nell'ipotesi che $|T| = \infty$, è:

$$A_f = 1 + \frac{R_F}{R_A}$$

L'impostazione del guadagno deve essere implementata imponendo il valore opportuno per il solo resistore R_A . Ovviamente a guadagni elevati $g_m R_A$ non si mantiene più $\gg 1$, per cui la larghezza di banda risultante ne soffre un po'.

IMPORTANTE: la g_m deve essere grande per favorire la realizzazione della funzione di trasferimento. Questo significa che lo slew-rate degli OTA è molto elevato.

AMPLIFICATORE A TRANSCONDUTTANZA, OTA (3)

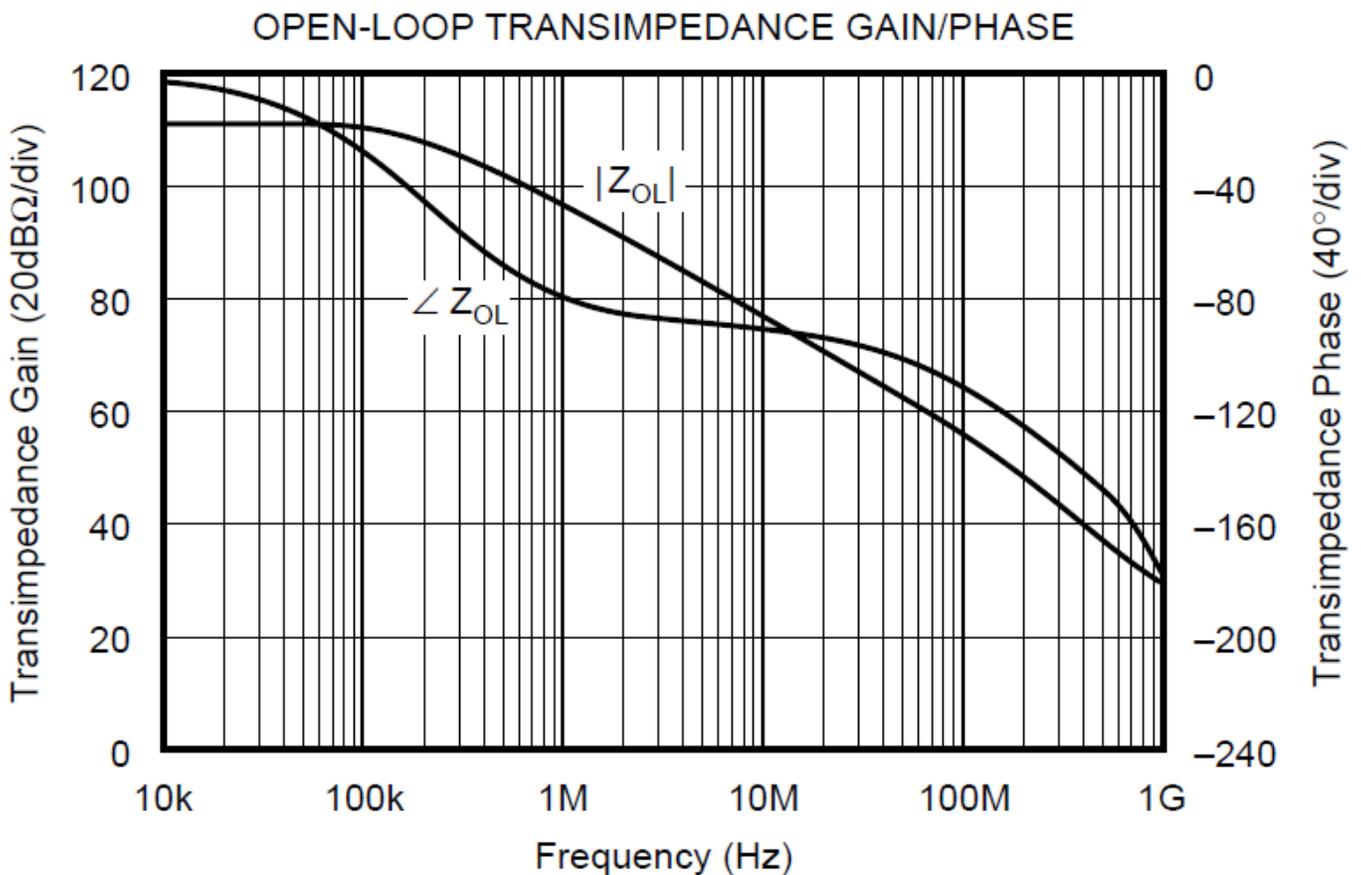
Naturalmente, come al solito, i poli presenti sono più di uno. Una forma più reale della funzione di trasferimento è del tipo:

$$T = - \frac{R_o}{1 + sC_o R_o} \frac{1}{R_F + R_{OUT}} \frac{1}{1 + s\tau_B} \approx - \frac{1}{sC_o R_o} \frac{1}{R_F + R_{OUT}} \frac{1}{1 + s\tau_B}$$

Quindi un angolo margine di almeno 45° si ottiene imponendo che alla frequenza $1/\tau_B$ $|T|=1$:

$$R_F + R_{OUT} \approx \frac{\tau_B}{C_o} \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{R_B}{\sqrt{2}}$$

Di fatto i grafici che vengono forniti sono un'impedenza in funzione della frequenza:

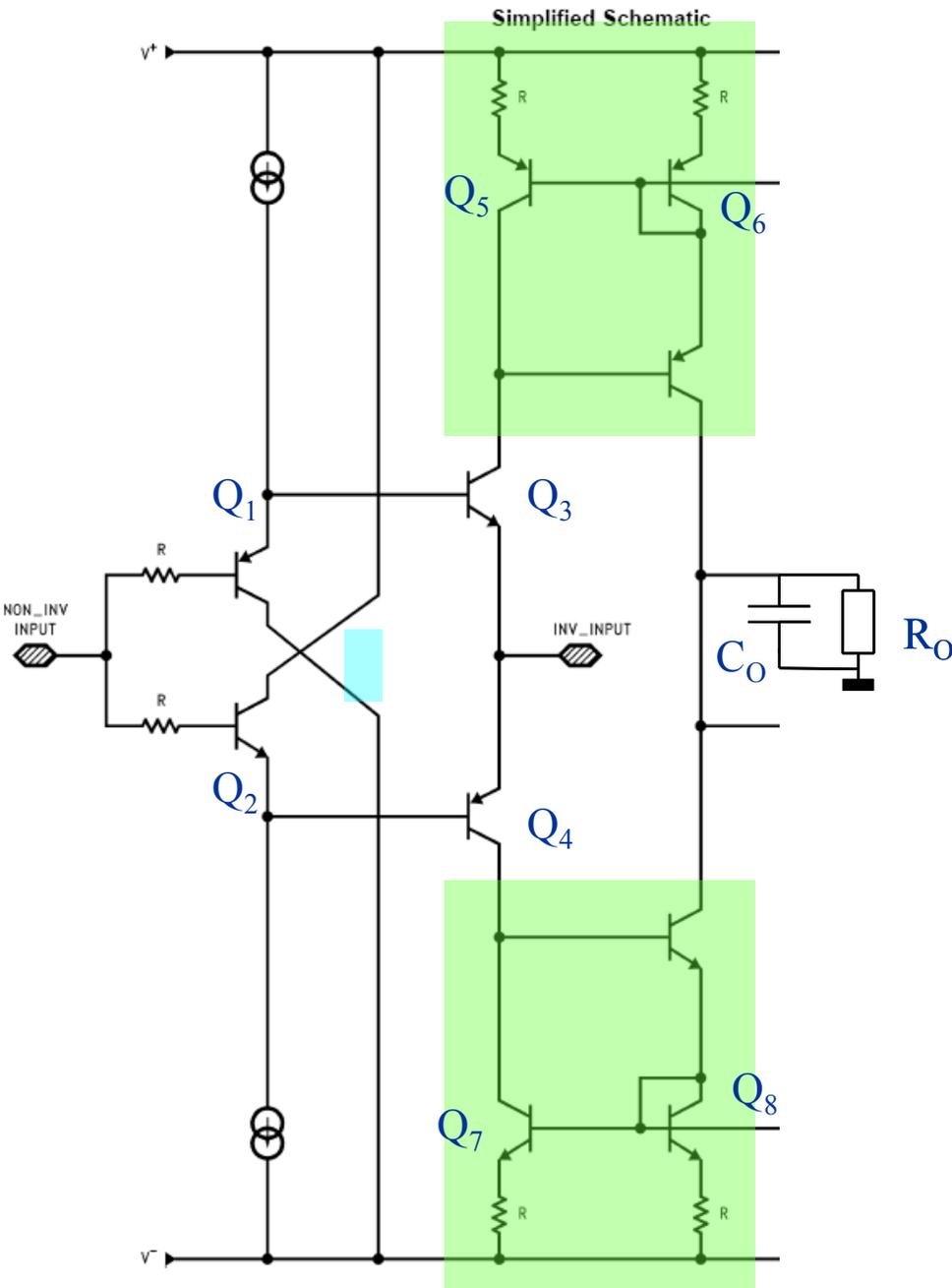


Nell'esempio (OPA 691) vediamo che 60° di angolo margine si ottengono con circa $50 \text{ dB}\Omega$, o $316 \Omega (=R_F+R_{OUT})$.

Qui abbiamo un esempio classico di OTA: l'LM6181.

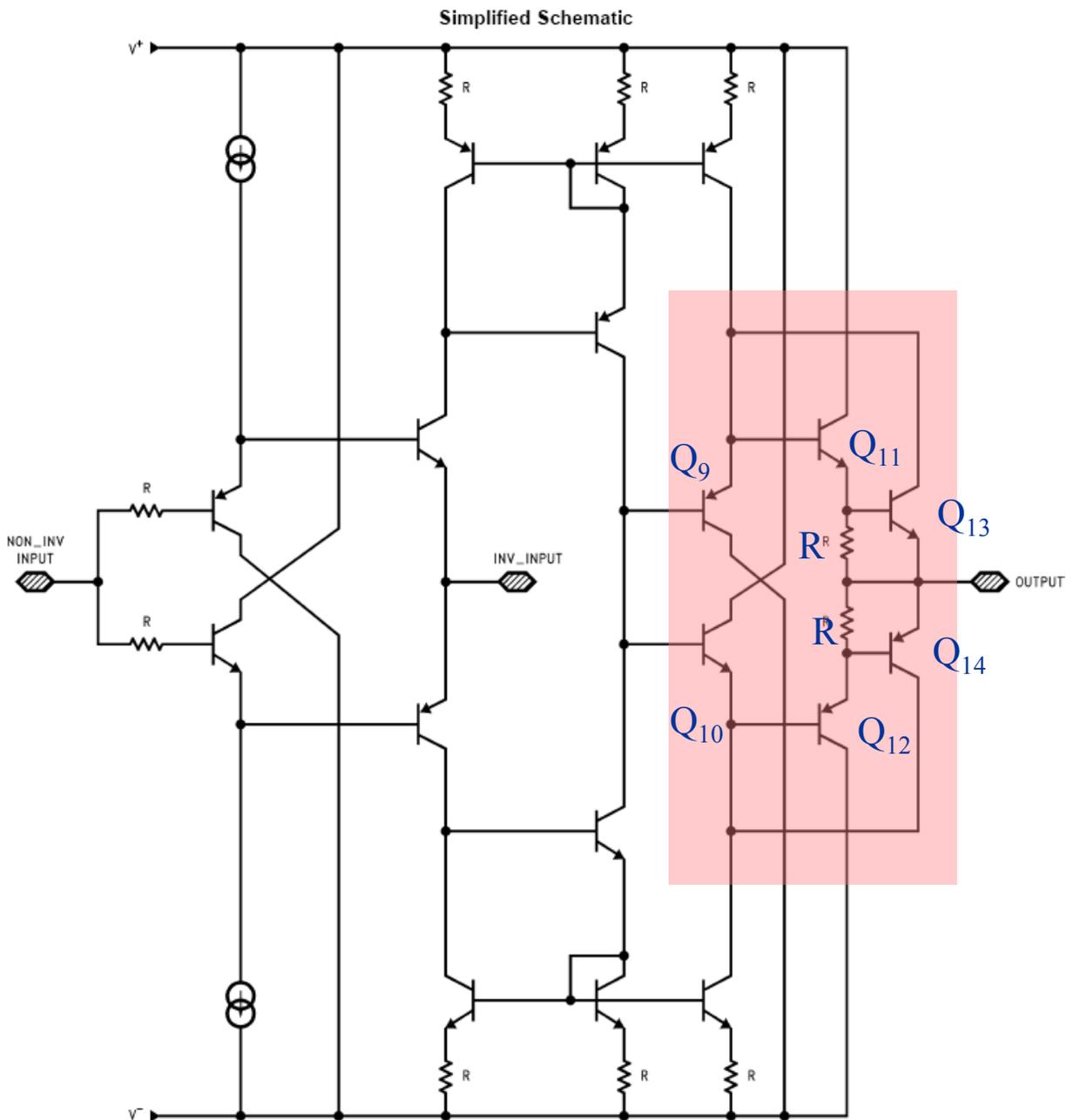
Rispetto allo stadio che abbiamo studiato nelle pagine precedenti abbiamo bisogno di ottenere la capacità di sostenere segnali bipolari tanto all'ingresso che all'uscita.

Lo stadio di ingresso che comunemente si usa per realizzare questo è il classico stadio di uscita in classe AB (**blocco azzurro, da Q_1 a Q_4**) dove gli emettitori della coppia di uscita, Q_3 e Q_4 , sono in realtà l'ingresso invertente. I collettori di questo stadio sono letti e specchiati sul punto ad alta impedenza, sia verso l'alto, Q_5 e Q_6 , che verso il basso, Q_7 e Q_8 , (**blocchi verdi**).



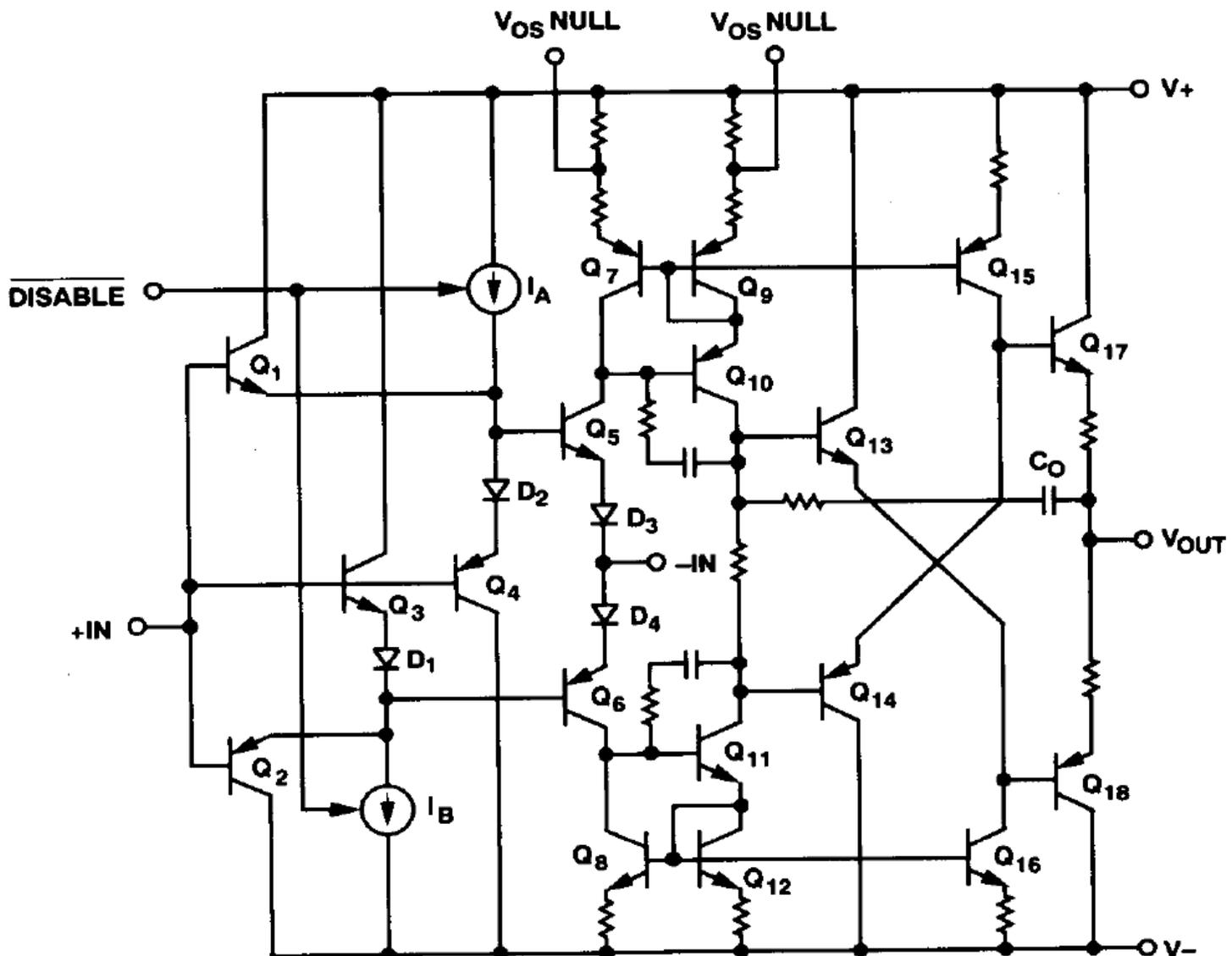
L'implementazione dello stadio di uscita non è nient'altro che la replica dello stadio di ingresso (blocco rosso, da Q_9 a Q_{12}), solo utilizzato in modo convenzionale questa volta.

Nell'esempio i 2 transistori all'estrema destra, Q_{13} e Q_{14} , servono solo da protezione di corrente ed intervengono solo quando nella corrispondente resistenza R di protezione la corrente sviluppa una ddp uguale a V_{BE} .

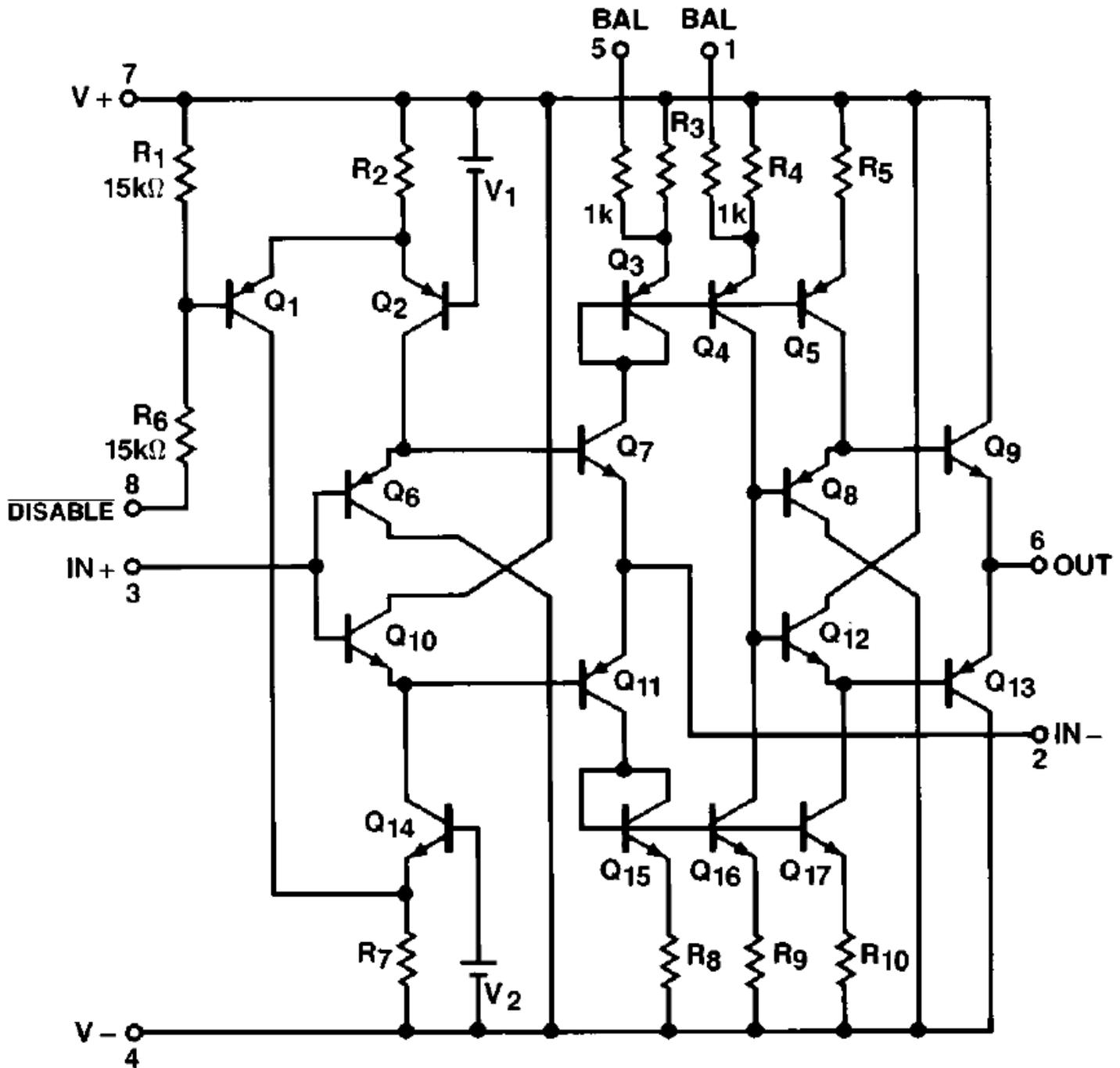


DS011328-32

Altro esempio: OP160, obsoleto. La strategia circuitale è la medesima alla precedente. Sono stati aggiunti i diodi da D_1 a D_4 che alzano di un diodo l'equilibrio della maglia di ingresso, da Q_3 a Q_6 . In aggiunta abbiamo i transistori Q_1 e Q_2 che entrano in gioco solo sui transistori veloci, per ottimizzare ulteriormente lo slew-rate, rimanendo spenti in condizioni normali. Supponiamo che $IN+$ salga repentinamente. Q_4 e D_2 tendono a spegnersi. Q_1 invece cerca di accendersi accompagnando Q_5 nella giusta direzione.

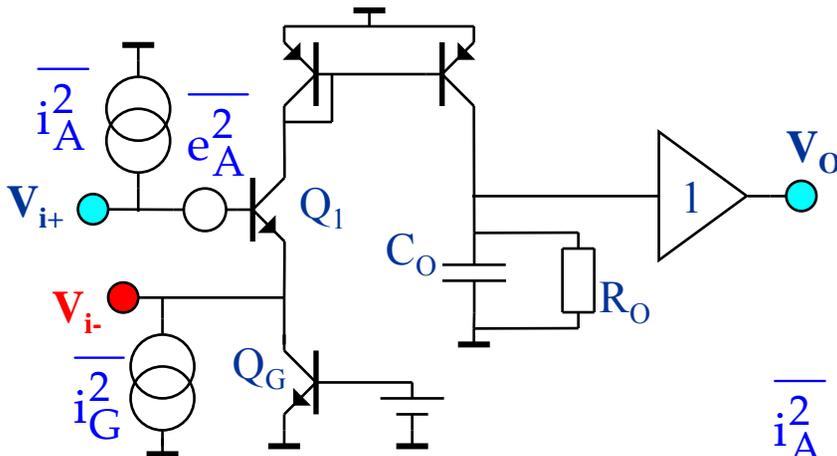


Ulteriore esempio: EL2020. Stessa storia dei precedenti tranne la presenza di Q_5 e Q_{17} che tendono ad aggiungere un po' di corrente di aiuto alle basi di Q_9 e Q_{13} .



I rumore negli OTA presenta delle asimmetrie ai 2 ingressi, che riflette ovviamente le asimmetrie della struttura.

Riprendiamo lo schema semplificato:



Il rumore serie presente all'ingresso non-invertente così come pure il suo rumore parallelo sono quelli convenzionali che abbiamo già visto:

$$\overline{i_A^2} = 2qI_{BQ_1}$$

$$\overline{e_A^2} = 4K_B T R_{BB} + 4K_B T \frac{1}{2g_{mQ_1}}$$

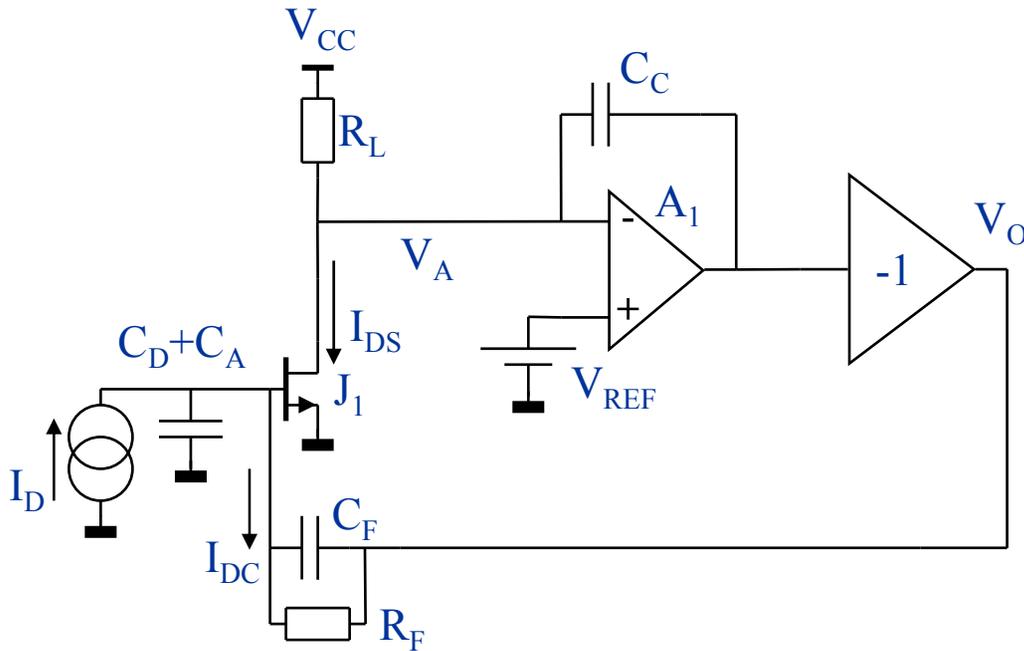
Il rumore al terminale invertente risente della presenza del generatore di corrente Q_G :

$$\overline{i_G^2} = 2qI_{CQ_G} = 4K_B T \frac{q}{2K_B T} I_{CQ_G} = 4K_B T \frac{I_{CQ_G}}{2V_T} = 4K_B T \frac{g_{mQ_G}}{2}$$

L'ordine di grandezza di questo rumore parallelo è, supponendo una corrente di lavoro di circa 1 mA:

$$\overline{i_G^2} = 2qI_{CQ_G} = 4K_B T \frac{g_{mQ_G}}{2} = 4K_B T \frac{10^{-3}}{2 \times 26 \times 10^{-3}} = 3.19 \times 10^{-22} \text{ A/Hz}$$

$$\sqrt{\overline{i_G^2}} = 17.9 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$



Innanzitutto occorre vedere staticamente come funziona la rete.

La reazione è negativa. Perciò ci si aspetta un valore finito della tensione di uscita V_o . Supponiamo che il rivelatore necessiti di una debole corrente di polarizzazione.

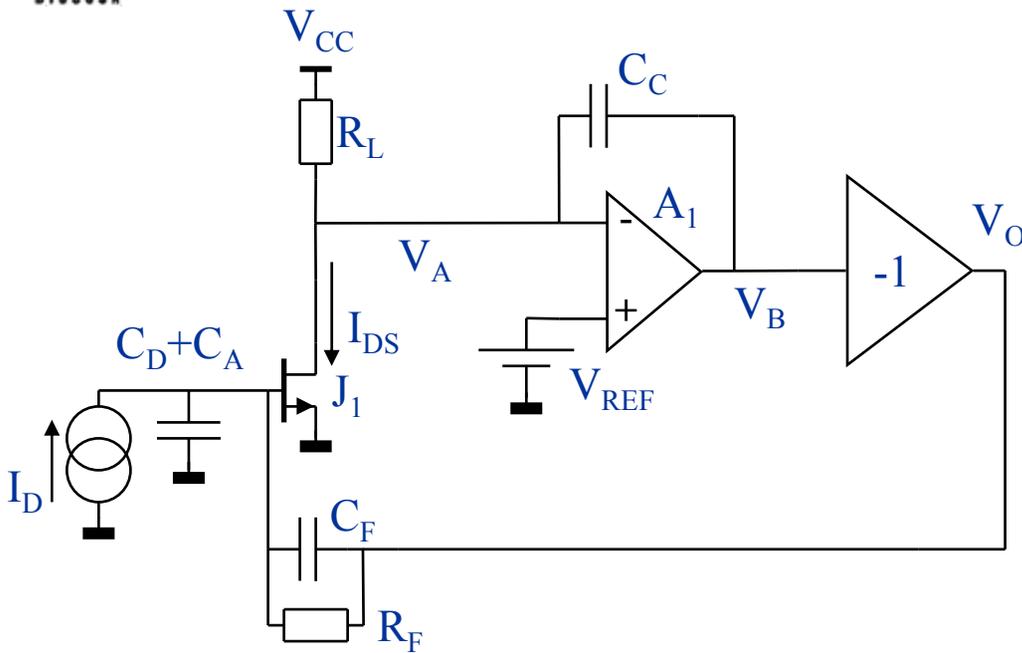
Se V_o ha un valore finito anche all'ingresso del buffer a guadagno -1 troveremo un valore finito. Perciò l'AO A_1 dovrà avere $V_+ \approx V_- \approx V_{REF}$. Dal momento che la corrente di ingresso di A_1 è trascurabile avremo che $I_{DS} = (V_{CC} - V_{REF}) / R_L$.

Dalla relazione che lega V_{GS} a I_{DS} si ha: $V_{GS} = V_P \left(1 - \sqrt{I_{DS} / I_{DSS}} \right)$

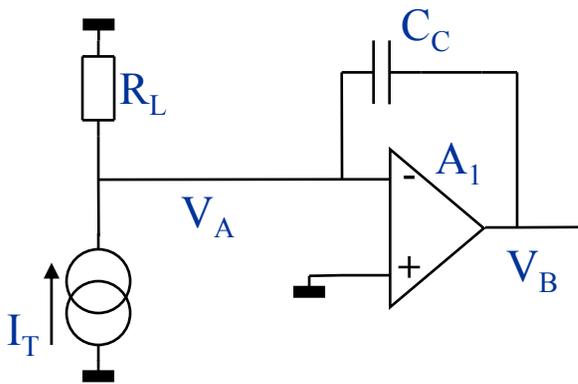
Di conseguenza siamo in grado di dire che: $V_o = V_{GS} - I_{DC} R_F$, dove I_{DC} è la somma delle correnti di gate di J_1 , spesso di valore trascurabile in un JFET, e del rivelatore.

Ad esempio, con $R_F = 1 \text{ G}\Omega$ e $I_{DC} = 10 \text{ pA}$ è: $V_o = V_{GS} - 10 \text{ mV}$.

Schema di un preamplificatore di carica (2)



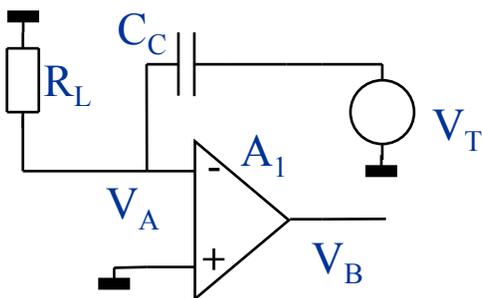
Nella rete sopra abbiamo 2 strutture reazionate nidificate. Conviene modellizzare la struttura più interna per potere semplificare l'analisi.



Assumendo che $A_1 = \infty$ possiamo trovare il guadagno ad anello chiuso:

$$V_B = -\frac{1}{sC_C} I_T \Rightarrow \beta = -sC_C$$

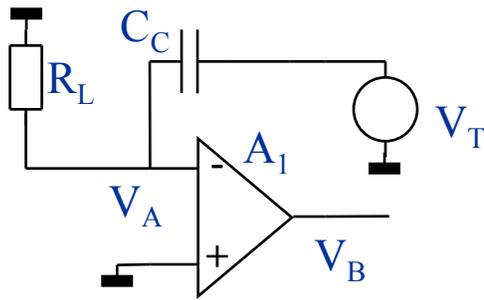
Valutiamo ora il guadagno di anello T nell'ipotesi che l'impedenza di uscita di A_1 sia trascurabile e la sua impedenza di ingresso sia ∞ e che:



$$A_1(s) = \frac{A_{10}}{1 + s\tau_{A1}} (V_+ - V_-)$$

$$V_A = \frac{sC_C R_L}{1 + sC_C R_L} V_T \Rightarrow V_B = -\frac{A_{10}}{1 + s\tau_{A1}} \frac{sC_C R_L}{1 + sC_C R_L} V_T$$

Schema di un preamplificatore di carica (3)



Quindi:

$$T = \frac{V_B}{V_T} = -\frac{A_{10}}{1 + s\tau_{A1}} \frac{sC_C R_L}{1 + sC_C R_L}$$

Il guadagno ad anello chiuso risulta pertanto:

$$\begin{aligned} A_{f1} &= -\frac{1}{sC_C} \frac{A_{10}}{1 + s\tau_{A1}} \frac{sC_C R_L}{1 + sC_C R_L} \frac{1}{\left(1 + \frac{A_{10}}{1 + s\tau_{A1}} \frac{sC_C R_L}{1 + sC_C R_L}\right)} \\ &= -\frac{A_{10} R_L}{s^2 C_C R_L \tau_{A1} + s(\tau_{A1} + C_C R_L (A_{10} + 1)) + 1} \\ &= -\frac{A_{10}}{C_C \tau_{A1} \left(s^2 + s \frac{\tau_{A1} + C_C R_L (A_{10} + 1)}{C_C R_L \tau_{A1}} + \frac{1}{C_C R_L \tau_{A1}} \right)} \end{aligned}$$

Per la ricerca dei 2 poli dobbiamo osservare che la quantità:

$$\frac{4c}{b^2} = \frac{4C_C R_L \tau_{A1}}{(\tau_{A1} + C_C R_L (A_{10} + 1))^2} \quad \text{è } \ll 1$$

Possiamo pertanto dire che:

$$p_{1,2} = \begin{cases} -c/b & -\frac{1}{\tau_{A1} + C_C R_L (A_{10} + 1)} \approx -\frac{1}{A_{10} C_C R_L} \\ -b & -\frac{\tau_{A1} + C_C R_L (A_{10} + 1)}{C_C R_L \tau_{A1}} \approx -\frac{A_{10}}{\tau_{A1}} \end{cases}$$

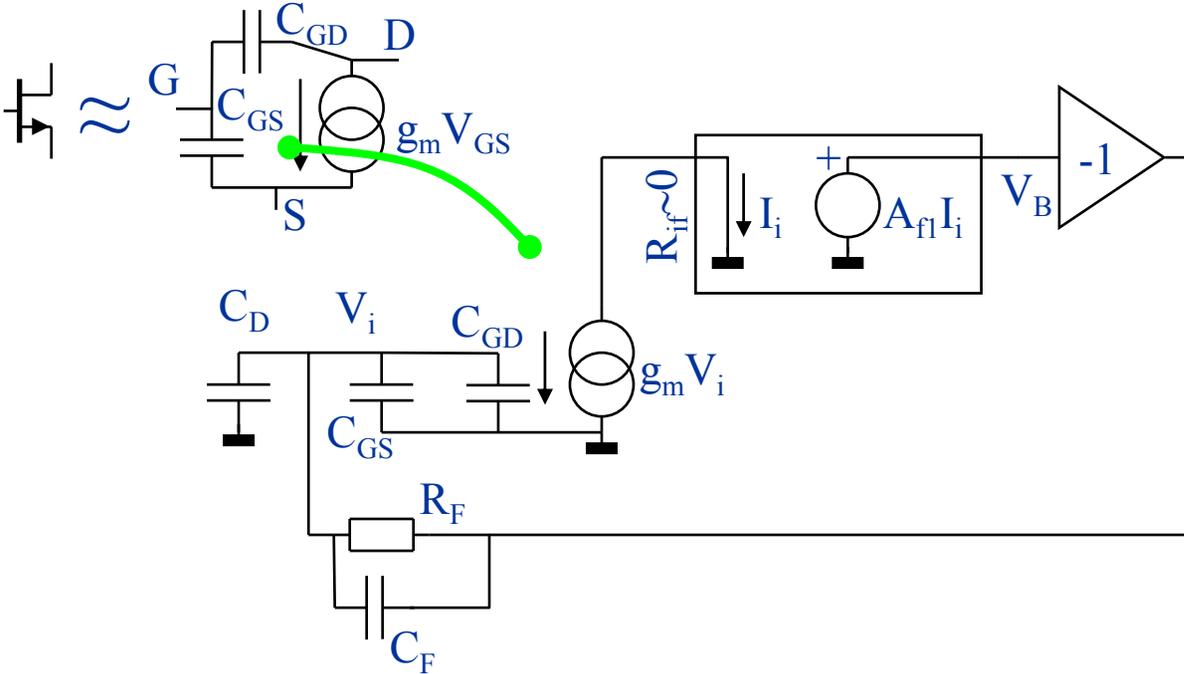
Schema di un preamplificatore di carica (4)

Perciò:

$$A_{f1} \approx -\frac{A_{10}}{C_C \tau_{A1}} \frac{1}{\left(s + \frac{1}{A_{10} C_C R_L}\right)} \frac{1}{\left(s + \frac{A_{10}}{\tau_{A1}}\right)}$$

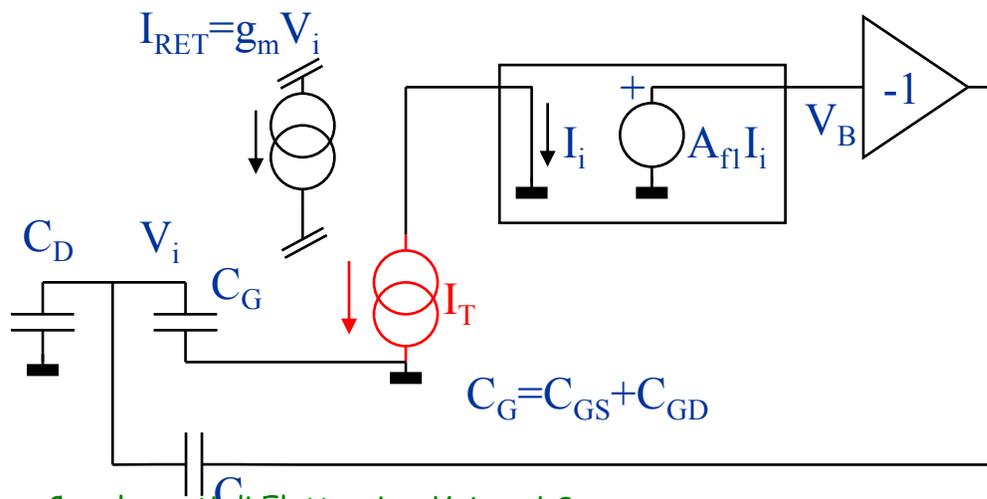
$$\approx -\frac{1}{s C_C} \frac{1}{\left(s \tau_{A1} / A_{10} + 1\right)} = -\frac{1}{s C_C} \frac{1}{\left(s / \omega_{T1} + 1\right)}$$

Il modello del preamplificatore diviene ora:

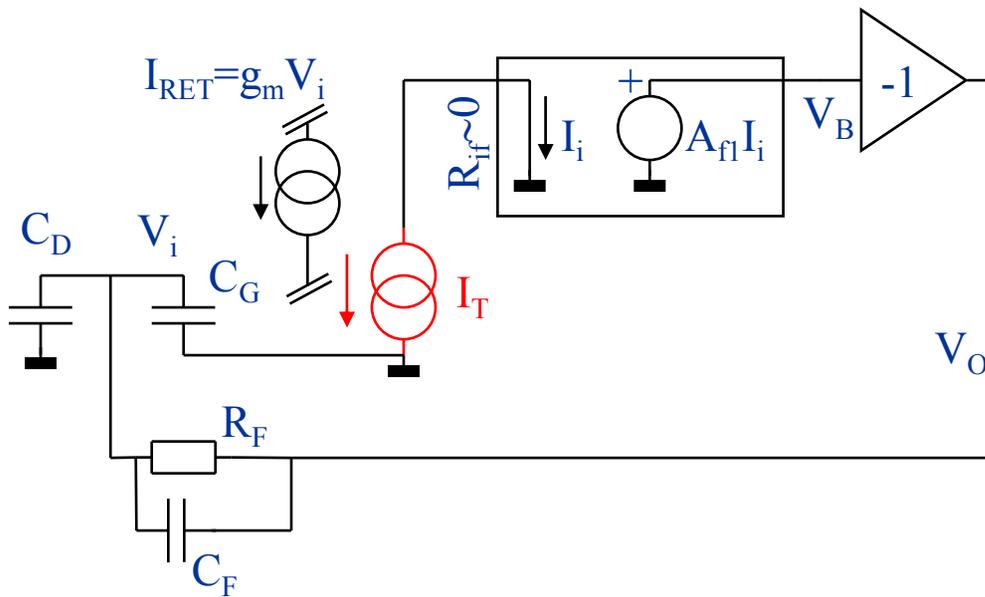


Nel circuito sopra anche il transistor è stato sostituito dal suo modello per piccoli segnali.

Per valutare T possiamo rompere l'anello in diversi punti. Per esempio possiamo in prossimità del generatore $g_m V_i$. Siccome inoltre siamo interessati alla stabilità, conviene considerare di valore elevato R_F .



Schema di un preamplificatore di carica (5)



Supponiamo che il buffer a guadagno -1 all'uscita abbia una funzione di trasferimento:

$$V_o = -\frac{1}{s/\omega_{out} + 1} V_B$$

$$I_i = -I_T, \quad V_B = -A_{f1} I_T, \quad V_o = \frac{1}{s/\omega_{out} + 1} A_{f1} I_T$$

$$V_i \approx \frac{C_F}{C_D + C_G + C_F} V_o = -\frac{C_F}{C_D + C_G + C_F} \frac{1}{s C_C} \frac{1}{(s/\omega_{T1} + 1)} \frac{1}{(s/\omega_{out} + 1)} I_T$$

Infine il guadagno di anello è ($I_{RET} = g_m V_i$):

$$T = \frac{g_m V_i}{I_T} = -g_m \frac{C_F}{C_D + C_G + C_F} \frac{1}{s C_C} \frac{1}{(s/\omega_{T1} + 1)} \frac{1}{(s/\omega_{out} + 1)}$$

Perciò T presenta 3 poli, di cui uno nell'origine.

Supponiamo ora che $\omega_{out} \ll \omega_{T1}$. Non è la norma, ma capita se il carico da pilotare ha una impedenza piccola.

Si supponga di disporre dei seguenti parametri: $\omega_{T1}=283$ Mrad, mentre $\omega_{out}=25$ Mrad e $g_m=5$ mA/V. Inoltre: $C_F=10$ pF, $C_D=100$ pF e $C_G=100$ pF.

Supponiamo senz'altro che la frequenza con angolo margine di 45° capiti proprio a ω_{out} . Affinché $|T| \leq 1$ @ $\omega=\omega_{out}$, deve essere verificato che:

$$|T| = g_m \frac{C_F}{C_D + C_G + C_F} \frac{1}{\omega_{out} C_C} \frac{1}{\sqrt{2}} \leq 1 \quad \Rightarrow$$

$$C_C \geq g_m \frac{C_F}{C_D + C_G + C_F} \frac{1}{\omega_{out}} \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Risulta che C_C deve risultare maggiore di:

$$C_C \geq 6.73 \text{ pF}$$

Considerando che i poli sono effettivamente 3 abbiamo che lo sfasamento effettivo risulta:

$$\Phi(\omega_{out}) = -90^\circ - \text{atn}(\omega_{out}/\omega_T) - 45^\circ = -135^\circ - 5^\circ = -140^\circ$$

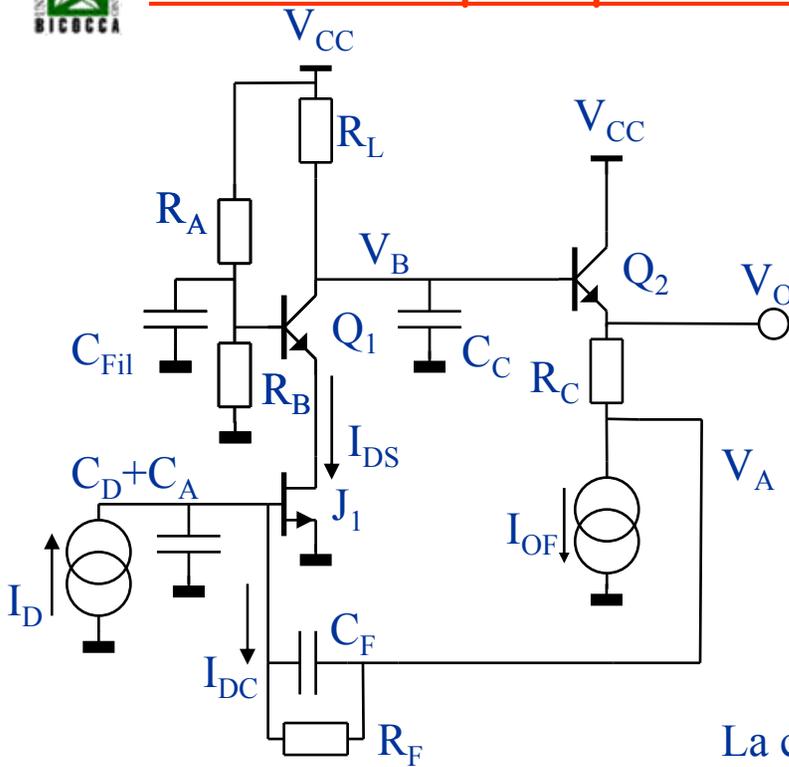
Per migliorare l'angolo margine basterebbe ridurre la frequenza a cui si desidera $|T|=1$. Per esempio riducendo la banda a $0.7\omega_{out}$ si ottiene:

$$\begin{aligned} \Phi(0.7\omega_{out}) &= -90^\circ - \text{atn}(0.7\omega_{out}/\omega_T) - \text{atn}(0.7\omega_{out}) \\ &= -90^\circ - 3.5^\circ - 35^\circ = -128.5^\circ \end{aligned}$$

Quindi dal nuovo T si ricava la capacità di compensazione.

$$|T| = g_m \frac{C_F}{C_D + C_G + C_F} \frac{1}{0.7\omega_{out} C_C} \frac{1}{\sqrt{(0.7\omega_{out}/\omega_{T1})^2 + 1}} \frac{1}{\sqrt{0.49 + 1}} \leq 1$$

$$C_C \geq 11.17 \text{ pF}$$



Il potenziale V_A è circa uguale a V_{GS} , quando I_{DC} risulta avere effetti trascurabili.

Il potenziale di uscita risulta pertanto:

$$V_O = V_{GS} + I_{OF}R_C$$

I_{OF} e R_C sono fondamentali per determinare che il potenziale V_O sia positivo (vedi sotto).

La corrente I_{DS} che scorrerà nel transistore J_1 è:

$$V_B = V_O + 0.7 \text{ V}$$

In definitiva la corrente di lavoro I_{DS} del transistore sarà:

$$I_{DS} = \frac{V_{CC} - V_B}{R_L}$$

E' importante che anche la V_{DS} di J_1 e la V_{CE} di Q_1 siano di valore adeguato. Questi 2 parametri sono dati da:

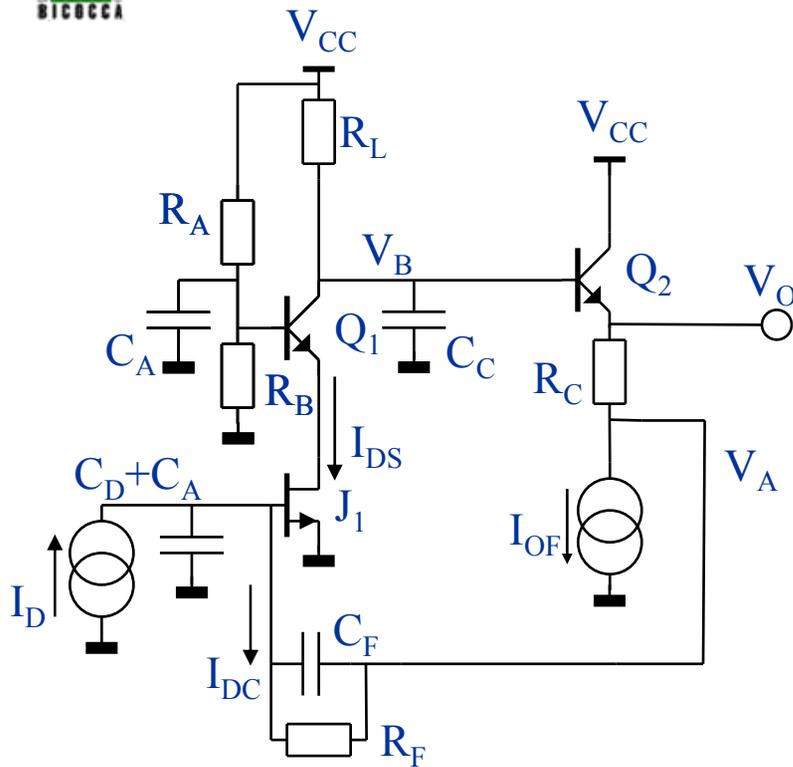
$$V_{DS} = \frac{R_B}{R_A + R_B} V_{CC} - V_{BEQ1} \quad V_{CEQ1} = V_B - \left(\frac{R_B}{R_A + R_B} V_{CC} - V_{BEQ1} \right)$$

Come si può vedere V_{CEQ1} dipende da V_B , quindi dalla tensione $I_{OF}R_C$ il valore deve quindi essere dimensionato in modo opportuno.

La capacità C_C serve a realizzare la compensazione a polo dominante.

Infine va osservato che la presenza della capacità di filtro C_{Fil} è fondamentale per quanto riguarda il rumore. Infatti se non fosse tale da creare una costante di tempo di valore sufficientemente grande in combinazione con $R_A || R_B$ il rumore termico dato dal parallelo di questa coppia di resistenze potrebbe influenzare le prestazioni del preamplificatore.

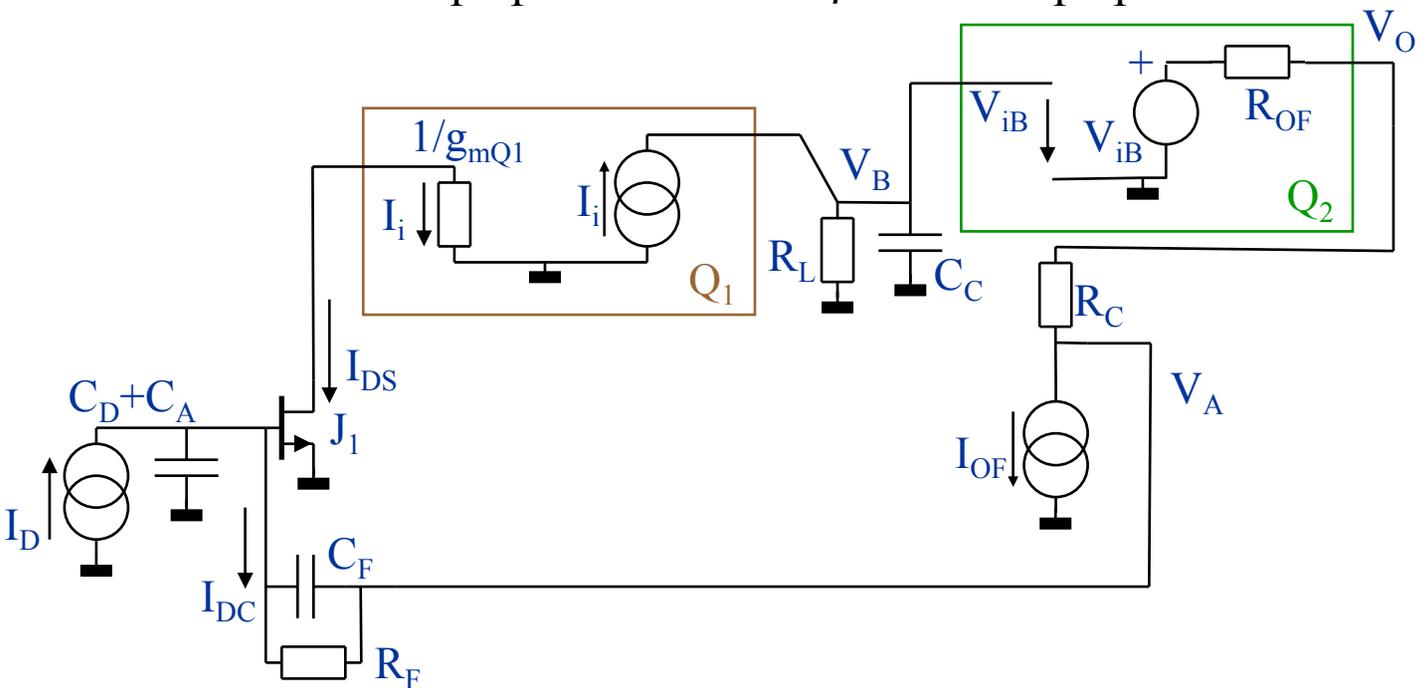
Schema di un preamplificatore di carica classico (2)



Consideriamo ora il comportamento dinamico. Il transistor J_1 è in configurazione source comune. Q_1 è in configurazione base comune mentre Q_2 è in configurazione a collettore comune.

Per il guadagno ad anello chiuso vale senz'altro che:

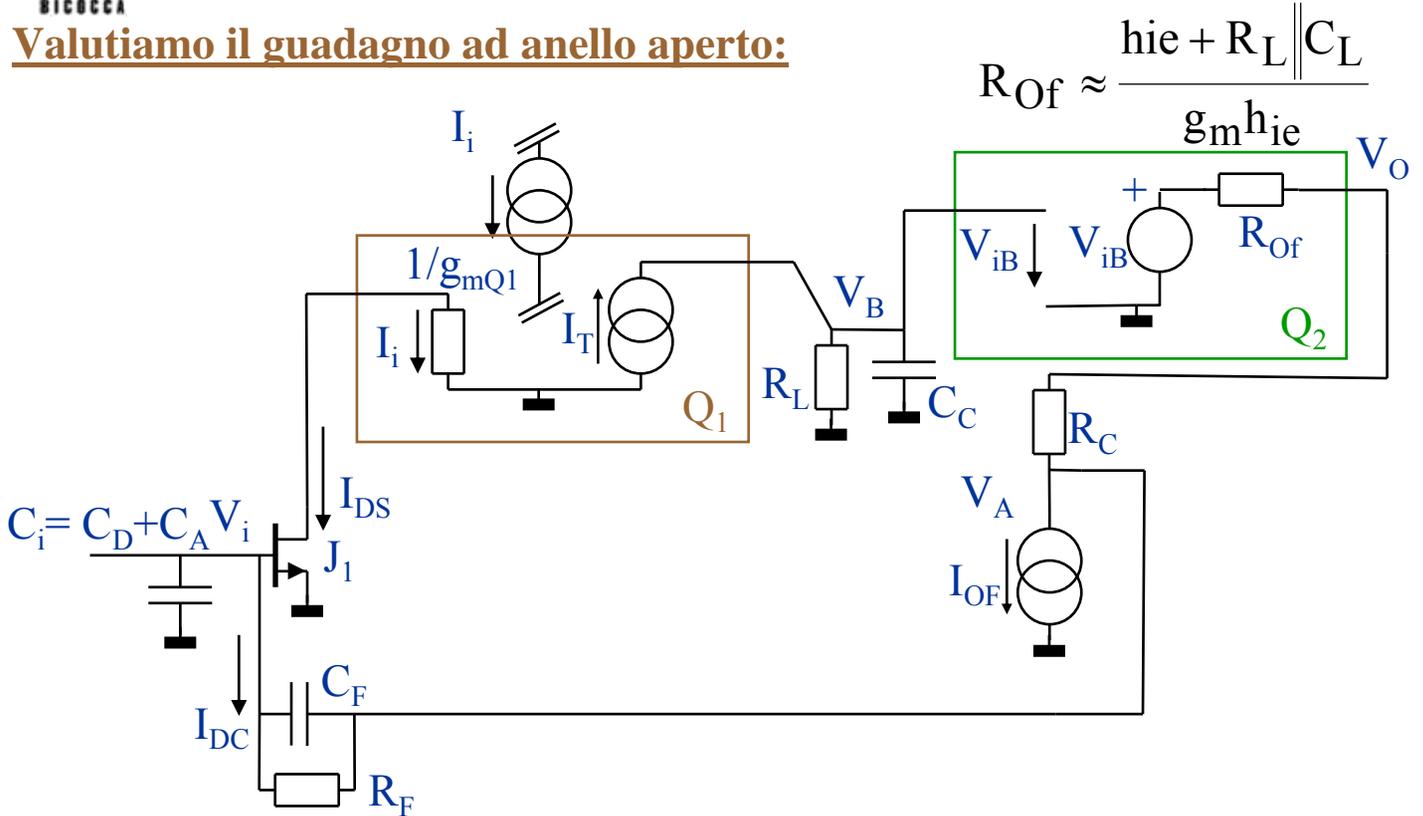
$$V_O = -\frac{R_F}{1 + sC_F R_F} I_D \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{\beta} = -\frac{R_F}{1 + sC_F R_F}$$



Al transistor Q_1 in base comune viene sostituito il suo modello di amplificatore di corrente a guadagno unitario. Lo stesso dicasi per il transistor Q_2 .

Schema di un preamplificatore di carica classico (3)

Valutiamo il guadagno ad anello aperto:



Siccome non consideriamo l'effetto delle capacità presenti nei transistori riassumiamo il comportamento in frequenza ammettendo che il cascode abbia un guadagno di corrente governato da un polo:

$$I = \frac{1}{1 + s\tau_C} I_i$$

Chiamando R_O l'impedenza: $R_O = R_{OF} + R_C$ e $C_i = C_D + C_A$, risulta:

$$V_B = \frac{R_L}{1 + sC_C R_L} I_T \quad V_i = \frac{1}{sC_i R_O + \frac{1}{sC_F} + \frac{1}{sC_i}} V_B$$

$$V_i = \frac{C_F}{sC_i C_F R_O + C_F + C_i} \frac{R_L}{1 + sC_C R_L} I_T \quad I_{DS} = g_m V_i = -I_i$$

Da cui:

$$T = - \frac{C_F}{C_F + C_i} \frac{1}{s \frac{C_i C_F}{C_F + C_i} R_O + 1} \frac{g_m R_L}{1 + sC_C R_L} \frac{1}{1 + s\tau_C}$$

Schema di un preamplificatore di carica classico (4)

Sicuramente il polo τ_C è a sicuramente a frequenza elevata, mentre la frequenza $1/(C_C R_L)$ sarà molto bassa. Per cui ci si approssima a:

$$T \approx -\frac{C_F}{C_F + C_i} \frac{1}{s \frac{C_i C_F}{C_F + C_i} R_O + 1} \frac{g_{m1}}{s C_C}$$

Perciò ci siamo ridotti a 2 poli dominanti. Il margine di 45° è pertanto alla frequenza:

$$\omega_{45} \approx \frac{1}{\frac{C_i C_F}{C_F + C_i} R_O}$$

Perciò C_C dovrà soddisfare:

$$|T| \approx -\frac{C_F}{C_F + C_i} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{g_{m1}}{C_C} \frac{C_i C_F R_O}{C_F + C_i} = 1$$

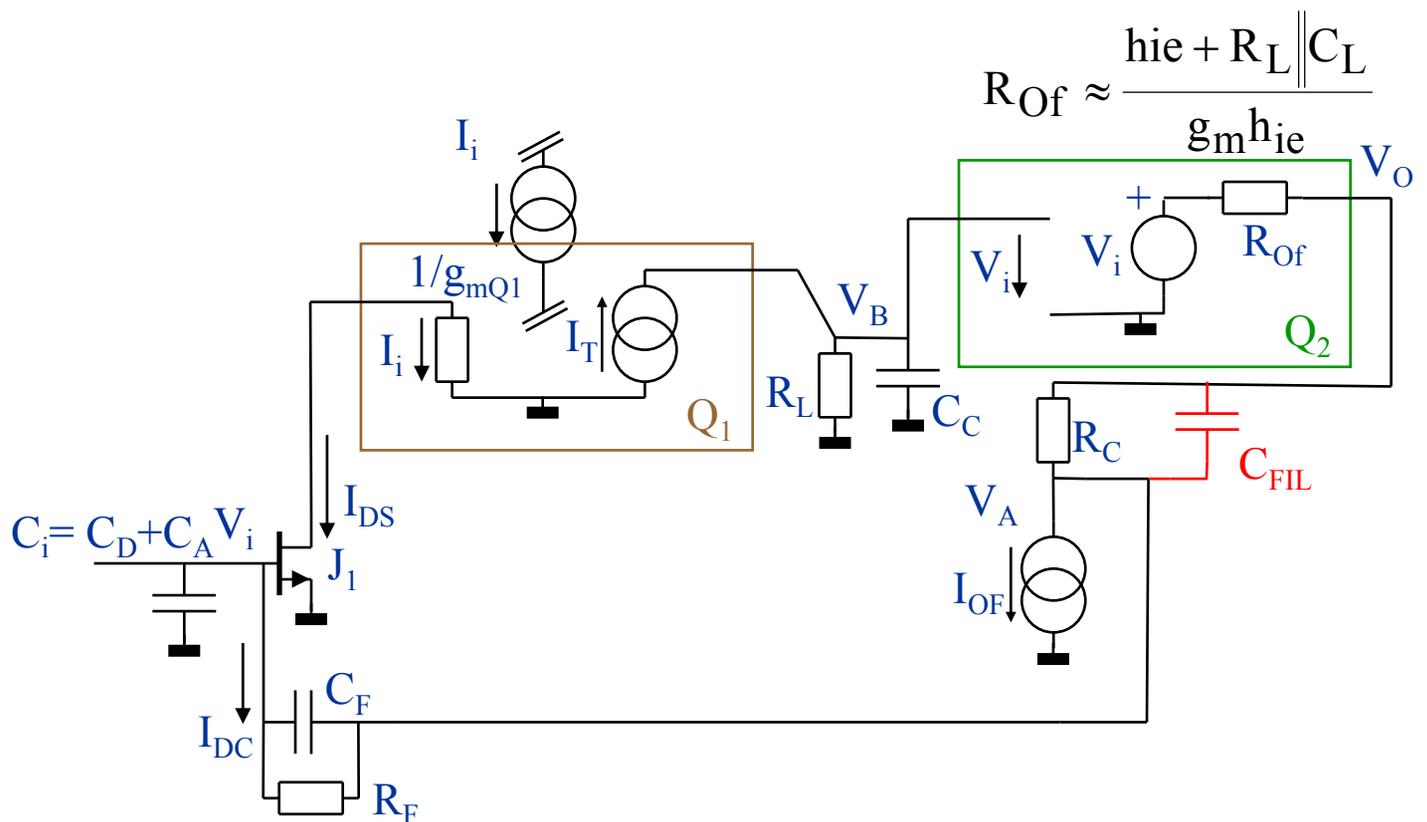
Da cui:

$$C_C \approx \left(\frac{C_F}{C_F + C_i} \right)^2 \frac{g_{m1} R_O}{\sqrt{2}} C_i$$

Per cui benefici si possono ottenere nel massimizzare la banda se R_O è piccola. Questa condizione si può ottenere in 2 modi. Minimizzando R_C e R_{OF} .

Minimizzare R_C è agevole: siccome serve solo per avere una traslazione DC basta porgli in || un condensatore di filtro di valore opportuno.

Schema di un preamplificatore di carica classico (5)



C_{FIL} rende il contributo di R_C trascurabile ad alta frequenza.

Per R_{OF} invece abbiamo che:

$$R_{OF} \approx \frac{h_{ie} + R_L \parallel C_L}{g_m h_{ie}} \approx \frac{1}{g_m} = \frac{V_T}{I_{OF}}$$

Quindi R_{OF} si minimizza solo aumentando la corrente di lavoro del transistore di uscita.

A volte si cerca di compensare il secondo polo del guadagno di anello introducendo uno zero. Oppure si cerca di sopperire alla perdita di guadagno a frequenze elevate connettendo in parallelo allo stadio di guadagno una rete RC opportuna.

In tutti questi casi accade spesso che lo zero non compensa esattamente il polo:

$$T = -\frac{A\beta(s\tau_z + 1)}{(s\tau_A + 1)(s\tau_B + 1)}$$

E' chiaro che se τ_z fosse esattamente uguale a τ_B si otterrebbe un comportamento perfetto a polo dominante. In genere però questa compensazione perfetta è di difficile realizzazione. Di conseguenza il guadagno ad anello chiuso risulta proporzionale a:

$$\begin{aligned} A_f \div \frac{-T}{1-T} &= \frac{A\beta(s\tau_z + 1)}{(s\tau_A + 1)(s\tau_B + 1) + A\beta(s\tau_z + 1)} \\ &= \frac{A\beta(s\tau_z + 1)}{s^2\tau_A\tau_B + s(\tau_A + \tau_B + \tau_z A\beta) + 1 + A\beta} \end{aligned}$$

La presenza di τ_z aiuta a compensare la fase. Infatti aumenta il valore del discriminante:

$$\Delta = (\tau_A + \tau_B + \tau_z A\beta)^2 - 4(1 + A\beta)\tau_A\tau_B$$

In alcune situazioni la presenza dello zero introduce quello che si dice un allungamento del settling-time per via della presenza della derivata introdotta.

Possiamo verificare l'effetto in modo qualitativo con un caso estremo.

Consideriamo la seguente funzione::

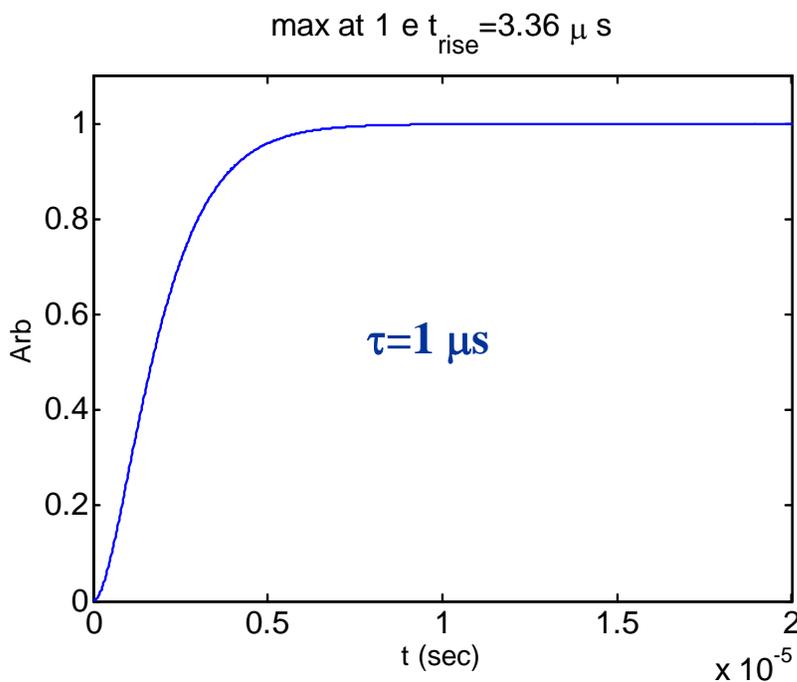
$$f(s) = -\frac{(s\tau_z + 1)}{(s\tau + 1)^2}$$

Che presenta 2 poli reali coincidenti a frequenza $-1/\tau$. Se lo zero fosse nullo la funzione, nella risposta al gradino unitario, si ridurrebbe a:

$$f(s) = -\frac{1}{s} \frac{1}{(s\tau + 1)^2}$$

Ovvero, nel dominio del tempo:

$$f(t) = 1 - \left(1 + \frac{t}{\tau}\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$$



In questo caso la risposta non presenta sovra-elongazioni. Il rise time è maggiore che nel caso si avesse un solo polo (sarebbe stato a $2.2 \mu\text{s}$).

Supponiamo ora che τ_z sia proporzionale a τ con fattore α , $\alpha \geq 1$ e consideriamo la risposta alla $1(t)$:

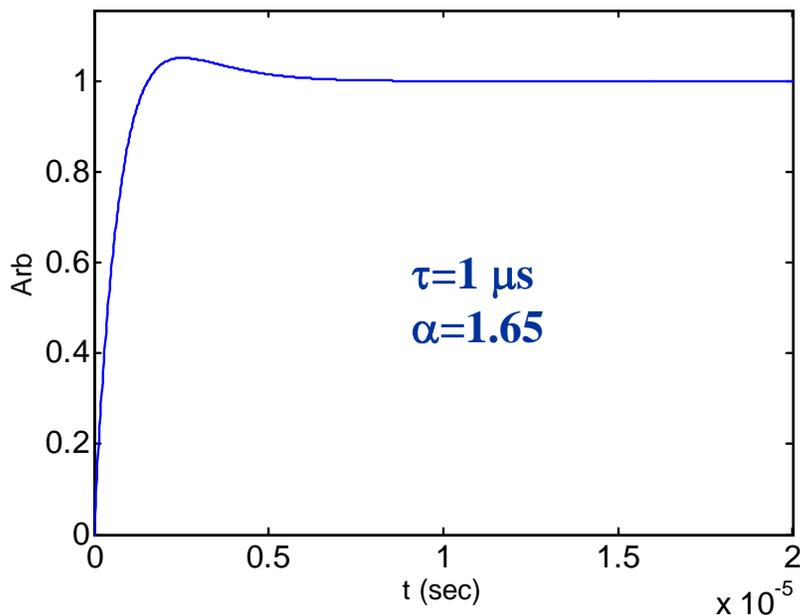
$$f(s) = -\frac{1(s\alpha\tau + 1)}{s(s\tau + 1)^2}$$

La risposta la gradino ha la forma:

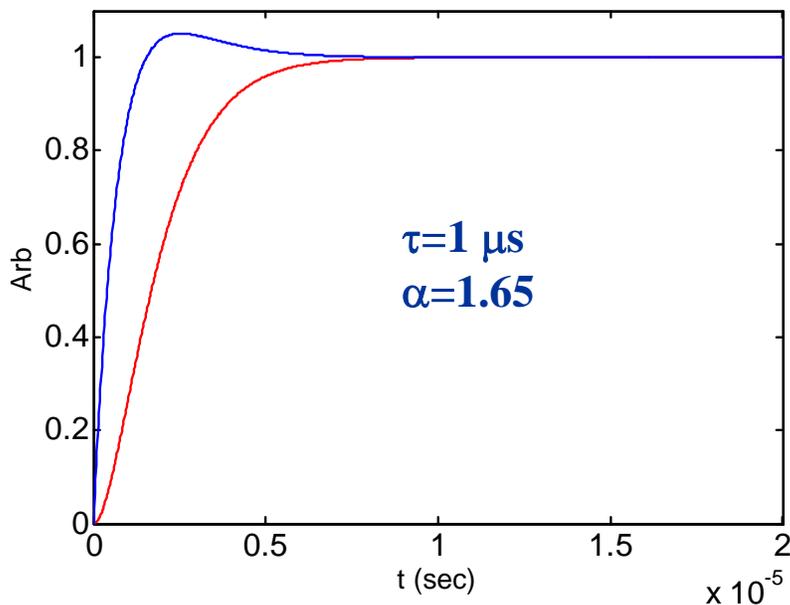
$$f(t) = 1 + \left[(\alpha - 1) \frac{t}{\tau} - 1 \right] \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$$

La presenza di α rende “positivo” il contributo del termine in t/τ

max at 1.051 e $t_{\text{rise}} = 1.02 \mu\text{s}$



Vediamo che con $\alpha=1.65$ si ottiene una sovra-elongazione del 5% che non si ripercuote in una oscillazione smorzata. Il rise time migliora considerevolmente.



Il tempo di assestamento al regime finale nei 2 casi rimane il medesimo.

R. Gregorian, G. C. Temes

Analog MOS Integrated circuits for signal processing

John Wiley & Sons, Inc., 1986.

A. B. Grebene

Bipolar and MOS analog integrated circuit design

John Wiley & Sons, Inc., 1984. 621.3815GREB.BIP /1984

J. Millman, A. Grabel

Microelectronics

McGraw-Hill, 1987. 621.3815MILJ.MIC /1987

S. Franco

Design with operational amplifiers and analog integrated circuits

McGraw-Hill, 2002. 621.3815FRAS.DES/2002BS

G.H.L. Meyer

Analysis and design of analog integrated circuits

John Wiley & Sons, Inc., 2000. 621.3815GRAP.ANA2001

Hendrik W. Bode

Network Analysis and Feedback Amplifier Design

D. Van Nostrand Company, Inc., 1949. 621.31921.BODH.NET/1945

Behzad Razavi

Fundamentals of Microelectronics

John Wiley & Sons, Inc., 2008. 621.381.RAZB.FUN/2008

P.R.Gray, P.J.Hurst, S.H.Lewis, R.G.Meyer

Analysis and Design of Analog Integrated Circuits

John Wiley & Sons, Inc., 2008. 621.3815.GRAP.ANA/2001

A.S.Sedra, K.C.Smith

Microelectronic Circuits

Oxford University Press, 2004. 621.381.SEDA.MIC/2004

Horowitz & Hill

The Art of Electronics

Cambridge University Press, 1999. 621.381.HORP.AET.1989BS

R. L. Geiger, P. E. Allen, N. R. Strader

Design techniques for analog and digital circuits

McGraw-Hill, 1990.